

TECHNISCHE UNIVERSITÄT MÜNCHEN

Lehrstuhl für Werkzeugmaschinen und Fertigungstechnik am
Institut für Werkzeugmaschinen und Betriebswissenschaften (*iwb*)

**Dynamiksteigerung von Galvanometer-Laserscannern
mittels moderner Regelungsmethoden**

Sebastian Jan Pieczona

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Maschinenwesen der Technischen
Universität München zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)

genehmigten Dissertation.

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. Karsten Stahl

Prüfer der Dissertation: 1. Prof. Dr.-Ing. Michael F. Zäh
2. Prof. Dr.-Ing., Dr. h.c. Konrad Wegener

Die Dissertation wurde am 07.05.2020 bei der Technischen Universität München eingereicht und durch die Fakultät für Maschinenwesen am 13.10.2020 angenommen.

Geleitwort der Herausgeber

Die Produktionstechnik ist für die Weiterentwicklung unserer Industriegesellschaft von zentraler Bedeutung, denn die Leistungsfähigkeit eines Industriebetriebes hängt entscheidend von den eingesetzten Produktionsmitteln, den angewandten Produktionsverfahren und der eingeführten Produktionsorganisation ab. Erst das optimale Zusammenspiel von Mensch, Organisation und Technik erlaubt es, alle Potentiale für den Unternehmenserfolg auszuschöpfen.

Um in dem Spannungsfeld Komplexität, Kosten, Zeit und Qualität bestehen zu können, müssen Produktionsstrukturen ständig neu überdacht und weiterentwickelt werden. Dabei ist es notwendig, die Komplexität von Produkten, Produktionsabläufen und -systemen einerseits zu verringern und andererseits besser zu beherrschen.

Ziel der Forschungsarbeiten des *iwb* ist die ständige Verbesserung von Produktentwicklungs- und Planungssystemen, von Herstellverfahren sowie von Produktionsanlagen. Betriebsorganisation, Produktions- und Arbeitsstrukturen sowie Systeme zur Auftragsabwicklung werden unter besonderer Berücksichtigung mitarbeiterorientierter Anforderungen entwickelt. Die dabei notwendige Steigerung des Automatisierungsgrades darf jedoch nicht zu einer Verfestigung arbeitsteiliger Strukturen führen. Fragen der optimalen Einbindung des Menschen in den Produktentstehungsprozess spielen deshalb eine sehr wichtige Rolle.

Die im Rahmen dieser Buchreihe erscheinenden Bände stammen thematisch aus den Forschungsbereichen des *iwb*. Diese reichen von der Entwicklung von Produktionssystemen über deren Planung bis hin zu den eingesetzten Technologien in den Bereichen Fertigung und Montage. Steuerung und Betrieb von Produktionssystemen, Qualitätssicherung, Verfügbarkeit und Autonomie sind Querschnittsthemen hierfür. In den *iwb* Forschungsberichten werden neue Ergebnisse und Erkenntnisse aus der praxisnahen Forschung des *iwb* veröffentlicht. Diese Buchreihe soll dazu beitragen, den Wissenstransfer zwischen dem Hochschulbereich und dem Anwender in der Praxis zu verbessern.

Gunther Reinhart

Michael Zäh

Vorwort des Verfassers

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Werkzeugmaschinen und Betriebswissenschaften (*iwb*) der Technischen Universität München. Mein besonderer Dank gilt meinem Doktorvater, Herrn Prof. Dr.-Ing. Michael Zäh, sowie Herrn Prof. Dr.-Ing. Gunther Reinhart für die wohlwollende Förderung und großzügige Unterstützung meiner Arbeit. Bei Herrn Prof. Dr.-Ing., Dr. h.c. Konrad Wegener, dem Leiter des Instituts für Werkzeugmaschinen und Fertigung (IWF) der ETH Zürich, möchte ich mich herzlich für die Übernahme des Korreferats und die aufmerksame Durchsicht der Arbeit bedanken. Für die Übernahme des Prüfungsvorsitzes danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Karsten Stahl, dem Leiter des Lehrstuhls für Maschinenelemente. Weiteren Dank möchte ich sämtlichen Kolleginnen und Kollegen des *iwb*, besonders der Themengruppe Werkzeugmaschinen, aussprechen, die während der Anfertigung dieser Arbeit stets ein offenes Ohr für fachliche aber auch fachfremde Themen hatten.

Zudem möchte ich an dieser Stelle den Einsatz aller Studentinnen und Studenten – hervorzuheben sind die Herren Simon Zollitsch, Fabio Muratore und Tadeas Sedlacek – würdigen, die mich mit ihren Studienarbeiten bei der Erstellung dieser Dissertation unterstützt haben. Außerdem bedanke ich mich bei der ARGES GmbH für die gute Zusammenarbeit und die Bereitstellung der in dieser Arbeit verwendeten Galvanometer-Laserscanner. Großer Dank gebührt darüber hinaus den Herren Ulrich Bühler, Oliver Ochs, Robin Kleinwort und Christian Rebelein, die mit ihrer kritischen Begutachtung des Manuskripts wesentlich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Besonders bedanken möchte ich mich zudem bei meiner Frau, meinen Freunden sowie bei meinen Eltern und meinen beiden Schwestern, die mir mit ihrer Zuversicht und fortwährenden Unterstützung stets Rückhalt gegeben haben.

Zuletzt möchte ich noch meinem Freund und ehemaligen Betreuer Herrn Dr.-Ing. Klaus-Jürgen Diepold danken, der mich während meines Maschinenbaustudiums stets förderte und meinen Ehrgeiz für die Forschung und eine Promotion geweckt hat.

Garching, im Oktober 2020

Sebastian J. Pieczona

Für meine Eltern

Inhaltsverzeichnis

Akronyme und Abkürzungen	V
Notationen und Formelzeichen	VII
1 Einleitung	1
1.1 Herausforderungen in der Laser-Materialbearbeitung	1
1.2 Zielsetzung und Vorgehensweise	3
1.3 Gültigkeitsbereich der vorgestellten Ansätze	4
2 Grundlagen	7
2.1 Systemdarstellungen und ihre Eigenschaften	7
2.1.1 Übertragungsfunktionen	8
2.1.2 Zustandsraumdarstellung	13
2.1.3 Takagi-Sugeno-Fuzzy-System	14
2.2 Least Mean Square	16
2.2.1 Adaption eines Filters mittels Least Mean Square	16
2.2.2 Zeitkonstanten der Adaption	19
2.3 Grundlagen der Strukturdynamik	19
3 Scannergrundlagen und verwendete Systeme	23
3.1 Aufbau und Funktionsweise eines Galvanometer-Laserscanners	24
3.2 Aufbau und Funktionsweise des Versuchsstands	27
3.3 Toleranzen und ihre Auswirkungen auf das Systemverhalten	31
4 Stand der Technik und Forschung	35
4.1 Dynamiksteigerung von Laserscannern	35
4.1.1 Alternative Hardwarekonzepte	35
4.1.2 Modellierungs- und Regelungsansätze	38
4.2 Dynamiksteigerung anderer hochdynamischer Systeme	42
4.3 Flächenbasierte Darstellung des Strukturverhaltens	45

4.4	Zusammenfassung und Handlungsbedarf	47
5	Flächenbasierte Darstellung der Strukturdynamik	49
5.1	Problemstellung	49
5.2	Methode zur flächenbasierten Darstellung (TSSD)	50
5.3	Approximatives TSSD (TSSD-APX)	51
5.4	Sector Nonlinearity Approach TSSD (TSSD-SNA)	55
5.5	Vergleich von TSSD-APX und TSSD-SNA	59
5.6	Bewertung der TSSD-Methode	61
5.6.1	Validierung von TSSD-APX an einer Stahlplatte	61
5.6.2	Validierung von TSSD-SNA an einem Balken	64
5.7	Fazit zur TSSD	67
6	Modellierung eines Galvanometer-Laserscanners	69
6.1	Problemstellung	69
6.2	Untersuchung der physikalischen Wirkzusammenhänge	70
6.2.1	Freikörperverhalten sowie Stromkopplung	72
6.2.2	Stromdynamik	74
6.2.3	Magnetische Remanenz	76
6.2.4	Lagerreibung	79
6.2.5	Strukturdynamik	81
6.2.6	Leistungselektronik und Signalverarbeitung	90
6.2.7	Fazit zur Betrachtung der Wirkzusammenhänge	91
6.3	Mögliche Modellierungsvarianten für ein Galvanometer	92
6.4	Eingangsbasierte Modellierung über FIR-Filter	94
6.5	Fazit zur Modellierung	99
7	Dynamiksteigerung am Galvanometer-Laserscanner	101
7.1	Problemstellung	101
7.2	Gegenüberstellung potentieller Regelungsvarianten	102
7.2.1	Bewertung von Model Predictive Control	103
7.2.2	Bewertung von adaptiven Regelungsverfahren	103
7.3	Dynamiksteigerung mittels Adaptive Inverse Control	106
7.3.1	Adaptive Inverse Control an einem Scannersystem	106
7.3.2	Bewertung der Regelungsperformanz	114

7.4	Dynamiksteigerung mittels Photo Adaptive Inverse Control	120
7.4.1	Photo Adaptive Inverse Control an einem Scannersystem . . .	120
7.4.2	Bewertung der Regelungsperformanz	125
7.5	Komponentenschutzmethoden	132
7.5.1	Signalbestimmung	133
7.5.2	Wärmetransportansatz	135
7.6	Fazit zur Dynamiksteigerung	137
8	Betrachtung der Übertragungsmöglichkeiten	139
8.1	Problemstellung	139
8.2	Übertragung der TSSD	141
8.3	Übertragung der Modelle	142
8.4	Übertragung der Regelung	144
8.5	Fazit zur Übertragungsmöglichkeit	147
9	Zusammenfassung und Ausblick	149
9.1	Zusammenfassung	149
9.2	Potentialanalyse	151
9.2.1	Industrielle Umsetzung	151
9.2.2	Potentiale	154
9.3	Ausblick	155
	Literatur	159
	Verzeichnis der betreuten Studienarbeiten	179
	Anhang	181
A.1	Skineffekt an einer Galvanometerspule	181
A.2	Möglichkeit zur Modellierung der Lagerreibung	182
A.3	Parameter und weiterführende Angaben	183

Akronyme und Abkürzungen

Abkürzung	Beschreibung
2DoF-Struktur	<i>Two-Degree-of-Freedom-Struktur</i>
AC	<i>Adaptive Control</i>
AIC	<i>Adaptive Inverse Control</i>
APPC	<i>Adaptive Pole Placement Control</i>
CFK	<i>carbonfaserverstärkter Kunststoff</i>
CGS	<i>Centimetre-Gram-Second</i>
CPU	<i>Central Processing Unit</i>
DGL	<i>Differentialgleichung</i>
EV	<i>Eigenvektor</i>
FE-Analyse	<i>Finite-Elemente-Analyse</i>
FEM	<i>Finite-Elemente-Methode</i>
FFT	<i>Fast-Fourier-Transformation</i>
FIR	<i>Finite-Impulse-Response</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
FRF	<i>Frequency Response Function</i>
FRIT	<i>Fictitious Reference Iterative Tunings</i>
GMV	<i>generalisierte Minimum-Varianz</i>
HDD	<i>Hard Disk Drive</i>
IIR	<i>Infinite-Impulse-Response</i>
KNN	<i>Künstliches Neuronales Netz</i>
LBM	<i>Laser Beam Melting</i>
LMS	<i>Least Mean Square</i>
MIMO	<i>Multiple-Input-Multiple-Output</i>
MISO	<i>Multiple-Input-Single-Output</i>
MPC	<i>Model Predictive Control</i>
MRAC	<i>Model Reference Adaptive Control</i>

Abkürzung	Beschreibung
MSE	<i>Mean Squared Error</i>
OCT	<i>optische Kohärenztomografie</i>
PFC	<i>Parallel Feedforward Compensator</i>
PHAIC	<i>Photo Adaptive Inverse Control</i>
PID	<i>Proportional-Integral-Derivative</i>
PTS	<i>Prototypensystem</i>
RAS	<i>Remote-Abtragsschneiden</i>
RBE	<i>Rigid Body Element</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SAC	<i>Simple Adaptive Control</i>
SISO	<i>Single-Input-Single-Output</i>
SNA	<i>Sector Nonlinearity Appraoch</i>
TFS	<i>Tripple Flow Snake</i>
TSFS	<i>Takagi-Sugeno-Fuzzy-System</i>
TSSD	<i>TSFS zur Beschreibung der Strukturdynamik</i>
TSSD-APX	<i>approximatives TSSD</i>
TSSD-SNA	<i>TSSD unter Verwendung des SNA</i>
UOD	<i>Universe of Discourse</i>
ZRM	<i>Zustandsraummodell</i>

Notationen und Formelzeichen

Notationen:

Notation	Beschreibung
a	Skalar
\mathbf{a}	Vektor
\mathbf{A}	Matrix
\dot{a}	erste Ableitung von a nach der Zeit
\ddot{a}	zweite Ableitung von a nach der Zeit
\dddot{a}	dritte Ableitung von a nach der Zeit
$a^{(i)}$	i^{te} Ableitung von a nach der Zeit
a_i	i^{tes} Element des Vektors \mathbf{a}
$ a $	Betrag von a
$ A $	Absolutverhalten von A
$\sphericalangle(A)$	Phasenverhalten von A
a^*	optimaler Wert von a oder Ruheposition a
\hat{a}	Abschätzung von a
$\text{sgn}(a)$	Signum von a
$E[a]$	Erwartungswert von a
$\mathbf{T}(a)$	Term-Set der linguistischen Variable a
$\text{RMS}(a)$	Root Mean Square von a
$\text{tr}(\mathbf{A})$	Spur der Matrix \mathbf{A}

Lateinische Formelzeichen:

Formelzeichen	Beschreibung
a	Parameter einer (Übertragungs-)Funktion
a_i	i^{ter} Parameter einer (Übertragungs-)Funktion
\mathbf{A}	Dynamikmatrix
\mathbf{A}_d	diskrete Dynamikmatrix
\mathbf{A}_i	i^{te} Teilmatrix der Dynamikmatrix
b	Parameter einer (Übertragungs-)Funktion
b_i	i^{ter} Parameter einer (Übertragungs-)Funktion
\mathbf{b}	Eingangsvektor
\mathbf{b}_0	nodaler Eingangsvektor
\mathbf{b}_i	i^{ter} Eingangsvektor
B_{mag}	magnetische Flussdichte in T
$B_{\text{mag,R}}$	magnetische Restflussdichte in T
\mathbf{B}	Eingangsmatrix
\mathbf{B}_d	diskrete Eingangsmatrix
\mathbf{B}_i	i^{te} Teilmatrix der Eingangsmatrix
\mathbf{c}_0	nodaler Ausgangsvektor
\mathbf{c}_i	i^{ter} Ausgangsvektor
\mathbf{C}	Ausgangsmatrix
\mathbf{C}_d	diskrete Ausgangsmatrix
\mathbf{C}_i	i^{te} Teilmatrix der Ausgangsmatrix
\mathbf{c}	FIR-Filter der Inversen von \mathbf{w}
\mathbf{c}_{norm}	normalisierter FIR-Filter der Inversen von \mathbf{w}
\mathbf{c}_{sen}	FIR-Filter des inversen Sensorverhaltens \mathbf{w}_{sen}
\mathbf{c}_{spi}	FIR-Filter des inversen Spiegelverhaltens \mathbf{w}_{spi}
\mathbf{c}_x	FIR-Filter der inversen x -Achse \mathbf{w}_x
\mathbf{c}_y	FIR-Filter der inversen y -Achse \mathbf{w}_y
d	nichtlineare Funktion
d_i	i^{te} nichtlineare Funktion
\mathbf{d}	nichtlinearer Funktionsvektor
\mathbf{d}_{in}	nichtlineare Funktion des Eingangs
\mathbf{d}_{out}	nichtlineare Funktion des Ausgangs
\mathbf{D}	Dämpfungsmatrix

Formelzeichen	Beschreibung
e	Störung bzw. Fehler
e_k	Störung zum Zeitschritt k
f	Eingangssignal eines diskreten Filters
f_k	Eingangssignal eines diskreten Filters zum Zeitpunkt k
f_c	Eingangssignal zur Adaption von c
f_w	Eingangssignal zur Adaption von w
F	z-transformierter Eingang eines diskreten Signals
g	Ausgangssignal eines diskreten Filters
g_k	Ausgang eines diskreten Filters zum Zeitpunkt k
$g_{ges,k}$	Gesamtausgang eines Filters zum Zeitpunkt k
G	z-transformierter Ausgang eines diskreten Signals
h_i	i^{ter} Filterkoeffizient
h_i^*	optimaler i^{ter} Filterkoeffizient
H	diskrete Übertragungsfunktion bzw. diskretes Filter
$ H $	Absolutwert der Übertragungsfunktion H
H_0	Übertragungsverhalten um die Position $\varphi = 0$
H_+	Übertragungsverhalten um die Position φ_+
H_-	Übertragungsverhalten um die Position φ_-
H^*	optimales diskretes Filter
H_{kau}^*	kausales optimales diskretes Filter
H_{lin}	Übertragungsfunktion eines linearen Systems
H_M	Übertragungsfunktion des Referenzmodells M
H_{mag}	magnetische Feldstärke in $\frac{\text{A}}{\text{m}}$
$H_{\text{mag,C}}$	magnetische Koerzitivfeldstärke in $\frac{\text{A}}{\text{m}}$
H_{nlin}	Übertragungsfunktion eines nichtlinearen Systems
H_{rot}	Nachgiebigkeitsfrequenzgang einer Rotation
$ H_{\text{rot}} $	Absolutwert der Übertragungsfunktion H_{rot} in $\frac{1}{\text{Nm}}$
$\sphericalangle(H_{\text{rot}})$	Phasengang der Übertragungsfunktion H_{rot}
$H_{\text{trans},i}$	Frequenzgang einer Translation der i^{ten} Position
$ H_{\text{trans},i} $	Absolutwert der Übertragungsfunktion $H_{\text{trans},i}$ in $\frac{\text{m}}{\text{Nm}}$
$\sphericalangle(H_{\text{trans},i})$	Phasengang der Übertragungsfunktion $H_{\text{trans},i}$
i	Laufvariable bzw. Vektorindex

Formelzeichen	Beschreibung
I	Stromstärke einer Galvanometerspule in A
\mathbf{I}	Einheitsmatrix
j	Laufvariable bzw. Vektorindex
J_{sk}	frequenzabhängige Stromflussverteilung in $\frac{A}{Nm^2}$
$J_{sk,0}$	Ausgangswert der Stromflussverteilung in $\frac{A}{Nm^2}$
k	diskreter Zeitschritt
\mathbf{K}	Steifigkeitsmatrix
l	Laufvariable bzw. Indexvektor
L	Induktivität in H
L_i^d	i^{te} linguistische Variable der Funktion d
\mathbf{L}	linguistischer Vektor eines Fuzzy-Systems
M	Referenzmodell
M_a	Beschleunigungsmoment in Nm
M_g	Gleitmoment in Nm
M_h	Haftmoment in Nm
M_m	magnetisches Drehmoment in Nm
\mathbf{M}	Massenmatrix
n	Dimension eines Filters oder Vektors
N	Dimension eines Filters oder Vektors
o	Sollsignal eines Trajektoriengenerators
\mathbf{o}	Sollsignalvektor eines Zyklus der Größe r_w
o_w	Sollsignal der Adaption von w
o_c	Sollsignal der Adaption von c
p_x	Position in x -Richtung
p_y	Position in y -Richtung
p_z	Position in z -Richtung
\mathbf{p}	Positionsvektor
$\mathbf{P}(\text{core},j)$	Position des Kerns der j^{ten} Zugehörigkeitsfunktion
\mathbf{p}_{in}	Positionsvektor des Eingangs
\mathbf{p}_{out}	Positionsvektor des Ausgangs
\tilde{p}_i	i^{ter} Eintrag des Prämissenvektors $\tilde{\mathbf{p}}$
$\tilde{\mathbf{p}}$	Prämissenvektor eines Fuzzysystems

Formelzeichen	Beschreibung
\mathbf{p}	Kreuzkorrelationsvektor von Ein- und Ausgang
Δp_{ij}	Euklidische Distanz zwischen den Punkten i und j
Δp_{sk}	frequenzabhängige Eindringtiefe in m
$\Delta \bar{p}$	benutzerdefinierte Euklidische Distanz
P	Leistung in W
P_{el}	elektrische Leistung in W
P_{mag}	magnetische Leistung in W
P_{mech}	mechanische Leistung in W
P_{ver}	Verlustleistung in W
\mathcal{P}	Grundmenge des Prämissenvektors $\tilde{\mathbf{p}}$
q	Verschiebungsvariable
\mathbf{q}	modaler Verschiebungsvektor
\mathbf{q}_0	nodaler Verschiebungsvektor
\tilde{q}_i	i^{ter} Eintrag des Prämissenvektors $\tilde{\mathbf{q}}$
\tilde{q}_{in}	Prämissenvariable des Eingangs beim TSSD
\tilde{q}_{out}	Prämissenvariable des Ausgangs beim TSSD
$\tilde{\mathbf{q}}$	Prämissenvektor eines Fuzzysystems
\mathcal{Q}	Grundmenge des Prämissenvektors $\tilde{\mathbf{q}}$
r	Anzahl an Koeffizienten oder Parametern
r_c	Anzahl an Koeffizienten des Filters \mathbf{c}
r_{in}	Anzahl an Eingangspunkten
r_{out}	Anzahl an Ausgangspunkten
r_R	Anzahl an Regeln eines Fuzzy-Systems
r_S	Anzahl an Fuzzy-Sets
r_{sum}	Summe aller Punkte
r_w	Anzahl an Koeffizienten des Filters \mathbf{w}
R	elektrischer Widerstand in Ω
\mathbf{R}	Eigenkorrelationsmatrix des Eingangs
s	komplexwertiger Parameter
t	Zeit in s
T	diskrete Schrittweite bzw. Abtastzeit in s
ΔT	Totzeit in Zeitschritten (Samples)

Formelzeichen	Beschreibung
u	Stellgröße eines kontinuierlichen Systems
\mathbf{u}	Stellgrößenvektor
\mathbf{u}^*	Stellgrößenvektor an einer Ruheposition
U	Spannung an einer Galvanometerspule
v_i	Grad der Aktivität der i^{te} Regel eines Fuzzy-Systems
\tilde{v}_i	normalisierter Grad der Aktivität der i^{te} Regel
\mathbf{w}	FIR-Filter zur Abbildung eines Systems
\mathbf{w}^*	optimale Lösung eines FIR-Filters
\mathbf{w}_0	FIR-Filter zum Zeitschritt 0
\mathbf{w}_k	FIR-Filter zum Zeitschritt k
\mathbf{w}_{sen}	FIR-Filter des Sensorverhaltens
\mathbf{w}_{spi}	FIR-Filter des Spiegelverhaltens
\mathbf{w}_x	FIR-Filter der x -Achse
\mathbf{w}_y	FIR-Filter der y -Achse
x	Position in m
x^*	fehlerfreie und optimale Position in m
\mathbf{x}	Zustandsvektor
\mathbf{x}^*	Ruheposition bzw. optimale Position
x_{ik}	i^{ter} Eintrag eines Signalvektors zum Zeitpunkt k
\mathbf{x}_k	Signalvektor eines Filters zum Zeitpunkt k
y	Ausgang bzw. Position in m
y^*	fehlerfreie und optimale Position
$y_{\mathbf{c}}$	Systemausgang zur Adaption von \mathbf{c}
y_i	i^{ter} Teilausgang
y_{sen}	Sensorauslenkung in rad
y_{spi}	Spiegelauslenkung in rad
$y_{\mathbf{w}}$	Systemausgang zur Adaption von \mathbf{w}
y_{APX}	Ausgang eines TSSD-APX
y_{SNA}	Ausgang eines TSSD-SNA
y_{T}	Temperaturausgang in °C
$y_{\text{T},\infty}$	Außentemperatur in °C
Δy	Unterschied zweier Ausgangssignale

Formelzeichen	Beschreibung
\mathbf{y}	Ausgangsvektor
$\Delta\mathbf{y}$	Unterschied zweier Signalvektoren
z^{-1}	diskretes Verzögerungsglied
\mathbf{z}	Vektor aller Prämissenvariablen
\mathbf{Z}	modale viskose Dämpfungsmatrix

Griechische Formelzeichen:

Formelzeichen	Beschreibung
α	Drehmomentkonstante in $\frac{\text{V}\cdot\text{s}}{\text{rad}}$
β	Rückinduktivität in $\frac{\text{N}\cdot\text{m}}{\text{A}}$
γ	boolesche Variable des Eingangs
$\tilde{\gamma}$	boolesche Variable des Ausgangs
Γ	Zusammenfassung aller linguistischen Variablen
$\epsilon_{\mathbf{c}}$	Fehler der Adaption von \mathbf{c}
ϵ_k	Fehler zwischen Filter und Strecke zum Zeitpunkt k
$\epsilon_{\mathbf{w}}$	Fehler der Adaption von \mathbf{w}
ζ	viskoser Dämpfungsgrad
ζ_0	Parameter der viskosen Rotationsreibung in s Nm
ζ_j	Dämpfungsgrad der j^{ten} Mode
η	Laufvariable bzw. Vektorindex
θ	Massenträgheit in $\text{kg}\cdot\text{m}^2$
ι	Laufvariable bzw. Vektorindex
$\kappa_{j,\text{max}}$	Maximalwert der nichtlinearen Funktion d_j
$\kappa_{j,\text{min}}$	Minimalwert der nichtlinearen Funktion d_j
$\boldsymbol{\kappa}_{\text{max}}$	Zusammenfassung aller Maximalwerte $\kappa_{j,\text{max}}$
$\boldsymbol{\kappa}_{\text{min}}$	Zusammenfassung aller Minimalwerte $\kappa_{j,\text{min}}$
$\boldsymbol{\kappa}$	Zusammenfassung aller Extremwerte $\boldsymbol{\kappa}_{\text{min}}$ und $\boldsymbol{\kappa}_{\text{max}}$
λ_j	j^{ter} Eigenwert eines Einschwingvorgangs
λ_{max}	größter Eigenwert aller λ_j

Formelzeichen	Beschreibung
λ_{\min}	kleinster Eigenwert aller λ_j
∇	Gradient von ξ
$\hat{\nabla}$	Abschätzung des Gradienten von ξ
μ	Konvergenzparameter
μ_{\max}	maximaler, noch stabiler Konvergenzparameter
ν_j	j^{te} Zugehörigkeitsfunktion
ξ	Erwartungswert des MSE
ξ_{\min}	verbleibender MSE
ξ_{rel}	relativer MSE eines LMS-Filters
ξ_{LMS}	MSE eines LMS-Filters
$\Delta\xi_{\text{MSE}}$	relativer Faktor der MSE-Änderung beim LMS
ϱ	Radius in einem Zylinder in m
τ_{av}	durchschnittliche Zeitkonstante aller τ_j in s
τ_j	Zeitkonstante für das Einschwingen der j^{ten} Mode in s
τ_{\max}	größte Zeitkonstante aller τ_j in s
τ_{\min}	kleinste Zeitkonstante aller τ_j in s
Φ	massennormierte Eigenvektormatrix
φ	Winkelauslenkung einer Achse in $^\circ$ bzw. rad
φ_-	Winkelposition um $\varphi \approx -12,5^\circ$
φ_+	Winkelposition um $\varphi \approx 12,5^\circ$
φ_j	j^{ter} Anteil der Winkelauslenkung in rad
$\phi_{j,i}$	Eigenvektorkomponente der j^{ten} Mode an der Position i
Φ_j	Eigenvektor der j^{ten} Mode in $\frac{1}{\sqrt{t}}$
Φ	Eigenvektormatrix in $\frac{1}{\sqrt{t}}$
ψ_{aa}	Eigenkorrelationsfunktion von a
Ψ_{aa}	z -transformierte Eigenkorrelationsfunktion von a
ψ_{ab}	Kreuzkorrelationsfunktion von a und b
Ψ_{ab}	z -transformierte Korrelationsfunktion von a und b
ω_j	j^{te} Eigenfrequenz in $\frac{\text{rad}}{\text{s}}$
ω_M	Grenzfrequenz des Referenzmodells M in $\frac{\text{rad}}{\text{s}}$
Ω	Eigenkreisfrequenzmatrix in $\frac{\text{rad}}{\text{s}}$

Indizes:

Index	Beschreibung
0	nodale Betrachtung bzw. Nullposition
agr	aggressiv
av	durchschnittlich
core	Kern
d	diskret
ges	gesamt
in	Eingang / eingangsseitig
kau	kausal
lin	linear
mag	magnetisch
max	maximal
min	minimal
nlin	nichtlinear
norm	normalisiert
out	Ausgang / ausgangsseitig
rel	relativ
rot	Rotation / rotatorisch
sat	Sättigung / in Sättigung befindend
sen	Sensor / sensorseitig
spi	Spiegel / spiegelseitig
sum	Summe / summiert
trans	Translation / translatorisch
x	x -Achse bzw. x -Richtung
y	y -Achse bzw. y -Richtung
z	z -Achse bzw. z -Richtung

1 Einleitung

1.1 Herausforderungen in der Laser-Materialbearbeitung

Scannersysteme werden unter anderem für die flexible Strahlführung in der Lasertechnik eingesetzt und sind heute vornehmlich galvanometrisch angetrieben (AYLWARD 2003). Sie haben im Bereich der Materialbearbeitung wesentlich zur Steigerung der Produktivität vieler etablierter Prozesse beigetragen und waren gleichzeitig Voraussetzung für die Entwicklung neuer Verfahren, wie z. B. das Laserstrahlschweißen mit überlagerter Strahloszillation (SCHWEIER 2015) oder das Remote-Abtragsschneiden (ZAEH ET AL. 2010). In anderen Disziplinen, wie der Additiven Fertigung (SCHMIDT ET AL. 2017), der Medizintechnik und der Mikroskopie, haben sie ebenfalls Einzug gehalten (MARSHALL 2004). Vor allem die stetige Steigerung der dynamischen Performanz von Laserscannern war dabei Treiber der Verfahrensentwicklung (SCHWEIER 2015). Die Prozessanforderungen in Bezug auf Geschwindigkeit und Positionsgenauigkeit übersteigen jedoch weiterhin in einigen Fällen die dynamischen Möglichkeiten heute verfügbarer Laserscannersysteme (IWASAKI ET AL. 2012).

Zwei Beispiele einer unzureichenden Dynamik zeigt Abbildung 1.1. Das erste Beispiel (Abb. 1.1, links) stellt den Einsatz eines Laserscanners für *carbonfaserverstärkte Kunststoffe* (CFK) dar, wobei das Material einem Schneidprozess unterzogen wurde. Hierbei sind für einen qualitativ hochwertigen Schnitt bestimmte Prozessanforderungen, wie eine hohe Strahlgeschwindigkeit, zu erfüllen. Nicht alle Anforderungen konnten im vorliegenden Fall eingehalten werden. Somit entstand eine hohe Abweichung zur Sollkontur. Im zweiten Beispiel (Abb. 1.1, rechts) wurden Kreiskonturen mit jeweils $1 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ und $8 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ markiert. Es ist ersichtlich, dass, sobald es sich um filigrane Strukturen mit hoher Bewegungsgeschwindigkeit handelt, die Konturtreue deutlich abnimmt.

Eine Forderung nach mehr Präzision bei hoher Dynamik ist somit gerechtfertigt. Sie stellt für die Entwicklerin bzw. den Entwickler von Scannersystemen aber einen Zielkonflikt dar, denn eine hohe dynamische Leistungsfähigkeit auf der einen Seite und

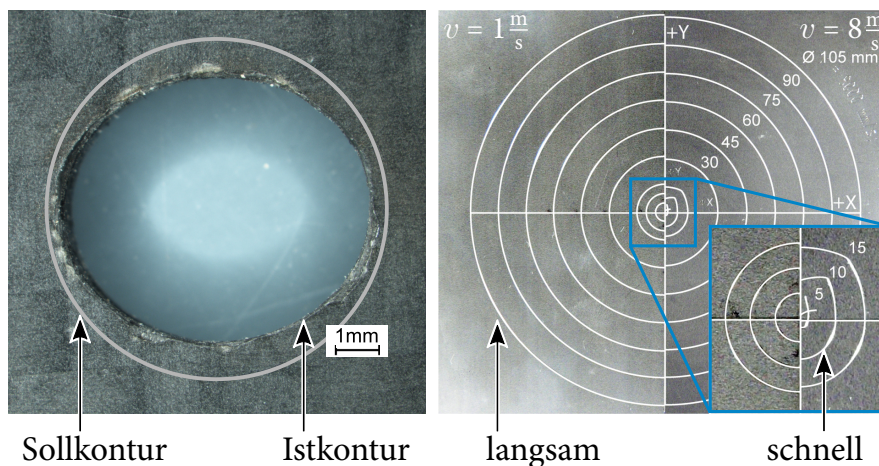


Abbildung 1.1: Konturabweichungen bei unterschiedlichen Geschwindigkeiten;
links: Mikroskopieaufnahme eines CFK-Schnitts;
rechts: Markierversuche in Anlehnung an MUSIOL (2015)

eine gute optische Stabilität bei hohen Leistungsdichten auf der anderen Seite stehen grundsätzlich im Widerspruch zueinander (MARSHALL 2004). Hohe Dynamik wird mit einem Scannersystem dann erreicht, wenn die Spiegelsysteme möglichst klein und massearm ausgeführt werden, wodurch auch die zu überwindende Trägheit beim Beschleunigen des Spiegels gering ist. Kleine Spiegel hingegen führen zu kleinen Aperturen bzw. Rohstrahldurchmessern, welche bei gleich bleibender Laserleistung zwangsläufig eine Steigerung der Leistungsdichte auf den optischen Elementen, den Spiegeln, zur Folge haben. Diese wiederum ist Ursache einer stärkeren Erwärmung der optischen Elemente und damit stärkerer thermischer Verformungen und Belastungen.

Aufgrund der gewünschten zweidimensionalen Auslenkung des Laserstrahls sind heutige Scannersysteme derart aufgebaut, dass je ein Spiegel mit einem eigenen Antrieb, einem sogenannten Galvanometer, für die Ablenkung in eine Raumrichtung verwendet wird (YAMAGUCHI ET AL. 2014). Dabei leitet sich der Name des Antriebs vom italienischen Forscher L. Galvani ab. Ursprünglich wurden Galvanometer beispielsweise für die Strommessung eingesetzt. Der beschriebene Aufbau über zwei Antriebe bedingt jedoch, dass der zweite Spiegel aufgrund der vorherigen Auslenkung des Laserstrahls größer ausgeführt ist als der erste und damit der gesetzten Zielsetzung nochmals entgegensteht. Zur Lösung des Zielkonflikts sind prinzipiell zwei Vorgehensweisen denkbar. Zum einen wäre eine Modifikation der Hardware möglich, indem z. B. auf neue Bewegungskinematiken gesetzt wird oder leistungsstärkere Antriebskomponenten Anwendung finden. Zum anderen ist eine softwareseitige Optimierung möglich. Hier ist die dynami-

sche Leistungsfähigkeit aktuell verfügbarer Scannersysteme aufgrund der eingesetzten Regelungsstrategien noch nicht voll ausgeschöpft. In vielen Fällen wird weiterhin auf einfache Regelungsansätze, wie beispielsweise PID-Strukturen, gesetzt, welche kein Systemwissen beinhalten und unflexibel in ihrer Anwendung sind. Ein softwareseitiger Lösungsansatz würde daher in der Entwicklung eines modernen Regelungsgesetzes unter Verwendung aktueller Scannerhardware bestehen. Dabei müssen zur idealen Potentialausschöpfung viele Einflüsse, wie z. B. die der Struktur- und Stromdynamik, berücksichtigt werden. Der große Vorteil einer regelungstechnischen Herangehensweise im Vergleich zu einer Hardwareänderung liegt vor allem in geringen Kosten, einem potentiell großen Innovationssprung und der möglichen Anwendung bei bereits bestehenden Systemen.

1.2 Zielsetzung und Vorgehensweise

Ziel der vorliegenden Arbeit ist es, die Performanz von Galvanometer-Laserscannern unter Beibehaltung der bestehenden Kinematik optimal auszunutzen und die Dynamik gegenüber den bisherigen Regelungsmethoden zu steigern. Unter Dynamiksteigerung ist zu verstehen, dass entweder bei einer gleichbleibenden Geschwindigkeit die Genauigkeit oder bei einer gleichbleibenden Genauigkeit die Geschwindigkeit der Ablenkung erhöht werden kann. Damit sollen Prozesse, wie sie in Abbildung 1.1 zu sehen sind, anforderungsgerecht umsetzbar sein. Welche Anforderungen an das Regelungskonzept zu stellen sind und für welchen Fall es konzipiert ist, muss zunächst näher untersucht werden. Dabei bezieht sich dieser Ansatz nicht auf eine Kalibrierung des Scanners bzw. des Scanfildes in Bezug auf einen Ausgleich von Verzerrungen, wie es bei CHEN & CHEN (2007), KUMPULAINEN ET AL. (2011) und MANAKOV ET AL. (2011) vorzufinden ist.

Im Rahmen dieser Arbeit sind der Einsatz und die Weiterentwicklung moderner Regelungsverfahren vorgesehen. Bevor dieses Ziel in Angriff genommen werden kann, muss zunächst die Bewegungsdynamik der Galvanometer in Bezug auf alle dominanten Einflüsse untersucht und beurteilt werden. Hieraus lässt sich ein dem Regelungszweck dienliches Modell ableiten, welches in den meisten Fällen für eine moderne Regelung die Grundlage bildet. Alle hierzu notwendigen mathematischen Beschreibungsformen sowie die regelungstechnischen Grundlagen sind in Kapitel 2 aufgeführt. Einen detaillierten Blick auf den Aufbau und die Funktionsweise von Scannersystemen stellt das

3. Kapitel zur Verfügung. Dieser Schritt erhöht das Systemverständnis und lässt eine spätere Aufspaltung der Gesamtdynamik in einzelne Teilsysteme bzw. Teilmodelle zu. Daneben wird der Versuchsstand dieser Arbeit vorgestellt. Der Stand der Technik sowie Forschung und der daraus abgeleitete Handlungsbedarf sind in Kapitel 4 zu finden. Es wird dargestellt, in welcher Art und Weise bisher Dynamiksteigerungen versucht wurden und warum sich diese in den vorgeschlagenen Formen nicht für eine industrietaugliche Umsetzung eignen. Bevor die Teildynamiken eines Scanners einzeln in Kapitel 6 formuliert werden und die Ableitung eines Gesamtmodells stattfindet, gilt der Fokus einer neuen mathematischen Beschreibungsform der Strukturdynamik. Diese ist in Kapitel 5 vorzufinden und formuliert das Schwingungsverhalten dynamischer Systeme in einer flächenbasierten Form, welche bei Scannern für die zweite Achse benötigt wird. Auf dem Modell aufbauend kann in einer Synthese, in Kapitel 7, ein für den speziellen Fall eines Galvanometer-Laserscanners entwickelter, moderner Regelungsansatz definiert werden. Eine Validierung am Versuchssystem beweist die Eignung des neuen Verfahrens und bewertet die Höhe der Dynamiksteigerung und die resultierende Fehlerreduktion im Betrieb. Aufgrund der neuen Regelung ergibt sich eine stärkere Belastung des Scanners, daher sind Möglichkeiten eines Komponentenschutzes bzw. einer Überwachung notwendig. Einen Fokuspunkt bei der Entwicklung aller Modelle und Algorithmen bildet die Generalisierung, weswegen die Übertragung der Ansätze auf andere Scanner in Kapitel 8 erfolgt. Den Abschluss bilden im 9. Kapitel eine Zusammenfassung, ein Ausblick auf mögliche zukünftige Arbeiten und eine Abschätzung der Potentiale der neuen Modellierungs- sowie Regelungsmethoden.

1.3 Gültigkeitsbereich der vorgestellten Ansätze

Ein System, welches über die letzten Jahre viele Innovations sprünge vorwies, ist eine *Hard Disk Drive* (HDD). Diese ist unter dem deutschen Begriff einer Festplatte bekannt und wird als Speichermedium in der Computertechnik verwendet. So konnte im Verlauf der letzten 30 Jahre ein stetiges Wachstum der Speichergröße sowie der Transferrate dieser Systeme beobachtet werden. Nach YAMAGUCHI & ATSUMI (2008) stieg die Kapazität einer 3,5-Zoll-Festplatte von 251 MB im Jahr 1988 auf 1 TB im Jahr 2007. Dies entspricht einer Speichervergrößerung um den Faktor von $4 \cdot 10^3$. Ein vergleichender Blick in Bezug auf die grundlegende Funktionsweise und den Aufbau einer Festplatte zeigt Parallelen zu Galvanometer-Laserscannern. Beide Systeme zählen nach YAMAGU-

CHI ET AL. (2014) zu den hochperformanten Bewegungssystemen in der Mechatronik und stellen dort eine Kernkomponente dar. In beiden Fällen muss eine sich drehende Achse präzise sowie mit hoher Dynamik positioniert werden und unterliegt einem sehr schnellen Regeltakt. Daher stellt sich die Frage, warum keine Übertragung der bereits entwickelten HDD-Ansätze auf Scanner erfolgte, um so das bestehende Defizit einer unzureichenden Dynamik zu kompensieren. Obwohl viele Gemeinsamkeiten bestehen, weisen die zwei Systeme aus systemtheoretischer Sicht einige Unterschiede auf, die sich beispielsweise in der Zahl der Eingangssignale sowie den Anforderungen an das Folgeverhalten und die Synchronisation von Teilkomponenten äußern. Kapitel 4 widmet sich verstärkt diesem Vergleich und klärt anhand einiger Literaturquellen, weswegen ein Transfer der HDD-Ansätze keinen praktikablen Lösungsweg zur Dynamiksteigerung von Galvanometer-Laserscannern darstellt.

Ein Scanner ist aufgrund des Aufbaus, der Funktionsweise und der entsprechenden Anforderungen ein einzigartiges System. Eine Übertragung von regelungstechnischen Methoden aus anderen Bereichen auf diese Ablenkeinheiten kann daher nicht ohne eine entsprechende Modifikation vorgenommen werden bzw. ist gegebenenfalls gar nicht möglich. Die vorliegende Arbeit konzentriert sich auf eine innovative Regelung von Scannersystemen, welche zur Ablenkung eines Laserstrahls einen Spiegel verwenden und galvanometrisch angetrieben sind. Die Größenordnung sowie die Art des Galvanometers spielen dabei keine Rolle, da fortwährend das grundlegende Verhalten dieser Komponenten fokussiert betrachtet wird. Eine Verwendung der hier entwickelten Methoden auf andere mechatronische Systeme muss daher ebenfalls einer entsprechenden Prüfung und höchstwahrscheinlich einer Anpassung unterliegen.

2 Grundlagen

Zur Bestimmung eines Modells und der späteren Definition eines Regelgesetzes werden systemtheoretische sowie regelungstechnische Grundlagen benötigt. Im Rahmen des zweiten Kapitels werden diese für die vorliegende Arbeit aufgeführt. Zu Beginn, in Unterkapitel 2.1, erfolgt die Darstellung verschiedener Formen von linearen und nichtlinearen Dynamiken, welche für die Abbildung des Scannerverhaltens und zur Ableitung eines Reglers notwendig sind. Die zur Dynamiksteigerung genutzte Regelung ist ein adaptives Verfahren, welches auf einer Optimierung mittels *Least Mean Square* (LMS) aufbaut. Eine Einleitung zum LMS-Verfahren findet daher in Unterkapitel 2.2 statt. Ein Teil des Systemverhaltens wird durch die Strukturdynamik beeinflusst. Daher werden die hierzu notwendigen Differentialgleichungen und Beschreibungsformen in Unterkapitel 2.3 vorgestellt.

2.1 Systemdarstellungen und ihre Eigenschaften

Die für den späteren Verlauf relevanten Darstellungsformen dynamischer Systeme basieren auf verschiedenen Grundlagen und Modellierungsvarianten. Entsprechend Abbildung 2.1 gilt es bei einer Modelldefinition die Dynamik des Systems und damit einen Zusammenhang zwischen dem Eingang u und dem Ausgang y herzustellen. Je nach Literaturquelle wird das System auch unter dem Namen der Strecke geführt (LUNZE 2014a). Dabei wird zwischen kontinuierlichen und diskreten Systemen unterschieden. Kontinuierliche Strecken hängen von der kontinuierlichen Zeit t ab, wohingegen eine diskrete Variante durch den Zeitschritt k bestimmt wird. Handelt es sich um ein

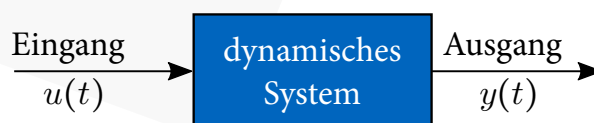


Abbildung 2.1: Struktur eines Systems in Anlehnung an LUNZE (2014a)

lineares Modell, kann die Beschreibung über eine Übertragungsfunktion oder ein Zustandsraummodell geschehen. Im weiteren Verlauf werden daher in Abschnitt 2.1.1 kontinuierliche und diskrete Übertragungsfunktionen erläutert. Eine kurze Darstellung von Zustandsraummodellen und der Unterschiede zu Übertragungsfunktionen erfolgt in Abschnitt 2.1.2. Falls ein nichtlinearer Zusammenhang zu formulieren ist, kann dies durch ein *Takagi-Sugeno-Fuzzy-System* (TSFS) erfolgen. Diese Art der Systemformulierung ist je nach Anwendung dazu geeignet, eine nichtlineare Dynamik in approximativer oder exakter Form wiederzugeben und wird in Abschnitt 2.1.3 beschrieben.

2.1.1 Übertragungsfunktionen

Kontinuierliche Übertragungsfunktionen

Viele physikalische Zusammenhänge können durch eine *Differentialgleichung* (DGL) beschrieben werden. Liegt diese in der Form

$$\sum_{i=0}^n a_i y^{(i)}(t) = \sum_{j=0}^N b_j u^{(j)}(t) \quad (2.1)$$

vor, lässt sie sich in eine lineare Übertragungsfunktion (eng.: *transfer function*) überführen (LUNZE 2014a). Dabei stellen $u^{(i)}$ und $y^{(i)}$ den Eingang und den Ausgang mit ihren zugehörigen zeitlichen Ableitungen dar. Die Größen werden zusätzlich mit den Koeffizienten a_i und b_j multipliziert. Eine Laplace-Transformation von Gl. (2.1) in den Frequenzbereich ergibt nach ARENS ET AL. (2015)

$$y(t) = \frac{\sum_{j=0}^N b_j s^j}{\sum_{i=0}^n a_i s^i} u(t) = H_{\text{lin}} u(t), \quad (2.2)$$

mit dem komplexwertigen Parameter s und der linearen Übertragungsfunktion H_{lin} . Für technische Systeme wird ein relativer Grad

$$n - N \leq 0 \quad (2.3)$$

vorausgesetzt, wodurch H_{lin} als kausal gilt. Kausale Systeme zeichnen sich dadurch aus, dass ihr Ausgangssignal nur vom aktuellen und von vergangenen Eingangssignalen abhängt. Bei nicht-kausalen Systemen beeinflussen auch zukünftige Eingangssignale das aktuelle Ausgangssignal, was nach LUNZE (2014a) zu nicht in der Realität umsetzbaren Dynamiken führt.

Diskrete Übertragungsfunktionen bzw. Filter

Während kontinuierliche Übertragungsfunktionen von der Zeit t abhängen, werden diskrete Systeme vom Zeitschritt k definiert. Daher interessieren hier nicht die Ableitungen des Systems, sondern die vorhergehenden bzw. zukünftigen Zeitschritte (LUNZE 2014b). Äquivalent zu Gl. (2.3) werden diskrete Übertragungsfunktionen bzw. Filter auch in kausale und nicht-kausale Varianten unterteilt. Ein kausales digitales lineares *Finite-Impulse-Response-Filter* H (FIR-Filter) zeichnet sich dadurch aus, dass sein Ausgangssignal aus dem mit dem ersten Filterkoeffizienten gewichteten Eingangssignal und den mit den weiteren Koeffizienten gewichteten vergangenen Eingangssignalen berechnet wird, wie in Abbildung 2.2 (links) dargestellt. Im Gegensatz dazu steht ein *Infinite-Impulse-Response-Filter* (IIR-Filter), dessen Ausgangssignal aufgrund einer zusätzlichen Rückführung nicht nur vom Eingangssignal, sondern auch vom Ausgangssignal des Filters selbst abhängt. Diesen Zusammenhang verdeutlicht das rechte Blockschaltbild in Abbildung 2.2.

Das Ausgangssignal zum k^{ten} Zeitschritt g_k lässt sich bei einem FIR-Filter in Abhängigkeit des Eingangssignals f_k ausdrücken als

$$g_k = \sum_{i=0}^{\infty} f_{k-i} h_i = f_k * h_k, \quad (2.4)$$

wobei h_i die Koeffizienten des kausalen Filters sind beziehungsweise der Impulsantwort des Filters entsprechen. Ist das Filter nicht-kausal, so ist $i \in]-\infty, \infty[$. Die symbolische

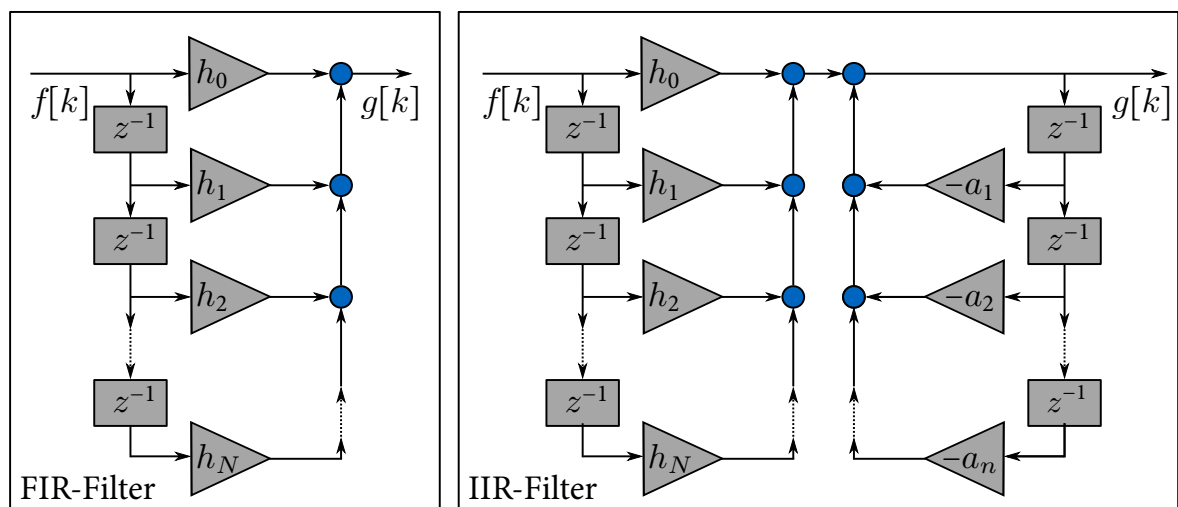


Abbildung 2.2: Blockschaltbild eines FIR- und eines IIR-Filters in Anlehnung an KAMMEYER & KROSCHEL (2018)

Schreibweise $f_k * h_k$ stellt das Ausgangssignal g_k als eine Faltung von f_k mit h_k dar. Mit der z -Transformation entsprechend WIDROW & WALACH (1996) lässt sich der Systemeingang angeben zu

$$F(z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} f_k z^{-k} \quad (2.5)$$

und der Systemausgang zu

$$\begin{aligned} G(z) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} g_k z^{-k} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} z^{-k} \sum_{i=0}^{\infty} f_{k-i} h_i \\ &= \sum_{i=0}^{\infty} z^{-i} h_i \cdot F(z) = H(z) \cdot F(z). \end{aligned} \quad (2.6)$$

Die Faltung der Signale im Zeitbereich entspricht der Multiplikation der Übertragungsfunktionen im z -Raum, wobei $H(z)$ die z -Transformierte des Filters widerspiegelt.

Für einen adaptiven Einsatz dieser Übertragungsfunktionen müssen die Korrelationsfunktionen der zugehörigen Ein- und Ausgänge betrachtet werden. Hierfür wird angenommen, dass das Eingangssignal f_k stochastisch verteilt, stationär und ergodisch ist. Ergodizität definiert dabei eine Eigenschaft dynamischer Systeme. Besitzt ein System diese Eigenschaft, hängt sein Erwartungswert nicht vom Anfangswert ab. Zudem werden alle möglichen Systemzustände in einem ausreichend langen Betrachtungszeitraum erreicht (WALTERS 2000). Um ein Maß der Ähnlichkeit von f_k und g_k definieren zu können, wird die Korrelationsfunktion verwendet. Für das Signal f_k lautet die Autokorrelationsfunktion

$$\psi_{ff}(j) = E[f_k \cdot f_{k+j}] = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{2n+1} \sum_{i=-n}^n f_{k-i} \cdot f_{k-i+j}, \quad (2.7)$$

wobei $E[\cdot]$ der Erwartungswert ist. Das Signal f_k wird mit einer um j Zeitschritte verschobenen Kopie multipliziert. Anschließend wird der entsprechende Mittelwert gebildet. Nach WIDROW & WALACH (1996) kann $\psi_{ff}(j)$ auch als zeitliches Mittel ausgedrückt werden.

Für die Korrelation zwischen f_k und g_k dient die Kreuzkorrelationsfunktion

$$\begin{aligned} \psi_{fg}(j) &= E[f_k \cdot g_{k+j}] = \psi_{gf}(-j) \\ &= E\left[f_k \cdot \sum_{i=0}^{\infty} f_{k-i+j} h_i\right] = h_j * \psi_{ff}(j) \end{aligned} \quad (2.8)$$

unter Beachtung von Gl. (2.7). Die Kreuzkorrelation von Eingangs- und Ausgangssignal entspricht der Faltung der Autokorrelationsfunktion des Eingangssignals mit der Impulsantwort des Filters. Die z -Transformierte hiervon ergibt sich zu

$$\Psi_{fg}(z) = H(z) \cdot \Psi_{ff}(z) . \quad (2.9)$$

Die Autokorrelation des Ausgangssignals lässt sich im z -Raum durch

$$\Psi_{gg}(z) = H(z^{-1}) \cdot H(z) \cdot \Psi_{ff}(z) \quad (2.10)$$

angeben. Dabei bezieht sich $H(z^{-1})$ auf die umgekehrte Impulsantwort des Filters.

Das IIR-Filter ist ein Äquivalent zu Gl. (2.2), welches im Gegensatz zum FIR-Filter weder eine endliche Impulsantwort besitzt noch gesichert stabil ist. Sein Vorteil liegt in einer schnellen Transformation, ausgehend von einer kontinuierlichen Übertragungsfunktion und der Verwendung von weniger Parametern als beim FIR-Ansatz. Das Filter kann grundsätzlich durch

$$g(k) = \frac{\sum_{j=0}^N b_j z^{-j}}{\sum_{i=0}^n a_i z^{-i}} f(k) \quad (2.11)$$

ausgedrückt werden. Es gilt als stabil, wenn seine Pole, d. h. die Nullstellen der Übertragungsfunktion, einen Absolutwert kleiner 1 aufweisen (LUNZE 2014b).

Kausale und nicht-kausale Wiener-Filter

Das Wiener-Filter minimiert den quadratischen Fehler und findet unter anderem bei der Prädiktion, der Interpolation und der Rauschfilterung Anwendung (WIDROW & WALACH 1996). Im Rahmen des hier vorliegenden Falls soll das Filter möglichst genau das Übertragungsverhalten einer gegebenen Strecke abbilden.

Der Fehler zwischen dem Systemausgang zum k^{ten} Zeitpunkt y_k und dem Filterausgang g_k ist durch

$$\epsilon_k = y_k - g_k \quad (2.12)$$

gegeben und in Abbildung 2.3 dargestellt. Das optimale Wiener-Filter minimiert das Quadrat dieses Fehlers und erzeugt den minimal möglichen *Mean Squared Error* (MSE) für ein gegebenes Paar aus Eingangs- und Referenzsignal. Es ist ein nicht-adaptives Filter, welches auf einem bekannten Eingangs- sowie Referenzsignal basiert. Für einen

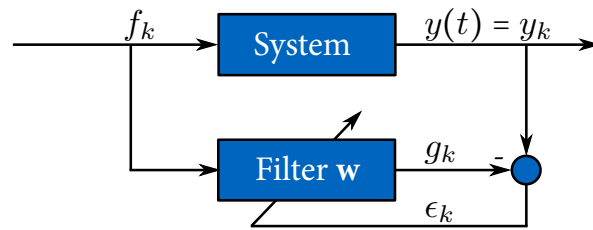


Abbildung 2.3: Bestimmung eines digitalen Filters in Anlehnung an WIDROW & WALACH (1996)

Entwurf ist Gl. (2.12) zunächst zu quadrieren und unter Zuhilfenahme von Gl. (2.4) umzuformen:

$$\epsilon_k^2 = y_k^2 + \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=-\infty}^{\infty} h_i h_j f_{k-i} f_{k-j} - 2 \sum_{i=-\infty}^{\infty} h_i f_{k-i} y_k. \quad (2.13)$$

Der Erwartungswert des Filterfehlers

$$\begin{aligned} E[\epsilon_k^2] &= E[y_k^2] + \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=-\infty}^{\infty} h_i h_j E[f_{k-i} f_{k-j}] - 2 \sum_{i=-\infty}^{\infty} h_i E[f_{k-i} y_k] \\ &= \psi_{yy}(0) + \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=-\infty}^{\infty} h_i h_j \psi_{ff}(i-j) - 2 \sum_{i=-\infty}^{\infty} h_i \psi_{fy}(i) \end{aligned} \quad (2.14)$$

wird partiell nach jedem möglichen h_i bzw. h_j abgeleitet und anschließend zu Null gesetzt, um die optimale Lösung des Wiener-Filters zu bestimmen. Dadurch ergibt sich nach WIDROW & WALACH (1996) die Wiener-Hopf-Faltungsgleichung

$$h_k^* * \psi_{ff}(k) = \psi_{fy}(k) \quad (2.15)$$

mit der optimalen Impulsantwort h_k^* . Die Übertragungsfunktion des Wiener-Filters entsteht durch eine Transformation in den z -Raum zu

$$H^*(z) = \frac{\Psi_{fy}(z)}{\Psi_{ff}(z)}. \quad (2.16)$$

Folglich kann das nicht-kausale Wiener-Filter aus der Autokorrelationsfunktion des Eingangssignals und der Kreuzkorrelationsfunktion des Ein-/Ausgangssignals gewonnen werden. Der minimale MSE berechnet sich hierfür zu

$$\left(E[\epsilon_k^2] \right)_{\min} = \psi_{yy}(0) - \sum_{i=-\infty}^{\infty} h_i^* \psi_{fy}(i). \quad (2.17)$$

Eine Eigenschaft des so gewonnenen Wiener-Filters ist, dass die Kreuzkorrelation von Eingangssignal und Fehler gleich Null ist (WIDROW & WALACH 1996). Um ein realisierbares und damit kausales Filter zu erhalten, muss

$$\begin{cases} \sum_{i=0}^{\infty} h_{\text{kau},i}^* \psi_{ff}(\eta - i) = \psi_{fy}(\eta) & \text{für } \eta \geq 0 \\ h_{\text{kau},i}^* = 0 & \text{für } \eta < 0 \end{cases} \quad (2.18)$$

gelten. Dieses Filter lässt sich als solches nur realisieren, wenn das Eingangs- und das Ausgangssignal a priori bekannt sind, d. h. im Vorfeld aufgezeichnet wurden.

2.1.2 Zustandsraumdarstellung

Ein *Zustandsraummodell* (ZRM) wird durch

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x}\end{aligned}\quad (2.19)$$

beschrieben und besitzt für die weitere Betrachtung weder Durchgriff noch Störterme (LUNZE 2014b). Dabei entspricht \mathbf{x} dem Zustandsvektor und \mathbf{u} dem Eingangsvektor. Die Matrizen \mathbf{A} , \mathbf{B} und \mathbf{C} sind jeweils die Dynamik-, die Eingangs- und die Ausgangsmatrix. Im Gegensatz zu einer Übertragungsfunktion besitzt ein Zustandsraummodell keine eindeutige Darstellungsform. Sie ist immer abhängig vom Zustandsvektor und seiner entsprechenden Bedeutung. Bei einer günstigen Wahl von \mathbf{x} ist eine einfache Interpretation der einzelnen Zustände möglich. In allgemeiner Form handelt es sich bei der Zustandsraumdarstellung um ein Mehrgrößenmodell mit *Multiple-Input-Multiple-Output-Charakter* (MIMO-Charakter), welches durch Differentialgleichungen und mehrere Ein- und Ausgänge beschrieben wird. Dabei kann für jede Kombination von Ein- und Ausgang eines kontinuierlichen Systems eine Übertragungsfunktion der Form von Gl. (2.2) entsprechend

$$\mathbf{H}_{\text{lin}}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} \quad (2.20)$$

aufgestellt werden. Das diskrete Pendant zu Gl. (2.19) ist durch

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{k+1} &= \mathbf{A}_d\mathbf{x}_k + \mathbf{B}_d\mathbf{u}_k \\ \mathbf{y}_k &= \mathbf{C}_d\mathbf{x}_k\end{aligned}\quad (2.21)$$

gegeben. Identisch zur kontinuierlichen Variante entsprechen die Matrizen \mathbf{A}_d , \mathbf{B}_d und \mathbf{C}_d der Dynamik-, der Eingangs- und der Ausgangsmatrix. Zwischen den kontinuierlichen und den diskreten Matrizen kann eine verlustfreie Transformation stattfinden. Obwohl die Zustandsvektoren \mathbf{x}_k und \mathbf{x} unterschiedlich aufzufassen sind, besitzen sie dieselbe (physikalische) Bedeutung. Bei einer Diskretisierung mittels des sogenannten *Zero-Order Hold* (LUNZE 2014b) und einer festen Schrittweite T können die diskreten Matrizen über

$$\mathbf{A}_d = e^{\mathbf{A}T} \quad \text{und} \quad \mathbf{B}_d = \int_{t=0}^T e^{\mathbf{A}t}\mathbf{B} dt = \mathbf{A}^{-1}(e^{\mathbf{A}T} - \mathbf{I})\mathbf{B} \quad (2.22)$$

bestimmt werden (DECARLO 1989). Da \mathbf{u}_k , \mathbf{x}_k sowie \mathbf{y}_k von ihrer Bedeutung her unbeeinflusst und daher identisch zur kontinuierlichen Variante bleiben, gilt

$$\mathbf{C}_d = \mathbf{C}. \quad (2.23)$$

Ein nichtlineares System kann ebenfalls als ZRM vorliegen. Hierbei wird die Dynamik über die nichtlineare Funktion \mathbf{d} mit

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{d}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \quad (2.24)$$

beschrieben. Über die Jacobi-Matrizen

$$\mathbf{A} = \left. \frac{\delta \mathbf{d}}{\delta \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}^*, \mathbf{u}=\mathbf{u}^*} \quad \text{und} \quad \mathbf{B} = \left. \frac{\delta \mathbf{d}}{\delta \mathbf{u}} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}^*, \mathbf{u}=\mathbf{u}^*} \quad (2.25)$$

kann das nichtlineare System an der Ruheposition \mathbf{x}^* mit der Ruhestellgröße \mathbf{u}^* zu Gl. (2.19) linearisiert werden.

2.1.3 Takagi-Sugeno-Fuzzy-System

Das von TAKAGI & SUGENO (1985) vorgestellte *Fuzzy-Modell* beschreibt eine nichtlineare Dynamik über lokale Eingangs-Ausgangs-Beziehungen und wird durch wenn-dann-Regeln charakterisiert. Es gehört neben dem *Mamdani-Modell* (LUTZ & WENDT 2007) zur *Fuzzy-Logik*, welche wiederum Teil der *Computational Intelligence* ist (MICHELS ET AL. 2002). Eine besondere Eigenschaft eines TSFS ist die Wiedergabe eines lokal gültigen Modells, beispielsweise eines Zustandsraummodells, sobald eine bestimmte Regel zutrifft. Die wenn-dann-Regeln bestehen aus einem Prämissen- und einem Zusammenführungsteil. Im Ersteren wird über eine Prämissenvariable deren Zugehörigkeitsgrad zu einem Fuzzy-Set einer Regel bestimmt. Im zweiten, dem Zusammenführungsteil, werden die funktionalen Zusammenhänge formuliert und ein konkreter Ausgang, welcher beispielsweise über eine gewichtete Summe gebildet werden kann, abgeleitet. Dies resultiert in einem Grad an Aktivität einer jeden Regel. Nach TANAKA & WANG (2001) kann eine Regel, unter Verwendung der beiden Prämissenvektoren $\tilde{\mathbf{p}} \in \mathcal{P}$ and $\tilde{\mathbf{q}} \in \mathcal{Q}$ in einer kontinuierlichen Form entsprechend

$$\begin{aligned} &\text{wenn } \tilde{\mathbf{p}} = \mathbf{L}_j^{\tilde{\mathbf{p}}} \text{ und } \tilde{\mathbf{q}} = \mathbf{L}_1^{\tilde{\mathbf{q}}} \\ &\text{dann } \left\{ \begin{array}{l} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_i \mathbf{x} + \mathbf{B}_i u \\ y = \mathbf{C}_i \mathbf{x} \end{array} \right. \quad \text{für } i = 1, 2, \dots, r_R \end{aligned} \quad (2.26)$$

für ein *Single-Input-Single-Output-System* (SISO-System) formuliert werden. Die hier zugrundeliegende Eckdynamik bzw. das Submodell ist ein ZRM wie in Gl. (2.19) angegeben. Grundlegend kann jeder funktionale Zusammenhang verwendet werden, welcher aus Eingängen, Zuständen oder externen Größen besteht. Analog zur Darstellungsform von DIEPOLD & PIECZONA (2012) sind $\mathbf{L}_j^{\tilde{p}}$ und $\mathbf{L}_l^{\tilde{q}}$ die linguistischen Vektoren des Fuzzy-Systems. Die einzelnen Elemente dieser Vektoren sind aus Fuzzy-Sets wählbar, z. B. $L_j^{\tilde{p}_\eta}$ und $L_l^{\tilde{q}_\nu}$ ($j \wedge l \in \{1, 2, \dots\}$), und müssen für jedes \tilde{p}_η und \tilde{q}_ν definiert werden. Hierbei werden durch die Indexvektoren \mathbf{j} und \mathbf{l} die zugehörigen linguistischen Charakteristiken einer Regel zusammengefasst. Die Prämisenvariablen dürfen dabei aus Eingängen, Zuständen sowie externen Größen bestehen und werden im Vektor \mathbf{z} zusammengefasst. Aus dem Parameter r_R erschließt sich die Anzahl der Regeln.

Eine mathematische Darstellung von Gl. (2.26) lautet

$$\dot{\mathbf{x}} = \frac{\sum_{i=1}^{r_R} (v_i(\mathbf{z}) [\mathbf{A}_i \mathbf{x} + \mathbf{B}_i u])}{\sum_{i=1}^{r_R} v_i(\mathbf{z})} = \sum_{i=1}^{r_R} \bar{v}_i(\mathbf{z}) [\mathbf{A}_i \mathbf{x} + \mathbf{B}_i u], \quad (2.27)$$

$$y = \frac{\sum_{i=1}^{r_R} (v_i(\mathbf{z}) \mathbf{C}_i)}{\sum_{i=1}^{r_R} v_i(\mathbf{z})} = \sum_{i=1}^{r_R} \bar{v}_i(\mathbf{z}) \mathbf{C}_i,$$

wo

$$v_i(\mathbf{z}) = \prod_{\eta} \nu_{L_j^{\tilde{p}_\eta}}(\tilde{p}_\eta) \prod_{\nu} \nu_{L_l^{\tilde{q}_\nu}}(\tilde{q}_\nu) \quad (2.28)$$

den Grad der Aktivität einer Regel repräsentiert. Entsprechend den Grundlagen von Fuzzy-Systemen nach ZADEH (1975) wird ein Fuzzy-Set durch eine Zugehörigkeitsfunktion ν charakterisiert, welche ihren Eingangswert mit dem Grad einer Zugehörigkeit im Intervall $\nu \in [0, 1]$ assoziiert. Der Vektor \mathbf{z} fasst die Sammlung aller Prämisenvariablen zusammen mit der Forderung:

$$v_i(\mathbf{z}) \geq 0 \quad \text{sowie} \quad \sum_{i=1}^{r_R} v_i(\mathbf{z}) \geq 0. \quad (2.29)$$

Dies führt zur sogenannten *Sum/Prod-Inferenz* (TANAKA & WANG 2001). Bei einer Normalisierung der Inferenz kann der Aktivierungsgrad durch

$$\bar{v}_i(\mathbf{z}) = \frac{v_i(\mathbf{z})}{\sum_{j=1}^{r_R} v_j(\mathbf{z})}, \quad \bar{v}_i : \mathcal{P} \times \mathcal{Q} \mapsto [0, 1] \quad (2.30)$$

für die i^{te} Regel beschrieben werden.

Grundsätzlich werden zwei Arten der Bestimmung eines TSFS unterschieden (TANAKA & WANG 2001). Die Erste ist eine approximative Möglichkeit eine Gesamtdynamik darzustellen. Sie kann beispielsweise aus Eingangs-Ausgangs-Daten sowie einer Linearisierung hergeleitet werden und gibt lediglich eine Abschätzung beim Systemverhalten zwischen zwei oder mehreren Subsystemen wieder. Die zweite Art kann direkt aus einer nichtlinearen Differentialgleichung abgeleitet werden und reproduziert daher die nichtlineare Dynamik exakt. Für diesen Zweck ist ein entsprechendes Werkzeug, wie z. B. der *Sector Nonlinearity Approach* (SNA), notwendig. Der SNA wurde erstmals von KAWAMOTO ET AL. (1992) vorgestellt und zielt auf eine Sektorbildung ab, welche eine nichtlineare Dynamik einschließt.

2.2 Least Mean Square

Für ein Wiener-Filter müssen die Eingangs- und die Ausgangssignale im Vorfeld gemessen werden. Sie liegen bei der Identifikation des Filters als Offline-Daten vor. Soll eine Online-Approximation eines Filters erfolgen, kann nach WIDROW & WALACH (1996) der LMS-Algorithmus eine adaptive Bestimmung des Filters ermöglichen.

2.2.1 Adaption eines Filters mittels Least Mean Square

Gegeben sei ein lineares SISO-System mit dem Eingang $f(t)$ und dem Ausgang $y(t)$, welches entsprechend Abbildung 2.3 durch ein adaptives Filter abgebildet werden soll. Für eine korrekte Adaption des Filters ist eine synchrone Abtastung notwendig. Die nachfolgende Beschreibung basiert auf WIDROW & WALACH (1996).

Aus dem Signal $f(t)$ wird im Filter der Vektor des Eingangssignals

$$\mathbf{x}_k = \begin{bmatrix} x_{1k} & x_{2k} & x_{3k} & \dots & x_{nk} \end{bmatrix}^T \quad (2.31)$$

gebildet, wobei x_{1k} dem aktuellen und x_{2k} dem vorhergehenden Eingangssignal entspricht. Der Filtervektor, der zunächst konstanten Filterkoeffizienten lautet

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} w_1 & w_2 & w_3 & \dots & w_n \end{bmatrix}^T . \quad (2.32)$$

Das Ausgangssignal g_k zum Zeitpunkt k kann über

$$g_k = \sum_{i=1}^n w_i x_{ik} = \mathbf{w}^T \mathbf{x}_k \quad (2.33)$$

berechnet werden und entspricht dem Skalarprodukt der Eingangssignale mit den Filterkoeffizienten. Der Filterfehler ϵ_k zum Zeitpunkt k lautet

$$\epsilon_k = y_k - g_k = y_k - \mathbf{w}^T \mathbf{x}_k \quad (2.34)$$

und der MSE-Erwartungswert ergibt sich zu

$$\xi = E[\epsilon_k^2] = E[y_k^2] - 2\mathbf{p}^T \mathbf{w} + \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w}. \quad (2.35)$$

Für diese Berechnung ist der Kreuzkorrelationsvektor

$$\mathbf{p} = E[y_k \mathbf{x}_k] = E \begin{bmatrix} y_k x_{1k} \\ y_k x_{2k} \\ \vdots \\ y_k x_{nk} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

aus dem Ein- und dem Ausgangssignal notwendig. Die fehlende Größe der symmetrischen, positiv definiten Eigenkorrelationsmatrix des Eingangssignals folgt aus

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{x}_k \mathbf{x}_k] = E \begin{bmatrix} x_{1k} x_{1k} & x_{1k} x_{2k} & \cdots \\ & x_{2k} x_{2k} & \\ \vdots & & \ddots \end{bmatrix}. \quad (2.37)$$

Der MSE ist eine Paraboloid-Funktion in Abhängigkeit vom Filterkoeffizientenvektor \mathbf{w} , wobei sich das optimale Filter am untersten Punkt des Paraboloiden befindet. Dieser kann berechnet werden, indem der Gradient von ξ zu Null gesetzt wird:

$$\nabla = \begin{bmatrix} \frac{\partial E[\epsilon_k^2]}{\partial w_1} \\ \frac{\partial E[\epsilon_k^2]}{\partial w_2} \\ \vdots \\ \frac{\partial E[\epsilon_k^2]}{\partial w_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \xi_k}{\partial w_1} \\ \frac{\partial \xi_k}{\partial w_2} \\ \vdots \\ \frac{\partial \xi_k}{\partial w_n} \end{bmatrix} = -2\mathbf{p} + 2\mathbf{R}\mathbf{w} = \mathbf{0}. \quad (2.38)$$

Die optimale Lösung für das Filter lautet demnach

$$\mathbf{w}^* = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}, \quad (2.39)$$

wobei eine Möglichkeit der Invertierung von \mathbf{R} angenommen wird. Obwohl \mathbf{w}^* die optimale Lösung für das Filter darstellt, folgt $g(t)$ nicht exakt $y(t)$. Der verbleibende MSE beträgt

$$\xi_{\min} = E[y_k^2] - \mathbf{p}^T \mathbf{w}^*. \quad (2.40)$$

Das so gewonnene Filter ist statisch und stellt die exakte Wiener-Lösung (vgl. Abs. 2.1.1) des Filterproblems dar. Eine Adaption kann durch das Verfahren des steilsten Abstiegs realisiert werden. Dazu wird das Filter zum Zeitpunkt $k + 1$ mithilfe des Konvergenzparameters μ über

$$\mathbf{w}_{k+1} = \mathbf{w}_k - \mu \nabla \quad (2.41)$$

berechnet. Diese Rechenoperation ist numerisch anspruchsvoll. Um eine schnelle Anpassung des adaptiven Filters zu ermöglichen, kann auf eine Schätzung von ∇ in Form von $\hat{\nabla}$ zurückgegriffen werden. Durch die Berechnung von $\hat{\nabla}$ wird der wichtigste Teil im LMS-Algorithmus realisiert. Mit Gl. (2.34) gilt

$$\hat{\nabla} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \epsilon_k^2}{\partial w_1} \\ \frac{\partial \epsilon_k^2}{\partial w_2} \\ \vdots \\ \frac{\partial \epsilon_k^2}{\partial w_n} \end{bmatrix} = 2\epsilon_k \begin{bmatrix} \frac{\partial \epsilon_k}{\partial w_1} \\ \frac{\partial \epsilon_k}{\partial w_2} \\ \vdots \\ \frac{\partial \epsilon_k}{\partial w_n} \end{bmatrix} = -2\epsilon_k \mathbf{x}_k, \quad (2.42)$$

wobei der Gradient aus dem Quadrat des aktuellen Fehlers ϵ_k und nicht aus dem Erwartungswert des Fehlers gebildet wird. Folglich ändert sich Gl. (2.41) zu

$$\mathbf{w}_{k+1} = \mathbf{w}_k + 2\mu\epsilon_k \mathbf{x}_k. \quad (2.43)$$

Da es sich hierbei um eine Approximation des wahren Gradienten handelt, unterliegen der Gradient und das mit ihm gebildete Filter einem gewissen Rauschprozess. Der Erwartungswert des verrauschten Gradienten lässt sich zu

$$\begin{aligned} E[\hat{\nabla}] &= -2E[\epsilon_k \mathbf{x}_k] \\ &= -2E[y_k \mathbf{x}_k - \mathbf{x}_k \mathbf{x}_k^T \mathbf{w}] \\ &= -2\mathbf{p} + 2\mathbf{R}\mathbf{w} \\ &= \nabla \end{aligned} \quad (2.44)$$

berechnen und gleicht nach Gl. (2.38) dem echten Gradienten. Der adaptive Prozess wirkt sich dementsprechend wie ein Tiefpassfilter auf die Adaption aus. Unter Verwendung der Spur der Matrix \mathbf{R} in der Forderung

$$\frac{1}{\text{tr}(\mathbf{R})} > \mu > 0 \quad (2.45)$$

ist der LMS-Algorithmus stabil und das Filter \mathbf{w} konvergiert mit einem Rauschen zur idealen Lösung \mathbf{w}^* (WIDROW & WALACH 1996).

2.2.2 Zeitkonstanten der Adaption

Bei einer konstanten Strecke nähert sich das Filter der optimalen Lösung \mathbf{w}^* an und alle Filterkoeffizienten streben gegen ihre optimalen Werte. Dabei existieren r Eigenmoden im Einschwingvorgang. Die Anzahl der Moden entspricht somit der Anzahl der Filterkoeffizienten. Die Eigenmoden besitzen unterschiedliche Eigenwerte λ_j , welche durch die zugehörigen Eigenvektoren (EV) der Autokorrelationsmatrix \mathbf{R} gegeben sind. Unter Verwendung der Eigenwerte λ_j von \mathbf{R} lassen sich die Zeitkonstanten τ_j für das Einschwingen der Eigenmoden des Filters entsprechend

$$\tau_j \simeq \frac{1}{4\mu\lambda_j} \quad (2.46)$$

abschätzen (WIDROW & WALACH 1996). Es ergeben sich durch

$$\tau_{\min} \simeq \frac{1}{4\mu\lambda_{\max}} \quad \text{und} \quad \tau_{\max} \simeq \frac{1}{4\mu\lambda_{\min}} \quad (2.47)$$

die größte Zeitkonstante τ_{\max} und die kleinste Zeitkonstante τ_{\min} aus dem Maximal- und Minimalwert aller λ_j . Diese Zeitwerte sind in Vielfachen der diskreten Systemschrittweite angegeben. Die Zeit, in der sich eine Mode λ_j im transienten Bereich befindet, entspricht dem Vierfachen der Zeit τ_j . Danach verlässt die j -te Mode des Filters den transienten Bereich und gilt der Literatur nach als eingeschwungen. Grundsätzlich ist τ_j bei einem realen System nicht als fester Wert zu sehen, gilt jedoch als grober Richtwert für die Adaptionszeit.

2.3 Grundlagen der Strukturodynamik

Ein nodales Modell beschreibt das strukturdynamische Verhalten in nodalen Koordinaten, also einer örtlichen Verschiebung. Solch ein Modell wird durch die Massenmatrix \mathbf{M} , die Steifigkeitsmatrix \mathbf{K} , die Dämpfungsmatrix \mathbf{D} und die (externe) Anregung u charakterisiert (EWINS 1995). Das Verhalten wird hierbei durch

$$\begin{aligned} \mathbf{M}\ddot{\mathbf{q}}_0 + \mathbf{D}\dot{\mathbf{q}}_0 + \mathbf{K}\mathbf{q}_0 &= \mathbf{b}_0 u \\ y &= \mathbf{c}_0 \mathbf{q}_0, \end{aligned} \quad (2.48)$$

mit der nodalen Verschiebung \mathbf{q}_0 der Dimension N , ihrer zeitlichen Ableitung, dem Eingangsvektor \mathbf{b}_0 und dem Ausgangsvektor \mathbf{c}_0 beschrieben. Dabei spiegelt das hier präsentierte System eine SISO-Dynamik, mit lediglich skalarem Ein- und Ausgang, wider. Eine Erweiterung zu einem MIMO-System ist ohne weiteres möglich (EWINS 1995).

Modelle, welche in modalen Koordinaten vorliegen, stellen eine andere Art der Dynamikwiedergabe dar und werden oftmals für die Beschreibung sowie die Analyse komplexer Strukturen verwendet.

Die Parameter der Eigenkreisfrequenz ω_j und der Dämpfung ζ_j können in

$$\mathbf{\Omega} = \begin{bmatrix} \omega_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \omega_n \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \zeta_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \zeta_n \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

zusammengefasst werden und basieren auf der Transformation

$$\mathbf{q}_0 = \mathbf{\Phi} \mathbf{q}, \quad \text{mit} \quad \mathbf{\Phi} = [\Phi_1 \quad \dots \quad \Phi_n] \quad (2.50)$$

unter Verwendung der massennormierten Eigenvektormatrix $\mathbf{\Phi}$ mit den Eigenvektoren $\Phi_j = [\phi_{j,1} \quad \dots \quad \phi_{j,N}]^T$. Der Vektor \mathbf{q} der Dimension n repräsentiert die modale Verschiebung. Mittels $\mathbf{\Phi}$ und der nodalen Systemmatrizen ist die Berechnung von $\mathbf{\Omega}$ und \mathbf{Z} über

$$2\mathbf{Z}\mathbf{\Omega} = \mathbf{\Phi}^T \mathbf{D} \mathbf{\Phi} \quad \text{und} \quad \mathbf{\Omega}^2 = \mathbf{\Phi}^T \mathbf{K} \mathbf{\Phi} \quad (2.51)$$

möglich. Dabei wird im vorliegenden Fall eine normalisierte Massenmatrix $\mathbf{I} = \mathbf{\Phi}^T \mathbf{M} \mathbf{\Phi}$ vorausgesetzt. Ausgehend von diesen Gleichungen lässt sich die Gesamtdynamik von Gl. (2.48) durch die modale Schreibweise

$$\begin{aligned} \ddot{\mathbf{q}} + 2\mathbf{Z}\mathbf{\Omega}\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{\Omega}^2 \mathbf{q} &= \mathbf{\Phi}^T \mathbf{b}_0 u \\ y &= \mathbf{c}_0 \mathbf{\Phi} \mathbf{q} \end{aligned} \quad (2.52)$$

abbilden. Aufgrund einer diagonalen Form von $\mathbf{\Omega}$ und \mathbf{Z} ist die Dynamik aus Gl. (2.52) auch als Summe aller Teilausgänge y_j formulierbar:

$$\begin{aligned} \ddot{q}_j + 2\zeta_j \omega_j \dot{q}_j + \omega_j^2 q_j &= \Phi_j^T \mathbf{b}_0 u \\ y_j &= \mathbf{c}_0 \Phi_j q_j, \\ \text{mit} \quad y &= \sum_{j=1}^n y_j. \end{aligned} \quad (2.53)$$

Werden die Verschiebungen in einem Zustandsvektor

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 & \cdots & \mathbf{x}_n \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} q_1 & \dot{q}_1 & \cdots & q_n & \dot{q}_n \end{bmatrix}^T \quad (2.54)$$

zusammengefasst, wobei $\mathbf{x}_j = [q_j \ \dot{q}_j]^T$ die modale Verschiebung und Geschwindigkeit der j^{ten} Mode beinhaltet, ist eine Überführung des Systems in ein ZRM möglich. Nach GAWRONSKI (2004) lautet dann eine Mode des Gleichungssystems (2.53) in Form eines ZRM nach Gl. (2.19):

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_j &= \begin{bmatrix} \dot{q}_j \\ \Phi_j^T \mathbf{b}_0 u - \omega_j^2 q_j - 2\zeta_j \omega_j \dot{q}_j \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_j^2 & -2\zeta_j \omega_j \end{bmatrix} \mathbf{x}_j + \begin{bmatrix} 0 \\ \Phi_j^T \mathbf{b}_0 \end{bmatrix} u \\ &= \mathbf{A}_j \mathbf{x}_j + \mathbf{B}_j u. \end{aligned} \quad (2.55)$$

Der zugehörige Teilausgang errechnet sich aus:

$$\begin{aligned} y_j &= [\mathbf{c}_0 \Phi_j \ 0] \mathbf{x}_j \\ &= \mathbf{C}_j \mathbf{x}_j. \end{aligned} \quad (2.56)$$

Um ein finales Modell für alle Moden zu erhalten, müssen die einzelnen Ausgänge y_j zusammengefasst werden, was in Gl. (2.19) eingesetzt

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \mathbf{A}_n \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{B}_n \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = [\mathbf{C}_1 \ \cdots \ \mathbf{C}_n] \quad (2.57)$$

ergibt. Analog zu diesen Zusammenhängen kann die Dynamik für ein SISO-System über Gl. (2.20) als kontinuierliche Übertragungsfunktion gemäß

$$\begin{aligned} y_j &= \frac{\mathbf{c}_0 \Phi_j \Phi_j^T \mathbf{b}_0}{s^2 + 2\zeta_j \omega_j s + \omega_j^2}, \\ \text{mit } y &= \sum_{j=1}^n y_j \end{aligned} \quad (2.58)$$

definiert werden.

3 Scannergrundlagen und verwendete Systeme

Galvanometer-Laserscanner werden in zahlreichen Einsatzgebieten für die flexible Strahlführung verwendet. Sie sind beispielsweise in der Mikroskopie, der Fertigungs- und der Medizintechnik vorzufinden (MARSHALL 2004). Dabei wird beim sogenannten Laserscanning ein Laserstrahl abgelenkt und je nach verwendeter Hardware in einem mehrdimensionalen Feld fokussiert positioniert (EICHLER & EICHLER 2015). Obwohl es sich beim Galvanometer-Laserscanner um eines der dynamischsten mechatronischen Systeme handelt, nennt MARSHALL (2004) bei dieser Komponente das Problem einer limitierten Geschwindigkeit. Die große Verbreitung von Scannern ist auf ihre Vorzüge gegenüber anderen Systemen zur Strahlpositionierung zurückzuführen. Zum einen ist eine gleichzeitige Ablenkung des Laserstrahls in mehrere Raumrichtungen möglich. Zum anderen muss keine Fokussierungsoptik bewegt werden und eine variierende Geschwindigkeit ist anhand einer reinen Spiegelbewegung umsetzbar. Eine Laserfokussierung in der Ebene kann beispielsweise durch ein *F-Theta-Objektiv* realisiert werden (MARSHALL 2004). Ist eine dreidimensionale Positionierung notwendig, wird eine im Scanner integrierte variable Optik inklusive eigener Regelung verwendet. Diese ist im System fest verbaut und muss ebenfalls nicht bewegt werden.

Im weiteren Verlauf dieses Kapitels werden zunächst der Aufbau und die Funktionsweise eines zweidimensionalen Galvanometer-Laserscanners beschrieben. Anschließend folgt in Unterkapitel 3.2 eine Darstellung des verwendeten Versuchsstands für diese Arbeit. Neben einer Vorstellung der Komponenten und des Hardwareaufbaus werden auch die zur Dynamikerfassung genutzten Trajektorien präsentiert. Den Abschluss dieses Kapitels bildet eine kurze Untersuchung der Toleranzen und ihrer Auswirkungen auf das Systemverhalten. Dadurch wird sichergestellt, dass ein Regelungsansatz zumindest auf einen baugleichen Scanner als übertragbar gilt. Gleichzeitig kann abgeschätzt werden inwiefern sich zwei baugleiche Scanner voneinander unterscheiden können.

3.1 Aufbau und Funktionsweise eines Galvanometer-Laserscanners

Die folgenden Beschreibungen konzentrieren sich auf einen zweidimensionalen Galvanometer-Laserscanner, wobei als Anschauungsobjekt ein Scanner der *ARGES GmbH* dient. Andere mechatronische Anordnungen und Bauweisen, wie z. B. Polygon-scanner, können MARSHALL (2004) sowie dem Kapitel zum Stand der Technik und Forschung (Kap. 4) entnommen werden.

Die wichtigsten Einheiten eines Galvanometer-Laserscanners, wie in Abbildung 3.1 dargestellt, sind die galvanometrischen Antriebe. Sie sind für eine zweidimensionale Ablenkung orthogonal zueinander angeordnet, sodass ein Laserstrahl je Spiegelreflektion in eine Raumrichtung der kanonischen Basis (ARENS ET AL. 2015) abgelenkt werden kann. Der in den Scanner eingebrachte Laserstrahl trifft zunächst auf eine festgelegte Position des ersten Spiegels. Durch eine mögliche Rotation dieses Spiegels wird er entlang einer Linie auf dem zweiten Spiegel positioniert. Anhand einer Optik, welche verstellbar bzw. fest ausgeführt sein kann, ist eine Fokussierung des Strahls möglich. Eine Ansteuerung der Antriebe erfolgt in der verbauten Leistungs- und Ansteuerungselektronik. Diese enthält bei konventionellen Systemen die Datenaufnahme und -verarbeitung, worunter auch die Regelung fällt. In industriellen Anwendungen werden sowohl analoge als auch digitale Regler verwendet. Analoge Regler bieten den Vorteil, dass weder Diskretisierungsfehler noch Totzeiten entstehen. Ein schwieriges Parametertuning und eine limitierte Anzahl an möglichen Parametern sowie Regelungsalgorithmen begrenzen jedoch die Performanz und die Einsatzflexibilität dieser Systemarchitektur. Bei digita-

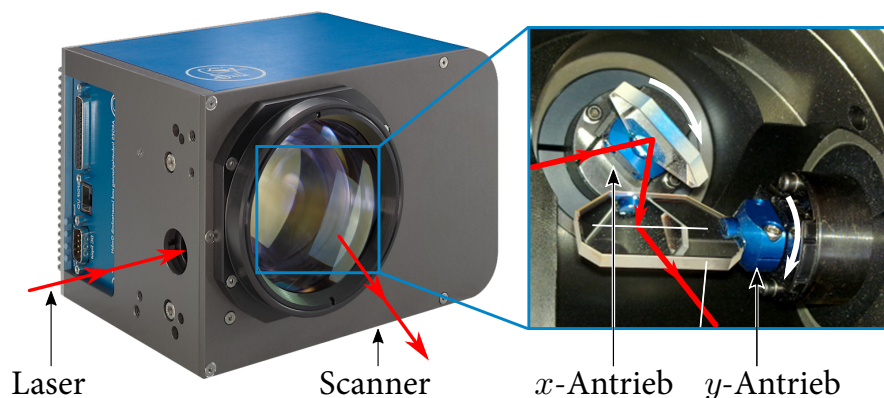


Abbildung 3.1: Aufbau eines Galvanometer-Laserscanners am Beispiel eines ARGES Racoon in Anlehnung an PIECZONA & ZÄH (2015)

len Reglern ist die Anzahl an möglichen Parametern nicht auf eine bestimmte Menge beschränkt, wodurch komplexere bzw. dynamischere Regelungsstrukturen realisiert werden können als bei analogen Reglern. Im Falle des hier verwendeten Scanners handelt es sich um eine analoge *Proportional-Integral-Derivative-Regelung* (PID-Regelung) mit einer Signalaufbereitung durch einige Filter, wie z. B. Notch- und Tiefpass-Filter.

Die Klasse der Galvanometer kann durch drei verschiedene Bau- bzw. Funktionsweisen kategorisiert werden (KACPERSKI ET AL. 2015): Dreheisen (*moving iron*), bewegte Spule (*moving coil*) und bewegter Magnet (*moving magnet*). Erstgenannte stellt die älteste Generation der Galvanometer dar, welche noch heute als Strom- oder Spannungsmessgeräte eingesetzt werden (MORRIS 2001). Einerseits kann der Aktor ein hohes Drehmoment umsetzen, andererseits eignet sich dieser durch magnetische Sättigung des Eisenrotors jedoch nicht für Hochgeschwindigkeitsanwendungen (AYLWARD 2003). Das Konzept der bewegten Spule findet beispielsweise als Tonabnehmer bei Plattenspielern Verwendung (BALLOU 2008), wobei die geringe zu bewegende Masse den wesentlichen Vorteil darstellt. Darüber hinaus existieren Galvanometerantriebe mit einer Drehspule als Rotor. Die herausragende Eigenschaft dieses Aktortyps ist das hohe Verhältnis von Drehmoment zu Rotationsträgheit, wodurch er sich sehr gut für Aufgaben mit sprunghaften Positionsvorgaben eignet (MNERIE ET AL. 2013b). Die heutige Standardbauweise dieser Aktoren verwendet das Prinzip des bewegten Magneten (MARSHALL 2004). In diesem Zusammenhang werden mittlerweile ausnahmslos Permanentmagneten aus einer NdFeBr-Legierung eingesetzt, deren magnetische Energiedichte bis zu fünfmal höher ist als bei Permanentmagneten aus konventionellen AlNiCo-Legierungen (MARSHALL 2004). Die vollzogene Bewegung kann dabei linear (HIEMSTRA ET AL. 2014) oder wie im Fall des Laserscanners *Racoon* rotierend sein. Die wesentlichen Vorzüge dieser Bauweise sind das hohe Drehmoment, die hohe Bandbreite sowie die schnellste Positionierungsgeschwindigkeit unter den drei Aktortypen (AYLWARD 2003).

Jede der zuvor beschriebenen Bauformen beinhaltet zur Messung der Winkelposition des Rotors einen Sensor (Positionsdetektor). AYLWARD (2003) sowie KACPERSKI ET AL. (2015) geben einen Überblick zu den verschiedenen Sensortechnologien. Dabei wird zwischen kapazitiven und optischen Positionsdetektoren unterschieden sowie auf unterschiedliche Realisierungen eingegangen. Erstere messen die Position der Welle über die Änderung der Kapazitätswerte im Sensor verbauter Platten. Diese Veränderung wird in einen Differenzstrom umgewandelt, welcher proportional zur Winkelposition ist. Eine ausführliche Beschreibung des kapazitiven Positionssensors mit schmetterlings-

förmigem Dielektrikum ist in der Arbeit von ROHR (1989) zu finden. Die optischen Positionsdetektoren basieren meist auf der Idee, dass das von einer Lichtquelle emittierte Licht durch ein an der Welle befestigtes Element abgeblockt wird, wodurch in Abhängigkeit von der Rotorstellung ein Teil der im Sensor integrierten Photozellen kein Licht empfängt. Laut AYLWARD (2003) liegen die entscheidenden Vorteile der optischen Winkelerfassung im reduzierten Bauraum sowie den geringeren Herstellkosten. Der in dieser Arbeit verwendete Galvanometertyp der Firma *Cambridge Technology* verwendet die von IVERS (1998) patentierte *Advanced-Optical-Position-Detector-Technologie*, welche den zuvor beschriebenen Ansatz mittels einer LED und eines schmetterlingsförmigen Lichtblockers umsetzt.

In Abbildung 3.2 ist ein Galvanometerantrieb mit den funktionsrelevanten Komponenten dargestellt. Der Spiegel ist über eine Spiegelhalterung, die sogenannte *Clamp*, am Rotor befestigt, welcher wiederum durch zwei Wälzlager im Gehäuse verankert ist. Die Mitte der rotierenden Welle wird von einer in Harz eingelagerten Spule aus Kupfer umgeben. Der Positionssensor befindet sich auf der gegenüberliegenden Seite des Spiegels. Wie durch HERING ET AL. (2002) detailliert erläutert, erzeugen stromdurchflossene Leiter ein kreisförmiges, konzentrisches Magnetfeld um sich selbst. Über den Strom kann das von der Spule generierte magnetische Feld bzw. dessen magnetische Feldstärke gesteuert werden. Dabei ist die Feldstärke von der Anzahl der Wicklungen im Galvanometerinneren abhängig. Das so erzeugte Magnetfeld überlagert sich mit dem in der Welle verbauten Permanentmagneten, was zu einer Verdichtung bzw. Abschwächung der Magnetfeldlinien und schließlich zur gewünschten Rotation führt. Anschaulich formuliert ist das Magnetfeld des Permanentmagneten bestrebt, sich am induzierten Magnetfeld der Spule auszurichten.

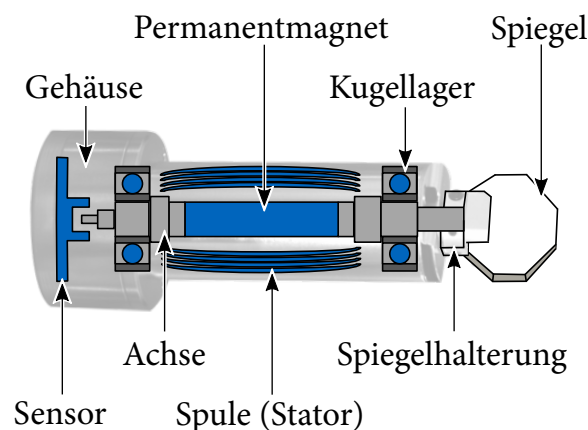


Abbildung 3.2: Aufbau eines Galvanometers mit bewegtem Magneten am Beispiel der x-Achse

3.2 Aufbau und Funktionsweise des Versuchsstands

Der in dieser Arbeit verwendete Versuchsaufbau wurde im Rahmen des Forschungsprojektes DynaMoRe (BFS 2015) entwickelt. Das Projekt wurde durch die Bayerische Forschungstiftung gefördert. Es beteiligten sich als Industriepartner die *ARGES GmbH* sowie die *SCHERDEL INNOTECH Forschungs- und Entwicklungs GmbH* und als Hochschulpartner die *Ostbayerische Technische Hochschule Amberg-Weiden* sowie die *Technische Universität München*. Ein Teil der Algorithmen zur Einstellung des Versuchsstands und zur Auswertung der Spiegelbewegung durch Fotografien ist ebenfalls im Rahmen der gemeinsamen Projektarbeit entstanden und fand beispielsweise in den Betrachtungen von SONNTAG ET AL. (2015) sowie ZAEH & PIECZONA (2018) Anwendung.

Abbildung 3.3 skizziert den Versuchsstandaufbau dieser Arbeit und stellt die einzelnen Komponenten sowie deren Verknüpfungen dar. Im Folgenden werden die Bestandteile der Anlage kurz beschrieben.

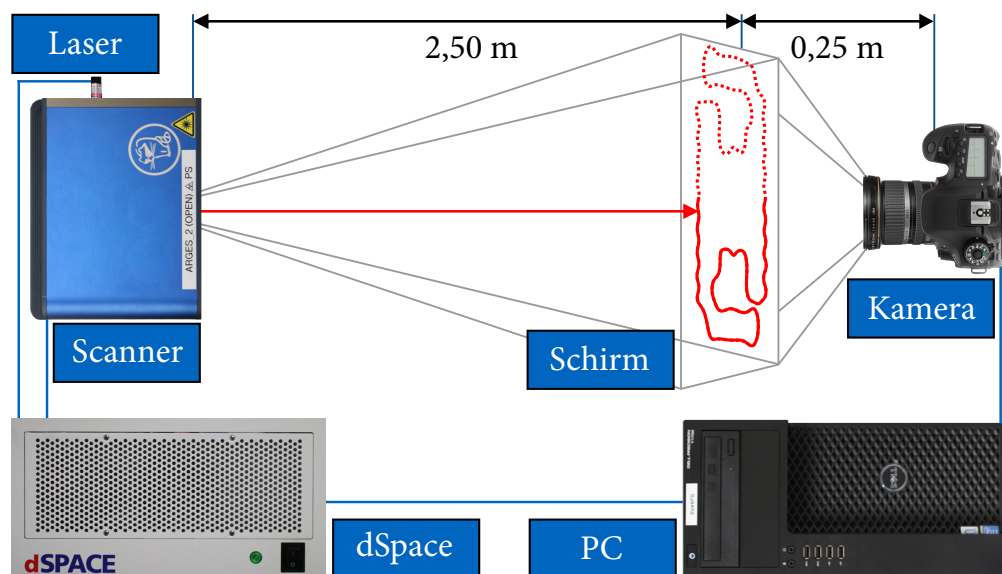


Abbildung 3.3: Aufbau des Versuchsstands in Anlehnung an ZAEH & PIECZONA (2018)

Scanner

Für den Hauptteil der vorliegenden Arbeit wurde ein modifizierter *ARGES Racoon* herangezogen. Bei dieser Ablenkeinrichtung handelte es sich um einen mittelgroßen zweidimensionalen Scanner, welcher hauptsächlich im Bereich des Feinschneidens,

Lötens, Gravierens und Strukturierens eingesetzt wird (ARGES GMBH 2018). Die bereitgestellte Version des *Racoon* war ein analog-PID-geregeltes Industrieprodukt, das um weitere Ausgänge zur Bereitstellung von Spannungs- und Stromdaten der beiden Galvanometer erweitert wurde. Als Eingangssignale wurden diesem Scanner die Sollpositionen für die x - und die y -Achse vorgegeben. Dabei beziehen sich die Achsrichtungen dieser Arbeit fortwährend auf das projizierte Feld. Die im Sinne der Regelung ausgegebenen Ausgangsgrößen waren die Positionen der Galvanometer, welche vom Positionsdetektor, gemäß der Beschreibung in Abschnitt 3.1, entstammten. Durch die integrierte Regelung handelte es sich um ein a priori stabiles System.

Die energetische Versorgung des Scanners übernahm eine entsprechende Leistungselektronik. Darüber hinaus wurde das Scannersystem über einen Trenntransformator vom restlichen Versorgungsnetz getrennt, um eine Einkopplung fremder, störender Signale zu vermeiden.

Für die Untersuchungen zur Validierung der Übertragbarkeit der Ergebnisse (Kap. 8) wurden zwei weitere Systeme verwendet, welche gesondert in Abschnitt 8.1 beschrieben sind.

dSpace-Echtzeitsystem

Die Schnittstelle zwischen den Benutzereingaben des (Host-)PCs und dem Scanner bildete ein *dSpace*-Echtzeitsystem, bestehend aus einem *DS1007*-Prozessorboard und einem *Field Programmable Gate Array* (FPGA) des Typs *DS5203*. Das FPGA diente vornehmlich als Ein-/Ausgangskarte zur Kommunikation mit dem Scanner. Die vom Scanner stammenden Strom- und Spannungsdaten wurden hierbei über analoge Schnittstellen eingelesen. Der Austausch von Stell- sowie Ausgangsgrößen wurde mithilfe eines eigenen Protokolls der Firma *ARGES* realisiert.

Abgesehen von der grundlegenden PID-Stabilisierung der Scannerachsen liefen alle regelungs- und auswerterelevanten Algorithmen in Echtzeit im Prozessorsystem *DS1007* ab. Die Berechnungen übernahm hierbei eine *Central Processing Unit* (CPU) des Typs *AMD Athlon* mit vier physikalischen Kernen. Dabei konnten die einzelnen Berechnungen den Kernen manuell zugeordnet werden. Ein Datenaustausch mit dem FPGA ermöglichte die Verarbeitung der Scannereingangsdaten und eine Übertragung der berechneten Signale. Das System wurde stets mit einem Regeltakt von 48.828,125 Hz

(ca. 50 kHz) betrieben, wie es beispielsweise auch bei TOYAMA ET AL. (2013) und SEKI ET AL. (2012) der Fall war. Niedrigere Taktfrequenzen wären für eine performante Regelung unzureichend.

Laser und Lasersteuerung

Zur Visualisierung der Spiegelbewegung wurde der Scanner mit einem roten Laser (Klasse 2, 640 nm bei 1 mW) ausgestattet. Der Laseremitter arbeitete hierbei in zwei verschiedenen Modi. Neben einem Dauermodus bestand die Möglichkeit, den Laser über das FPGA mit einer Taktung von ca. 244,14 kHz zu betreiben. Der Takt war synchron zur Regelungsfrequenz des Gesamtsystems und ließ den Laser ein Fünftel eines diskreten Zeitschritts T strahlen. Die restliche Zeit und damit 80 % des Samples wurde die Strahlquelle deaktiviert. Dadurch konnte eine zeitliche Zuordnung des Spiegelverhaltens zum Zeitvektor der Echtzeitanlage ermöglicht werden. Zu Beginn eines jeden Regeltakts trat somit ein kurzer Lichtimpuls auf.

Host-PC

Der Host-PC stellte die Schnittstelle zum Benutzer dar und erlaubte eine Programmierung des *dSpace*-Systems. Die Algorithmen wurden in *MATLAB*® 2013B implementiert und in C-Code für das Echtzeitsystem übersetzt. Die Steuerung des echtzeitfähigen Programms wurde mit der von *dSpace* bereitgestellten Software *ControlDesk* in der Version 2013B realisiert.

Schirm

Ein planer lichtteildurchlässiger Schirm befand sich in einer Entfernung von etwa 2,5 m vom Scanner. Die Positionierung war grundsätzlich variabel und ermöglichte eine Anpassung an die notwendigen Versuchsbedingungen. Durch den großen Abstand zum Scanner gelang eine gute Visualisierung kleinster Bewegungen der Spiegel, da eine Spiegelbewegung von $0,1^\circ$ bereits zu einer Positionsveränderung von nahezu 1 cm am Schirm führte.

Kamera

Zur Bestimmung des Spiegelverhaltens wurde das vom Laser projizierte Bild von einer Kamera erfasst. Hierzu wurde eine *Canon EOS 80D* mit einem Objektiv des Typs *Canon EF-S10-22U* verwendet. Die Kenntnis über das Spiegelverhalten ist vorwiegend für die Untersuchung der strukturdynamischen Einflüsse wichtig. Gilt der Idealfall einer komplett torsionssteifen Welle, gleicht die Bewegung des Sensors auf der einen Seite der Galvanometerwelle der Bewegung des Spiegels auf der anderen. Die einzelnen Schritte und mathematischen Gleichungen zur Auswertung der Fotografien sind in Unterkapitel 7.4 dargestellt.

Trajektorien

Im Verlauf der Kapitel 6, 7 und 8 werden die drei Trajektorien aus Abbildung 3.4 betrachtet. Sie fanden Anwendung für die Systemidentifikation, -analyse und -bewertung. Der erste Signalverlauf, welcher den Namen *Tripple Flow Snake* (TFS) (SONNTAG ET AL. 2015) trägt, ist ein flächenfüllendes Fraktal. Er besitzt aufgrund seiner Struktur neben tiefen auch hochfrequente Signalanteile über 5 kHz, wenn eine Abtastung bei ca. 50 kHz stattfindet. Das Frequenzspektrum ist abhängig von der Abtastung, da das Signal eine feste Anzahl an diskreten Punkten aufweist. In jedem Regeltakt wird jeweils die Sollposition gewechselt und die nächste Position wird herangezogen. Das Signal eignet sich ideal, um mit wenigen Samples ein breites Frequenzband anzuregen. Weitere Fraktalkurven sind beispielsweise das *Moore-* oder das *Dragon-Fraktal* (MANDELBROT 1982).

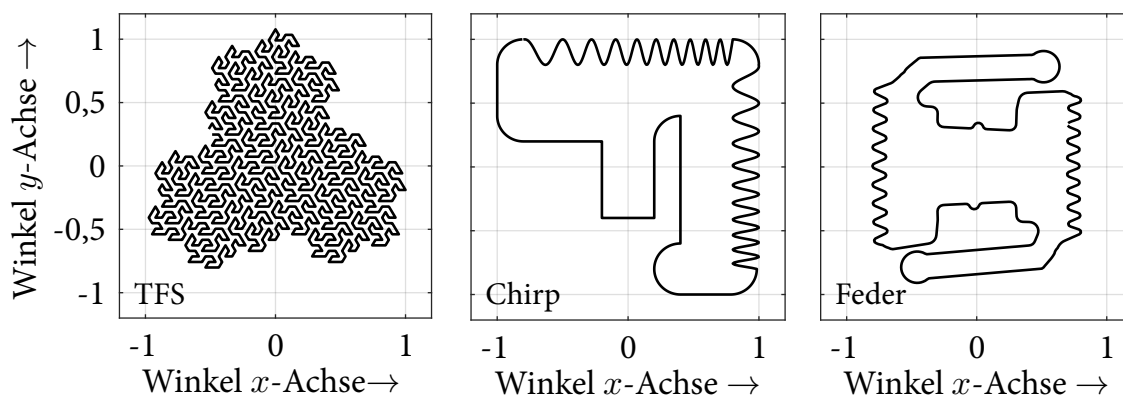


Abbildung 3.4: Verwendete Trajektorien zur Systemanalyse und -bewertung;
links: TFS, Mitte: Chirp-Trajektorie, rechts: Feder-Trajektorie

Beim mittleren Verlauf in Abbildung 3.4 handelt es sich um eine speziell für Scanner entwickelte Testtrajektorie von PIECZONA ET AL. (2017b). Sie wird mit *Chirp-Trajektorie* bezeichnet und dient der Überprüfung, wie akkurat ein Scanner einen Frequenzbereich sowie Standardmuster (z. B. Ecken und gerade Linien) wiedergeben kann. Die frequenzveränderliche Sinusbewegung, auch Chirp genannt, umfasst den Frequenzbereich von 1 kHz bis 4 kHz für beide Achsen. Eine Besonderheit stellen die 90°-Winkel dar. Dadurch soll das System von einem auf den anderen Zeitschritt vollkommen in einer Richtung abgebremst und in der anderen instantan auf eine konstante Geschwindigkeit beschleunigt werden. Da diese Anforderung grundsätzlich eine Unmöglichkeit darstellt, gilt es zu überprüfen, inwiefern eine Regelung in der Lage ist, diese Funktion näherungsweise abzubilden.

Die letzte Trajektorie aus Abbildung 3.4 (rechts) ist eine Kontur aus dem industriellen Umfeld (Feder eines mechatronischen Systems). Sie wurde zur Bewertung der Regelungs- sowie Abbildungsgüte verwendet und wird grundsätzlich aus einem Blech über das Remote-Abtragsschneiden hergestellt. Im weiteren Verlauf wird sie als *Feder-Trajektorie* bezeichnet.

Die Anzahl der diskreten Punkte r_{sum} aller drei Trajektorien sowie die Frequenz, wie oft eine komplette Kontur pro Sekunde bei einer Abtastung von ca. 50 kHz, projiziert wird, ist in Tabelle 3.1 zu finden.

Tabelle 3.1: Länge bzw. Anzahl an diskreten Punkten der Referenzsignale

Trajektorie gemäß Abb. 3.4	TFS	Chirp	Feder
Sample-Zahl r_{sum}	1029	790	777
Projektionsfrequenz der kompletten Kontur in Hz	47,5	61,8	62,8

3.3 Toleranzen und ihre Auswirkungen auf das Systemverhalten

Die Abläufe bei der Montage eines Scanners oder der Produktion von Galvanometern unterliegen einer Standardisierung und definierten Qualitätsanforderungen. Dennoch ist jeder Scanner bei einer detaillierten Betrachtung in Bezug auf seine Bewegung und Dynamik ein Unikat. Dies bedeutet nicht, dass sich sein Verhalten von dem eines

anderen Systems derselben Bauart vollkommen unterscheidet, sondern lediglich, dass es nicht komplett identisch ist.

Es wurden daher drei verschiedene Arten von Toleranzen untersucht. Dabei soll im Rahmen dieses Abschnitts lediglich der Grad betrachtet werden, wie weit sich zwei baugleiche Scanner in ihrem Verhalten unterscheiden und ob das Systemverhalten grundlegend als zeitinvariant gilt. Es werden die drei Aspekte der Fertigungs-, der Montage- und der Betriebstoleranzen kurz angeschnitten. Das Ziel ist es jedoch nicht, alle vorherrschenden Toleranzen aufzufinden und deren Auswirkungen detailliert darzustellen, sondern eine Aussage zu treffen, inwiefern ein Modell bzw. ein Regler auf sich ändernde Parameter reagieren muss.

Fertigungstoleranzen

Der im Abschnitt 3.2 eingeführte Scanner enthielt Galvanometer der Firma *Cambridge Technology*. Im Detail handelte es sich um das Modell *6230H*. Ein Blick in die vom Hersteller bereitgestellten Datenblätter von CAMBRIDGE TECHNOLOGY (2016) zeigt Abweichungen hinsichtlich aller Parameter von bis zu $\pm 10\%$. Dabei sind beispielsweise das Massenträgheitsmoment der Welle θ , die Induktivität der Spule L und die Rückinduktionskonstante β aufgelistet.

Diese Parameter haben einen direkten Einfluss auf das Systemverhalten, sodass jedes Galvanometer hinsichtlich seines Verhaltens einen individuellen Parametersatz aufweist und unter Betrachtung gewisser Nuancen einzigartig ist. Selbiges gilt für das Galvanometer der Modellreihe *6880M* (*Cambridge Technology*), welches für die Untersuchungen zur Übertragbarkeit der Ergebnisse in Kapitel 8 herangezogen wurde.

Montagetoleranzen

Neben Fertigungstoleranzen beeinflussen auch Montagetoleranzen das Verhalten des Scanners (NAKADE & WAKUI 2016). Als Beispiel dient an dieser Stelle die Montage des Spiegels. Der Spiegel ist mit der Spiegelhalterung zusammengeklebt, welche wiederum mit einer Schraubklemmung an der Welle des Galvanometers befestigt ist. Es zeigte sich eine Variation des Systemverhaltes bei unterschiedlichen Anzugsmomenten der Schraubklemmung. In Abbildung 3.5 ist die Eigenfrequenz der ersten Torsionsmode über das Drehmoment an der Klemmung aufgezeichnet. Ein Anstieg der Eigenfrequenz

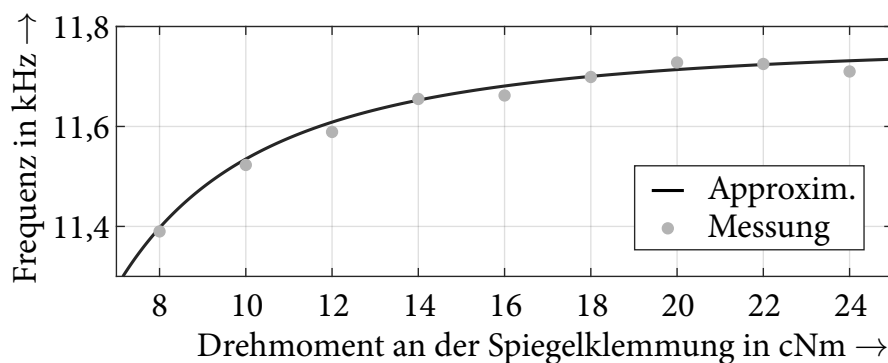


Abbildung 3.5: Eigenkreisfrequenz der ersten Torsionsmode bei einer Variation der Spiegelklemmung am Beispiel der x -Achse

ist über die Zunahme des Drehmomentes zu beobachten, was auf eine Erhöhung der Systemsteifigkeit hinweist. Bei den durchgeführten Untersuchungen veränderten sich auch die beiden anderen modalen Parameter, und zwar die Eigenvektoren sowie die modale Dämpfung dieser Eigenfrequenz.

Betriebstoleranzen

Während des Scannerbetriebs entsteht Wärme, die das Systemverhalten beeinflusst (WEISSGERBER 2009). Beispiele für Ursachen hierfür können die Lagerreibung, Verluste in der Galvanometerspule und eine Absorption des Lasers sein. Im schlimmsten Fall kann durch eine zu hohe Belastung des Scanners die erzeugte Wärme zur Beschädigung des Systems führen, wie in Unterkapitel 7.5 gezeigt wird. Ein Einfluss der Systemtemperatur bei Laserscannern wurde bereits in der Literatur aufgeführt. So adressierten MARSHALL (2004) und einige weitere in Kapitel 4 aufgeführte Quellen sich aufgrund thermischer Effekte ändernde Systemparameter.

Der Temperatureinfluss ließ sich auch an der Impulsantwort des *Racoon* beobachten. Abbildung 3.6 zeigt drei aufgezeichnete Antwortsignale zu unterschiedlichen Betriebs- und Auslastungszeiten. Beim vorliegenden Scanner änderte sich nach etwa einer halben Stunde das Systemverhalten nicht mehr signifikant, weswegen die Dynamik danach als stationär angenommen werden konnte. Auch wenn die Unterschiede nicht groß ausfallen, ist in den Verläufen eine sichtbare Differenz festzustellen. Dies bestätigen beispielsweise TOYAMA ET AL. (2013) und MATSUKA ET AL. (2015) in ihren Publikationen, wobei sie sich der Thematik intensiver widmeten. Die Autoren zeigten die

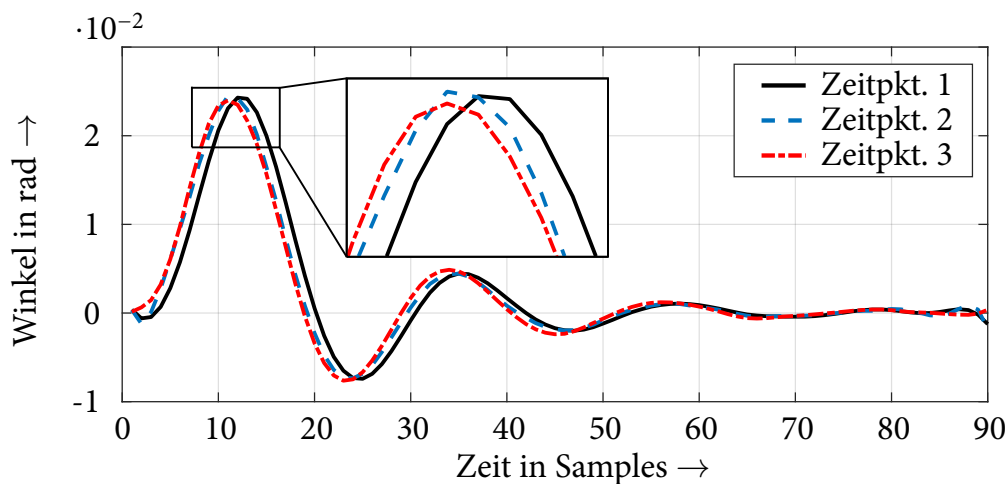


Abbildung 3.6: Impulsantworten des Racoon nach unterschiedlichen Betriebszeiten am Beispiel der x -Achse

Auswirkungen der Parameterschwankungen während des Betriebs und identifizierten eine Änderung von bis zu $1,0 \frac{\text{Hz}}{\text{K}}$ in der ersten Eigenfrequenz und $0,12 \frac{\%}{\text{K}}$ in der Drehmomentkonstante.

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass die drei aufgeführten Toleranzen die Systemparameter und damit das Systemverhalten signifikant beeinflussen. Daher müssen bei der Betrachtung unterschiedlicher Scanner derselben Baureihe die identifizierten Parameter an das jeweilige System angepasst werden. Zur Minimierung thermischer Einflüsse ist auf einen stationären Betrieb mit gleichbleibender Systemtemperatur zu achten. Die von außen einwirkenden Effekte sind hierbei ebenfalls nicht zu vernachlässigen. Die Unterschiede zwischen den Systemen und den Temperaturzuständen befinden sich jedoch in einem eingeschränkten Bereich. Dennoch beeinflussen sie die Abbildungstreue eines Modells bzw. die Performanz einer Regelung. Der Performanzeinbruch ist dabei maßgeblich von der Sensitivität der Regelung in Bezug auf ungenaue Parameter abhängig.

Für den weiteren Verlauf dieser Arbeit kann somit davon ausgegangen werden, dass die allgemeingültigen Zusammenhänge und die grundsätzliche Eignung von bestimmten Modellierungs- und Regelstrategien erhalten bleiben.

4 Stand der Technik und Forschung

Zur Dynamiksteigerung von Scannersystemen sind verschiedene Vorgehensweisen denkbar. Zum einen kann die Hardware verändert werden, indem verbesserte Antriebe oder neuartige Kinematiken eingesetzt werden. Zum anderen ist eine softwareseitige Anpassung möglich, welche sich beispielsweise in einer modernen Regelungsstruktur widerspiegelt. Somit gilt es, zunächst die bestehenden Ansätze zu evaluieren und den Handlungsbedarf dieses Themengebiets abzuleiten. Darüber hinaus wird untersucht, inwiefern sich Erfahrungen aus anderen hochdynamischen mechatronischen Systemen auf einen Galvanometer-Laserscanner übertragen lassen.

4.1 Dynamiksteigerung von Laserscannern

Im Folgenden werden die beiden Ansätze einer modifizierten Hardware- bzw. einer alternativen Regelungsstruktur im Vergleich zu einem klassisch PID-geregelten Scannersystem untersucht. Dabei wird im Abschnitt 4.1.1 lediglich ein Überblick über mögliche Hardwarekonzepte gegeben, da diese Arbeit eine reine softwareseitige Dynamiksteigerung zum Ziel hat. Der Fokus liegt somit auf der Untersuchung der Regelungskonzepte, welche in Abschnitt 4.1.2 näher betrachtet werden. Da zur Regelung bzw. der Reglerableitung in den meisten Fällen ein Modell notwendig ist, werden im Zuge dieses Abschnitts auch die entsprechenden Modellierungsvarianten mit ihren Eigenschaften betrachtet.

4.1.1 Alternative Hardwarekonzepte

Durch den Einsatz veränderter Komponenten, z. B. stärkerer galvanometrischer Antriebe in Verbindung mit einer passenden Leistungselektronik, kann im Allgemeinen eine Dynamiksteigerung erreicht werden. Damit verbunden sind jedoch höhere Herstellungskosten, eine geringere Energieeffizienz sowie Probleme, das Übertragungsverhalten der

Galvanometerantriebe bei der zusätzlichen thermischen Belastung anforderungsgerecht zu regeln bzw. eine thermische Schädigung des Antriebes zu verhindern. Letzterem begegneten KRAETZSCH ET AL. (2011) durch Wasserkühlung der Antriebe. Darüber hinaus wurden im Galvanometer-Laserscanner von KRAETZSCH ET AL. (2011) sehr kleine Spiegel verbaut, wodurch sich der Aufbau für Schweißanwendungen mit hochfrequenter Strahloszillation qualifizierte. Kleinere Spiegel führten zwar zu wesentlich geringeren Trägheitsmomenten, gleichzeitig aber auch zu einem stark eingeschränkten Feld für die Strahlablenkung, was sich aus der Funktionsweise der Scanner ergibt (siehe Abschnitt 3.1). Als Arbeitsraum ist in der Arbeit von KRAETZSCH ET AL. (2011) ein Feld mit einer Größe von $10 \times 10 \text{ mm}^2$ für eine Oszillationsgeschwindigkeit von maximal 2 kHz und von $1,5 \times 1,5 \text{ mm}^2$ für höherfrequente Schwingungen angegeben. Dadurch entfiel der eigentliche Vorteil eines Scannersystems, nämlich die flexible Strahlführung innerhalb seines großen Bearbeitungsfeldes. Auch POLLACK ET AL. (2005) machten sich die Verminderung von bewegten Massen zunutze, indem die Dicke eines Spiegels auf ein Mindestmaß reduziert wurde. Diese massereduzierten Spiegel wurden in konventionellen, galvanometrisch betriebenen Scannern angewandt und waren für Laserleistungen von bis zu 20 kW bei hoher Strahlungsdichte geeignet. Thermischen Einflüssen auf das Spiegelsystem wurde durch gezielte Kühlung mit Gasströmen auf der Vorder- und Rückseite begegnet. STUKALIN (2006) griff ebenfalls den Ansatz einer angepassten Spiegelstruktur auf, indem er durch gezielte Versteifungen auf der einen Seite und Materialreduktionen auf der anderen Seite die Resonanzfrequenzen des Spiegels erhöhte. Hohe Resonanzfrequenzen begünstigen den Ruck ($\ddot{\varphi}$) des Spiegels maßgeblich und tragen somit zu einer höheren Dynamik des Scannersystems bei.

SEKI ET AL. (2010) und SEKI ET AL. (2012) passten das Spiegeldesign indirekt an. Die Autoren befestigten einen Piezoaktor auf dem Spiegelkörper, sodass die Strukturschwingungen durch eine Gegenschwingung kompensiert wurden. Es handelte sich um eine Dämpfung durch ein aktives Schwingungssystem, ähnlich wie in EHMANN (2004) und ZAEH ET AL. (2017) beschrieben. Die Piezoeinheit diente dabei als Sensor zur Schwingungsmessung und als Aktor zur Schwingungsaufbringung zugleich.

Die zuvor genannten Möglichkeiten zur Steigerung der Dynamik durch konstruktive Anpassungen des Antriebsstrangs basieren alle auf dem Prinzip, dass die zweidimensionale Ablenkung des Laserstrahls durch zwei winklig zueinander angeordnete Spiegel vorgenommen wird, wie es im klassischen Aufbau eines Scanners der Fall ist. Dabei muss, wie bereits erläutert, der im Strahlengang an zweiter Position angeordnete y -

Spiegel eine größere Fläche aufweisen als die erste Ablenkeinheit. Begrenzend auf die Dynamik wirken sich in derartigen Systemen immer die Trägheit und die Resonanzfrequenz des zweiten, größeren Spiegels aus. Deshalb wurde in den Arbeiten von MASOTTI ET AL. (2002), REENTS (1989), HUONKER (2007), MIYAJIMA ET AL. (2008) und POPRAWE ET AL. (2009) jeweils eine Ablenkvorrichtung mit nur einem Spiegel, aber dennoch zwei Achsen, vorgestellt. MASOTTI ET AL. (2002) schlugen hierfür die Anbringung des Spiegels mittels eines Kugelkopfs und vier darum angeordneten Magnetspulen vor, während REENTS (1989) den Spiegel an einem flexiblen Stab befestigte und die Auslenkung über drei im Dreieck angeordnete Spulen realisierte. Die Ein-Spiegel-Ablenkeinheit von HUONKER (2007) und POPRAWE ET AL. (2009) sah eine kardanische Aufhängung des Spiegels vor. MIYAJIMA ET AL. (2008) wählten den Weg, den Spiegel mittels einer Reihenschaltung von Rotationsachse und Kippachse in zwei Dimensionen zu bewegen. Für die Auslenkung eines Ein-Spiegel-Systems sind in der Literatur weitere, unkonventionelle Ansätze zu finden. So wurde von SCHRAMM ET AL. (2008) der Spiegel auf zwei in Reihe geschaltete, winklig zueinander angeordnete Direktantriebe montiert. Den Ein-Spiegel-Systemen ist gemein, dass sie im Gegensatz zum klassischen Doppel-Spiegel-Konzept einen stark eingeschränkten Arbeitsbereich aufweisen oder aufgrund ihres Aufbaus nur für geringe Leistungsdichten geeignet sind.

Alle beschriebenen Systeme haben zum Ziel, höheren dynamischen Ansprüchen zu genügen und neue Anwendungsfelder für die Laser-Materialbearbeitung zu erschließen. Jedoch wird keines dieser Konzepte seinen jeweiligen Dynamikbereich vollkommen ausschöpfen können, wenn weiterhin konventionelle Regelungskonzepte, wie z. B. PID-Regler, bei der Positionsregelung zum Einsatz kommen (SCHWEIER 2015). Zudem bieten diese einfachen Regelungsverfahren keine Möglichkeit, weitere Prozessparameter und Systemgrößen, wie beispielsweise die Temperatur des Galvanometerantriebes, in die Regelung einzubeziehen. Damit wird, spätestens in einer praktischen Anwendung, ein wesentliches Defizit heutiger Scannersysteme ersichtlich, nämlich die teilweise mangelhafte Kontur- und Geschwindigkeitstreue. Schnelle Bewegungen unter hoher Genauigkeit sind insbesondere bei hochdynamischen Bearbeitungsverfahren, wie dem *Remote-Abtragsschneiden* (RAS) oder dem Laserstrahlschweißen mit überlagerter Strahloszillation, eine zwingende Anforderung, wie SCHWEIER (2015) darstellte. Aus diesem Grund werden im nachfolgenden Abschnitt Ansätze aus der Literatur zur Steigerung der Dynamik durch veränderte bzw. neuartige Regelungsstrategien dargelegt, welche in dieser Form bereits in einem lauffähigen Scannersystem oder zumindest in simulativer Form implementiert wurden.

4.1.2 Modellierungs- und Regelungsansätze

Seit einigen Jahren geht auch bei Galvanometer-Laserscannern der Trend weg von analogen PID-Regelungen und hin zur digitalen Variante (FENG & ZHI 2011). Eine digitale Reglerumsetzung zeichnet sich vor allem durch eine einfache Programmierung und vielfältige Einsatzmöglichkeiten positiv aus, was wiederum neuartige Regelungsansätze ermöglicht (CHEN ET AL. 2011). Viele der modernen Regelungsmethoden setzen dabei ein Modell der zu regelnden Strecke voraus (LUNZE 2014a). Einige wenige Methoden, wie z. B. ein linguistisch formulierter Mandami-Fuzzy-Regler (MICHELS ET AL. 2002) oder stochastische Herangehensweisen (NIREI ET AL. 1997), verzichten auf eine vorhergehende Beschreibung der Systemdynamik in mathematischer Form von Differentialgleichungen, benötigen aber dennoch ein weitreichendes Systemverständnis. Im Bereich der Regelung der beiden Galvanometerantriebe sind die vorzufindenden Modelle sehr weit gestreut. Gleiches gilt für die angewandten Regelungsmethoden.

Das einfachste Modell zur mathematischen Repräsentation eines galvanometrischen Antriebs formulierten ODABAS-GELDIAY & MOULDS (1994). Die vorgestellte Dynamik beschreibt das Verhalten zwischen dem anliegenden Strom an der Galvanometerspule und dem gemessenen Achswinkel in Form einer Übertragungsfunktion zweiter Ordnung. Der Schwerpunkt von ODABAS-GELDIAY & MOULDS (1994) lag aber eher auf der Umsetzungsdarstellung einer solchen Regelungsstruktur und weniger auf einer allumfassenden Systembeschreibung und hochdynamischen Regelung. Ein ähnlich einfaches Modell verwendeten auch neuere Ansätze, wie beispielsweise von MNERIE ET AL. (2013a) und MNERIE ET AL. (2013b) gezeigt. Die Autoren gingen sogar so weit, dass sie ihr Modell nach der ersten Definition nochmals vereinfachten und in seiner Komplexität reduzierten. Auf dem Modell aufbauend wurde ein Ansatz aus dem Bereich der klassischen Verfahren verwendet, indem ein a priori stabilisiertes System durch einen PID-L1-Ansatz erweitert wurde. Solche eher einfache Strukturen beim Modell und der Regelung nutzten neben MNERIE ET AL. (2013a) auch FENG & ZHI (2011). In manchen Fällen wurde sogar vollständig auf eine Signlrückführung verzichtet und teilweise ein offener Regelkreis verwendet. In DUMA ET AL. (2011), DUMA (2012) und weiteren Artikeln des Hauptautors lag das Augenmerk auf den Trajektorienanalysen. Untersucht wurde das Soll- bzw. das Ausgangssignal, welches in den meisten Fällen ein Sinus- oder ein Sägezahnprofil war. Das Anwendungsgebiet war die *optische Kohärenztomografie* (OCT), bei welcher vor allem solch einfache Bewegungsprofile Anwendung finden.

Um die Regelungsgenauigkeit und die Dynamik zu steigern, bedienten sich sowohl CHEN ET AL. (2011) als auch MNERIE ET AL. (2015) der *Model Predictive Control* (MPC) und zeigten dabei die Vorzüge dieser Regelungsvariante gegenüber einem PID-Verfahren an einem Versuchsstand auf. Das zugrundeliegende Modell unterschied sich in seiner wesentlichen Struktur nicht von den bisher genannten Varianten. Die MPC ist ein robustes, jedoch numerisch sehr anspruchsvolles Verfahren, wodurch sich der Einsatz einer einfachen Dynamikbeschreibung erklären lässt. Bei ALLOTTA ET AL. (2016) war das Grundmodell des Galvanometers ebenfalls ein Verzögerungsglied niedriger Ordnung. Um weitere Einflüsse einzubinden, welche sich beispielsweise aus der Leistungselektronik ergeben, wurde die Gesamtdifferentialgleichung auf eine höhere Ordnung erweitert, wie es auch bei PARK ET AL. (1999) der Fall war. Konträr zu den bisherigen Arbeiten untersuchten ALLOTTA ET AL. (2016) die Dynamiksteigerung bei der Lasergravur. Beim Gravieren sind durchaus komplexe Konturen denkbar, doch die Autoren widmeten sich lediglich Sprungantworten und Sägezahnprofilen. Als Ziel wurde eine gute Modellübereinstimmung und Regelgüte bis 400 Hz genannt, weswegen ein Modellabgleich bis zu einer Frequenz von 250 Hz stattfand. Die Problematik eines strukturdynamischen Einflusses wurde erkannt, jedoch nicht im Modell, sondern durch eine starke Filterung angegangen, da die entsprechenden dominanten Strukturmoden in einem höheren Frequenzbereich lagen.

Im Gegensatz zu den bisher genannten Quellen gingen TOYAMA ET AL. (2013) einen bedeutenden Schritt weiter. Die Abbildungstreue des Modells wurde aufgrund von berücksichtigten strukturdynamischen Effekten entsprechend Gl. (2.58), welche sich durch eine Verwindung der Welle und des Spiegels äußern, erhöht. Als Regelungsmethode diente eine *Two-Degree-of-Freedom-Struktur* (2DoF-Struktur), wodurch das Istverhalten dem Sollverhalten nahezu ohne Verzögerungen (Schleppfehler) folgen konnte. Ein Blockschaltbild einer solchen Regelung ist in Abbildung 4.1 dargestellt. Das 2DoF-Prinzip bietet den Vorteil, dass das System durch ein Steuerungssignal (Vorsteuerung) geführt wird und den Regelkreis entlastet. Vor allem bei Trajektorienfolge-Regelungen sind 2DoF-Ansätze vorzufinden, darunter bei KATO ET AL. (2012) und bei IWASAKI ET AL. (2012). Das eigentliche Regelungsgesetz war bei TOYAMA ET AL. (2013) adaptiv ausgeführt, um auf Parameterschwankungen, die sich beispielsweise in sich ändernden Eigenfrequenzen äußerten, zu reagieren. Obwohl das Modell einen wesentlichen Fortschritt darstellte, bezog es sich nur auf die Bewegung der Welle an der Sensorposition und einen kleinen Winkelbereich um eine linearisierte Ruhelage. Aufgrund der Strukturdynamik ergibt sich aber ein unterschiedliches Verhalten, eine

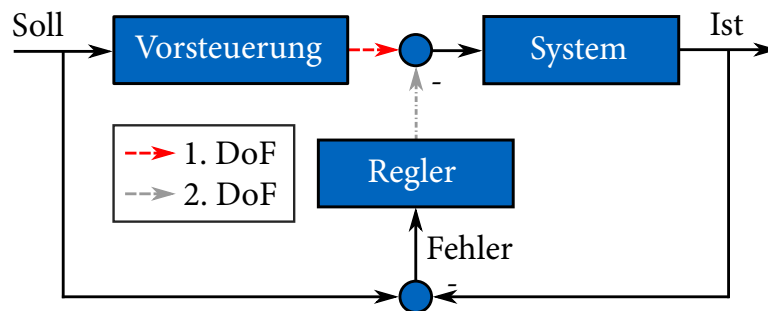


Abbildung 4.1: Blockschaltbild einer allgemeinen 2DoF-Struktur in Anlehnung an SKOLAUT (2014)

sogenannte Nicht-Kollokation, für den Sensor auf der einen Seite und den Spiegel auf der anderen Seite der Welle. Daraus resultierte bei TOYAMA ET AL. (2013) eine Regelung des Sensorverhaltens und nicht der Spiegelbewegung, die jedoch ausschlaggebend für das Ergebnis einer Gravur-, Schweiß- bzw. Schneidoperation ist. MAEDA & IWASAKI (2015) optimierten den gerade beschriebenen, adaptiven Algorithmus und untersuchten diesen im Gegensatz zum vorhergehenden Artikel auch an einem Teststand. Die Regelgröße blieb weiterhin das Signal des Positionssensors.

HIROSE ET AL. (2009) griffen diesen Stand teilweise auf, wodurch die Nicht-Kollokation von Spiegel und Sensor erkannt und in separaten Modellen für die beiden Positionen integriert wurde. Eine Verwendung des Spiegelmodells im Regelungsgesetz, welches auch in Form einer 2DoF-Struktur ausgeführt war, fand nicht statt. Es wurden lediglich die Strukturschwingungen gedämpft, sodass die strukturdynamischen Auswirkungen auf beide Achsenenden reduzierter ausfielen. Die Autoren wiesen in ihrem Beitrag explizit darauf hin, dass ein Umgang mit der Strukturdynamik bei Galvanometer-Laserscannern eine Herausforderung darstellt und möglichst zu berücksichtigen ist. Obwohl bei ZHAKYPOV ET AL. (2013) lediglich ein PI-Regler zum Einsatz kam und die Strukturdynamik bei der Erzeugung der dargestellten Strukturen eine untergeordnete Rolle spielte, ist dieser Hinweis in deren Publikation ebenfalls zu finden. Der Betrieb eines Scanners sollte nach Aussage von HIROSE ET AL. (2009) in einem Frequenzband liegen, welches einen Wert von $1/3$ der ersten dominanten Eigenfrequenz nicht überschreitet. MAEDA & IWASAKI (2016) empfahlen sogar, dieses Band in bestimmten Fällen auf eine Maximalfrequenz von $1/5$ der Eigenkreisfrequenz der ersten Torsionsmode zu begrenzen. Mit ihrem Vorgehen erreichten MAEDA & IWASAKI (2016) noch eine gute Abbildungstreue bei Frequenzen bis 46% der ersten dominanten Eigenmode. Darüber hinaus adressierten die Autoren Parameterschwankungen, die sowohl der Mechanik als auch der Elektronik entstammten. Im Speziellen wurden die Schwankun-

gen der Eigenfrequenzen und der Drehmomentkonstante untersucht. Ein iterativer Algorithmus diente abschließend zur selbständigen Anpassung an die variierenden Gegebenheiten, wodurch die Parameteränderungen nicht mehr im Vorhinein bekannt sein mussten. Eine ähnliche Problemstellung mit einem Fokus auf sich verschiebende Eigenfrequenzen untersuchten KATO ET AL. (2012). Iterative und adaptive Verfahren sind in den meisten Fällen durch Parameterschwankungen motiviert. So widmeten sich MATSUKA ET AL. (2015) der Kompensation der Drehmomentfluktuation, deren Ursache in Temperaturschwankungen liegt. Dabei konnte sich das Drehmoment beim angegebenen Beispiel um bis zu 1,2 % bei einer Temperaturschwankung von 10 K verändern. Ziel der Autoren war es, die Innentemperatur des Galvanometers zu ermitteln und daraus auf einen Kompensationsfaktor für das Drehmoment zu schließen. Der eigentliche Regelungsansatz zur Fehlerkompensation der Winkelposition war an dieser Stelle eher nebensächlich und zielte nicht auf eine Dynamiksteigerung ab.

YOO ET AL. (2013) und YOO ET AL. (2016) schlugen auch ein iteratives Verfahren vor. Dieses war jedoch nicht durch Parameteränderungen, sondern durch eine Kostenreduktion bei der Reglerparametrierung und einen gesteigerten Produktwert, der sich beispielsweise durch autonome Funktionalitäten äußert, motiviert. Die Autoren gingen in der Modellierung des Spiegelverhaltens einen Schritt weiter im Vergleich zu vielen anderen Publikationen und adressierten explizit die Nicht-Kollokation von Spiegel und Sensor. Eine Messung des Spiegelverhaltens geschah anhand eines zusätzlichen Sensors. Die beiden Differentialgleichungen der Spiegel- und der Sensorbewegung wurden aber vollkommen unabhängig voneinander definiert und nicht miteinander verknüpft, sodass bei der Messung des Sensorsignals nicht auf den Spiegelwinkel bei dynamischen Bewegungen geschlossen werden konnte. Bei einer Übertragung dieser Methode in den industriellen Einsatz hätte dies zur Folge, dass ein Teil der Systemtechnik um die zusätzliche Sensorik erweitert werden müsste, was den eigentlichen Galvanometersensor wiederum obsolet machen und gleichzeitig den Bauraum sowie die Kosten stark ansteigen lassen würde. Darüber hinaus war das iterative Verfahren so ausgelegt, dass nach jedem Scanning-Vorgang die Abweichung von der Solltrajektorie ermittelt wurde. Anschließend geschah eine Optimierung des Eingangssignals, sodass der Fehler im nächsten Schritt kleiner ausfiel. Diese Adaption war allerdings nur für eine Wiederholung der fortwährend selben Trajektorie möglich und lies ad hoc keine Übertragung auf andere Konturen oder Geschwindigkeiten zu. Ferner zeigten die Autoren die Anwendung nur an einfachen Bahnen, wie Sägezahnverläufen.

Die bisher vorgestellten Forschungsarbeiten beschränken sich alle auf einen linearen Systemzusammenhang, welcher lediglich im Nahfeld einer Ruhelage Gültigkeit besitzt. Vorherrschende Nichtlinearitäten, wie z. B. ein winkelabhängiges Drehmoment an der Antriebsachse, komponentenschädigende Maximalstromstärken oder Reibungseffekte, wurden in den Arbeiten von YOO ET AL. (2016) und YAMAGUCHI ET AL. (2014) erwähnt, aber in der Modellierung und Regelung grundsätzlich ignoriert. Welche Nichtlinearitäten zwingend zu beachten sind, wurde nicht ersichtlich. Dabei nahmen YAMAGUCHI ET AL. (2014) explizit Bezug auf einen Teil der zuvor beschriebenen Publikationen und ergänzten diese um einige Vorgehensweisen, wie z. B. ein ruckarmes Ansteuerungssignal, was eine Anregung der Strukturdynamik unterbindet. Das Ausmaß der nichtlinearen Einflüsse und eine Empfehlung, welche Einflüsse explizit beachtet werden müssen, findet sich in den Arbeiten nicht. Einzig wurde eine Totzeit in der Modellierung definiert, wie sie auch bei HIROSE ET AL. (2009), TOYAMA ET AL. (2013) und MATSUKA ET AL. (2015) vorkam. Diese Signalverzögerung konnten LIU ET AL. (2016) auf die Signalwandlung und -verarbeitung zurückführen. Dabei kritisierten LIU ET AL. (2016) in ihrer Arbeit viele der bisher genannten Publikationen, darunter MNERIE ET AL. (2013a), MAEDA & IWASAKI (2016) und YOO ET AL. (2013), im Hinblick auf die Performanz der Trajektorienfolge bei vorherrschenden Parameterschwankungen. Die Autoren versuchten das entsprechende Defizit anzugehen, beschränkten sich jedoch selbst bei den Trajektorien auf einfache Sinus- oder Sägezahnprofile. Strukturdynamische Einflüsse wurden gänzlich ignoriert und nicht ins Modell einbezogen. Die experimentellen und simulativen Validierungen fanden bei Frequenzen bis 100 Hz statt, sodass ein strukturdynamischer Einfluss nicht gegeben war und auch nicht von hochdynamischen Bewegungen gesprochen werden konnte.

4.2 Dynamiksteigerung anderer hochdynamischer Systeme

YAMAGUCHI ET AL. (2014) beforschten das Thema der hochperformanten Bewegungsregelung mechatronischer Systeme. Neben Galvanometer-Laserscannern wurden handelsübliche Festplatten, die unter der Bezeichnung HDD bekannt sind, adressiert. Damit stellt sich die Frage, welche Forschungsschwerpunkte im Bereich von Festplatten gesetzt werden und inwiefern sich die gewonnenen Erkenntnisse auf Galvanometer-Laserscanner übertragen lassen.

Ähnlich wie bei Scannersystemen existieren Forschungsbeiträge, die sich entweder mit der Hardware oder mit der Software der HDD auseinandersetzen. Ein Blick auf die Hardwareseite zeigt beispielsweise, dass seit den 1990er Jahren Festplatten doppelt aktuiert sind, wie Abbildung 4.2 darstellt. Der Hauptaktor, welcher sich am Anfang des Arms befindet, wird durch einen Zusatzaktor unterstützt. Dies soll nach MORI ET AL. (1991) und nach BOETTCHER ET AL. (2009) zu höheren Geschwindigkeiten und vor allem besseren Genauigkeiten führen. So beschäftigten sich beispielsweise EVANS ET AL. (1999), SEMBA ET AL. (1999), SASSOLINI ET AL. (2002) sowie HOROWITZ ET AL. (2004) mit unterschiedlichen Aktorkonzepten für die zweite Achse und stellten dafür elektrostatische, elektromagnetische sowie piezoelektrische Varianten vor. Aus systemtheoretischer Sicht ergab sich ein *Multiple-Input-Single-Output-System* (MISO-System), da zwei unabhängige Eingänge einen einzelnen Ausgang beeinflussen. Wie ein entsprechender Ansatz zur Regelung der beiden Aktoren aussehen kann, beschrieben BOETTCHER ET AL. (2009) unter Verifikation an einer Rechtecks-Trajektorie und einem Regeltakt von 40 kHz. Einen Überblick über die Innovationen der ersten 20 Jahre in der Festplattentechnik geben YAMAGUCHI & ATSUMI (2008).

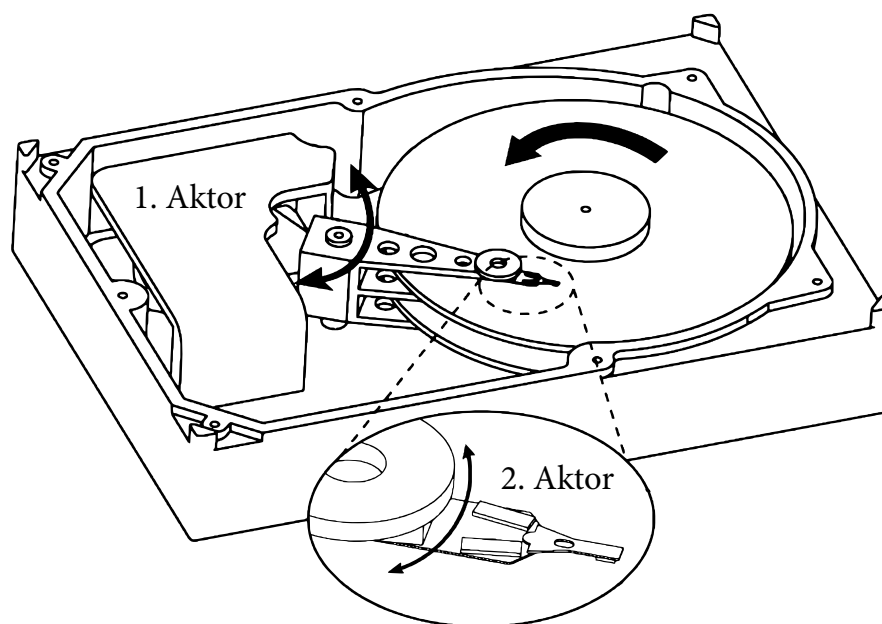


Abbildung 4.2: Aufbau einer HDD in Anlehnung an BOETTCHER ET AL. (2009)

Im Bereich der Modellierung können die grundlegenden Ziele in zwei Unterkategorien aufgeteilt werden. Zum einen gibt es Modelle, welche keinen Bezug zur Regelungstechnik haben. Diese beschreiben beispielsweise die elektrostatischen Entladungen (WALLASH 2005) oder das strukturdynamische Verhalten aller Einzelkomponenten

(WANG ET AL. 2004). Dabei bedienten sich WANG ET AL. (2004) einer sehr analytischen Herangehensweise, bei der die einzelnen Bestandteile einer Festplatte in Grundbausteine wie Balkenelemente unterteilt und anschließend gekoppelt wurden. Zum anderen existieren Modelle, welche zur Regelung genutzt werden und die das Systemverhalten von einem Eingang zu einer Positionsverschiebung beschreiben. Darunter fällt die Arbeit von SATO ET AL. (2011), welche das Systemverhalten ähnlich wie bei einem Galvanometer durch eine Freikörperbewegung mit Strukturdynamik und Totzeit darstellten. Die Herangehensweise war an dieser Stelle nicht verwunderlich, da der Hauptautor der Forschergruppe von HIROSE ET AL. (2009) und MATSUKA ET AL. (2015) angehört, die sich selbiges Modell für die Dynamikbeschreibung eines Galvanometers zunutze machten. Dennoch konzentrierten sich SATO ET AL. (2011) nicht auf eine Fehlerkompensation, sondern betrachteten ein Synchronisationsproblem zwischen der sich drehenden Datenscheibe und dem Schreib-/Lesekopf der HDD. Hierbei wurde zwischen den zwei Arten des *Single-Rate-* und des *Multi-Rate-Samplings* unterschieden. KAWAFUKU ET AL. (2008) gehören auch zur selben Forschergruppe und verglichen in ihrer Arbeit das von SATO ET AL. (2011) aufgeführte Modell mit einer erweiterten und etwas detaillierteren Variante. Diese beinhaltete eine umfassende Beschreibung der Reibung, was im Falle von Galvanometern bisher nicht vorzufinden ist. KAWAFUKU ET AL. (2010) bauten auf dem Wissen auf und verwendeten das Modell für eine Fehleraufschaltung. Im Gegensatz zu Galvanometern scheint bei Festplatten die Lagerreibung eine besondere Herausforderung darzustellen, was bei HONG & DU (2008) ersichtlich wird. HONG & DU (2008) zeigten die Auswirkungen von Reibungseffekten bei unterschiedlich großen Eingangssignalen auf und bewiesen, dass sich Reibung vor allem auf das niederfrequente Verhalten auswirkt. Eine Modellierung in Form von Dynamikgleichungen erschien an dieser Stelle schwierig, weswegen als Kompensationsansatz ein adaptives *Neuronales Netzwerk* Anwendung fand. Dies hat zur Folge, dass keine direkte Reglerableitung für eine mögliche Kompensation der Reibung stattfinden konnte. Ähnlich zu Galvanometern wurde auch die Berücksichtigung der strukturdynamischen Effekte genauer untersucht. So widmete sich der Hauptautor von ATSUMI ET AL. (2006), ATSUMI ET AL. (2007) und ATSUMI (2016) in vielen seiner Publikationen diesem Thema. Dabei spielte jedoch die direkte Kompensation eine eher untergeordnete Rolle. Vielmehr galt es Strukturschwingungen zu beobachten und zu bedämpfen, die über der Nyquist-Frequenz (KAMMEYER & DEKORSY 2018) lagen und dementsprechend sehr hochfrequent waren. Die Eigenschaft der Beobachtbarkeit zielte an dieser Stelle nicht auf die Nicht-Kollokation ab, sondern auf die Messfrequenz.

Es existieren auch Forschungsarbeiten, die eine verbesserte Regelung zum Ziel hatten und sich beispielsweise Parameterschwankungen widmeten. Darunter fällt die Arbeit von ITO & ATSUMI (2018), in der eine robuste Regelung umgesetzt wurde, sodass ein Schreib-/Lesezugriff nicht auf der falschen Datenbahn stattfand. Ein genauer Blick in Bezug auf die Autoren dieser Arbeit zeigt eine Zugehörigkeit zu YOO ET AL. (2016), die sich ebenfalls mit Parameterschwankungen auseinandergesetzt haben. Weitere Regelungsansätze sind bei HIRATA ET AL. (2002) und FUJIMOTO (2009) zu finden. In beiden Fällen wurden moderne Regler erprobt, jedoch wurde zur besseren Handhabung das Modell extrem einfach gehalten, indem es als Doppelintegrator formuliert wurde. Daher vernachlässigte die Dynamikbeschreibung sowohl Struktur- als auch Reibeffekte.

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass es bei der Regelung von Festplatten und Galvanometern gewisse Parallelen gibt. So widmeten sich einige Autorengruppen gerne beiden Systemen und versuchten dort ähnliche Probleme zu lösen. Dennoch gibt es bei einer HDD deutlich andere Herausforderungen, die fokussiert werden, wie z. B. die Ansteuerung zweier Aktoren, eine Synchronisation von Teilsystemen oder die Bestimmung nicht messbarer Schwingungen. Darüber hinaus ist bei einer Festplatte die Trajektorienfolge auf eine zu haltende Bahn beschränkt, weswegen keine komplexen Verläufe berücksichtigt werden müssen. Lediglich Bahnwechsel sind zu beachten. Daher ist eine Portierung der HDD-Ansätze auf Laserscanner nicht direkt möglich bzw. nicht sinnvoll, da sich die Ziele und Möglichkeiten, vor allem im Hinblick auf die Dynamik, deutlich unterscheiden. Es wird jedoch ersichtlich, dass beispielsweise die Reibung eine bedeutende Rolle spielt, wohingegen sie bei Galvanometern nur nebensächlich, meist in einem einzigen viskosen Element, berücksichtigt wird.

4.3 Flächenbasierte Darstellung des Strukturverhaltens

Wie im Verlauf der letzten Abschnitte ersichtlich wurde, spielt die Strukturdynamik bei Scannern und anderen hochdynamischen, mechatronischen Systemen eine bedeutende Rolle. Dabei gehört es zum Stand der Technik, ein Modell zu definieren, welches das Schwingungsverhalten an verschiedenen, zuvor festgelegten Punkten charakterisiert. Hierzu wurde bereits in Unterkapitel 2.3 beschrieben, wie ein solches Modell aussehen kann und welche Parameter notwendig sind. Eine Interpolation von Knoten am Beispiel einer *Finite-Elemente-Analyse* (FE-Analyse) wurde bereits von CRAIG & KURDILA (2006) dargelegt. Ihre Methode könnte für den Einsatz einer experimentellen Modalanalyse

erweitert werden, beschreibt das Verhalten jedoch weiterhin an nur einem diskreten Punkt. Ähnliche Herangehensweisen sind beispielsweise bei HUGHES (2000) und SILVA ET AL. (2009) zu finden. Ist es erforderlich, die Dynamik einer Linie oder einer Fläche in nur einem dynamischen System zu verankern, sind die Methoden von CRAIG & KURDILA (2006), HUGHES (2000) und SILVA ET AL. (2009) hierfür nicht geeignet. Eine flächenbasierte Darstellung ist jedoch vor allem für Scannersysteme von Wichtigkeit. Am ersten Spiegel des Scanners trifft der Laser auf eine vorbestimmte Position, wo das strukturdynamische Verhalten problemlos beschrieben werden kann. Am zweiten Spiegel kann der Strahl aufgrund der vorhergehenden Ablenkung entlang einer Linie auftreffen (siehe Abb. 3.1). Somit ist es für eine allumfassende Beschreibung der strukturdynamischen Effekte am zweiten Spiegel notwendig, das Verhalten entlang einer Linie in einem Modell einzubinden.

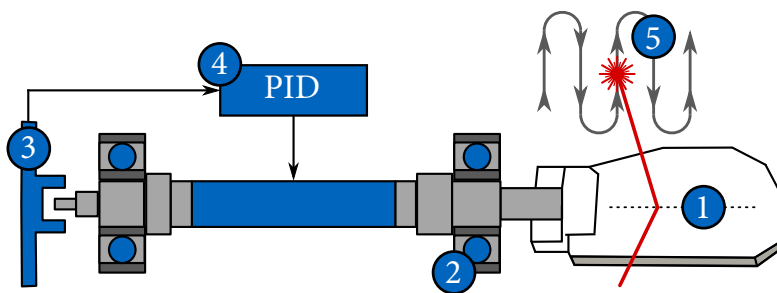
Eine Methode zur Vereinigung verschiedener Dynamiken ist das *Takagi-Sugeno-Fuzzy-System* (TSFS), wie es im Abschnitt 2.1.3 vorgestellt wurde. So beschäftigten sich einige Publikationen mit der Verknüpfung mechanischer und strukturdynamischer Systemdarstellungen mit einem TSFS. CHEN (2006) betrachtete eine modale Beschreibungsweise und nutzte dabei eine quadratische Lyapunov-Funktion (DIEPOLD & PIECZONA 2013), um die Stabilität des Systems nachzuweisen. Das Anwendungsbeispiel war ein inverses Pendel, wobei neben dem Modellierungsaspekt auch die Regelung thematisiert wurde. Eine ähnliche Herangehensweise ist bei CHEN ET AL. (2007) zu finden, wobei das Anschauungsobjekt ein Gebäude war. Beide Ansätze ermöglichen am Ende eine nodale Beschreibung in einem TSFS, wobei eine modale Form nicht vorkommt. Eine flächenbasierte Beschreibung ist daher nicht gegeben, da sich auch diese Modelle lediglich auf diskrete Positionen beschränken und keine Positionsvariation zulassen.

Die größte thematische Ähnlichkeit mit Bezug auf eine flächenbasierte Systembeschreibung weisen FERREIRA & LUIZ DE OLIVEIRA SERRA (2011) auf. In ihrer Arbeit wurden im Kontext der Luftfahrttechnik die frequenzabhängigen Übertragungsfunktionen eines an zwei Nylondrähten aufgehängten Aluminiumbalkens untersucht. Eingangs wurde ein sogenannter *Clustering-Algorithmus* eingesetzt, um die Messdaten in Gruppen zu organisieren, welchen anschließend Zugehörigkeitsfunktionen zugewiesen wurden. Es konnte festgestellt werden, dass sich die Amplituden- und Phasenverläufe der geschätzten Übertragungsfunktionen innerhalb von Schranken bewegten, welche durch die Frequenzgänge des mechanischen Systems aufgestellt wurden.

4.4 Zusammenfassung und Handlungsbedarf

Eine dynamische Verbesserung in der Laserablenkungstechnologie kann auf verschiedene Arten erfolgen. So existieren eine Vielzahl an unterschiedlichen Hardwareanpassungen, welche wiederum für eine gute Performanz eine leistungsfähige Regelung benötigen. Es zeigt sich jedoch in einigen Publikationen, dass bereits aktuell verfügbare Scannersysteme in ihrem Potential durch eine innovative Programmierung besser ausgereizt werden können. Die Herangehensweisen sind dabei sehr breit gestreut und unterscheiden sich neben der eingesetzten Regelungsstruktur im zugrundeliegenden Modell. Dabei reichen die Modelle von einfachen Übertragungsfunktionen niedriger Ordnung bis hin zu komplexen Verhaltensbeschreibungen unter Berücksichtigung der Nicht-Kollokation von Sensor und Spiegel. Alle vorgestellten Modelle sind jedoch linear und vereinfachen beispielsweise Reibungseffekte auf ein lineares Verhalten. Ein Blick in die Regelung anderer hochdynamischer, mechatronischer Systeme offenbart aber die Notwendigkeit einer Berücksichtigung von Nichtlinearitäten. Darüber hinaus existiert zum aktuellen Zeitpunkt keine zufriedenstellende Methode, um die Dynamik eines Galvanometers im Ganzen zu definieren. Eine linienbasierte Beschreibung, wie sie im Falle des y -Galvanometers sinnvoll ist, kann in einem einzigen Modell zur Zeit nicht abgebildet werden.

Im Bereich der Regelung gibt es eine Vielzahl verschiedener Ansätze, um die Performanz von Galvanometer-Antrieben zu erhöhen. Grundsätzlich können diese in zwei Gruppen mit unterschiedlicher Motivation eingeteilt werden. Zum einen zielen viele Ansätze darauf ab, die Performanz, also die Einschwingzeit bzw. das Folgeverhalten, zu verbessern. Andere konzentrieren sich darauf, die Regelung robust gegen Modellungenauigkeiten oder sich ändernde Betriebsparameter zu gestalten. Der Anwendungsfall war jedoch in vielen Fällen die Mikroskopie oder die OCT, weswegen nur einfache Trajektorien, wie Sägezahn- oder Sinusverläufe, untersucht wurden. Komplexe Bahnverläufe, wie sie bei einem laserbasierten Schneidprozess vorzufinden sind, wurden vernachlässigt. Dabei ist vor allem bei diesen eine höhere Dynamik notwendig. Nur so können die geforderten Prozessparameter eingehalten werden. Ein weiteres Defizit besteht in der fehlenden Beachtung der Nicht-Kollokation. Denn in nahezu jeder Publikation bezieht sich die Regelung auf das Sensor- und nicht auf das Spiegelverhalten. Dabei wurde in vielerlei Hinsicht auf die Berücksichtigung der Strukturdynamik und die Unterschiede zwischen der Spiegel- und der Sensordynamik hingewiesen. Abbildung 4.3 fasst die aufgeführten Herausforderungen in der Scannerregelung nochmals zusammen.



1. fehlende flächenbasierte Beschreibung
2. kein Konsens bei zu berücksichtigenden Teildynamiken
3. Vernachlässigung der Nicht-Kollokation
4. unzureichende Dynamik aufgrund der Regelung
5. Betrachtung nur einfacher Bewegungsabläufe

Abbildung 4.3: Zusammenfassung der Herausforderungen (Status quo) bei der Scannerregelung

Eine umfassende Regelungsmethode, welche die zuvor erwähnten Anforderungen berücksichtigt und gleichzeitig eine dynamische und einfach einzustellende Regelung über die Lebenszeit eines Scanners bietet, fehlt an dieser Stelle. Die Notwendigkeit dieser Anforderungen und der Berücksichtigung von strukturdynamischen Effekten, Parameteränderungen, nichtlinearen Zusammenhängen und Systembeschränkungen erkannten IWASAKI ET AL. (2012) ebenfalls. Hierbei stellten die Autoren die Konsequenzen der Vereinfachungen vor und beschrieben die Vorzüge von adaptiven und 2DoF-Vorgehensweisen. Die angedachten Lösungsmöglichkeiten wurden jedoch nur im Ansatz betrachtet, sodass am Ende des Beitrags die Forschungslücken in der Regelung von Laserscannern ersichtlich werden, welche die vorliegende Arbeit adressiert.

Damit gilt es im weiteren Verlauf folgende **vier Punkte** zu fokussieren:

- Eine Möglichkeit der flächenbasierten Beschreibung der Strukturdynamik, sodass die Dynamik eines Laserscanners in allen ihren Facetten beschreibbar ist (Kapitel 5),
- die Untersuchung der physikalischen Zusammenhänge eines Galvanometers sowie die Ableitung eines Modells, welches alle signifikanten Dynamikeinflüsse beinhaltet (Kapitel 6),
- die Definition eines innovativen Reglers zur trajektorienunabhängigen Dynamiksteigerung von Scannern unter Berücksichtigung des Spiegelverhaltens sowie von Toleranzen und Parameterschwankungen (Kapitel 7) und
- die Validierung der neuartigen Regelungsmethode an weiteren Scannersystemen, wodurch die Allgemeingültigkeit des Ansatzes bewiesen wird (Kapitel 8).

5 Flächenbasierte Darstellung der Strukturdynamik

Aktuell existiert keine Beschreibungsform, mit der das Strukturverhalten bei der Laserreflektion entlang des zweiten Spiegels eines Galvanometer-Laserscanners in einem einzigen nichtlinearen System abgebildet werden kann. Die hier dargestellte Vorgehensweise basiert auf einem *TSFS zur Beschreibung der Strukturdynamik* (TSSD) und wurde explizit für Scannersysteme entwickelt. Sie ist allgemeingültig und daher auf jedes andere mechatronische System, wie z. B. eine Werkzeugmaschine, anwendbar. In den nachfolgenden Unterkapiteln wird zunächst die allgemeine Methodik zur flächenbasierten Beschreibung vorgestellt. Darauf aufbauend werden die einzelnen Schritte und Pfade beschrieben. Eine Diskussion der Unterschiede zwischen den möglichen Pfaden sowie eine beispielhafte Anwendung an einem realen System und einer Simulation zeigen abschließend die Möglichkeiten des vorgestellten Ansatzes.

Die Ergebnisse dieses Kapitels basieren auf den Veröffentlichungen PIECZONA ET AL. (2016a) und PIECZONA & ZAEH (2017)

5.1 Problemstellung

Eine Darstellung der strukturdynamischen Effekte in Form einer DGL an einem einzigen Punkt im Raum gehört zum aktuellen Stand der Technik. Solch eine Dynamikgleichung kann für verschiedene Zwecke eingesetzt werden, sei es zur Systemuntersuchung oder zur Reglerauslegung. Sobald ein weiterer Punkt berücksichtigt werden muss, ist eine Erweiterung des dynamischen Systems um einen Eingang bzw. Ausgang notwendig. So wandelt sich ein SISO- zu einem MIMO-System. Der nächste Schritt wäre die Berücksichtigung des strukturdynamischen Verhaltens entlang einer Linie oder einer Fläche, was für einen Scanner notwendig, jedoch zum aktuellen Zeitpunkt nicht gegeben ist. Dies bedeutet im Gegenschluss für ein Scannersystem: Ist ein Regler gefunden und

soll er hinsichtlich seiner Eigenschaften unter Berücksichtigung der gesamten Struktur-
dynamik untersucht werden, ist dies bei jeweils einem einzigen Ein- und Ausgang pro
Achse nicht möglich.

Einen potenziellen Lösungsansatz stellt bei solch einer Problemstellung eine Interpolati-
on von Teildynamiken zur Abbildung eines Gesamtsystems dar. Dabei ergibt sich jedoch
die Frage, welche Größen zur Interpolation genutzt werden und welche Maximal- und
Minimalwerte hierzu Anwendung finden. Gleichzeitig kann eine Interpolation das Pro-
blem eines Approximationsfehlers mit sich bringen oder sogar Parameter miteinander
kombinieren, welche nicht verknüpft werden dürfen (MICHELS ET AL. 2002).

5.2 Methode zur flächenbasierten Darstellung (TSSD)

Der Weg zur erfolgreichen Beschreibung eines flächenbasierten Strukturverhaltens
besteht darin, alle Eigenschaften einer zu untersuchenden Fläche in einem dynamischen
System zu bündeln. Dabei soll nicht die Anzahl der Ein- und Ausgänge verändert werden,
da dies wiederum eine Manipulation der Systemeigenschaften mit sich bringen würde.
Es wurde eine Methode entwickelt, welche auf einem TSFS basiert und entsprechend
Abbildung 5.1 aus drei Schritten besteht. Der erste Schritt dient zur Festlegung des
Zwecks der Untersuchung und bestimmt die nachfolgenden Operationen zur Definition
eines dynamischen Systems. Zum besseren Verständnis wird dieser Teil der Methodik
erst im Abschnitt 5.5 beschrieben, da zunächst die Funktionsweise zur Aufstellung der
Dynamikgleichungen vorgestellt werden soll. Der zweite Schritt unterteilt sich in zwei

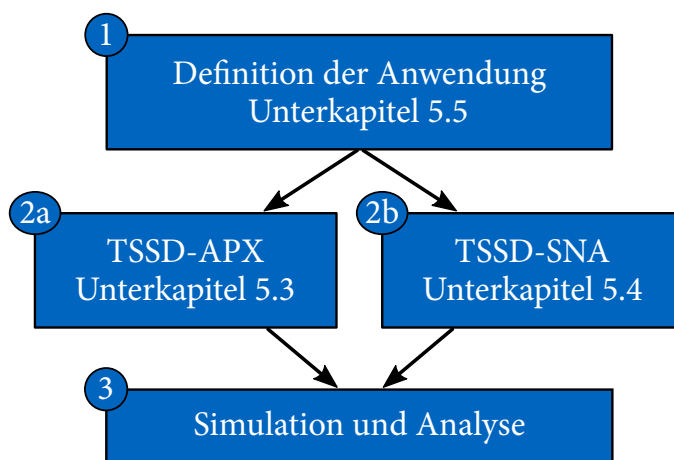


Abbildung 5.1: TSSD-Methode in Anlehnung an PIECZONA & ZAEH (2017)

zueinander alternative Pfade. Im ersten Pfad wird ein *approximatives TSSD* (TSSD-APX) verwendet, welches in Unterkapitel 5.3 detailliert beschrieben wird. Der zweite Pfad ist eine *TSSD unter Verwendung des SNA* (TSSD-SNA). Dies wird in Unterkapitel 5.4 erläutert. Die zugehörigen Teilschritte der beiden Vorgehensweisen sind weiter unten in den Tabellen 5.1 und 5.2 zu finden. Das Ergebnis ist jeweils ein individuelles TSFS, welches anschließend im dritten Schritt für beispielsweise eine systemtheoretische Analyse oder eine Simulation verwendet werden kann. Eine TSFS-Struktur eignet sich für eine interpolative Art der Modellierung, da sie in vielen Softwareumgebungen, wie z. B. *MATLAB*[®], leicht implementierbar ist.

Im Folgenden wird die Methode allgemeingültig ohne konkreten Anwendungsfall beschrieben, wobei sowohl als Anregungs- als auch Messbereich ein Punkt, eine Linie und eine Fläche verwendet werden können. Eine Anwendung auf zwei Beispielsysteme sowie den Spiegel eines Galvanometers wird in den Unterkapiteln 5.6 und 6.2 vorgestellt.

5.3 Approximatives TSSD (TSSD-APX)

Schritt 1: Vorbereitung der Modellparameter

Gemäß dem Vorgehen in Tabelle 5.1 sind am Anfang einer TSSD-APX bei dem zu untersuchenden Objekt die Anregungs- und Messbereiche festzulegen bzw. zu bestimmen. Darüber hinaus muss ein Frequenzband bzw. die Anzahl an zu berücksichtigenden Moden definiert werden. Zunächst sind beide örtlichen Bereiche in eine benutzerdefinierte Anzahl an Punkten zu diskretisieren. Diese Punkte dienen als Stützwerte in einer späteren Interpolation. Dabei dürfen die Mengen aus Anregungs- und Messpunkten eine Schnittmenge besitzen bzw. sich sogar gleichen. Durch die Anwendung der aus Unterkapitel 2.3 vorgestellten Grundlagen können die modalen Parameter und das dynamische System eines jeden Ein- und Ausgangspaares entsprechend Gl. (2.53) bestimmt werden.

Tabelle 5.1: TSSD-APX-Vorgehen

Schritt:	Beschreibung:
1	Vorbereitung der Modellparameter
2	Definition der Subsysteme
3	Definition der Interpolation

Weitere Informationen zur Definition der modalen Parameter beschreibt beispielsweise EWINS (1995). Das hieraus resultierende Ergebnis sind die Matrizen aus Gl. (2.49) und Gl. (2.50). Die Eigenkreisfrequenzmatrix Ω sowie die Dämpfungsmatrix \mathbf{Z} sind global gültige Parameter und daher für das gesamte zu untersuchende System valide. Dies ist auf die zugrundeliegende Grundstruktur von Gl. (2.53) zurückzuführen, in welcher nichtlineares Schwingungsverhalten, z. B. eine Kraftabhängigkeit der Eigenfrequenzen, vernachlässigt wird. Jeder einzelne Punkt der ausgewählten Menge besitzt seinen eigenen Eigenvektorwert. Eine Zusammenführung aller Eigenvektoren ergibt Φ mit n Moden und N Untersuchungspunkten. Anders ausgedrückt stellt dieser Schritt eine Modalanalyse und die Ermittlung der modalen Parameter dar.

Schritt 2: Definition der Subsysteme

Das hier verwendete TSFS gleicht der Grundstruktur von Gl. (2.26):

$$\begin{aligned} &\text{wenn } \tilde{q}_{\text{in}} = L_j^{\tilde{q}_{\text{in}}} \text{ und } \tilde{q}_{\text{out}} = L_l^{\tilde{q}_{\text{out}}} \\ &\text{dann } \left\{ \begin{array}{l} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}_i u \\ y = \mathbf{c}_i \mathbf{x} \end{array} \right. \quad \text{für } i = 1, 2, \dots, r_R, \end{aligned} \quad (5.1)$$

mit $\tilde{q}_{\text{in}}(\mathbf{p}_{\text{in}})$ und $\tilde{q}_{\text{out}}(\mathbf{p}_{\text{out}})$ als Prämissenvariablen einer jeden Regel und $L_k^{\tilde{q}_{\text{in}}}$ sowie $L_l^{\tilde{q}_{\text{out}}}$ als Fuzzy-Sets der i^{ten} Regel. Die Variablen $\mathbf{p}_{\text{in}} \in \mathbb{R}^3$ und $\mathbf{p}_{\text{out}} \in \mathbb{R}^3$ definieren jeweils die geometrische Position der Anregungs- und der Messposition im dreidimensionalen Raum. Über \tilde{q}_{in} wird der Anregungsbereich und über \tilde{q}_{out} der Messbereich abgefragt. Dabei bildet jede Kombination von Anregungs- und Messpunkt ein Subsystem, welches durch eine Dynamikmatrix \mathbf{A} , den Eingangsvektor \mathbf{b}_i und den Ausgangsvektor \mathbf{c}_i charakterisiert wird. Hieraus ergeben sich unter Berücksichtigung jeder Kombinationsmöglichkeit r_R Regeln bzw. Subsysteme, die zur Interpolation dienen. Aufgrund der globalen Definition der beiden Matrizen Ω und \mathbf{Z} haben die Fuzzy-Regeln keinen Einfluss auf die Dynamikmatrix (vgl. Gl. (2.55)). Dies hat zur Folge, dass sich der Zustandsvektor \mathbf{x} nicht ändert und somit seine physikalische Bedeutung fortwährend beibehält, was nach MICHELS ET AL. (2002) eine grundlegende Anforderung an ein TSFS darstellt. Eine nähere Betrachtung der Prämissenvariablen zeigt: Eine Änderung von \tilde{q}_{in} resultiert in einer Anpassung des Eingangs und damit von \mathbf{b}_i . Selbiges gilt für \tilde{q}_{out} und den Ausgangsvektor \mathbf{c}_i in Gl. (5.1). Der Gesamtausgang y beschreibt die Verschiebung am Messpunkt und ergibt sich aus einer Interpolation der einzelnen Subsysteme. Wie die Systeme miteinander zu interpolieren sind, wird im dritten Schritt beschrieben.

Schritt 3: Definition der Interpolation

Die Gewichtung der einzelnen Subsysteme eines TSFS unterliegt den Zugehörigkeitsfunktionen, welche den Wert von $\tilde{v}_i(\mathbf{z})$ in der mathematischen TSSD-APX-Formulierung

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \sum_{i=1}^{r_R} \tilde{v}_i(\mathbf{z}) [\mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}_i u] \\ y &= \sum_{i=1}^{r_R} \tilde{v}_i(\mathbf{z}) \mathbf{c}_i\end{aligned}\quad (5.2)$$

bestimmen. Ein Vergleich dieser Formel mit den TSFS-Grundlagen in Unterkapitel 2.1.3 zeigt, dass die aufgeführte Berechnungsvorschrift des Ausgangs y auf Gl. (2.27) basiert. Im Falle der TSFS und damit der TSSD-APX hat die Wahl der Zugehörigkeitsfunktion einen großen Einfluss auf das resultierende Interpolationsergebnis. Für eine korrekte Berechnung muss daher für den weiteren Verlauf jedes Fuzzy-Set dieselbe Grundform bei einer Zugehörigkeitsfunktion besitzen. Vor einer Vorstellung von zwei potentiellen Zugehörigkeitsfunktionen werden zunächst **fünf Anforderungen** aufgestellt, welche die Funktionen erfüllen müssen:

1. Der Abbildungsbereich einer Zugehörigkeitsfunktion deckt das komplette Intervall von 0 bis einschließlich 1 ab, wodurch eine Normalisierung der Zugehörigkeitsfunktion entsteht.
2. Eine Zugehörigkeitsfunktion ist stetig, jedoch nicht zwingend differenzierbar. Dadurch ist auch die Interpolation der strukturdynamischen Eigenschaften stetig.
3. Der Kern (MICHELS ET AL. 2002) eines jeden Fuzzy-Sets besteht aus genau einem Element, welches sich aus einem Anregungs- oder einem Messpunkt ermitteln lässt. Dieser Punkt im dreidimensionalen Raum wird durch den Vektor $\mathbf{p}_{(\text{core}, \eta)}$ bestimmt. Es handelt sich um das einzige Element des Fuzzy-Sets L_η , welches einen Zugehörigkeitswert von 1 besitzt. Da $\mathbf{p}_{(\text{core}, \eta)}$ für L_η spezifiziert ist, ergibt sich für die Schnittmenge zweier Fuzzy-Set-Kerne die Nullmenge.
4. Wenn die Euklidische Distanz zwischen einem zu untersuchenden Punkt \mathbf{p}_i und dem Kern eines Fuzzy-Set $\mathbf{p}_{(\text{core}, \eta)}$ streng monoton sinkt, dann muss der entsprechende Grad an Zugehörigkeit streng monoton steigen.

5. Für jedes Element aus dem *Universe of Discourse* (UOD), dementsprechend für jeden Punkt auf der Oberfläche eines zu untersuchenden Objekts, ergibt die Summe aller Zugehörigkeiten den Wert 1. Dies entspricht nach TANAKA & WANG (2001) einer Normalisierung.

Diese fünf Anforderungen stellen eine grundlegend richtige Interpolation der Schwingungseigenschaften sicher. Gleichzeitig schränken sie die Interpolationsmöglichkeiten nicht ein.

Aufgrund der fünf aufgeführten Anforderungen kann ein Fuzzy-Set, z. B. F_η , entsprechend seinem Kernelement bzw. seiner Kernposition $\mathbf{p}_{(\text{core}, \eta)}$ benannt werden. Der Kern gleicht dabei dem Vektor \mathbf{p}_η und repräsentiert diesen spezifischen Punkt im Raum. Sollte ein Anregungs- oder Messpunkt in mehreren Regeln verwendet werden, muss das verwendete Fuzzy-Set bzw. die Zugehörigkeitsfunktion gleich bleiben. Dies wird ebenfalls vorausgesetzt, wenn ein Punkt einmal als Anregungs- und ein anderes Mal als Messpunkt auftritt. Damit ist die Anzahl der untersuchten Punkte gleich der Anzahl an Fuzzy-Sets im TSFS, welche durch Gl. (5.1) festgelegt wird. Im Umkehrschluss bedeutet dies, dass die Aktivität eines Fuzzy-Sets die Aktivität einer Ein-/Ausgangskombination in der Interpolation darstellt.

Im Folgenden wird ein mögliches Konzept einer Zugehörigkeitsfunktion vorgestellt, das die zuvor formulierten Restriktionen erfüllt. Die Grundidee dieser Funktion ist ein linearer Anstieg der Zugehörigkeit eines Kernelements, wenn sich diesem genähert wird. Dabei stellt der Vektor \mathbf{p}_ι einen zu untersuchenden Punkt dar. Die Euklidische Distanz zwischen diesem Punkt im Raum und der Position \mathbf{p}_η wird durch $\Delta p_{\iota\eta}$ beschrieben. Alle Fuzzy-Sets werden analog zu TANAKA & WANG (2001) in einem Term-Set aller linguistischen Variablen Γ zusammengefasst und mit $\mathbf{T}(\Gamma)$ beschrieben. L_1 ist dabei das initiale und L_{r_S} das letzte der r_S Fuzzy-Sets.

Die Zugehörigkeitsfunktion des Fuzzy-Sets L_η ist definiert durch

$$\nu_\eta(\mathbf{p}_\iota) = \begin{cases} \frac{1 - \frac{\Delta p_{\iota\eta}}{\Delta \bar{p}_\eta}}{\sum_{L_\iota=L_1}^{L_{r_S}} 1 - \frac{\Delta p_{\iota\eta}}{\Delta \bar{p}_\eta}} & \text{für } \Delta p_{\iota\eta} \leq \Delta \bar{p}_\eta \\ 0 & \text{für } \Delta p_{\iota\eta} > \Delta \bar{p}_\eta \end{cases}, \quad (5.3)$$

mit $L_\eta, L_\iota \in \mathbf{T}(\Gamma)$. Durch den Parameter $\Delta \bar{p}_\eta$ wird ein benutzerdefinierter Abstand festgelegt, ab welchem der Punkt η keinen Einfluss auf die Approximation vom Zielpunkt \mathbf{p}_ι hat. Dadurch scheint sich eine stückweise lineare Beziehung zwischen dem

Euklidischen Abstand und dem Grad der Zugehörigkeit zu ergeben. Tatsächlich wird durch die Abhängigkeit des Abstandes von \mathbf{p}_i zum Kernelement eines Fuzzy-Sets, welches sich gleichzeitig ändert, ein nichtlinearer Zusammenhang generiert.

Eine andere und von der Vorstellung einfachere Möglichkeit einer Zugehörigkeitsfunktion bildet eine Anlehnung an ein FE-Netz (siehe Abb. 5.2). Diese ist verständlicher in Bezug auf das zu erwartende Interpolationsergebnis. Zur Realisierung wird $\Delta\bar{p}_\eta$ in Gl. (5.3) so angepasst, dass die Interpolation aus maximal drei Subsystemen bestehen kann. Der Parameter $\Delta\bar{p}_\eta$ gestaltet sich dadurch für jede Raumrichtung flexibel, wobei der restliche Teil von Gl. (5.3) unverändert bleibt. Die für die Interpolation genutzten Punkte müssen zu Dreiecken verbunden werden, ähnlich einem FE-Netz. Liegt ein zu untersuchender Punkt bzw. Zielpunkt in einem dieser Dreiecke, stehen für die Berechnung lediglich die Eckpunkte des zugehörigen Dreiecks zur Verfügung. Alle anderen Subsysteme werden ignoriert. Abbildung 5.2 illustriert diese Prozedur anhand eines Sphärensegments. Die Objektoberfläche unterliegt einer beispielhaften Diskretisierung zu 22 Punkten, wodurch sich die am Ende abgebildete Netzstruktur ergibt.

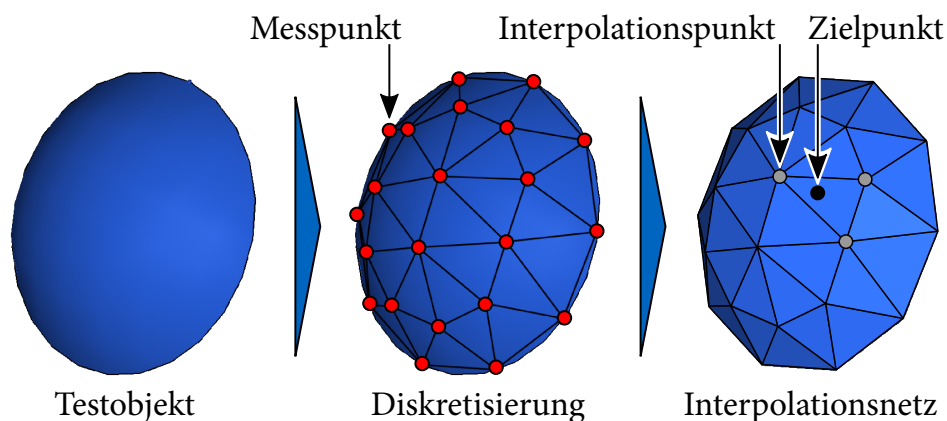


Abbildung 5.2: Umsetzung einer Dreiecks-Interpolation in Anlehnung an PIECZONA & ZAEH (2017)

5.4 Sector Nonlinearity Approach TSSD (TSSD-SNA)

Schritt 1: Vorbereitung der Modellparameter

Wie bei der TSSD-APX soll an dieser Stelle ein TSFS zur Interpolation der strukturdynamischen Systemeigenschaften bestimmt werden. Der Unterschied liegt dabei in den Ecksystemen der Interpolation. Während bei TSSD-APX das örtliche Verhalten

miteinander verbunden wurde, liegt nun der Fokus auf einer Interpolation der modalen Eigenschaften. Daher werden im ersten Schritt des TSSD-SNA-Verfahrens (siehe Tab. 5.2), identisch zur TSSD-APX in Unterkapitel 5.3, die modalen Parameter ermittelt. Obwohl die Eigenvektoren Φ_j in derselben Weise bestimmt werden, findet keine Zusammenfassung dieser Werte in der Matrix Φ statt, denn in Schritt 2 folgt eine einzelne Betrachtung jedes j^{ten} Vektors.

Tabelle 5.2: TSSD-SNA-Vorgehen

Schritt:	Beschreibung:
1	Vorbereitung der Modellparameter
2	Approximation der Schwingungsform
3	Definition der Subsysteme
4	Definition der Interpolation

Schritt 2: Approximation der Schwingungsform

Der Hauptunterschied zwischen den beiden vorgestellten Pfaden der TSSD liegt in der Bedeutung von \mathbf{b}_i und \mathbf{c}_i . Im TSSD-APX-Vorgehen beschreiben die beiden Vektoren das Ein-/Ausgangsverhalten der einzelnen Punkte. Beim TSSD-SNA werden die Eigenschwingungsformen durch eine Interpolation zwischen den minimalen und den maximalen Werten der Komponenten der Eigenvektoren einer Mode approximiert. Diese Extremwerte der Eigenvektorkomponenten bilden hierbei die Vektoren \mathbf{b}_i und \mathbf{c}_i eines TSFS. Das heißt, dass im Gegensatz zur approximativen Variante bei TSSD-SNA jede der n Moden separat untersucht werden muss. Es wird angenommen, dass die j^{te} Mode durch die nichtlineare Funktion

$$\phi_{j,\iota} = d_j(\mathbf{p}_\iota) \in [\kappa_{j,\min} \ \kappa_{j,\max}] \quad (5.4)$$

abgebildet werden kann. Die Komponente des Eigenvektors am ι^{ten} Punkt der j^{ten} Mode kann dann auf Basis der geometrischen Position \mathbf{p}_ι berechnet werden. Grundsätzlich ist diese Funktion nicht gegeben und muss daher durch den Anwender bestimmt werden. Die Parameter $\kappa_{j,\min}$ und $\kappa_{j,\max}$ markieren jeweils den minimalen und maximalen Wert der Funktion $g_j(\mathbf{p}_\iota)$ in einem zu untersuchenden Bereich. Sie definieren einen lokalen Sektor, in dem $\kappa_{j,\min} \leq d_j(\mathbf{p}_\iota) \leq \kappa_{j,\max}$ gilt, woraus sich nach TANAKA &

WANG (2001) der Name des SNA-Vorgehens ableitet. Durch die große Vielfalt an verschiedenen Schwingungsformen im Bereich von dynamischen Systemen kann keine allgemeingültige Empfehlung gegeben werden, welche Arten von nichtlinearen Funktionen sich zur Approximation am besten eignen. Für einfache Schwingungsformen haben sich Polynomfunktionen als guter Ansatz bewährt. Sie sind gut zu handhaben und bilden eine einfache Mode akkurat ab, solange der Messbereich klein bleibt.

Abschließend werden die minimalen und maximalen Werte der Komponenten der Eigenvektoren jeder Mode

$$\boldsymbol{\kappa} = [\boldsymbol{\kappa}_{\min}, \boldsymbol{\kappa}_{\max}] = \begin{bmatrix} \kappa_{1,\min} & \dots & \kappa_{n,\min} \\ \kappa_{1,\max} & \dots & \kappa_{n,\max} \end{bmatrix}^T \quad (5.5)$$

sowie die nichtlinearen Funktionen

$$\mathbf{d}(\mathbf{p}) = [d_1(\mathbf{p}), \dots, d_n(\mathbf{p})]^T \quad (5.6)$$

für einen späteren Einsatz im TSFS zusammengefasst.

Schritt 3: Definition der Subsysteme

Nachdem die Moden über Funktionen approximiert wurden, können sie die Basis für eine Interpolation bilden und die Subsysteme eines TSFS bestimmen. In Anlehnung an Gl. (2.26) kann das TSFS des TSSD-SNA folgendermaßen formuliert werden:

$$\begin{aligned} &\text{wenn } \mathbf{d}_{\text{in}}(\mathbf{p}_{\text{in}}) = \mathbf{L}_j^{\mathbf{d}_{\text{in}}} \text{ und } \mathbf{d}_{\text{out}}(\mathbf{p}_{\text{out}}) = \mathbf{L}_1^{\mathbf{d}_{\text{out}}} \\ &\text{dann } \begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}_i u \\ y = \mathbf{c}_i \mathbf{x} \end{cases} \quad \text{für } i = 1, 2, \dots, r_R. \end{aligned} \quad (5.7)$$

Die Funktionen \mathbf{d}_{in} und \mathbf{d}_{out} aus der oberen Definition in Gl. (5.6) spezifizieren jeweils den Prämissenvariablenvektor der Anregung und der Messung. Die linguistischen Vektoren lauten $\mathbf{L}_j^{\mathbf{d}_{\text{in}}}$ und $\mathbf{L}_1^{\mathbf{d}_{\text{out}}}$, wobei $L_j^{\mathbf{d}_{\text{in},\eta}} \in \{L_1^{\mathbf{d}_{\text{in},\eta}}, L_2^{\mathbf{d}_{\text{in},\eta}}\}$ dieselbe Anzahl an Charakteristiken aufweist wie $L_j^{\mathbf{d}_{\text{out},\nu}} \in \{L_1^{\mathbf{d}_{\text{out},\nu}}, L_2^{\mathbf{d}_{\text{out},\nu}}\}$. Sie beschreiben die linguistischen Werte des Maximums und des Minimums der Komponenten aus Gl. (5.5) einer betrachteten Mode. Dabei wird hier der allgemeine Fall aufgeführt, welcher unterschiedliche Bereiche für den Ein- und Ausgang vorsieht.

Für den weiteren Verlauf wird angenommen, dass der Anregungs- und Messbereich dieselben Schwingungsformen und damit dasselbe κ aus Gl. (5.5) besitzen. Ist dies bei einer Untersuchung nicht der Fall, kann wie bei der Funktion \mathbf{d} eine Aufspaltung in eine Eingangs- und eine Ausgangsgröße vollzogen werden. Äquivalent zur TSSD-APX bleibt die Dynamikmatrix \mathbf{A} über alle Subsysteme konstant und entstammt daher direkt aus Gl. (2.57). Die Vektoren \mathbf{b}_i und \mathbf{c}_i werden separat definiert und bestehen aus den zuvor extrahierten Komponenten der Eigenvektoren. Sie können wie folgt aufgestellt werden:

$$\mathbf{b}_i(\kappa, \gamma) = \begin{bmatrix} 0 \\ \gamma_1 \kappa_{1,\min} + (1 - \gamma_1) \kappa_{1,\max} \\ 0 \\ \gamma_2 \kappa_{2,\min} + (1 - \gamma_2) \kappa_{2,\max} \\ \vdots \\ 0 \\ \gamma_n \kappa_{n,\min} + (1 - \gamma_n) \kappa_{n,\max} \end{bmatrix} \quad \text{und} \quad (5.8a)$$

$$\mathbf{c}_i(\kappa, \tilde{\gamma}) = \begin{bmatrix} \tilde{\gamma}_1 \kappa_{1,\min} + (1 - \tilde{\gamma}_1) \kappa_{1,\max} \\ 0 \\ \tilde{\gamma}_2 \kappa_{2,\min} + (1 - \tilde{\gamma}_2) \kappa_{2,\max} \\ 0 \\ \vdots \\ \tilde{\gamma}_n \kappa_{n,\min} + (1 - \tilde{\gamma}_n) \kappa_{n,\max} \\ 0 \end{bmatrix}^T, \quad (5.8b)$$

mit $\gamma = [\gamma_1 \ \gamma_2 \ \dots \ \gamma_n]^T$ und $\tilde{\gamma} = [\tilde{\gamma}_1 \ \tilde{\gamma}_2 \ \dots \ \tilde{\gamma}_n]^T$. Die Größe n repräsentiert die Anzahl der betrachteten Strukturmoden. Mit γ_η ist eine boolesche Variable gegeben, welche lediglich die Werte 0 und 1 annehmen kann. Selbiges gilt für $\tilde{\gamma}_\eta$. Am Ende dieser Definitionen entstehen jeweils 2^n unterschiedliche \mathbf{b}_i - und \mathbf{c}_i -Matrizen. Dies ergibt bis zu $r_R = 2^{(2n)}$ Subsysteme, wobei jeder Eingangsvektor mit jedem möglichen Ausgang kombiniert wird und somit die i^{te} -Regel in Gl. (5.7) definiert.

Schritt 4: Definition der Interpolation

Im vorhergehenden Schritt wurde dargestellt, wie ein Subsystem in TSSD-SNA aufgebaut ist. Nun gilt es, die Interpolationsgrundlage zu den einzelnen Systemen zu bestimmen. Im Gegensatz zur TSSD-APX wird die Form der Zugehörigkeitsfunktion

an dieser Stelle vorgegeben. Dies ist auf den zugrundeliegenden SNA-Ansatz zurückzuführen, welcher diese Art der Interpolation fordert (TANAKA & WANG 2001). Im Vergleich zu Gl. (5.2) ist die mathematische Formulierung des TSSD-SNA identisch, mit dem einzigen Unterschied, dass sich die Einträge der Vektoren und Funktionen ändern. Für die Interpolation werden $v_i(\mathbf{z})$ und $\tilde{v}_i(\mathbf{z})$ aus Gl. (2.28) und Gl. (2.30) verwendet. Die noch fehlenden Faktoren sind die Zugehörigkeitsfunktionen, welche hierbei als Dreiecksfunktionen angesetzt werden und beispielhaft in Abbildung 5.3 für zwei linguistische Charakteristika einer nichtlinearen Funktion d_j dargestellt sind. Sie werden durch

$$\nu_1^{(\cdot)} = \frac{d_j(\mathbf{p}) - \kappa_{j,\min}}{\kappa_{j,\max} - \kappa_{j,\min}} \quad \text{und} \quad \nu_2^{(\cdot)} = \frac{-d_j(\mathbf{p}) + \kappa_{j,\max}}{\kappa_{j,\max} - \kappa_{j,\min}} \quad (5.9)$$

beschrieben. Damit ist das komplette TSFS formuliert und kann für eine Interpolation Anwendung finden.

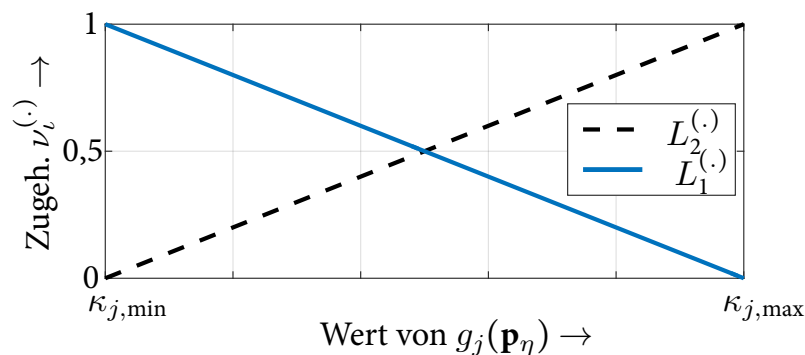


Abbildung 5.3: Zugehörigkeitsfunktion des TSSD-SNA in Anlehnung an PIECZONA & ZAEH (2017)

5.5 Vergleich von TSSD-APX und TSSD-SNA

Zu Beginn dieses Kapitels wurden die einzelnen Schritte der TSSD-Methode in Form eines Flussdiagramms in Abbildung 5.1 präsentiert. Darauf aufbauend folgte die Beschreibung der beiden Varianten zur Definition eines TSFS zur Formulierung einer flächenbasierten Darstellung der Strukturdynamik. Nun gilt es, den ersten Schritt der Methode zu betrachten, und zwar die Entscheidung, ob für ein vorliegendes Szenario sich TSSD-APX oder TSSD-SNA besser eignet. Die Entscheidung kann nur korrekt gefällt werden, wenn die beiden Verfahren und die zugehörigen Grundlagen verinnerlicht wurden. Welcher Pfad der passendere ist, legen zwei Variablen fest: die Anzahl der Regeln und die Komplexität der Schwingungsformen.

Eine geringe Anzahl an Subsystemen, was der Anzahl an Regeln gleichzusetzen ist, kann beispielsweise vorteilhaft für die Bestimmung eines Regelungsgesetzes sein. Im Gegensatz dazu steht eine Simulation. Hierbei hat die Regelzahl keinen besonderen Einfluss, solange genügend Rechenleistung zur Verfügung steht. Tabelle 5.3 stellt den Zusammenhang zwischen der Anzahl der Fuzzy-Regeln r_R mit der Modenzahl n und der Menge an Eingangspunkten r_{in} sowie Ausgangspunkten r_{out} her. Fällt die Wahl auf TSSD-APX, ist es irrelevant, wie viele Moden berücksichtigt werden, da r_R lediglich von der Quantität der Anregungs- und Messpunkte abhängt. Selbiges gilt in umgekehrter Form für das TSSD-SNA-Verfahren. Dabei ist die Anzahl der Moden n im Exponenten zur Bestimmung der Regelzahl verankert, was zu einem nichtlinearen Zusammenhang und einem schnellen Wachstum der Regelzahl mit zunehmendem Wert n führt.

Tabelle 5.3: Anzahl der Regeln r_R in TSSD abhängig von den Variablen n , r_{in} und r_{out}

Restriktionen	Anzahl der Regeln r_R bei TSSD-APX	Anzahl der Regeln r_R bei TSSD-SNA
fester Anregungspunkt	r_{out}	2^n
fester Messpunkt	r_{in}	2^n
keine	$r_{in} \cdot r_{out}$	$2^{(2 \cdot n)}$

Die Komplexität der Schwingungsform stellt eine Schlüsseleigenschaft in TSSD dar. Darunter ist zu verstehen, wie einfach oder wie schwierig eine Mode in Form einer nichtlinearen Funktion d_j abbildbar ist. Kann keine Approximation der Schwingungsform mittels d_j stattfinden, ist TSSD-SNA unpraktikabel. Eine Approximation mittels TSSD-APX ist stets möglich und von der Schwingungsform unabhängig. TSSD-APX repräsentiert daher den einfacheren Weg für eine Umsetzung einer flächenbasierten Darstellung. Sie besitzt jedoch den Nachteil, dass bei der Wahl einer unpassenden bzw. zu einfachen Zugehörigkeitsfunktion das strukturdynamische Verhalten nicht akkurat genug wiedergegeben werden kann und die TSSD-Methodik nur einen geringen Mehrwert bietet. Der Vorteil liegt vor allem in einer einfachen Vorgehensweise. TSSD-SNA besitzt das Potential eine Strukturmode sehr genau abzubilden, jedoch nur unter der Bedingung, dass die Approximation über eine nichtlineare Funktion der Strukturschwingung mit einem geringen Fehler einhergeht. Abbildung 5.4 präsentiert einen Entscheidungsbaum zur Auswahl des richtigen Verfahrens auf Basis der bisherigen Beschreibung.

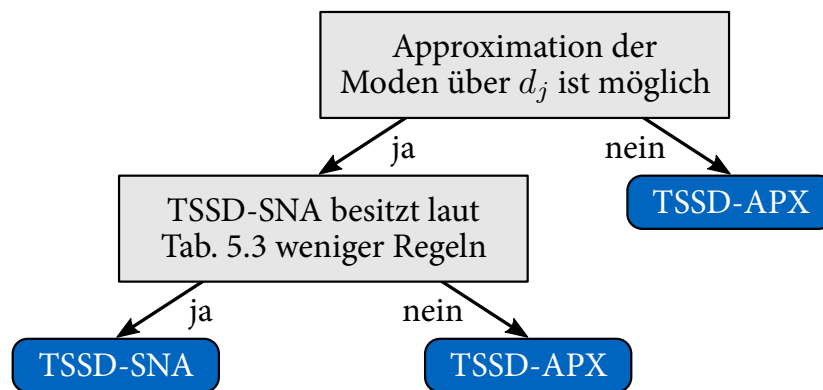


Abbildung 5.4: Entscheidungsbaum für die Auswahl des TSSD-Verfahrens

5.6 Bewertung der TSSD-Methode

Um die neue Methode bewerten zu können, fand eine Umsetzung an zwei Beispielen statt. Zunächst wurde eine Stahlplatte untersucht, wobei der Fokus auf experimentellen Ergebnissen von TSSD-APX lag. Das zweite Beispiel widmete sich der TSSD-SNA und durchlief die einzelnen Schritte aus Tabelle 5.2 für einen FE-simulierten Balken. Im weiteren Verlauf wird gezeigt, inwiefern die Anwendung von TSSD eine genauere Beschreibungsform darstellt als die Verwendung eines örtlich nahen Messpunktes. Für den Vergleich wird analog zu PIECZONA & ZAEH (2017) das Kriterium *Root Mean Square* (RMS) entsprechend

$$\text{RMS}(\Delta y[i]) = \sqrt{\frac{1}{r_{\text{sum}}} \sum_{i=1}^{r_{\text{sum}}} (\Delta y[i])^2} \quad (5.10)$$

$$\Delta y[i] = y_2[i] - y_1[i]$$

verwendet. Dabei werden die beiden diskreten Ausgangssignale $y_1[i]$ und $y_2[i]$ mit insgesamt r_{sum} Samples einander gegenübergestellt. Ein niedrigerer Wert in Gl. (5.10) bedeutet ein besseres Ergebnis und einen geringeren Fehler zwischen den Vergleichssignalen.

5.6.1 Validierung von TSSD-APX an einer Stahlplatte

Das erste Beispiel war eine auf Federn gelagerte Stahlplatte. Alle vier typgleichen Federn wurden an den Ecken der Platte positioniert. Strukturdynamisch vermessen wurden sieben Punkte, welche in einem gleichseitigen Dreieck mit einer Kantenlänge von

100 mm, angeordnet waren, wie Abbildung 5.5 in einer Draufsicht skizziert. Die Punkte \mathbf{p}_B , \mathbf{p}_C , \mathbf{p}_D und \mathbf{p}_F markierten die Mitten der Kanten, wobei das System stets am Punkt $\mathbf{p}_O = [10 \text{ mm} \ 10 \text{ mm} \ 0 \text{ mm}]^T$ mittels Impulsanregung in z -Richtung durch einen Impulshammer in Schwingung versetzt wurde. Der erste Messpunkt hatte dabei die globalen Koordinaten $\mathbf{p}_A = [100 \text{ mm} \ 100 \text{ mm} \ 0 \text{ mm}]^T$.

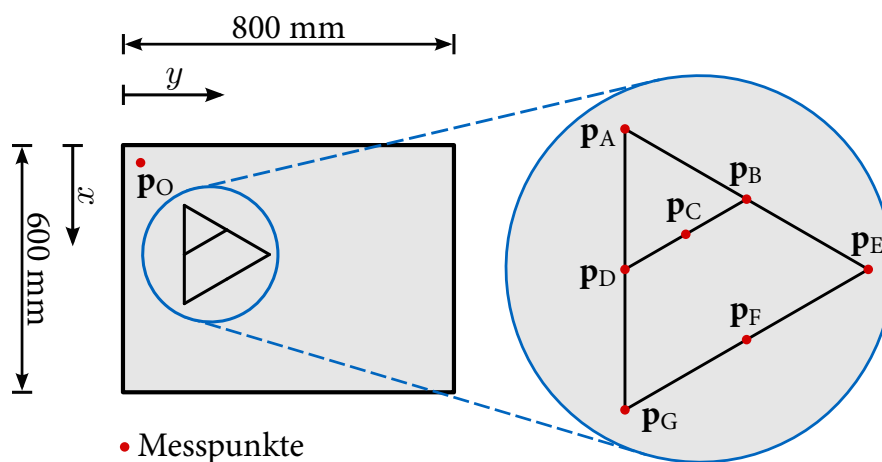


Abbildung 5.5: Versuchsanordnung des TSSD-APX-Beispiels in Anlehnung an PIECZONA ET AL. (2016a)

Ausgehend vom Vorgehen in Tabelle 5.1 wurde die Platte aus strukturdynamischer Sicht untersucht und es fand eine Extraktion der modalen Parameter statt. Für die Untersuchungen wurden alle in Abbildung 5.5 dargestellten Punkte herangezogen, mit Ausnahme von \mathbf{p}_C , welcher zur Verifikation diente. Das gesamte TSFS umfasste 49 Fuzzy-Regeln entsprechend Gl. (5.1), wobei nur auf sieben aktiv zugegriffen wurde, da der Anregungspunkt konstant blieb. Zur Bewertung des neuen Verfahrens wurde auf Basis der Messdaten und -parameter eine Simulation durchgeführt, welche das Schwingungsverhalten des Punktes \mathbf{p}_C wiedergeben sollte. Eine Impulsanregung fand bei \mathbf{p}_O statt. Untersucht wurde eine Approximation von \mathbf{p}_C mittels TSSD-APX. Dem gegenübergestellt wurde des Verhalten der Nachbarpunkte \mathbf{p}_A , \mathbf{p}_B und \mathbf{p}_D in Bezug auf \mathbf{p}_C . Die Abbildungsfehler der erwähnten Systeme hinsichtlich einer Abbildung der Übertragungsfunktion von \mathbf{p}_O zu \mathbf{p}_C sind in Tabelle 5.4 zusammengefasst.

Der aufgeführte Index definiert das Ausgangssignal einer Schwingung, wobei y_{APX} das Resultat von TSSD-APX und y_A den Ausgang von Punkt \mathbf{p}_A repräsentiert. Als Zugehörigkeitsfunktion diente Gl. (5.3) mit verschiedenen Werten für den Abstandsparameter $\Delta\bar{p}$. Aufgrund einer fortwährenden Anregung an \mathbf{p}_O ist dieser Punkt in den Indizes nicht enthalten. Die letzte Spalte von Tabelle 5.4 zeigt die RMS-Werte der Abweichung

Tabelle 5.4: RMS-Vergleich nach 15 s für das erste TSSD-Beispiel (TSSD-APX)

Ausgangssignal	Parameter $\Delta\bar{p}$ nach Gl. (5.3) in m	RMS nach Gl. (5.10) in m
y_A	-	$1,373 \cdot 10^{-5}$
y_B	-	$1,377 \cdot 10^{-5}$
y_D	-	$1,546 \cdot 10^{-5}$
y_{APX}	$51,0 \cdot 10^{-3}$	$1,077 \cdot 10^{-5}$
y_{APX}	$10,1 \cdot 10^{-2}$	$1,021 \cdot 10^{-5}$
y_{APX}	$15,1 \cdot 10^{-2}$	$1,027 \cdot 10^{-5}$

zum wirklichen Ausgang y_C des Punkts \mathbf{p}_C nach 15 s. Das Ziel war es, die Approximation des Verhaltens vom Punkt \mathbf{p}_C . Eine niedrigere Zahl repräsentiert hierbei ein besseres Ergebnis und damit eine bessere Abschätzung des Verhaltens von der \mathbf{p}_C -Bewegung. Der Zeitpunkt von $t = 15$ s ist interessant, da zu diesem die Gesamtschwingungsamplitude auf etwa 50 % ihres Anfangswerts abgeklungen war. In Summe konnte durch TSSD-APX das Verhalten vom Punkt \mathbf{p}_C besser approximiert werden als durch die Verwendung eines in Tabelle 5.4 aufgeführten Nachbarpunktes. Dabei bestätigte sich der Einfluss des gewählten Distanzparameters $\Delta\bar{p}$ und damit der benutzerdefinierten Zugehörigkeitsfunktion.

Einen Vergleich der Signale in der zeitlichen Domäne zeigt Abbildung 5.6. Neben dem TSSD-Ausgang (y_{APX} mit $\Delta\bar{p} = 101$ mm) sind das Verhalten des besten Vergleichs-/Nachbarsystems (y_A) und der Ausgang des Zielsystems (y_C) aufgeführt. Abbildung 5.6 zeigt zwei Zeitbereiche: einen direkt nach dem Hammerschlag und einen bei etwa 15 s. Der TSSD-APX-Ausgang gibt das gewünschte y_C -Verhalten nicht ideal wieder, schneidet jedoch deutlich besser als der Nachbarpunkt \mathbf{p}_A ab, welcher ein Vorgehen ohne Interpolation entsprechend dem Stand der Technik darstellt. Mittels TSSD-APX folgt ein um 26 % niedrigerer RMS-Fehler im betrachteten Zeitintervall.

Dieses Beispiel repräsentiert einen Sonderfall bei der vorgestellten Methode, da nur ein kleiner Teil der aufgestellten Subsysteme des TSFS verwendet wurde. Grundsätzlich erlaubt die Theorie eine kontinuierliche Verschiebung von Anregungs- und Untersuchungspunkt, wodurch alle 49 Regeln genutzt werden. Dies bedeutet, dass dann jeder der sieben untersuchten Punkte als Anregungs- und als Messpunkt dienen kann, was wiederum nach Tabelle 5.3 zu den 49 Regeln führt.

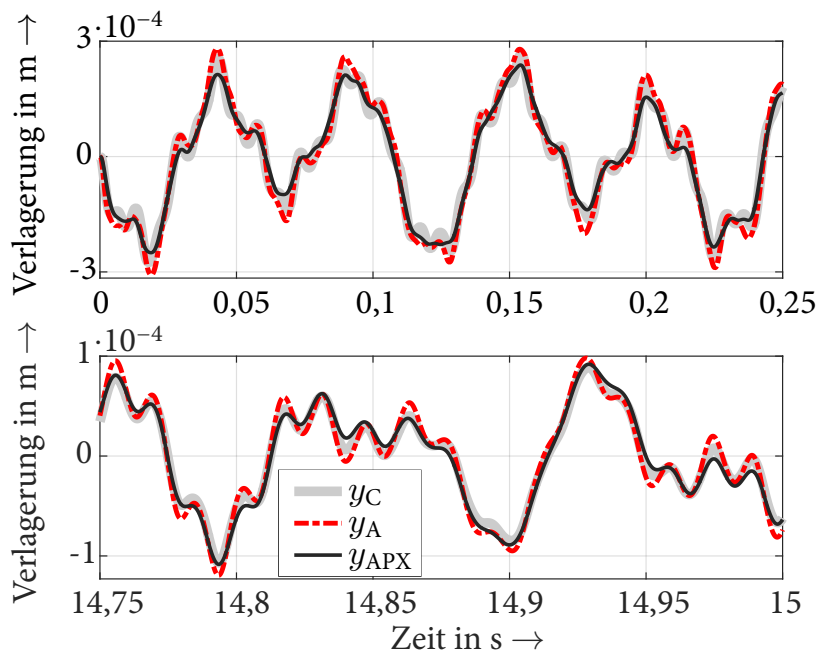


Abbildung 5.6: Vergleich der Zeitsignale des ersten TSSD-Beispiels (TSSD-APX) bei einer Impulsanregung für \mathbf{p}_C gemäß Abb. 5.5 in Anlehnung an PIECZONA & ZAEH (2017)

5.6.2 Validierung von TSSD-SNA an einem Balken

Im zweiten Beispiel wurde TSSD-SNA näher betrachtet, wobei die Performanz des approximativen Ansatzes ebenfalls berücksichtigt wurde. Das Untersuchungsobjekt war ein simulierter 1 m langer Aluminiumbalken mit einer Breite und Höhe von jeweils 100 mm. Er war an der linken Seite ($x = 0$ mm) an einem Fundament verankert und besaß im niederfrequenten Bereich drei markante Strukturschwingungen: zwei Biegemoden in z -Richtung und eine Torsionsmode entlang der x -Achse. Ähnlich zum letzten Beispiel wurde das Verhalten lediglich in der z -Richtung betrachtet. Abbildung 5.7 skizziert das System mit den dazugehörigen Messpunkten \mathbf{p}_A bis \mathbf{p}_I sowie dem Anregungspunkt \mathbf{p}_O und den ersten drei Strukturmoden. Bei der Approximation der Moden durch Gl. (5.4) fand aufgrund eines geringen Approximationsfehlers das Polynom zweiter Ordnung

$$d_j(x) = a_{j,1}x^2 + a_{j,2}x + a_{j,3} \in [\kappa_{j,\min} \kappa_{j,\max}] \quad (5.11)$$

Anwendung. Es wurden acht Punkte zur Bestimmung des Polynoms und damit der Strukturmode herangezogen. Der mittlere Punkt \mathbf{p}_E wurde bei der Bestimmung von Gl. (5.11) ausgelassen und diente der Verifikation sowie dem späteren Vergleich. Polynome höherer Ordnung hätten einen noch geringeren Approximationsfehler bei der

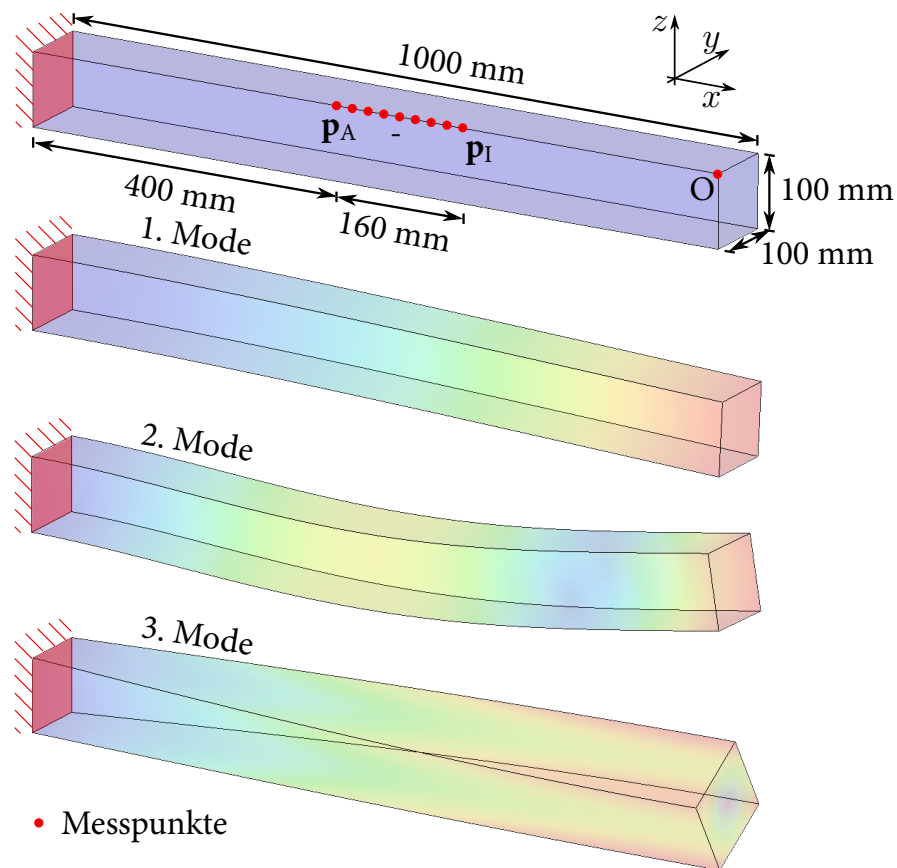


Abbildung 5.7: Versuchsanordnung und Strukturmoden des zweiten TSSD-Beispiels (TSSD-SNA) in Anlehnung an PIECZONA & ZAEH (2017)

Bestimmung der Schwingungsform zur Folge, würden jedoch zu einem sogenannten *Overfitting* führen und das Verhalten zwischen den Punkten fehlerhaft wiedergeben. Die Approximation der Schwingung über ein Polynom zweiter Ordnung generierte bei der zweiten Strukturschwingung den größten der drei Fehlerwerte. Die ermittelte Funktion $d_2(x)$, die simulierte Eigenform und der zugehörige Fehlerplot sind in Abbildung 5.8 dargestellt. Die sich ergebende Abweichung für die acht Punkte war gering und bewegte sich fortwährend unter $5 \cdot 10^{-4} \frac{1}{\sqrt{t}}$, was die Polinomialfunktion zur Modellierung qualifizierte. Für die anderen nicht dargestellten Moden fiel der Fehler noch geringer aus.

Die Extremwerte aus den drei ermittelten Funktionen $\mathbf{d}(x)$ ergaben die Matrix aus Gl. 5.5:

$$\kappa = \begin{bmatrix} 1,66 & 2,97 \\ -5,13 & -4,66 \\ 3,66 & 4,81 \end{bmatrix}. \quad (5.12)$$

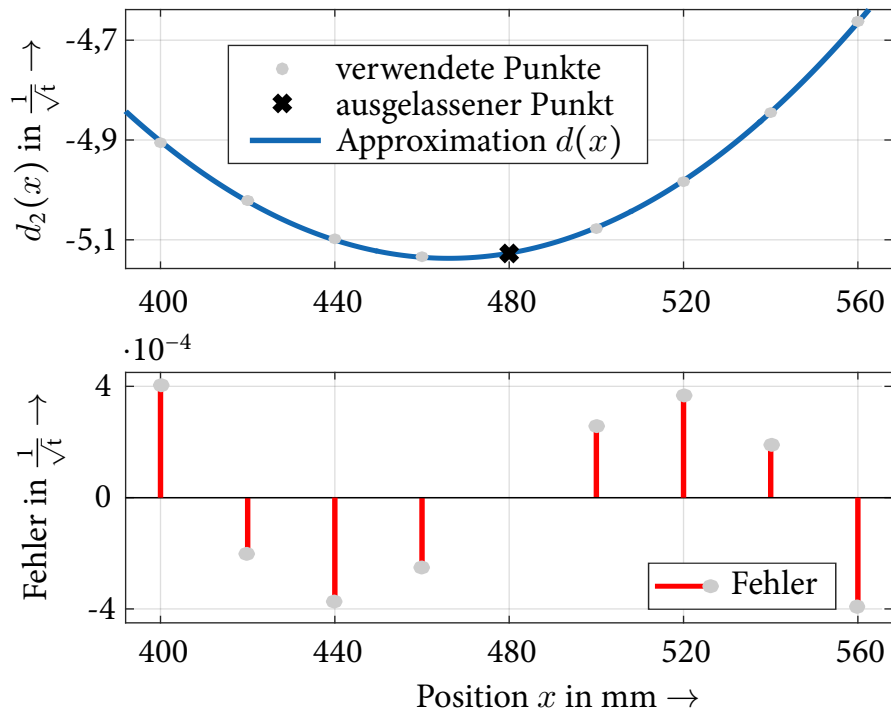


Abbildung 5.8: Approximation der zweiten Mode des zweiten TSSD-Beispiels (TSSD-SNA) in Anlehnung an PIECZONA & ZAEH (2017)

Die zweite Zeile aus Gl. (5.12) bestätigt sich durch einen Vergleich der Extremwerte (erste Spalte: Minimum, zweite Spalte: Maximum) aus Abbildung 5.8. Auch in diesem Beispiel sollte nur der Messpunkt verschoben werden, der Anregungspunkt blieb fortwährend bei \mathbf{p}_O . Sowohl für TSSD-SNA als auch für TSSD-APX ergaben sich acht Subsysteme nach der Berechnung aus Tabelle 5.3 ($n = 3, r_{\text{out}} = 8$). Damit besaß TSSD-SNA für dieses Beispiel nur einen \mathbf{b} -Vektor, jedoch $2^3 = 8$ unterschiedliche \mathbf{c}_i -Vektoren, wobei jede Kombination der Maxima und Minima aus κ in Gl. (5.12) bestimmt wurde. Die ersten drei aus acht dieser Vektoren konnten mit

$$\mathbf{c}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1,66 \\ 0 \\ -5,13 \\ 0 \\ 3,66 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{c}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 2,97 \\ 0 \\ -5,13 \\ 0 \\ 3,66 \end{bmatrix} \quad \text{und} \quad \mathbf{c}_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1,66 \\ 0 \\ -4,66 \\ 0 \\ 3,66 \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

angegeben werden. Im Falle der TSSD-SNA diene eine *Sum/Prod-Inferenz* (TANAKA & WANG 2001) unter Verwendung der Zugehörigkeitsfunktionen gemäß Gl. (5.9) und der Werte nach Gl. (5.12) als Interpolationsgrundlage. Wie bereits erwähnt, gibt TSSD-SNA den Schritt der Inferenz vor.

Analog zum ersten Beispiel wurden die RMS-Werte der Zeitbereichsuntersuchung verglichen, welche das Sollsignal y_E an der Position \mathbf{p}_E näherungsweise abbilden sollten. Zu den Vergleichssignalen zählten das Verhalten von TSSD-SNA (y_{SNA}), TSSD-APX (y_{APX}) und der Positionen y_D sowie y_F . Dabei wurde für TSSD-APX eine Zugehörigkeitsfunktion gewählt, welche linear zwischen den einzelnen Punkten interpoliert und dem Ansatz aus Abbildung 5.2 gleicht. Das Erregungssignal war ein Impuls, sodass alle drei berücksichtigten Strukturmoden dynamische Verlagerungen generierten.

Die Vorteile von TSSD können den RMS-Werten nach Gl. (5.10) in der Tabelle 5.5 entnommen werden. TSSD-SNA zeigte das bessere Ergebnis. Die höchsten Abweichungen ergaben sich über eine Approximation durch die nahegelegenen Punkte unter Vernachlässigung einer möglichen Interpolation, was dem Stand der Technik entsprechen würde.

Tabelle 5.5: RMS-Vergleich am zweiten TSSD-Beispiel

Signal	RMS nach Gl. (5.10) in m	TSSD-Signal	RMS nach Gl. (5.10) in m
y_D	$4,278 \cdot 10^{-4}$	y_{SNA}	$3,093 \cdot 10^{-8}$
y_F	$4,374 \cdot 10^{-4}$	y_{APX}	$4,873 \cdot 10^{-6}$

Eine Darstellung der zugehörigen Zeitsignale sowie ein Beispiel für eine kontinuierliche Verschiebung des Messpunkts ist in PIECZONA & ZAEH (2017) zu finden. Die Verschiebung der Messposition stellt eine allgemeingültige Sichtweise auf die Interpolation dar und bestätigt die Möglichkeit einer zeitvarianten Betrachtung innerhalb von TSSD.

5.7 Fazit zur TSSD

Im Rahmen dieses Kapitels wurde eine neue, allgemeingültige Methodik entwickelt, welche dazu geeignet ist, das strukturdynamische Verhalten eines realen Systems flächenbasiert in nur einem dynamischen Modell darzustellen. Die Methode besitzt insgesamt drei Schritte, wobei zwei verschiedene Lösungspfade gewählt werden können. Beide Pfade basieren auf einem TSFS und haben je nach Anwendungsfall ihre individuellen Vorteile. Ein Pfad, der dem anderen allgemein überlegen ist, existiert nicht. Am Ende

gelang es, die Effektivität des neuen Ansatzes an zwei Beispielen zu verifizieren, wobei der Fehler im Vergleich zum Stand der Technik um bis zu 99 % reduziert werden konnte.

Da an der zweiten Drehachse eines Scanners der Laserstrahl an verschiedenen Positionen entlang einer Linie auftreten kann, ist es nun mit der neuen Methode möglich, das entsprechende Strukturverhalten der kompletten Linie zu beschreiben. Die Anwendung von TSSD am Scanner ist Kapitel 6 zu entnehmen.

6 Modellierung eines Galvanometer-Laserscanners

Für eine modellbasierte Regelung bildet ein Modell des zu regelnden Systems die zentrale Grundlage. Dabei muss stets abgewogen werden, welche Detailstufe dieses Modell aufweisen soll. Eine sehr akkurate Streckenmodellierung benötigt einen hohen Zeitaufwand. Darüber hinaus können berücksichtigte Nichtlinearitäten und Differentialgleichungen höherer Ordnung die nachfolgende Reglerableitung erschweren. Eine zu einfache Systembeschreibung vernachlässigt wichtige Dynamikanteile, wodurch die Performanz des resultierenden Reglers unzureichend ausfallen kann.

Das folgende Kapitel setzt sich mit einer Betrachtung des Galvanometerverhaltens auseinander und identifiziert praktikable Modellierungsansätze inmitten des Spannungsfelds aus Aufwand und Genauigkeit. In Unterkapitel 6.2 werden die physikalischen Zusammenhänge bei der Achsbewegung eines Scanners einzeln betrachtet und im Hinblick auf ihre Dominanz und Nichtlinearität beurteilt. Auf diesen Ergebnissen aufbauend kann in Unterkapitel 6.3 ein passender Modellierungsansatz ausgewählt und anschließend in Unterkapitel 6.4 ein praktikables Modell zur Regelung aufgestellt werden. Den Abschluss zur Modellierung von Scannersystemen bildet eine Zusammenfassung der wichtigsten Erkenntnisse.

Die Ergebnisse dieses Kapitels basieren auf den Veröffentlichungen PIECZONA & ZÄH (2015), PIECZONA & ZAEH (2017), PIECZONA ET AL. (2017a), PIECZONA ET AL. (2017b) und ZAEH & PIECZONA (2018).

6.1 Problemstellung

Im Kapitel zum Stand der Technik und Forschung wurde bereits ersichtlich, dass reine Übertragungsfunktionen hoher Ordnung ein Galvanometer in vielen Fällen gut abbilden. Eine detaillierte Beschreibung zur Modelldefinition fehlt jedoch in den meisten Fällen und ist lediglich bei sehr einfachen Modellen, wie z. B. bei MNERIE ET AL. (2013b),

vorzufinden. Das bei der Modellerhebung generierte Systemverständnis beschränkt sich somit auf ein Minimum. So werden Nichtlinearitäten ohne Begründung ignoriert oder nur in einer stark vereinfachten Form im Modell integriert. Dabei zeigt sich bei anderen hochdynamischen mechatronischen Systemen die Notwendigkeit, diese Effekte zu berücksichtigen, um eine höhere Dynamik zu realisieren. Um zu klären, welche physikalischen Effekte einen dominanten Einfluss auf das globale Bewegungsverhalten eines Galvanometers haben und daher bei der Regelung berücksichtigt werden müssen, gilt es im Folgenden alle Effekte einzeln hinsichtlich ihrer Dynamik zu untersuchen. Dadurch kann eine Entscheidung getroffen werden, welche Art von Modell sich für die Abbildung der Scannerdynamik eignet und eine gute Ausgangsbasis für einen dynamischen und gleichzeitig robusten Regler darstellt. Fällt die Wahl auf ein physikalisch motiviertes Modell, sind die zu berücksichtigenden Systemzusammenhänge klar ersichtlich. Diese Art von Modell generiert am meisten Systemverständnis bei seiner Definition, da bei allen Parametern eine direkte Zuordnung zu physikalischen Größen möglich ist (LUNZE 2014a). Fällt die Wahl hingegen auf ein Daten-/Black-Box-Modell, ist eine Parameterzuordnung bzw. -interpretation nicht mehr ohne Weiteres möglich. Durch das höhere Maß an Freiheitsgraden, die ein solches Modell aufweist, ist es jedoch einfacher anzuwenden. Es ist auch eine Modellierung zwischen diesen zwei Extrembeispielen möglich.

Final kann mit einer separierten Betrachtung der Systemdynamiken überprüft werden, ob eine lineare Herangehensweise bei der Modellierung von Galvanometern berechtigt ist. Im Gegensatz zur Literatur wird an dieser Stelle ein strukturierter Nachweis der Gültigkeit der entsprechenden Annahmen erbracht.

6.2 Untersuchung der physikalischen Wirkzusammenhänge

Beim Einsatz eines Galvanometer-Laserscanners wird zu Beginn von einem Benutzer eine Bahn oder Trajektorie vorgegeben und über ein Benutzerinterface eingegeben. Im Gegensatz zu einer Bahn beinhaltet eine Trajektorie bereits einen zeitlichen Bezug zu den Sollpositionen, wodurch bestimmte Anforderungen an die Dynamik des Scanners a priori feststehen. Im Falle dieser Arbeit stellten der Host-PC und das *dSpace*-System entsprechend Abbildung 3.3 einen Teil der Benutzerschnittstelle dar. Das Interface dient auch zur Datenaufzeichnung und gibt die entsprechenden Befehle an die Steuerelektronik weiter. Die Steuerelektronik wiederum arbeitet die Signale vom Interface sowie

der anderen Teilsysteme ab. Darüber hinaus enthält sie die Regelung, welche je nach Scanner software- oder hardwareseitig vorliegt. Der verwendete *ARGES Racoon* besitzt eine analoge PID-Regelung, d. h. die Parameter der Rückführung wurden über Potentiometer bereits hinsichtlich eines firmeninternen Gütekriteriums optimal eingestellt. Eine softwareseitige Regelung, wie sie im späteren Verlauf (Kap. 8) vorzufinden ist, weist eine deutlich höhere Flexibilität auf, da alle Einstellungen in Form eines Programmbausteins an einem Computer umgesetzt werden können. Die sich aus der Regelung ergebende Stellgröße wird mit Hilfe der Leistungselektronik gestellt und als Spannungssignal an die Galvanometerspule angelegt. Durch die wirkende Stromdynamik wird ein Magnetfeld induziert, welches im Zusammenwirken mit der Bewegungsdynamik steht. Ein Blick auf die Bewegungsanteile und wirkenden Drehmomente zeigt, dass hierbei die Freikörperbewegung der Achse, die Lagerreibung und die Strukturdynamik vorherrschen. Die Bewegung hat wiederum einen rückwirkenden Einfluss auf die Steuerelektronik und das Stromverhalten. Abbildung 6.1 stellt die beschriebene Reaktionskette dar und zeigt, wie die Teildynamiken verbunden sind und miteinander interagieren.

Zur Untersuchung der physikalischen Wirkzusammenhänge werden im Folgenden die in Abbildung 6.1 dargestellten Subsysteme betrachtet. Zu Beginn jedes Abschnitts wird zunächst ein möglicher Modellierungs- bzw. Approximationsansatz für die entsprechende Teildynamik vorgestellt. Zur Veranschaulichung und zur Validierung des gewählten

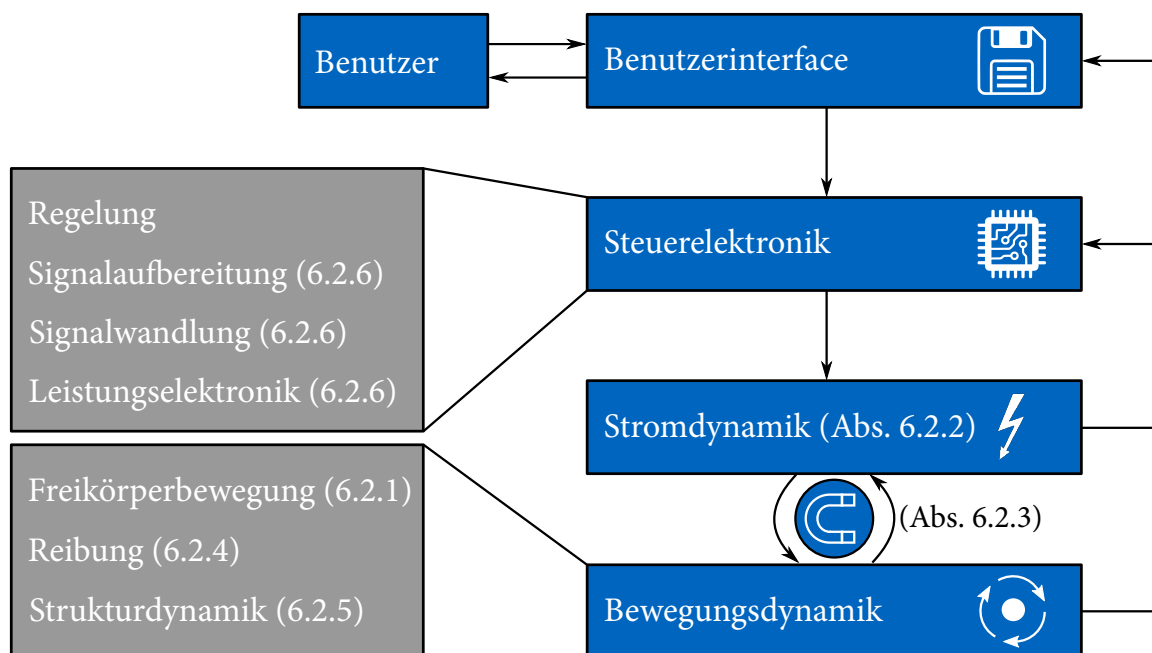


Abbildung 6.1: Subsysteme und Wirkkette eines Galvanometers mit Zuordnung der Unterabschnitte

Ansatzes wurde neben einer theoretischen Herangehensweise auch das Verhalten am Versuchsstand des *ARGES Racoön* experimentell untersucht. Daher werden nach einer Modellierungsbetrachtung die getätigten Messungen für jedes Subsystem beschrieben. Den Abschluss einer jeden Teiluntersuchung bilden eine Verifikation der getroffenen Annahmen und eine Aussage bezüglich der Signifikanz sowie einer möglichen linearen Betrachtung der jeweiligen Teildynamik.

6.2.1 Freikörperverhalten sowie Stromkopplung

Modellierung bzw. Approximation

Nach dem zweiten Newtonschen Axiom ist über

$$M_a = \theta \cdot \ddot{\varphi} \quad (6.1)$$

das notwendige Drehmoment definiert, um eine Massenträgheit θ mit $\ddot{\varphi}$ in Rotation zu beschleunigen. Dabei beschreibt φ eine Winkelauslenkung und $\ddot{\varphi}$ stellt die zugehörige zweite zeitliche Ableitung dar. Neben dem beschleunigenden Drehmoment M_a wirken bei einem Galvanometer weitere Momente (z. B. ein Reibmoment) auf das System. So ergibt sich das angreifende Drehmoment durch die Interaktion zwischen dem strominduzierten Magnetfeld der Spulen und dem Feld der rotierenden magnetischen Achse.

Bereits bei der Definition des Patents zum Galvanometer von MONTAGU (1993) wurde diese Kopplung durch

$$M_m = \alpha \cdot I \cdot \cos(\varphi), \quad (6.2)$$

mit dem magnetischen Drehmoment M_m , der Drehmomentkonstante α und dem durch die Spule fließenden Strom I beschrieben. Für die Galvanometer dieser Arbeit ist ein Teil der Parameter, darunter auch α , durch den Hersteller im Datenblatt CAMBRIDGE TECHNOLOGY (2016) angegeben. Der nichtlineare Effekt in Gl. (6.2) wurde bereits in vielen Literaturquellen, wie beispielsweise CHEN ET AL. (2011) oder MNERIE ET AL. (2013a), angesprochen, jedoch nur in einer linearisierten Form mit $\cos(\varphi) \approx 1$ berücksichtigt. Da sich der maximale Ausschlag eines Galvanometers in einem kleinen Winkelbereich von $-12,5^\circ$ bis $12,5^\circ$ bewegt, führt diese Annahme nur zu einem sehr geringen Approximationsfehler:

$$1 \leq \cos(\varphi) \lesssim 0,97629. \quad (6.3)$$

Messungen und Parametrierung

Zur Untersuchung der Stromkopplung wurde das reale System an verschiedenen Positionen zwischen $\varphi \in [-12,5^\circ; 12,5^\circ]$ betrieben. Als Sollsignal einer einzelnen Positionsuntersuchung wurde ein *Tripple Flow Snake* (TFS) (Abb. 3.4, links) mit geringer Projektionsgröße herangezogen. Dabei wurden der Strom und die resultierenden Winkelbewegungen an den einzelnen Positionen gemessen.

Ausgehend von Gl. (6.2) ist lediglich der Wert der Drehmomentkonstante α zu definieren, welcher für die vorliegenden Untersuchungen dem Datenblatt CAMBRIDGE TECHNOLOGY (2016) entnommen wurde.

Verifikation

Das aus den Messungen bestimmte Verhalten an den verschiedenen Positionen wurde zur Mittelposition ins Verhältnis gesetzt. Dabei definiert die Mittelposition mit dem maximalen Drehmoment die Nullposition des Galvanometers. Da das Drehmoment an den Rändern des Arbeitsbereichs abnimmt, ist für die Bewegung in diesen Randbereichen ein höherer Strom notwendig als über den linearen Zusammenhang resultierend. Das ermittelte Verhältnis des Drehmomentverlaufs in Bezug auf den Mittelwert ist für beide Achsen in Abbildung 6.2 aufgeführt. Den Messungen gegenübergestellt ist der zu erwartende theoretische Verlauf. Dabei ist eine gute Übereinstimmung zu erkennen. Der Drehmomentverlust bei einer Winkelauslenkung aus Gl. (6.2) kann somit als bestätigt betrachtet werden. Die dabei vorherrschende Nichtlinearität ist aufgrund des kleinen Arbeitsbereichs und der geringen Ausprägung bei Galvanometern vernachlässigbar. Die Annahmen aus der Literatur konnten an dieser Stelle bestätigt werden.

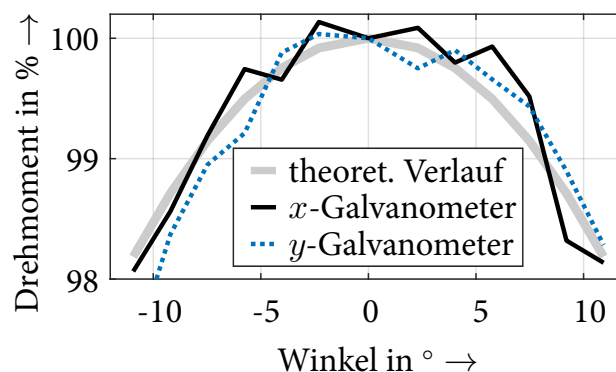


Abbildung 6.2: Gemessenes Drehmomentverhältnis im Arbeitsbereich eines Galvanometers

6.2.2 Stromdynamik

Modellierung bzw. Approximation

Abbildung 6.3 stellt eine getrennte Betrachtung des elektrischen und des mechanischen Teils eines Galvanometers dar. Dabei wird die reale Spule als eine ideale Spule in Reihenschaltung mit einem Ohmschen Widerstand angenommen. Die Schaltung erinnert an die eines Gleichstrommotors, wie sie bei ALLOTTA ET AL. (2016) und CHEN ET AL. (2011) vorzufinden ist.

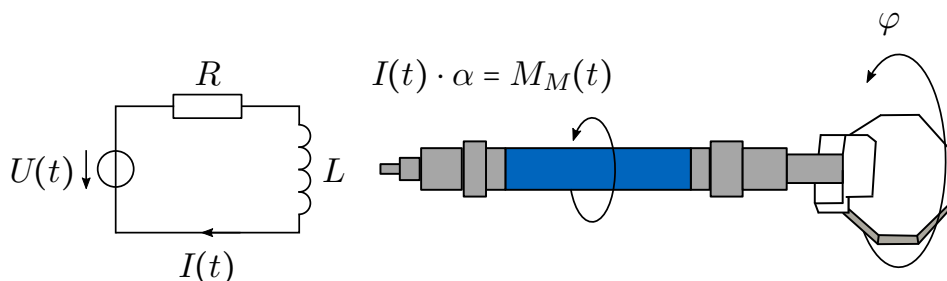


Abbildung 6.3: Getrennte Betrachtung des elektrischen und des mechanischen Teils einer Galvanometerachse

Laut dem zweiten Kirchhoff'schen Gesetz, der sogenannten Maschenregel, ist innerhalb eines geschlossenen Stromkreises die Summe aller treibenden Spannungen gleich der Summe aller Spannungsabfälle (HERING ET AL. 2002). Unter Verwendung von Abbildung 6.3 und der Erkenntnisse aus Abschnitt 6.2.1 ergibt sich daraus für die am Galvanometerantrieb anliegende Spannung

$$\begin{aligned}
 U &= RI + L\dot{I} + \beta\dot{\varphi} \cos(\varphi) \\
 &\approx RI + L\dot{I} + \beta\dot{\varphi}.
 \end{aligned}
 \tag{6.4}$$

Hierbei stellt der letzte Term in Gl. (6.4) die Rückinduktion der magnetischen Welle dar. Der Parameter β bezeichnet die Rückinduktionskonstante, welche den Scheitelwert des in der Spule induzierten magnetischen Flusses, bedingt durch die Bewegung des Permanentmagneten, markiert. Die induzierte Spannung ergibt sich aus dem Produkt des auf den Anker wirksamen magnetischen Flusses des Erregerfelds und der Winkel-

geschwindigkeit des Rotors (STÖLTING & AMRHEIN 2011). Durch Umformung kann Gl. (6.4) in ein ZRM entsprechend

$$\dot{I} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} \end{bmatrix} I + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{\beta}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U \\ \dot{\varphi} \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

$$y = I$$

überführt werden. Ist eine zeitdiskrete Betrachtung der Stromdynamik notwendig, lässt sich Gl. (6.5) über das Verfahren aus Gl. (2.22) diskretisieren.

Messungen und Parametrierung

Gleichermaßen wie in Abschnitt 6.2.1 beschrieben, wurde dem PID-geregelten System im vorliegenden Beispiel ein TFS vorgegeben. Gemessen wurden die Spannungen an den Spulen, die Spulenströme und die Winkelbewegungen beider Achsen.

Für das Modell dienten die in CAMBRIDGE TECHNOLOGY (2016) aufgeführten Parameter als Initialwerte. Aufgrund der Toleranzbehaftung dieser Werte von $\pm 10\%$ fand eine Optimierung der Parameter im Zeitbereich statt. Die identifizierten Parameter für beide Achsen und die Ausgangswerte sind in Tabelle 6.1 aufgeführt.

Tabelle 6.1: Initiale und optimierte Parameter zur Untersuchung der Stromdynamik

Parameter	Ausgangswert	x -Achse	y -Achse
elektrischer Widerstand R	1,07 Ω	1,14 Ω	1,16 Ω
Spuleninduktivität L	$1,73 \cdot 10^{-4}$ H	$1,77 \cdot 10^{-4}$ H	$1,84 \cdot 10^{-4}$ H
Drehmomentkonstante α	$1,31 \cdot 10^{-2} \frac{\text{Vs}}{\text{rad}}$	$1,31 \cdot 10^{-2} \frac{\text{Vs}}{\text{rad}}$	$1,31 \cdot 10^{-2} \frac{\text{Vs}}{\text{rad}}$
Rückinduktion β	229 $\frac{\mu\text{Vs}}{\circ}$	229 $\frac{\mu\text{Vs}}{\circ}$	229 $\frac{\mu\text{Vs}}{\circ}$

Verifikation

Abbildung 6.4 stellt die Messdaten der x -Achse dem zugehörigen Modell gegenüber. Hierbei ist eine gute Übereinstimmung zu sehen. Entsprechend den bisherigen Untersuchungen kann das Stromverhalten als linear angenommen werden. Andere Effekte der Stromdynamik, wie der Skineneffekt, haben im Verhalten des Galvanometers keinen nennenswerten Einfluss, wie eine theoretische Betrachtung im Anhang A.1 zeigt.

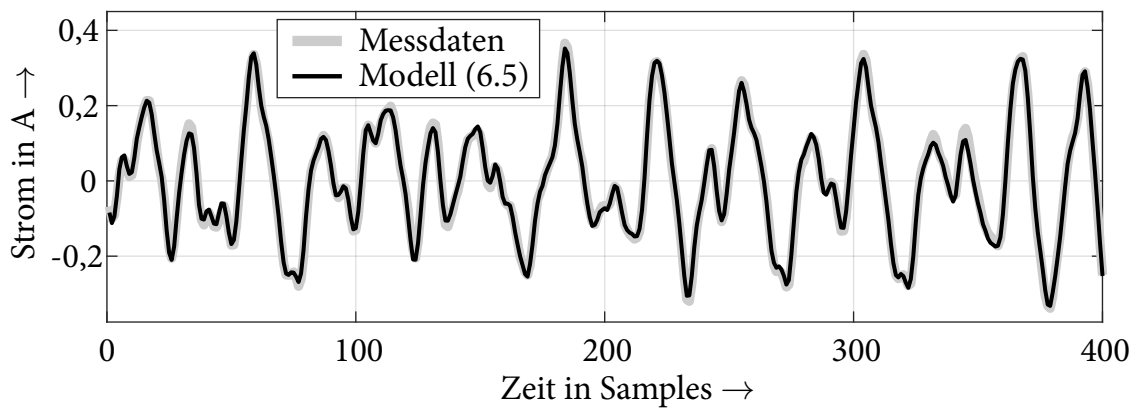


Abbildung 6.4: Stromverhalten am Galvanometer und Vergleich mit dem linearen Strommodell aus Gl. (6.5) am Beispiel der x -Achse

Im Datenblatt werden die zwei Parameter der Drehmomentkonstante α und der Rückinduktion β unterschieden. Dabei wird die Einheit dyn aufgeführt, welche der *Centimetre-Gram-Second-Einheit* (CGS-Einheit) der Kraft mit $1 \text{ dyn} = 10^{-5} \frac{\text{kg m}}{\text{s}^2} = 10 \mu\text{N}$ entspricht (CLOTFELTER 1987). Es kann jedoch gezeigt werden, dass es sich bei α und β grundsätzlich um denselben physikalischen Parameter handelt. Eine Bestätigung dieser These ergibt sich bei einer Umrechnung der Einheiten sowie der Zahlenwerte unter Verwendung von Tabelle 6.1 gemäß

$$\begin{aligned} \beta &= 229 \frac{\mu\text{V s}}{\circ} = 229 \cdot 10^{-6} \frac{180 \text{ V s}}{\pi \text{ rad}} \approx 1,31 \cdot 10^{-2} \frac{\text{W s}}{\text{A}} \\ &= 1,31 \cdot 10^{-2} \frac{\text{N m}}{\text{A}} = 1,31 \cdot 10^5 \frac{\text{dyn cm}}{\text{A}} = \alpha. \end{aligned} \quad (6.6)$$

6.2.3 Magnetische Remanenz

Modellierung bzw. Approximation

Der Effekt der magnetischen Remanenz, auch Restmagnetismus genannt, ist das Verbleiben von magnetischer Polarisierung bzw. magnetischer Flussdichte B_{mag} in Objekten, welche zuvor in einem externen Magnetfeld der Feldstärke H_{mag} polarisiert wurden (DOBRINSKI ET AL. 2010). Nach Erreichen der magnetischen Sättigung herrscht auch bei ausgeschaltetem Magnetfeld, d. h. $H_{\text{mag}} = 0 \frac{\text{A}}{\text{m}}$, eine Restpolarisierung bzw. die Remanenzflussdichte $B_{\text{mag,R}}$. Erst nach Aufbringen der Koerzitivfeldstärke $-H_{\text{mag,C}}$ gilt $B_{\text{mag}} = 0 \text{ T}$. Wird die magnetische Feldstärke weiter in negative Richtung erhöht, so stellt sich nach Erreichen der negativen Sättigung und anschließender Verringerung der

magnetischen Feldstärke bei $H_{\text{mag}} = 0 \frac{\text{A}}{\text{m}}$ die Remanenzflussdichte $-B_{\text{mag,R}}$ ein, welche erst nach dem Anlegen der Koerzitivfeldstärke $H_{\text{mag,C}}$ erneut gleich Null ist.

Abbildung 6.5 zeigt die zuvor beschriebene, typische Hystereseschleife inklusive der sogenannten Neukurve, welche für zuvor nicht magnetisierte Objekte relevant ist. Eine alternative Darstellung ist der Verlauf der Polarisierung über der magnetischen Feldstärke. Dabei ist die Polarisierung direkt proportional zur Änderung der magnetischen Flussdichte. Die Form einer solchen Hystereseschleife ist unter anderem abhängig von der Permeabilitätszahl, welche laut DOBRINSKI ET AL. (2010) wiederum durch die Materialeigenschaften und die magnetische Erregung H_{mag} bedingt ist.

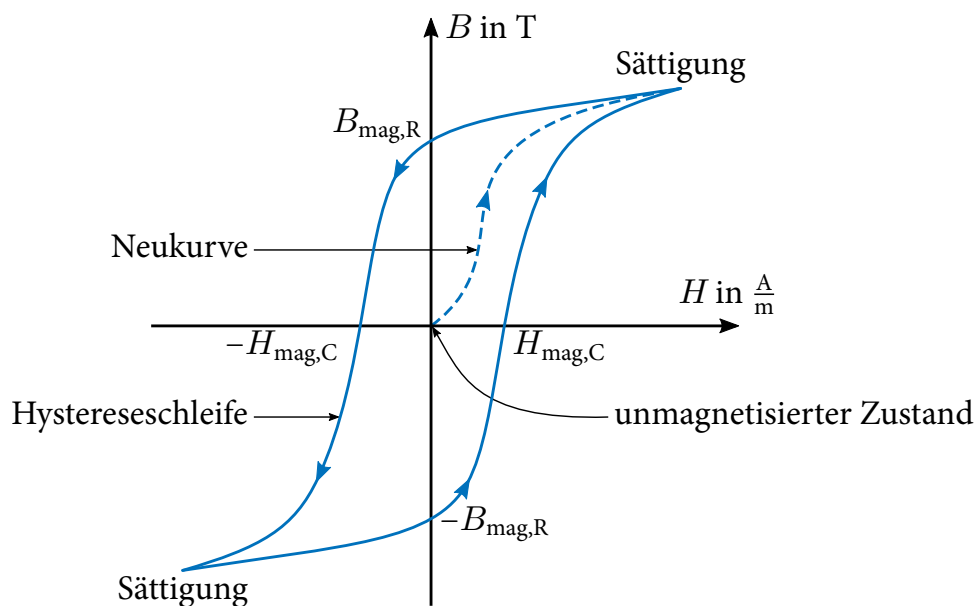


Abbildung 6.5: Magnetische Hystereseschleife in Anlehnung an DOBRINSKI ET AL. (2010)

Am Versuchsstand konnte beobachtet werden, dass die Remanenzflussdichte das Systemverhalten des Galvanometers bei sehr niedrigen Spannungswerten und deaktiviertem Regler beeinflusst. Dabei ist dieser Effekt bisher in keiner in Kapitel 4 aufgeführten Veröffentlichung explizit berücksichtigt worden. Untersuchungen am Galvanometer haben gezeigt, dass der Restmagnetismus als geringe Störung approximiert werden kann, welche es zu kompensieren gilt.

Messungen und Parametrierung

Zur Untersuchung dieses Effektes wurden für eine Scannerachse verschiedene Winkelpositionen angefahren und der Rotor wurde zum Stillstand gebracht. Dies fand über

den kompletten Arbeitsbereich von $-12,5^\circ$ bis $12,5^\circ$ statt. Dabei wurden die Strategien zur Anfahrt der Punkte variiert, d. h. die Reihenfolge der verschiedenen Positionen änderte sich. Um eine Winkelposition zu halten und dem Effekt der Remanenzflussdichte entgegenzuwirken, muss durch den Regler eine Spannung an der Spule angelegt werden, was wiederum einen Strom bewirkt. Die Winkelposition, der Strom und die Spannung wurden bei den Versuchen aufgezeichnet.

Verifikation

Abbildung 6.6 zeigt einen Auszug aus den beschriebenen Versuchen. Bei den drei dargestellten Linien handelt es sich um die Sprungverläufe von verschiedenen Strategien, eine Position auf der x -Achse anzufahren. Die erste und die letzte Strategie zeigen jeweils eine kontinuierliche Annäherung von einer Richtung und markieren die maximalen Werte aller Messungen. So wurde beispielsweise in der ersten Variante jeder Punkt immer von der positiven Seite angesteuert. Strategie 2 zeigt eine Positionierung von einer willkürlichen Richtung. Das Verhalten ist nichtlinear. Eine Approximation der Remanenz für eine Sprungreihenfolge aus Abbildung 6.6 könnte in Form einer Polynomfunktion erster Ordnung geschehen.

Aufgrund der bestätigten geringen Ausprägung der magnetischen Remanenz, welche hauptsächlich im niederfrequenten Bereich vorliegt, ist sie vernachlässigbar. Darüber hinaus kann der Einfluss dieses Effektes durch den Einsatz eines Integrationsanteils (I-Anteil) im Regler vollständig kompensiert werden. Der Integrator wird für die stationäre Genauigkeit des Systems ohnehin benötigt.

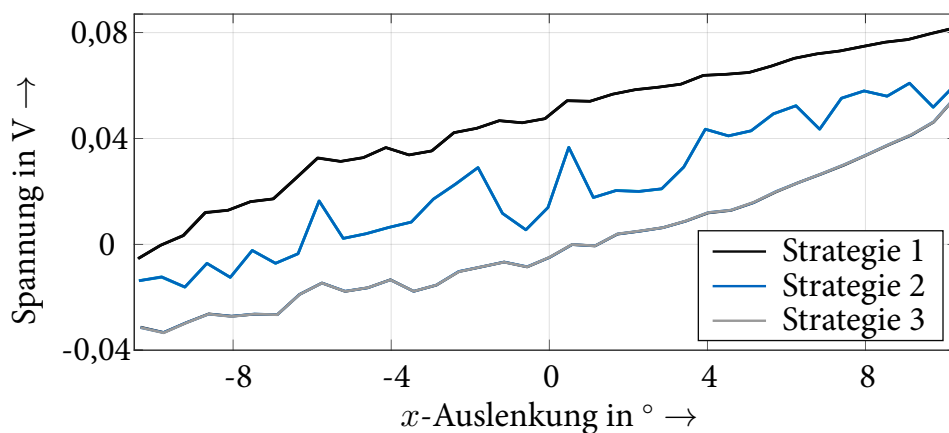


Abbildung 6.6: Haltespannung in Abhängigkeit vom Galvanometerwinkel bei verschiedenen Anfahrstrategien für eine Position am Beispiel der x -Achse

6.2.4 Lagerreibung

Modellierung bzw. Approximation

In jedem mechanischen bzw. mechatronischen System wirkt Reibung einer Bewegung entgegen. Dies ist auch bei den sich bewegenden Galvanometerachsen der Fall, wobei die Reibung in den Wälzlagern (siehe Abb. 3.2) auftritt. Die im Kapitel zum Stand der Technik und Forschung aufgeführten Modelle (Abs. 4.1.2) gehen mit diesem Effekt unterschiedlich um. Einige Autoren, wie z. B. HIROSE ET AL. (2009) und MAEDA & IWASAKI (2015), haben Lagerreibung komplett vernachlässigt. Die einzige modellierte Dissipationsquelle ist in diesen Quellen die Dämpfung im strukturdynamischen Verhalten. Andere Autoren, darunter CHEN ET AL. (2011) und FENG & ZHI (2011), setzten unter Linearisierung und Erweiterung von Gl. (6.2) eine viskose Dämpfung mit

$$M_m = \theta \ddot{\varphi} = \alpha I - \zeta_0 \dot{\varphi} \quad (6.7)$$

an. Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit haben ergeben, dass bei einem Galvanometer die Haft- und die Gleitreibung näher betrachtet werden müssen.

Die **Haftreibung** ist die Reaktionskraft auf angreifende externe Kräfte und Momente, die einen Körper aus seiner Ruhelage in Bewegung zu versetzen versucht. Mit zunehmender Verschiebung des Körpers steigt die Reibungskraft bis zum Losbrechen an. Eine mögliche Approximation der Haftreibung bei Galvanometern lautet

$$M_h = \alpha I = a_1 \tanh(a_2 \varphi) + a_3 \quad (6.8)$$

mit den Parametern a_1 , a_2 und a_3 . Der Parameter a_3 repräsentiert den Einfluss der magnetischen Remanenz und damit ein Haltemoment für eine Position (Abs. 6.2.3).

Ab einer gewissen Bewegung wirkt die viskose **Gleitreibung** bzw. Flüssigkeitsreibung. Bei einem Galvanometer ist sie von der Relativgeschwindigkeit abhängig und lässt sich durch die Funktion

$$M_g = \alpha I = \begin{cases} a_1 \dot{\varphi}^{a_2} + a_3 & \text{für } \dot{\varphi} > 0 \\ -a_1 \dot{\varphi}^{a_2} + a_3 & \text{für } \dot{\varphi} \leq 0 \end{cases} \quad (6.9)$$

approximieren. Dabei können für die Parameter a_1 , a_2 und a_3 konstante Werte angenommen werden. Äquivalent zu Gl. (6.8) wird in dieser Gleichung der Einfluss der magnetischen Remanenz durch a_3 beschrieben.

Messungen und Parametrierung

Das Phänomen der Haftreibung war beim *Racoon* nur schwer zu erfassen, da die Haftreibung in einem limitierten Bereich bei sehr kleinen Verschiebungen vorherrscht. Um den Reibungseffekt messen zu können, wurde am Versuchsstand eine Solltrajektorie mit sehr geringer konstanter Beschleunigung verwendet. Es wurden 100 Messungen durchgeführt und die Ergebnisse gemittelt.

Für die Untersuchungen der Gleitreibung wurden jeweils 200 Messungen mit verschiedenen konstanten Geschwindigkeiten erfasst. Die entsprechenden Bereiche einer gleichbleibenden Fahrt wurden über einen Tiefpassfilter nachbearbeitet und auf einen Reibwert gemittelt. Dadurch hat sich das Signal-Rausch-Verhältnis der durchgeführten Messungen verbessert.

Durch einen Abgleich mit den durchgeführten Messungen konnten für Gl. (6.8) und Gl. (6.9) die Parameter aus Tabelle 6.2 bestimmt werden. Über Gl. (6.2) ist eine direkte Umrechnung vom gemessenen Strom zum wirkenden Moment möglich.

Tabelle 6.2: Parameter des Reibverhaltens am Beispiel der x -Achse

Parameter	Haftreibung Gl. (6.8)	Gleitreibung Gl. (6.9)
a_1	$5,65 \cdot 10^{-2} \text{ A}$	$8,60 \cdot 10^{-3} \text{ A}$
a_2	$1,00 \cdot 10^5$	$6,26 \cdot 10^{-1}$
a_3	$-2,19 \cdot 10^{-2} \text{ A}$	$1,73 \cdot 10^{-2} \text{ A}$

Verifikation

Abbildung 6.7 zeigt eine Messung des Haftmoments M_h am Beispiel der x -Achse und stellt sie dem Berechnungsergebnis gemäß Gl. (6.9) gegenüber. Dabei ist eine gute Deckung der beiden Signale zu beobachten. Die Haftreibung greift im quasi-statischen Bereich an. Damit ist sie Abhängig von einer Positionsänderung.

Das Ergebnis der Messungen zur Gleitreibung ist Abbildung 6.8 zu entnehmen. Unter Verwendung von Gl. (6.2) ist ein Strom bei einer konstanten Geschwindigkeit direkt proportional zum wirkenden Moment und damit zur Reibung. Entsprechend Abbildung 6.8 kann durch Gl. (6.9) das Verhalten der Gleitreibung gut approximiert werden.

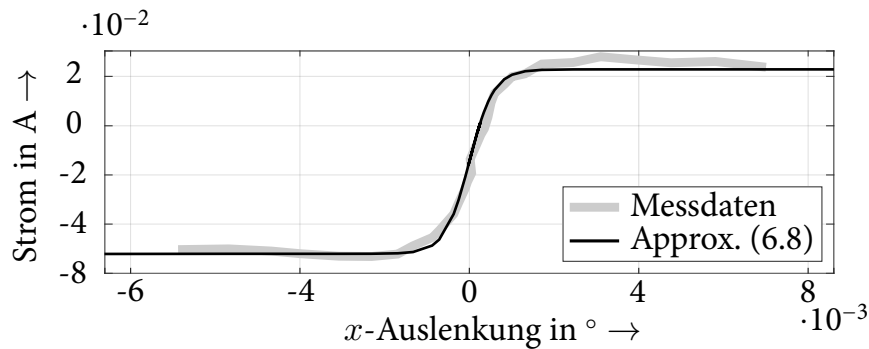


Abbildung 6.7: Haftreibung an einem Galvanometer in Abhängigkeit von der Auslenkung

Aus den Ergebnissen der Reibungsuntersuchung wird ersichtlich, warum in der Literatur Lagerreibungseffekte bisher vernachlässigt oder vereinfacht als linear angenommen wurden, obwohl ein nichtlineares Verhalten eindeutig vorliegt. Zum einen bewegen sich die maximalen Reibmomente in einem sehr kleinen Bereich, sodass bereits bei der Datenauswertung eine hohe Anzahl an Mittlungen notwendig war, um zu stabilen belastbaren Ergebnissen zu kommen. Zum anderen zeigt sich bei der Betrachtung von Abbildung 6.8, dass eine lineare Annahme eine gute Approximation des Geschwindigkeitsverhaltens darstellen kann.

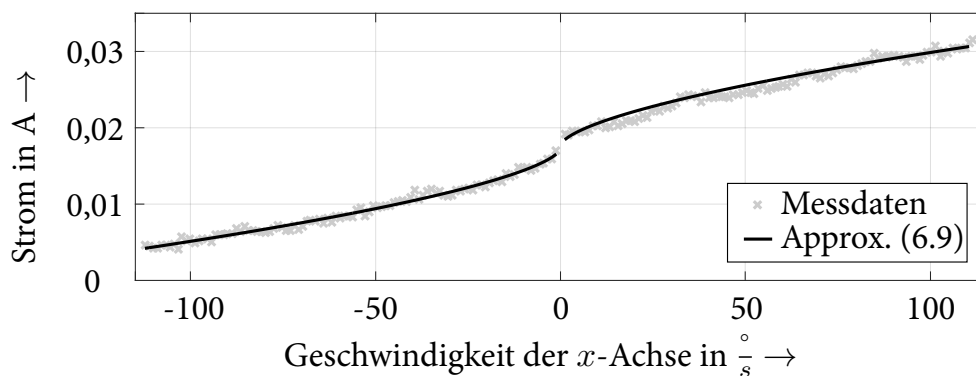


Abbildung 6.8: Gleitreibung an einem Galvanometer in Abhängigkeit von der Geschwindigkeit

6.2.5 Strukturdynamik

Aufgrund der geringen Masse sowie hohen Steifigkeit eines Galvanometers beeinflusst die Strukturdynamik das Systemverhalten erst in einem hohen Frequenzbereich. Der strukturdynamische Einfluss wird dabei nicht in jedem Modell aus der Literatur berücksichtigt, ist jedoch nach IWASAKI ET AL. (2012) für eine genaue Systembeschreibung essentiell. Im weiteren Verlauf dieses Abschnitts wird zunächst die experimentelle Untersuchung des gesamten strukturdynamischen Verhaltens eines Galvanometers

dargestellt. Dabei werden wie in den vorherigen Abschnitten die einzelnen Schritte von einer Modellierung bis hin zu einer Validierung beschrieben. Darauf aufbauend folgt eine simulative Analyse des Strukturverhaltens, welche einen Vergleich zu den Messungen erlaubt sowie zur Beurteilung nicht messbarer Bereiche dient. Den Abschluss bildet der Einsatz von TSSD für das Verhalten der y -Achse.

Modellierung bzw. Approximation

Die unbeabsichtigte Schwingungsanregung bei einem Galvanometer geschieht durch den Antrieb selbst. Daher lässt sich die Spannung bzw. der Strom an der Galvanometerspule auch gezielt als Eingangssignal einer Modal- bzw. Strukturdynamikanalyse verwenden. Da der y -Spiegel die größere Massenträgheit besitzt, sind bei diesem die Eigenfrequenzen niederfrequenter und haben einen dominanteren Einfluss auf das Gesamtverhalten, als es beim x -seitigen Pendant der Fall ist. Daher konzentriert sich dieser Abschnitt auf die y -Achse, wobei sich alle dargestellten Zusammenhänge und Eigenschaften auf die x -Achse übertragen lassen.

Die theoretische Grundlage zur Modellierung einer Mode bilden Gl. (2.58) sowie die Beschreibungen in Unterkapitel 2.3. HIROSE ET AL. (2009) und YOO ET AL. (2016) nutzten auch diese Grundlagen. Dabei wurde eine Strukturmode stets durch eine Übertragungsfunktion zweiter Ordnung beschrieben. Diese ist äquivalent zur ZRM-Darstellung nach Gl. (2.53), wobei die strukturdynamischen Einflüsse von Spiegel und Sensor in der Literatur stets unabhängig voneinander betrachtet wurden.

Auf Gl. (2.58) aufbauend kann ein lineares Modell entsprechend

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \dot{I} \\ \dot{\varphi}_1 \\ \ddot{\varphi}_1 \\ \dot{\varphi}_2 \\ \ddot{\varphi}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{\beta}{L} & 0 & -\frac{\beta}{L}\phi_{1,1} \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{\alpha}{\theta} & 0 & -\frac{\zeta_0}{\theta} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ \phi_{1,1} & 0 & 0 & -\omega_1^2 & -2\zeta_1\omega_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ \varphi_1 \\ \dot{\varphi}_1 \\ \varphi_2 \\ \dot{\varphi}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U \\ \mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_{\text{sen}} \\ y_{\text{spi}} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \varphi_1 + \phi_{1,1}\varphi_2 \\ \varphi_1 + \phi_{1,2}\varphi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \phi_{1,1} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \phi_{1,2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ \varphi_1 \\ \dot{\varphi}_1 \\ \varphi_2 \\ \dot{\varphi}_2 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (6.10)$$

formuliert werden, welches ein ZRM in Verknüpfung mit der Stromdynamik aus Gl. (6.4), der Bewegungskinetik aus Gl. (6.7) sowie der Strukturdynamik aus Gl. (2.55) darstellt. Die Annahme an dieser Stelle lautet, dass der Strom ein zu ihm proportionales Drehmoment und damit eine Bewegung hervorruft, wobei die Freikörper- bzw. Starrkörperbewegung unabhängig von der Strukturbewegung (Schwingung) abläuft. Deshalb sind in Gl. (6.10) die Winkelzustände der Freikörperbewegung φ_1 und der Strukturschwingung φ_2 unabhängig voneinander notiert. Die beiden Dynamiken werden ähnlich wie einzelne Moden superpositioniert. Dabei reicht die Berücksichtigung der ersten Torsionsmode aus, da die zweite im Gesamtverhalten ein betragsmäßig untergeordnetes Verhalten aufweist und somit vernachlässigt werden kann. Im Systemausgang folgt anschließend die Zusammenführung der Winkelausschläge zum Sensorwinkel y_{sen} und zum Spiegelwinkel y_{spi} .

Messungen und Parametrierung

Das Schwingungsverhalten des Spiegels konnte im Rahmen einer experimentellen Modalanalyse mit einem *3D-Scanning-Laser-Doppler-Vibrometer (PSV-400-3D)* der *Polytec GmbH* bestimmt werden. Das Messgerät erfasste die Geschwindigkeit von über 100 Positionen auf der Spiegeloberfläche und stellte diese dem gemessenen Spulenstrom gegenüber. Die Anregung erfolgte mittels eines Sinus-Sweeps der Spannung an der Galvanometerspule. In Abbildung 6.9 ist der zugehörige Amplitudenverlauf der ersten zwei dominanten Moden an einer dieser Messpositionen dargestellt. Für den Amplitu-

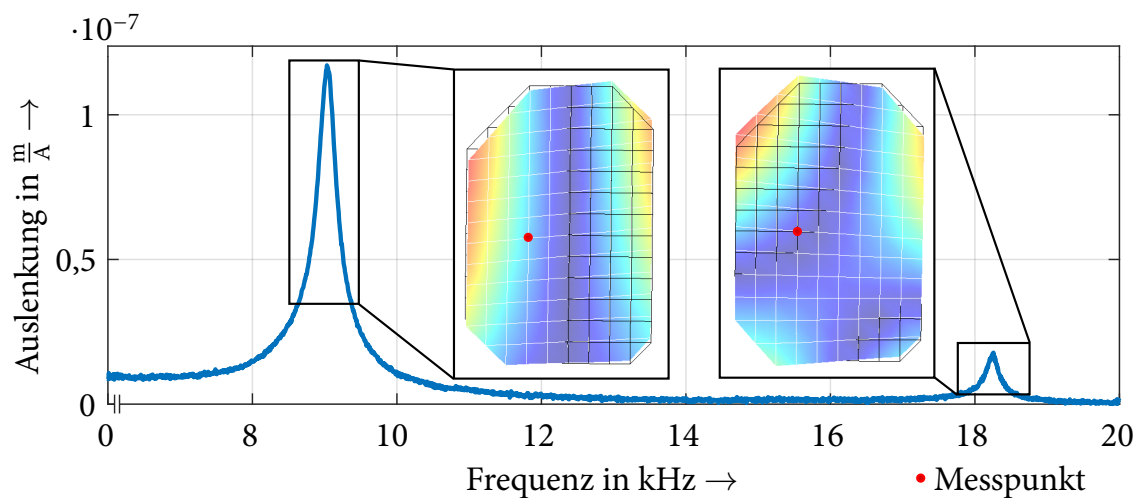


Abbildung 6.9: Frequenzgang sowie zugehörige Eigenformen des y -Spiegels, erfasst mit einem *3D-Scanning-Laser-Doppler-Vibrometer (PSV-400-3D)*

denverlauf wurde der Strom als Eingang verwendet, da dieser direkt proportional zum Anregungsmoment ist und somit die direkte Anregung der Torsionen widerspiegelt. Die aufgeführte Verschiebungsrichtung bezieht sich auf die Koordinatenachse senkrecht zur Spiegeloberfläche. Es ist klar zu erkennen, dass es sich bei allen Eigenschwingungsformen um Torsionsmoden handelt und die Eigenfrequenzen einen großen Abstand zueinander aufweisen. Andere Eigenschwingungsformen sind im Amplitudengang nicht zu erkennen und haben daher keinen wesentlichen Einfluss auf die Galvanometerdynamik.

Da das Vibrometer eine translatorische Verschiebung in drei Raumrichtungen erfasst, muss die translatorische in eine rotatorische Bewegung umgerechnet werden. Hierzu wird ein translatorisches Übertragungsverhalten $H_{\text{trans},1}$ des Spiegels nahe der Rotationsachse verwendet. Eingang des Übertragungsverhaltens kann der Strom oder die Spannung sein. Der Ausgang ist eine Bewegung senkrecht zur Spiegeloberfläche. Eine Transformation des zugehörigen Amplitudengangs in eine rotatorische Bewegungsdarstellung erfolgt gemäß Abbildung 6.10 über

$$|H_{\text{rot}}| = \arctan \left(\frac{|H_{\text{trans},1}|}{\Delta p_{10}} \right), \quad (6.11)$$

wobei Δp_{10} dem senkrechten Abstand zur Rotationsachse in Bezug auf den Ausgang von $H_{\text{trans},1}$ entspricht. In den wenigsten Fällen ist dieser Abstand exakt bekannt, da beispielsweise bei der y -Achse keine Symmetrie vorliegt. Daher ist der Umweg über ein weiteres Übertragungsverhalten $H_{\text{trans},2}$ nötig. Die örtliche Position des Ausgang von $H_{\text{trans},2}$ sollte nahe zum Äquivalent von $H_{\text{trans},1}$ liegen. Die zwei zugehörigen Positionen haben eine Entfernung von Δp_{12} zueinander (senkrechte Richtung zur Rotationsachse). Der Zusammenhang aus Gl. (6.11) ändert sich folglich zu

$$|H_{\text{rot}}| = \arctan \left(\frac{|H_{\text{trans},1}| - |H_{\text{trans},2}|}{\Delta p_{12}} \right). \quad (6.12)$$

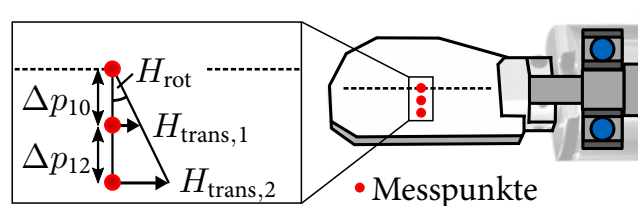


Abbildung 6.10: Skizze zur Umrechnung einer translatorischen Bewegung in eine Rotation

Da nahe der Drehachse die Rotationsbewegung phasengleich zur Translation ist und Δp_{12} einen kleinen Wert aufweist, gilt

$$\angle(H_{\text{rot}}) = \angle(H_{\text{trans},1}) = \angle(H_{\text{trans},2}). \quad (6.13)$$

Zudem kann für Gl. (6.12) eine Approximation über die Kleinwinkelnäherung erfolgen, wodurch der Arkustangens entfällt und der Quotient in Gl. (6.12) direkt berechnet werden kann.

Neben dem Spiegel- wurde auch das strukturdynamische Sensorverhalten untersucht. Hierzu wurde dem Scanner als Sollsignal ein TFS (Abb. 3.4, links) vorgegeben. Während des Betriebs hat eine Aufnahme der Spulenspannung sowie des Winkelausschlags für beide Achsen stattgefunden.

Eine Parametrierung des ZRM aus Gl. (6.10) erfolgte durch einen Abgleich im Frequenzbereich. Zuvor mussten die aufgenommenen Daten durch eine *Fast-Fourier-Transformation* (FFT) in den Frequenzbereich überführt werden.

Verifikation

Abbildung 6.11 zeigt den ermittelten Frequenzgang des Sensorverhaltens und stellt ihn dem Modell aus Gl. (6.10) gegenüber. Dabei ist eine gute Deckung der Verläufe zu beobachten. Analog zum Spiegelverhalten aus Abbildung 6.9 ist die Resonanz im Bereich von 9 kHz deutlich zu erkennen. Dabei ist im Gegensatz zum Spiegel vor der Eigenfrequenz eine Antiresonanz zu sehen. Durch die geringe Drehbewegung im Frequenzbereich der Antiresonanz ist das Signal-Rausch-Verhältnis schlecht, was sich vor allem im Phasengang widerspiegelt. Neben der Antiresonanz ist die Lage der Resonanz im Phasengang von Abbildung 6.11 ebenfalls sichtbar, da die Phase zwischen 6 kHz und 9,5 kHz zunächst ansteigt (Antiresonanz) und anschließend wieder absinkt (Resonanz).

Wie aus Gl. (6.10) hervorgeht, wurde für das Modell ein linearer Reibungsansatz (siehe Abs. 6.2.4) verwendet. Der resultierende Reibungskoeffizient ζ_0 aus der Parameteroptimierung im Frequenzbereich besaß den Wert Null, was die vorhergehende Annahme eines sehr geringen Einflusses der Reibung nochmals bestätigt hat.

Der Ausgang des vorgestellten Gleichungssystems ist ein Vektor und so in der Literatur bisher nicht vorzufinden. Er beinhaltet den Winkel des Sensors y_{sen} und den des

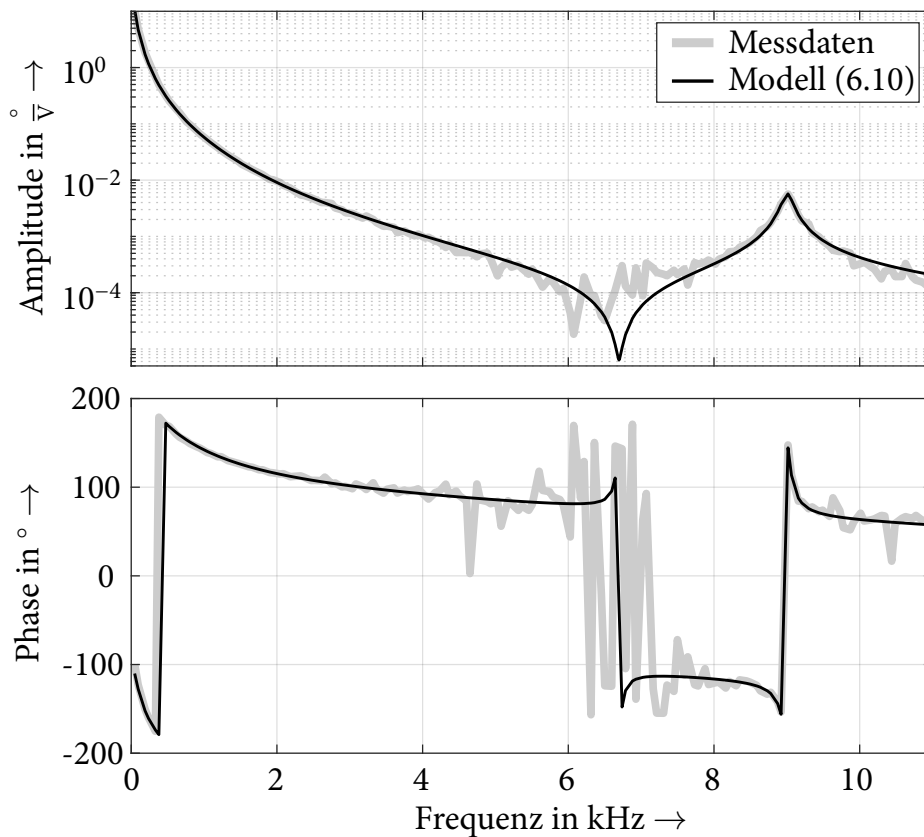


Abbildung 6.11: Übertragungsverhalten der y -Achse am Sensor mit Modellvergleich;
Eingang: Spannung, Ausgang: Winkelausschlag am Sensor

Spiegels y_{spi} eines Galvanometers in einem ZRM. Dabei unterscheiden sich die beiden Drehbewegungen von Sensor und Spiegel nicht in ihrem grundlegenden dynamischen Verhalten der A -Matrix. Der Unterschied ist in den Eigenvektoren $\phi_{1,1}$ und $\phi_{1,2}$ zu finden. Denn für beide Achspositionen wird angenommen, dass die Gesamtbewegung aus einer Freikörper- und einer positionsabhängigen Strukturverformung besteht.

Zusammenfassend kann für das strukturdynamische Verhalten eines Galvanometers festgehalten werden, dass ab einer bestimmten Frequenz das Gesamtverhalten stark von den wirkenden Torsionen beeinflusst wird. Eine Berücksichtigung des Schwingungsverhaltens in einem Modell lässt sich dabei in Form einer linearen Betrachtung realisieren.

Finite-Elemente-Untersuchung

Messtechnisch waren aufgrund der rotatorischen Anregung am Versuchsstand lediglich die ersten Torsionsmoden gut zu erfassen, sodass keine Aussage bezüglich an-

derer Schwingungsformen möglich war. Darüber hinaus waren einige Bereiche der Galvanometerachse unzugänglich und ließen keine messtechnische Analyse zu. Um dennoch für diese Fälle das Verhalten bewerten zu können, wurde die *Finite-Elemente-Methode* (FEM) (Abb. 6.12) genutzt. Zudem bietet die FEM die Möglichkeit, das Galvanometerverhalten zu prognostizieren, sodass schnell und kosteneffizient neue Wellen bzw. Spiegelkonzepte bewertet werden können. Bei der Modellierung und der Parametrierung eines solchen Modells waren jedoch Besonderheiten zu beachten, welche im Folgenden aufgeführt werden.

Die einzelnen Bestandteile der Achse des FE-Modells (Tab. A.3) wurden in Substrukturen unterteilt, die separat vernetzt und anschließend miteinander gekoppelt wurden. Die Konturen der Teilkomponenten sind einfach und ließen daher eine Vernetzung ohne Veränderungen an der Geometrie zu, wobei filigrane Strukturen (z. B. kleine Phasen und Gewinde) vereinfacht oder vernachlässigt wurden. Alle Bestandteile, abgesehen von der Klebefläche zwischen dem Spiegel und der Halterung, konnten durch Tetraederelemente mit isotropen Materialeigenschaften (Tab. A.4) abgebildet werden.

Bei der Klebefläche handelt es sich um eine sehr dünne Schicht, die zu einem schlechten Kantenverhältnis (*Aspect Ratio*, siehe (KLEIN 2012)) bei gleichbleibendem Elementtyp führt. Daher ist dort der Einsatz von Pentaederelementen in Form einer sogenannten Dünnschicht sinnvoll. Da es sich bei Klebstoffen um elasto-plastische Werkstoffe handelt, ist die Überprüfung einiger Voraussetzungen erforderlich, wie z. B. die Verwendbarkeit eines konstanten Elastizitätsmoduls, der sich hierbei aus dem Speicher- und dem Dissipationsmodul ergibt (EYERER 2008). Für den eingesetzten Klebstoff konnte ein rein elastisches Verhalten bis zu einer Temperatur von etwa 65°C angenommen werden. Als Koppelstellen (SPC) an die Umgebung wurden die zwei Innenringe der Kugellager verwendet, wobei alle Freiheitsgrade, ausgenommen der Rotationsachse des

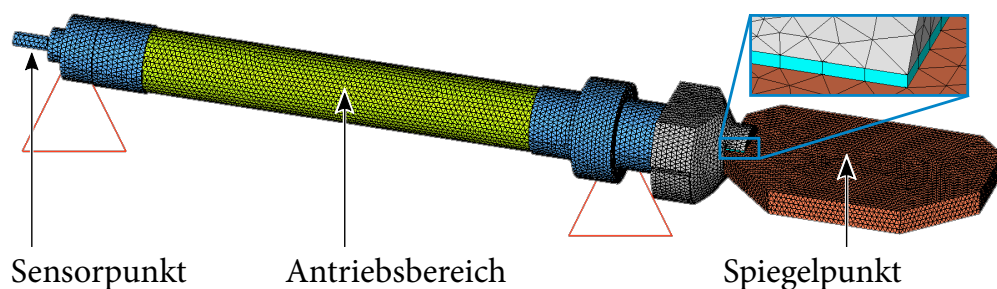


Abbildung 6.12: FE-Modell einer Galvanometerachse mit y -Spiegel

Galvanometers, gesperrt wurden. Somit wurden beispielsweise Lagernachgiebigkeiten vernachlässigt. Die Modellkomponenten konnten direkt miteinander verbunden werden. Lediglich zwischen der Welle und der Spiegelhalterung war der Einsatz einer Feder (*CBUSH*-Element) notwendig. Diese wurde im Modell mit den Strukturkomponenten durch Koppellemente (*RBE3*) verbunden. Das Erregermoment (Gl. (6.2)) in Rotationsrichtung wurde gleichermaßen über den gelb markierten Antriebsbereich (Abb. 6.12) verteilt.

Abbildung 6.13 zeigt die *Frequency Response Function* (FRF) einer FE-Simulation und der Messdaten am realen Galvanometerantrieb. Die Amplitude beschreibt dabei den Winkelausschlag des Sensors und der Spiegelmitte (vgl. Abb. 6.12) bezogen auf den Erregerstrom. Zum einen wird der Unterschied zwischen dem Sensor- und dem Spiegelverhalten deutlich sichtbar. Zum anderen stimmen die aus der FEM stammenden Daten sehr gut mit den Messungen überein. Dennoch sind im Signalverlauf kleine Unterschiede zwischen den Messdaten und der Simulation zu erkennen. Diese können auf die Unsicherheiten entsprechend Unterkapitel 3.3 sowie der Schätzung der verwendeten Materialparameter zurückgeführt werden. Die modale Dämpfung der ersten Torsionsmode wurde manuell angepasst. Neben den FRFs ist die simulierte erste Torsionseigenschwingungsform des Spiegels dargestellt. Eine gute Übereinstimmung mit der Messung (Abb. 6.11) ist auch bei dieser gegeben.

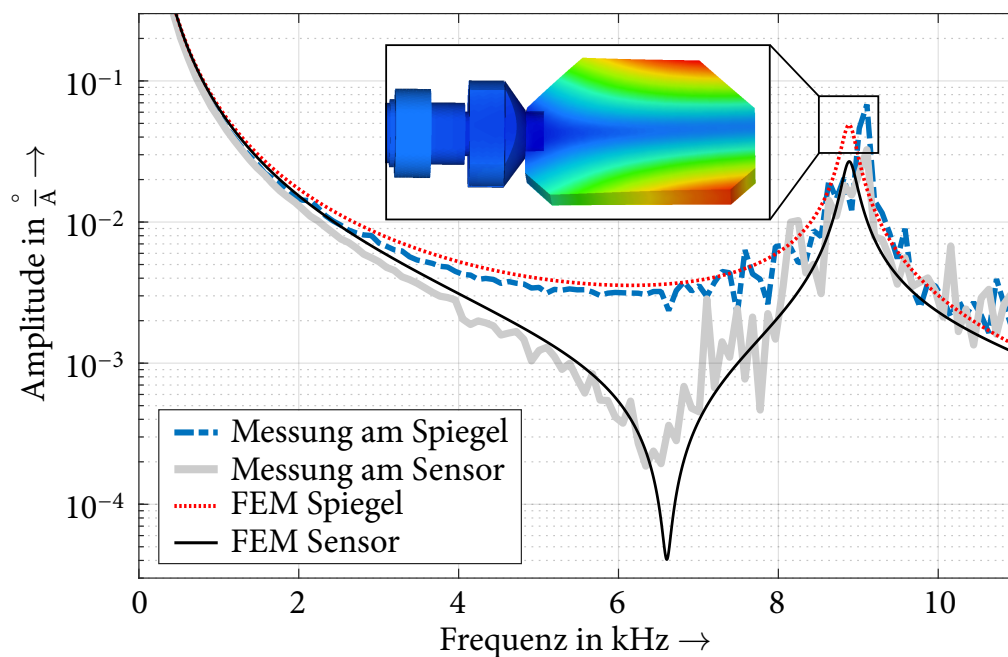


Abbildung 6.13: FRF von FE-Modell und Realsystem am Beispiel der *y*-Achse;
Eingang: Strom, Ausgang: Winkelausschlag von Sensor und Spiegelmitte

TSSD am Laserscanner

Im Verlauf des bisherigen Abschnitts konnte gezeigt werden, dass sich das Verhalten des Galvanometers und damit auch dasjenige des angebrachten Spiegels mit der grundlegenden Beschreibungsform der Strukturdynamik an einem Punkt darstellen lässt und für diesen linear ist. Daher ist die Anwendung von TSSD entsprechend Kapitel 5 für den y -Spiegel möglich. Die Ausgangsdaten für das ermittelte TSSD-Modell lieferte eine Messung mit dem Vibrometer *Polytec PSV-400-3D* an einem unmontierten y -Galvanometer. Eine Beschreibung der Datenerfassung kann PIECZONA & ZAEH (2017) entnommen werden. Entsprechend dem TSSD-Vorgehen wurden die modalen Parameter der ersten Torsionsmode entlang der Reflektionslinie an zwölf äquidistanten Positionen, wie in Abbildung 6.14 dargestellt, extrahiert.

Ein Galvanometer wird grundsätzlich nur über das Drehmoment im Antriebsbereich (vgl. Abb. 6.12) angeregt und besitzt aus systemtheoretischer Sicht nur eine Anregungsposition. Daher ist die Anzahl an Teilmodellen der TSSD (Tab. 5.3) nur von der Anzahl der untersuchten Spiegelpositionen sowie der Anzahl der Moden abhängig. Für den *ARGES Racoon* war die Berücksichtigung der ersten Mode ausreichend, da alle anderen Strukturmoden keinen dominanten Einfluss auf das Gesamtverhalten ausüben. Mit den gegebenen Randbedingungen war TSSD-SNA die richtige Wahl für eine flächenbasierte Modellierung, da die Mode sich gut über eine Funktion approximieren ließ und für die Interpolation nach Tabelle 5.3 nur zwei Subsysteme nötig waren (vgl. Abb. 5.4). Im Gegensatz dazu entstehen unter Anwendung von TSSD-APX zwölf Einzeldynamiken aufgrund der zwölf Messpunkte.

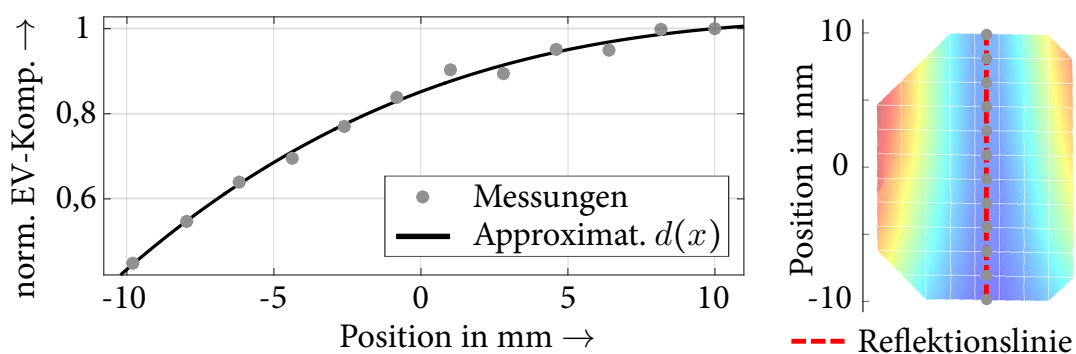


Abbildung 6.14: TSSD-Approximation der ersten Torsionsmode am Beispiel der y -Achse in Anlehnung an PIECZONA & ZAEH (2017)

Abbildung 6.14 zeigt die extrahierten *Eigenvektorkomponenten* (EV-Komponenten) in normierter Form. Entsprechend dem zweiten Schritt in TSSD-SNA und Gl. (5.4) wurde die Schwingungsform durch ein Polynom dritter Ordnung

$$d(x) = a_1x^3 + a_2x^2 + a_3x + a_4 \in [\kappa_{\min}, \kappa_{\max}] = [0,45, 1,00] \quad (6.14)$$

und $x \in [-0,01, 0,01]$

mit den Parametern a_1 bis a_4 (Tab. A.5) approximiert. Grundsätzlich würden zur Bestimmung der vier Parameter von Gl. (6.14) vier Messpunkte ausreichen. Die zusätzlichen Messdaten reduzierten Messunsicherheiten. Die finale TSSD ohne Einbeziehung der Stromdynamik und der Freikörperbewegung ist durch die Formulierung

$$\begin{aligned} &\text{wenn } d(x) \text{ ist } L_1^d \\ &\text{dann } \begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_1^2 & -2\zeta_1\omega \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} 0 \\ \phi_{\text{in}} \end{bmatrix} u \\ y = \begin{bmatrix} \kappa_{\min} & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x} \end{cases}, \end{aligned} \quad (6.15)$$

$$\begin{aligned} &\text{wenn } d(x) \text{ ist } L_2^d \\ &\text{dann } \begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_1^2 & -2\zeta_1\omega \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} 0 \\ \phi_{\text{in}} \end{bmatrix} u \\ y = \begin{bmatrix} \kappa_{\max} & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x} \end{cases} \end{aligned}$$

gegeben. Die Parameter ω_1 und ζ_1 in Gl. (6.14) sind die Eigenkreisfrequenz und die modale Dämpfung der untersuchten Torsionsmode. Durch ϕ_{in} wird der Eigenvektorwert des Eingangs beschrieben. Die linguistischen Variablen L_1^d und L_2^d entsprechen dem minimalen und dem maximalen Wert der nichtlinearen Funktion $d(x)$. Der vierte Schritt in TSSD-SNA nach Tabelle 5.2 charakterisiert die Interpolation. Durch die vorgegebene *Sum/Prod-Inferenz*, eine Zugehörigkeitsfunktion nach Abbildung 5.3 und Gl. (5.2) sowie Gl. (6.15), ist das TSSD vollständig bestimmt.

6.2.6 Leistungselektronik und Signalverarbeitung

Die Elektronikbausteine des Versuchsstands besitzen keine Dynamik, welche die verarbeiteten sowie weitergeleiteten Signale in ihrem Verhalten verändert. Es ist lediglich eine Totzeit (Delay) zu beobachten, die zwischen dem *dSpace*-System und dem Scanner

aufgrund der eingesetzten Kommunikationsstruktur sowie des Kommunikationsprotokolls bei der Datenübertragung vorherrscht. Ein identisches Verhalten ist beispielsweise bei LIU ET AL. (2016) zu finden. Der Delay entspricht im vorliegenden Fall nahezu exakt zwei Zeitschritten. Damit ergibt sich ein gesamter Zeitverlust eines gesendeten Signals zur Antwort von vier Samples, da neben der Hin- auch die Rückkommunikation betrachtet werden muss.

6.2.7 Fazit zur Betrachtung der Wirkzusammenhänge

Ausgehend von den bisherigen Erkenntnissen aus Kapitel 6 sind die physikalischen Wirkzusammenhänge teilweise nichtlinear. Die Einflüsse der vorherrschenden Nichtlinearitäten sind jedoch sehr begrenzt und konnten für die einzelnen Effekte auf eine lineare Betrachtung reduziert oder sogar komplett vernachlässigt werden. In manchen Fällen war für eine messtechnische Erfassung der Nichtlinearitäten ein hoher Aufwand notwendig, was die geringe Dominanz im Gesamtverhalten nochmals unterstreicht. Als Beispiel ist die Anzahl an Mittelungen bei der Untersuchung der Reibung zu nennen.

Ausgehend von diesen Erkenntnissen der letzten Abschnitte ist eine lineare Betrachtungsweise der Galvanometer gerechtfertigt. Eine zusätzliche Möglichkeit, den geringen Einfluss der Nichtlinearitäten nachzuweisen, führt über eine Betrachtung der Gesamtdynamik eines geregelten Galvanometers. Aus mathematischer und damit systemtheoretischer Sicht kann das Verhalten eines Systems als linear betrachtet werden, wenn es die Bedingung

$$u = b_1 u_1 + b_2 u_2 \quad \text{führt zu} \quad y = b_1 y_1 + b_2 y_2 \quad (6.16)$$

erfüllt (MAIA & MONTALVÃO E SILVA 1997). Dabei spiegeln die Faktoren b_1 und b_2 Verstärkungen der Teileingänge u_1 und u_2 des Gesamteingangs wider, welche sich dann in einer Summe des Ausgangssignals y wiederfinden. Zur Bestätigung, dass ein geregeltes Scannersystem der Forderung von Gl. (6.16) genügt, zeigt Abbildung 6.15 das Antwortverhalten der y -Achse auf langsam ansteigende Impulse. Dabei besitzt der letzte dargestellte Impuls die zehnfache Höhe des ersten. Wie der Illustration zu entnehmen ist, folgt die Höhe der Ausgangssignale dem Anstieg der Eingangssignale, was auf einen größtenteils linearen Zusammenhang zwischen dem Systemeingang und -ausgang schließen lässt.

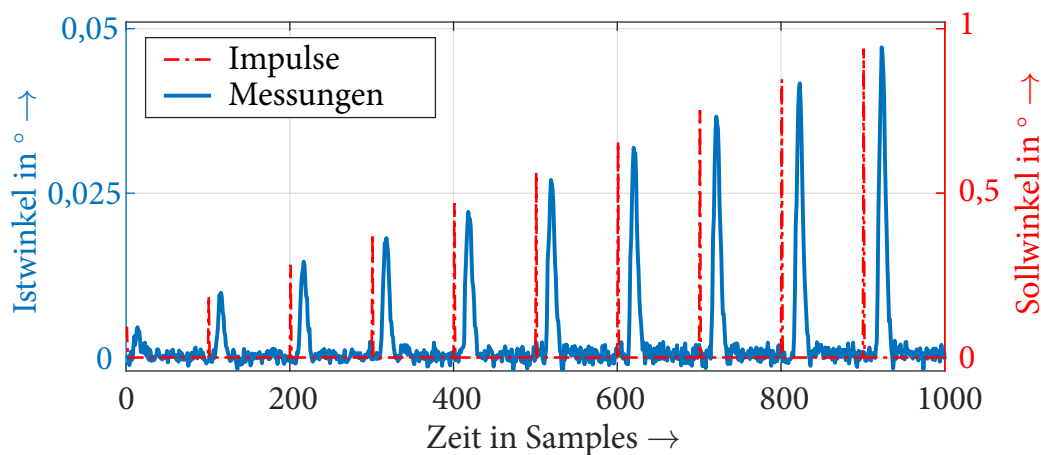


Abbildung 6.15: Linearitätsnachweis durch Betrachtung des Impulsverhaltens am Beispiel der y -Achse; Eingang: Winkel-Sollwerte, Ausgang: Winkelausschlag von Sensor

Beim vorliegenden Versuch traten alle dynamischen Einflüsse auf, die in der Dynamik in einem kleinen Winkelbereich zum Tragen kommen. Damit wird lediglich die Positionsabhängigkeit des Drehmomentes aus Gl. (6.2) nicht berücksichtigt.

Als Resümee kann somit festgehalten werden, dass eine Approximation des Systemverhaltens über ein lineares System zulässig ist. Im Gegensatz zur Literatur, die bisher ausschließlich ohne Prüfung lineare Ansätze nutzt, konnte an dieser Stelle ein ausführlicher Nachweis der Zulässigkeit der Vernachlässigung von Nichtlinearitäten geführt werden, welcher auf einer methodischen Betrachtung der einzelnen Teildynamiken beruht.

6.3 Mögliche Modellierungsvarianten für ein Galvanometer

In Kapitel 4 wurden bereits die üblichen Modellierungsvarianten für Galvanometer aufgezeigt. Nahezu alle basieren auf Übertragungsfunktionen, die zumindest die Ordnung zwei besitzen. Dabei ist zu beachten, dass die Modelle von unterschiedlichen Eingangsgrößen ausgehen. Beispielsweise kann es sich hierbei um den Strom, die Spannung oder die Sollposition bei einem stabilisierten Galvanometer handeln. Es ist auch möglich, das System in Form eines Zustandsraummodells zu definieren, wie in Abschnitt 2.1.2 dargestellt. Dadurch können neben dem reinen Ein-/Ausgangverhalten auch interne Größen, die sogenannten Zustände, berücksichtigt und je nach System beobachtet werden. In der Literatur wurde bisher nur ein Zustandsraummodell dritter Ordnung

aufgestellt, welches die Freikörperbewegung erfasst. Damit auch strukturdynamische Effekte in eine Modellierung einfließen können, wurden im Rahmen des Forschungsprojektes DynaMoRe (BFS 2015) zwei Zustandsraummodelle fünfter Ordnung bestimmt. Die beiden Modelle unterscheiden sich in der Bedeutung ihrer Zustände, wobei eines physikalisch motiviert (siehe PIECZONA & ZÄH (2015) sowie Gl. (6.10)) und das andere über eine Diagonalform der Dynamikmatrix definiert ist.

Zur Steigerung der Systemdynamik sind somit aufgrund der Erkenntnisse aus Abschnitt 6.2 verschiedene lineare Modellvarianten denkbar. Erst wenn die Dynamik durch ein Regelungsgesetz soweit ausgereizt ist, dass die fehlende Berücksichtigung der nichtlinearen Einflüsse das Hindernis für eine weitere Performanzsteigerungen darstellt, ist eine Beachtung dieser Nichtlinearitäten im Modell und in dem damit abgeleiteten Regelungsgesetz sinnvoll. Da es sich bei der Scannerregelung um eine der schnellsten Regelungen in der Produktionstechnik handelt, ist jedoch stets auf ein recheneffizientes Modell zu achten, sodass darauf beruhende Berechnungen in einer Taktfrequenz von mindestens 50 kHz echtzeitfähig ablaufen können.

Eine Verwendung der aufgestellten physikalischen Gleichungen des vorhergehenden Unterkapitels 6.2 ist möglich, birgt aber einige Nachteile. Es sind viele Parameter zu definieren, welche aufgrund der Toleranzbehaftung stets eine Optimierung im Sinne einer Parameteroptimierung voraussetzen. Zudem fällt eine adaptive Anpassung dieser Parameter unter Verwendung der aufgestellten Gleichungssysteme schwer. Der Einsatz von Übertragungsfunktionen oder Zustandsraummodellen ohne explizite physikalische Bedeutung birgt einen höheren Grad an Freiheiten, das dynamische System anzupassen. Eine Online-Adaption der Parameter gestaltet sich jedoch ähnlich schwierig, wie bei den physikalischen Gleichungen. Einen guten Ansatz bietet an dieser Stelle eine diskrete Übertragungsfunktion in Form eines FIR-Filters entsprechend Abschnitt 2.1.1. Das FIR-Filter besitzt die Vorteile einer einfachen und ressourcenschonenden Struktur, die lediglich aus Additionen und Multiplikationen besteht. Es ist jedoch mächtig genug, alle linearen Systemzusammenhänge bei einem stabilisierten Galvanometer wiederzugeben. Darüber hinaus eignet es sich hervorragend, um bei adaptiven Verfahren eingesetzt zu werden, wodurch automatisch der Herausforderung bestehender Toleranzen und Parametervariationen begegnet wird. Da die Algorithmen in der *dSpace*-Echtzeitumgebung in diskreter Form abgearbeitet wurden, lag es darüber hinaus nahe, eine diskrete Übertragungsfunktion zu wählen. Zudem ist auf diese Weise ein Einbezug von wirkenden Totzeiten und entsprechenden Phasenabfällen sehr einfach und akkurat möglich. Bei

einer kontinuierliche Betrachtung würden diese Eigenschaften ohne explizite Berücksichtigung der Totzeit in einem eigenen Term verfälscht werden. Bei einer diskreten Modellierung ist dies nicht der Fall, da die Signale lediglich um ein Vielfaches der Samplezeit innerhalb der Dynamikmatrix verschoben werden.

6.4 Eingangsbasierte Modellierung über FIR-Filter

Wie im vorangegangenen Abschnitt erörtert, eignet sich eine diskrete Übertragungsfunktion in Form eines FIR-Filters zur Abbildung des dynamischen Verhaltens eines Galvanometers. Daher wird für den weiteren Verlauf dieser Arbeit jeweils eine Scannerachse durch ein solches Filter entsprechend der mathematischen Formulierung nach Gl. (2.4) widergespiegelt. Ein FIR-Modell verwendet das Eingangssignal und speist das erzeugte Ausgangssignal, im Gegensatz zu einem IIR-Filter, nicht wieder in die Eigendynamik zurück. Der Ausgang aller nachfolgenden Filter ist stets der Winkel in Radianen. Alle weiteren Winkelangaben (z. B. in Abbildungen) sind daher in der Einheit rad anzusehen. Dies gilt auch, wenn keine explizite Angabe der Einheit aufgeführt ist. Da die beiden Ablenkrichtungen unabhängig voneinander agieren, ist das vorliegende Scannersystem durch zwei dieser Filter in seiner Dynamik vollkommen beschreibbar. Damit die Parametrierung der Modelle möglichst einfach und anwendungsfreundlich vonstatten geht, wird an dieser Stelle auf adaptive Algorithmen gesetzt. Dadurch kann einerseits schnell auf Parameteränderungen reagiert werden und andererseits ist eine explizite Betrachtung der Einflüsse durch Montage- und Fertigungstoleranzen nicht notwendig.

Die Modellierung einer Achse in Form eines Filters geschieht entsprechend Abbildung 2.3 und den zugehörigen Grundlagen. Zur Adaption des Filters dient hier das LMS-Verfahren nach Abschnitt 2.2. Bei einer Filterbestimmung entsprechend dem Wiener-Filter müssten sowohl das Eingangssignal als auch das Ausgangssignal von vornherein bekannt sein. Darüber hinaus ist dieses nicht für eine kontinuierliche Anpassung der Filterkoeffizienten geeignet, sondern spiegelt das Verhalten der entsprechenden Datenaufnahme wider.

Das adaptiv identifizierte Filter \mathbf{w} bildet mit seinen Koeffizienten die Impulsantwort des Systems ab. Ist die Filterlänge, welche der Parameter r_w widerspiegelt, nicht groß genug, besteht nicht die Möglichkeit, die komplette Impulsantwort des Systems zu erfassen.

Dadurch fehlen im Modell notwendige Informationen, um das dynamische Verhalten ganzheitlich und korrekt wiederzugeben.

Neben den Filterlängen ist die Adaptionkonstante bzw. der Konvergenzparameter μ eine entscheidende Größe zur automatischen Anpassung des Modells. Unter Verwendung eines Ausgangsfilters der Form

$$\mathbf{w}_0 = [1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T \quad (6.17)$$

und $\mu = 0,1$ konnte binnen weniger Sekunden das Systemverhalten identifiziert werden, wie Abbildung 6.16 am Beispiel der x -Achse des *Racoon* zeigt. Abgesehen vom finalen Filterverlauf wurden alle aufgeführten Adaptionen innerhalb der ersten zwei Sekunden bestimmt. Zur Ableitung von Abbildung 6.16 wurde das TFS-Fraktal verwendet und ein zeitlich äquidistanter Aufnahmeabstand gewählt.

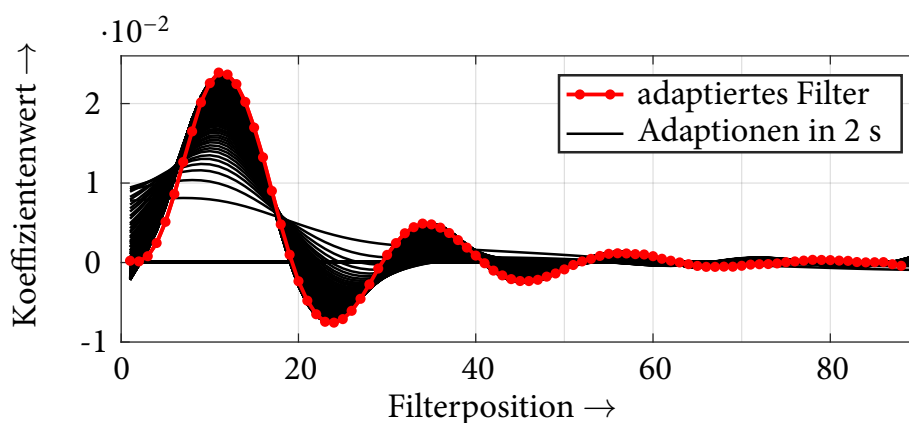


Abbildung 6.16: Adaptionsverlauf von \mathbf{w}_x unter Verwendung eines TFS-Fraktals

Der MSE zwischen Systemausgang und Filterausgang ist selbst für die optimale Wiener-Lösung des Filters nicht Null (WIDROW & WALACH 1996). Durch das Rauschverhalten im LMS-Verfahren verschlechtert sich die Performanz des adaptierten Filters nochmals, und zwar relativ um den Faktor

$$\Delta \xi_{\text{MSE}} = \mu \operatorname{tr}(\mathbf{R}). \quad (6.18)$$

Der MSE des LMS-Filters lautet

$$\begin{aligned} \xi_{\text{LMS}} &= (1 + \Delta \xi_{\text{MSE}}) \xi_{\min} \\ &= (1 + \mu \operatorname{tr}(\mathbf{R})) \xi_{\min} \\ &= (1 + \mu \operatorname{tr}(\mathbf{R})) (E[y_k^2] - \mathbf{p}^T \mathbf{w}^*) \\ &= (1 + \mu \operatorname{tr}(\mathbf{R})) (E[y_k^2] - \mathbf{p}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}). \end{aligned} \quad (6.19)$$

Dabei lässt sich nach WIDROW & WALACH (1996) zeigen, dass das Rauschverhalten eines jeden Filterkoeffizienten unabhängig von den anderen Koeffizienten ist und das Rauschen für alle Koeffizienten dieselbe Varianz besitzt.

In obenstehender Gl. (6.19) wird die Abhängigkeit des MSE vom Erwartungswert des Signals y_k ersichtlich. Um verschiedene Signale miteinander vergleichen zu können, wird deshalb der relative MSE

$$\xi_{\text{rel}} = \frac{\xi_{\text{LMS}}}{E[y_k^2]} \quad (6.20)$$

eingeführt. Für ein IIR-System ergibt eine höhere Filterordnung einen kleineren Fehler ξ_{LMS} . Ist das abzubildende System jedoch ein FIR-System, so ist bei der Filterlänge die Länge der Impulsantwort des Systems zu beachten. Bei einer längeren Filterwahl führt dies zu einem Rauschen des überstehenden Filterteils um den Wert Null. Es steuert daher keinen effektiven Beitrag zur Abbildungstreue bei. Ein zu kleines Filter wiederum erhöht den MSE, da nicht die gesamte Dynamik der Strecke abgebildet werden kann und Informationen fehlen. Die Einschwingzeit steigt im Allgemeinen mit der Anzahl der Filterkoeffizienten, da sich mehr Eigenmoden adaptieren müssen (WIDROW & WALACH 1996).

Aus Gl. (2.46) und Gl. (6.19) wird ersichtlich, dass μ einerseits so groß wie möglich gewählt werden sollte, um die Zeitkonstante einer Mode τ_j gering zu halten. Andererseits führt ein kleinerer Wert für die Adaptionkonstante μ zu einer Verringerung von ξ_{LMS} . Hierbei ist stets die Schranke für μ entsprechend der Vorgabe in Gl. (2.45) zu wahren.

Der LMS-Algorithmus optimiert das Filter, indem der MSE des Fehlers nach (2.12) minimiert wird. Ein entscheidender Faktor ist daher das Eingangssignal $f(t)$ bzw. dessen Frequenzspektrum. Ähnlich zu anderen adaptiven Lernverfahren sollte das Stellsignal während des Adaptionprozesses ein genügend breites Frequenzspektrum aufweisen, um alle Eigenmoden des realen Systems anzuregen und damit identifizierbar zu machen. Dabei sind in diesem Fall nicht Moden aus strukturdynamischer, sondern systemtechnischer Sicht der Adaption (siehe Abs. 2.2.2) gemeint. Im Falle der *Model Reference Adaptive Control* (MRAC) gilt beispielsweise die explizite Forderung nach der sogenannten *persistence of excitation* (GREEN & MOORE 1986). Beim vorliegenden Fall ist die *persistence of excitation* kein Kriterium für eine grundlegende Konvergenz oder eine Beschränktheit der Filterkoeffizienten. Das ermittelte Filter ist bei einer nicht

ausreichenden Anregung lediglich im angeregten Frequenzband exakt, in anderen Frequenzbändern dagegen wird das reale Systemverhalten gegebenenfalls nicht korrekt abgebildet. Ändert sich das Frequenzband der Anregung, könnte sich das Filter nochmals adaptieren, sodass nach Beendigung der transienten Phase wiederum ein für dieses Frequenzband optimiertes Filter vorliegt.

Daraus lassen sich zwei wichtige Vorgaben für die Nutzung adaptiver Filter zur Steuerung von veränderlichen Systemen herleiten. Zum einen sollte zur Adaption des Filters ein möglichst breitbandiges Eingangssignal verwendet werden. Zum anderen sollte sich bei einer starken Änderung des Frequenzspektrums des Eingangssignals das Filter neu einstellen. Generell sind Wechsel von einem breitbandigen zu einem weniger reichen Signal wesentlich unproblematischer als umgekehrt, was im Betrieb und bei einer dauerhaften Adaption zu berücksichtigen ist.

Liegen am realen System Störungen oder Messungenauigkeiten vor, wie z. B. ein Sensorrauschen beim Galvanometer, so können diese Effekte durch eine Addition der Störung nach der Strecke modelliert werden. Das Ausgangssignal ändert sich dementsprechend zu

$$g_{\text{ges},k} = g_k + e_k, \quad (6.21)$$

wobei e_k die Störung zum Zeitschritt k darstellt. Mit Gl. (2.16) ist die optimale Wiener-Lösung des Filters gegeben. Unter der Annahme, dass die Störung mit dem Eingangssignal u_k nicht korreliert, folgt

$$E[u_j e_{j+k}] = 0. \quad (6.22)$$

Damit ergibt sich die Kreuzkorrelation

$$\psi_{ug_{\text{ges}}}(k) = E[u_j (g_{j+k} + e_{j+k})] = \psi_{ug}(k), \quad (6.23)$$

die wiederum keine Abhängigkeit von der Störung enthält. Unter Verwendung der z -Transformierten der vorliegenden Gleichung und Gl. (2.16) folgt dieselbe Übertragungsfunktion wie im ungestörten Fall. Der LMS-Algorithmus besitzt somit einen Tiefpasscharakter bezüglich Messrauschen und adaptiert sich stets zur optimalen Lösung hin. Ist die Forderung nach Unkorreliertheit, also einer Kovarianz von Null, nach Gl. (6.22) nicht erfüllt, verschlechtert sich die Lösung der Adaption gegenüber einem unkorrelierten Signal.

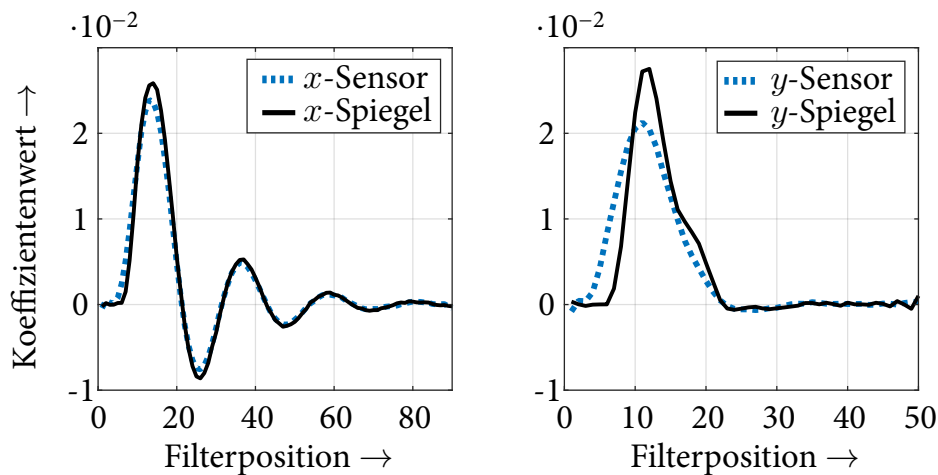


Abbildung 6.17: FIR-Modelle beider Achsen von jeweils Sensor und Spiegel in Anlehnung an ZAEH & PIECZONA (2018)

Anhand einer Anwendung der dargelegten Theorie am Versuchsstand konnten beide Galvanometer des *Racoon* über einen FIR-Ansatz modelliert werden. Abbildung 6.17 zeigt die gelernten Filter für beide Achsen, wobei jeweils ein separates Filter für das Spiegel- und das Sensorverhalten eines stabilisierten Galvanometers Anwendung fand. Als Datengrundlage wurde das Verhalten bei einem TFS-Sollsignal herangezogen, da hierbei die Anregung eines breiten Spektrums an Frequenzen stattfindet. Aus den gewonnenen Impulsantworten wird ersichtlich, dass für die Abbildung der x -Achse eine Länge des Filters von $r_{w,x} = 90$ und für die y -Achse eine Länge von $r_{w,y} = 50$ Einträgen (diskreten Filterpositionen) ausreichen. Durch das stabile Verhalten der untersuchten Galvanometer streben die Filter in den letzten Einträgen gegen den Wert Null.

Die x -Achse benötigt zum Abklingen des Impulses länger, weil die Parametrierung des PID-Reglers ein unterkritisch-gedämpftes Verhalten hervorruft. Im Gegensatz dazu ist die y -Achse überkritisch gedämpft. Darüber hinaus fällt bei der zweiten Achse der Unterschied zwischen den Impulsantworten von Spiegel und Sensor größer aus. Aufgrund der größeren Bauform des y -Spiegels befindet sich die dynamikbeeinflussende, erste Torsionsmode dieser Achse grundsätzlich immer in einem niedrigeren Frequenzbereich. Gleichzeitig bewirkt das große Massenträgheitsmoment des Spiegels eine starke Verwindung der Achse. Die Akquisition eines Datensatzes zur Bestimmung des Spiegelmodells wurde äquivalent zum Vorgehen in Abschnitt 7.4.1 durchgeführt.

Am Beispiel der x -Achse illustriert Abbildung 6.18 das Verhalten des LMS-optimierten FIR-Modells im Zeitbereich und stellt es den gemessenen Winkelausschlägen gegen-

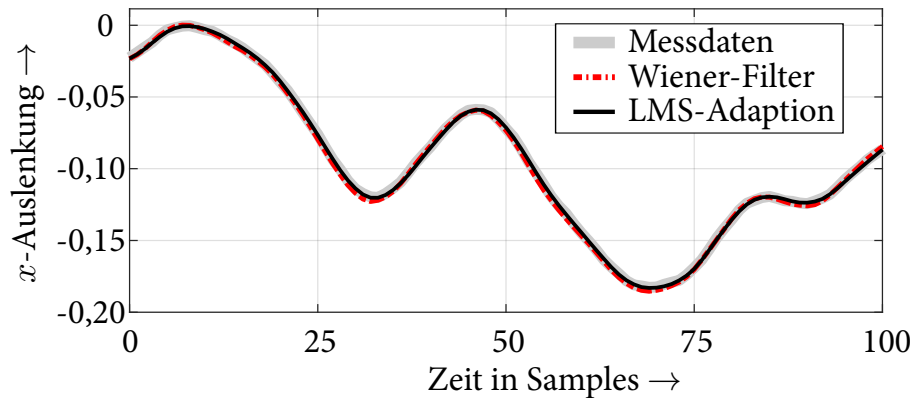


Abbildung 6.18: Validierung der FIR-Modelle am Beispiel der x -Achse an einem TFS-Fraktal

über. Darüber hinaus wurde ein Wiener-Filter bestimmt, welches bei diesem Vergleich Anwendung findet. Beide Filter zeigen eine hervorragende Abbildungsgüte. Dabei ist zu erkennen, dass das Wiener-Filter dem LMS etwas unterliegt. Dies konnte auf eine geringere Informationsmenge bei der Ableitung des Wiener-Filters zurückgeführt werden. Für den weiteren Verlauf dieser Arbeit kann daher das FIR-Filter als geeignete Modellgrundlage für die Reglersynthese betrachtet werden, welche ein stabilisiertes Galvanometer detailgetreu abbilden kann.

6.5 Fazit zur Modellierung

Im Verlauf dieses Kapitels wurden zunächst die dynamischen Zusammenhänge eines Galvanometers untersucht, worauf anschließend ein passendes Modell für die Regelung im Rahmen dieser Arbeit abgeleitet werden konnte. Dabei wurden bei den physikalischen Untersuchungen der einzelnen Wirkzusammenhänge Teilmodelle abgeleitet und die Linearität wurde beurteilt. Das finale Modell ist keine Verkettung der erarbeiteten Teilmodelle, da dies zu einer großen Anzahl an Parametern führen würde und gleichzeitig ungeeignet für einen Adaptionsprozess im Scanner wäre. Die detaillierten Analysen der einzelnen Dynamikanteile stellen einen wichtigen Schritt zur Reglerableitung dar, da der Einfluss wirkender Nichtlinearitäten abgeschätzt werden konnte und das Systemverständnis stark erhöht wurde.

Die Systemdynamik wurde abschließend über ein adaptiertes FIR-Filter abgebildet. Dabei fand der LMS-Algorithmus Anwendung. Gleichzeitig konnte gezeigt werden,

dass die Adaption des Filters gegen die optimale Lösung eines entsprechenden Wiener-Filters konvergiert, jedoch numerisch deutlich einfacher zu berechnen und unabhängig vom Rauschen eines Sensors ist.

7 Dynamiksteigerung am Galvanometer-Laserscanner

Ausgehend vom Handlungsbedarf gemäß Kapitel 4 werden nun die zwei wesentlichen Herausforderungen der Trajektorienfolge bei Galvanometer-Laserscannern adressiert. Zum einen handelt es sich dabei um die Dynamiksteigerung mit dem Ziel, dass beispielsweise filigrane Strukturen und die geforderten Geschwindigkeiten einer Solltrajektorie fortwährend eingehalten werden können. Dieser Punkt wird in Unterkapitel 7.3 vertiefend betrachtet. Zum anderen ist es erforderlich, das strukturdynamische Verhalten des Spiegels in der Regelung zu berücksichtigen, ohne den Scanner mit weiteren Sensoren auszustatten oder hardwareseitig zu verändern. Dies wird in Unterkapitel 7.4 beschrieben und hat zur Folge, dass während der Regelung weiterhin nur das Sensorsignal der Datenverarbeitung zur Verfügung steht. Aufgrund der Beibehaltung der bisherigen Scannerhardware handelt es sich um eine industrietaugliche Umsetzung, die nicht nur in einem wissenschaftlichen oder prototypischen Umfeld gelingt. Bevor diesen zwei Herausforderungen softwareseitig begegnet werden kann, muss zunächst in Unterkapitel 7.2 eine adäquate Regelungsstrategie ausgewählt werden. Den Abschluss dieses Kapitels bildet eine Methode zum Komponentenschutz. Dies ist notwendig, da aufgrund der höheren Performanz die Galvanometer stärker belastet werden und daher mehr Wärme erzeugen als im bisherigen Set-up.

Die Ergebnisse dieses Kapitels basieren auf den Veröffentlichungen PIECZONA ET AL. (2016b), PIECZONA ET AL. (2017b) und ZAEH & PIECZONA (2018).

7.1 Problemstellung

Im Laufe der ersten Kapitel wurde ersichtlich, dass eine PID-Regelung nur eingeschränkt eine adäquate Bewegungsdynamik bietet und mit den strukturdynamischen Einflüssen nur bedingt umgehen kann. Darüber hinaus besteht bei dieser Art der Regelung eine

geringe Flexibilität bezüglich auftretender Variationen des Systemverhaltens (PARK ET AL. 1999). Eine moderne Regelungsstruktur besitzt das Potential, robust auf solche Systemvariationen zu reagieren und fortwährend eine hohe Performanz zu liefern. Für eine regelungstechnische Dynamiksteigerung von Galvanometer-Laserscannern kommen jedoch verschiedene Regelungsmethoden in Betracht. Eine zielgerichtete Auswahl ist an dieser Stelle nur möglich, wenn diese methodisch, wie im folgenden Unterkapitel beschrieben, durchgeführt wird.

7.2 Gegenüberstellung potentieller Regelungsvarianten

Die Auswahl und Bewertung der verschiedenen Regelungsvarianten zur Dynamiksteigerung von Scannersystemen fand im Rahmen der vorliegenden Arbeit in Anlehnung an das Vorgehensmodell nach VDI 2221 (1993) statt. Neben einer Adressierung der bereits aufgeführten Defizite in der Scannerregelung zum Abschluss von Kapitel 4 wurden weitere Anforderungen an die zukünftige Regelungsmethode definiert. Die Anforderungen wurden entsprechend der Richtlinie in zwei verschiedene Kategorien unterteilt: harte und weiche Kriterien. Weiche Kriterien müssen nicht zwingend eingehalten werden, sind jedoch für eine gute Performanz und die zukünftige Industrietauglichkeit wichtig. Harte Kriterien sind immer zu erfüllen und essenziell zur Realisierung des Verfahrens.

Die Anforderungen, welche zu den weichen Kriterien gehören, lauten

- ein geringer Rechenaufwand,
- Robustheit bei Parameterschwankungen und
- eine geringe Standardabweichung der Regelungsgrößen.

Harten Kriterien sind

- eine hohe Genauigkeit und Dynamik bei der Trajektorienfolge,
- eine Anwendbarkeit auf (adaptive) lineare Modelle,
- die Möglichkeit des Verzichts auf Zusatzhardware,
- eine Einstellungsmöglichkeit über ein Gütemaß und
- die Existenz eines grundlegenden Stabilitätsnachweises.

Bewertete Regelungsverfahren waren unter anderem Mehrpunktregler, Zustandsregler, robuste Regler, MPC, eine *generalisierte Minimum-Varianz-Regelung* (GMV-Regelung), adaptive Verfahren, Fuzzy-Regler, *Künstliches Neuronales Netz* (KNN) und Extremwertsysteme. Dabei lag der Fokus bei dieser Reglerauswahl auf den Verfahren, welche bereits in der Literatur als geeignete Methoden für Scannersysteme angesehen werden. Dadurch konnte eine erste Fokussierung auf bestimmte Regelungsmethoden stattfinden. Einen allgemeinen Überblick zu verschiedenen Reglern geben die Autoren ADAMY (2014), LUNZE (2014a) und UNBEHAUEN (2011). Als erfolgversprechendste Verfahren für Scannersysteme kristallisierten sich die MPC sowie adaptive Regelungsmethoden heraus. Alle anderen zuvor aufgeführten Regelungsvarianten erfüllten mindestens ein hartes Kriterium nicht (siehe Tab. A.6).

7.2.1 Bewertung von Model Predictive Control

Zunächst fand eine Untersuchung anhand der möglichen MPC-Methoden statt. Hierbei wurden z. B. das *Infinite Horizon Closed Loop Costing* (DIEHL ET AL. 2003), der *Dual Mode Controller* und das *Quasi-Infinite-Verfahren* (CHEN & ALLGÖWER 1998) betrachtet. Simulationen zeigten jedoch, dass beim Großteil der MPC-Regler die Echtzeitfähigkeit bei 50 kHz nicht gegeben ist. Eine Möglichkeit, dieses Problem zu lösen, würde in einer Reduzierung des Regelungshorizonts und in einer gröberen Diskretisierung liegen. Eine andere Möglichkeit beruht auf einem einfachen Modell, wie es bei CHEN ET AL. (2011) zu finden ist. Dies führt jedoch zur Vernachlässigung wichtiger Dynamikanteile und resultiert in einer schlechteren Performanz ähnlich derjenigen von PID-Reglern. Das einzige echtzeitfähige MPC-Vorgehen war ein explizites MPC-Verfahren (KVASNICA 2016), welches jedoch enorme Rechenzeiten bei der Reglerdefinition benötigt und sensibel auf Parameterschwankungen reagiert. Aus diesen Gründen wurde MPC nicht weiter verfolgt.

7.2.2 Bewertung von adaptiven Regelungsverfahren

Grundsätzlich lassen sich adaptive Regelungsstrukturen nach IOANNOU & SUN (2013) in zwei übergeordnete Klassen einteilen, und zwar in indirekte und direkte Methoden. Bei der indirekten Methode werden zunächst die Systemparameter identifiziert, welche wiederum die Reglerparameter beeinflussen. Dieser Ansatz ist auch unter der Bezeichnung der expliziten adaptiven Regelungsverfahren bekannt, da das Reglerdesign explizit

auf einem Modell basiert. Beim direkten Ansatz erfolgt eine unmittelbare Identifizierung der Reglerparameter. Das Verhalten der zugrundeliegenden Strecke wird nicht geschätzt, weswegen diese Methode den Namen eines impliziten adaptiven Reglers trägt. UNBEHAUEN (2011) unterteilt die Verfahren noch weiter, und zwar nach ihrer Wirkungsweise. Dabei werden die drei Möglichkeiten

- der Adaption mit parallelem Vergleichsmodell,
- der Adaption ohne Vergleichsmodell und
- der gesteuerten Adaption

unterschieden. Eine Variante mit parallelem Vergleichsmodell verwendet ein Referenzmodell. Bei dieser Struktur besteht die Aufgabe der Adaption darin, das Verhalten der Regelstruktur durch Veränderung von Regelparametern bei sich ändernden oder unbekanntem Parametern stets an ein vorgegebenes Modellverhalten anzupassen. Anders verhält es sich bei der Adaption ohne Vergleichsmodell. Hier werden Änderungen in der Regelstrecke in einer Identifikationsstufe erkannt und anschließend findet in Abhängigkeit von einem gewählten Gütekriterium eine Anpassung der Regelung statt. Bei einer gesteuerten Adaption ist das Verhalten des Regelsystems für unterschiedliche Parameteränderungen des Systems und Störungen bekannt. Die Anpassung wird dann durch eine zuvor festgelegte Zuordnung vorgenommen. Diese Vorprogrammierung ist auch unter der Bezeichnung *Parameter Scheduling* bekannt.

Unter den adaptiven Regelungsverfahren wurden MRAC (IOANNOU & SUN 2013), *Adaptive Pole Placement Control* (APPC) (IOANNOU & SUN 2013), *L1-Adaptive Control* (AC) (BACHMANN ET AL. 2018), *Simple Adaptive Control* (SAC) (BARKANA 2013) und *Adaptive Inverse Control* (AIC) (WIDROW & WALACH 1996) untersucht sowie bewertet.

Die MRAC stellt im Kerngedanken eine Adaption an ein Referenzmodell dar. Zur Gewährleistung einer Parameterkonvergenz gegen die optimalen Werte ist bei diesem Verfahren jedoch ein anregendes Referenzsignal erforderlich, d. h. es muss im Referenzsignal eine ausreichende Anzahl an Grundfrequenzen vorliegen, was allerdings im Konflikt mit der Sollkontur stehen kann. Außerdem können Modellierungsungenauigkeiten und Störungen bei der MRAC zu Instabilität und Parameterdrift führen. Darüber hinaus weist ein kontinuierliches Galvanometermodell instabile Nullstellen auf, was sogar unbeschränkte Stellsignale und damit ein instabiles Systemverhalten zur Folge haben kann.

Im Gegensatz zur MRAC ist die Eigenschaft der Nullstellen bei einer APPC irrelevant. Die APPC kombiniert die Platzierung von Polen über eine Ausgangs- bzw. Zustandsrückführung mit einem Parameterschätzer oder einem adaptiven Regelgesetz. Ein Nachteil dieses Verfahrens ist der mögliche Steuerbarkeits- bzw. Stabilisierbarkeitsverlust der geschätzten Strecke, welcher zu Berechnungsproblemen oder Instabilität führen kann. Obwohl es sich bei der APPC um ein selbstlernendes System handelt, muss das Regelgesetz im Falle von Störungen oder Modellierungsungenauigkeiten manuell angepasst werden.

Der L1-AC-Ansatz zeichnet sich vor allem durch seine garantierte Stabilität im transienten Verhalten aus (CHENGYU CAO & HOVAKIMYAN 2006). Da Adaptionen- und Regelkreis voneinander getrennt sind, können beliebig schnelle Adaptionen erreicht werden. Probleme, die sich durch Totzeiten ergeben, können mit dem L1-AC-Ansatz komplett vermieden werden. Der größte Kritikpunkt an diesem adaptiven Regler ist jedoch nach ORTEGA ET AL. (2016), dass er stets zu einem einfachen, linearen PI-Regler konvergiert. Darüber hinaus zeigte sich bei einer analytischen Untersuchung des L1-AC, dass nur Scanner-Referenzmodelle stabilisiert werden können, deren Dynamik unzureichend für einen industriellen Einsatz ist.

Neben der herkömmlichen MRAC existieren ausgangsbasierte adaptive Regler, welche ebenfalls einem Referenzmodell folgen. Ein Vertreter dieser Regelungen ist die SAC. Die Simplizität der SAC ermöglicht eine leichte numerische Umsetzung und hat äußerst ressourcensparende Berechnungen zur Folge. Die Gewährleistung der Stabilität gelingt unter Verwendung des Ausgangsfehlerterms. Für die Anwendbarkeit der SAC muss allerdings das System *fast streng positiv reell* sein (BARKANA 2013). Da diese Eigenschaft bei einem unregulierten Galvanometer nicht gegeben ist, wurde sie mit einem geeigneten *Parallel Feedforward Compensator* (PFC) erfüllt. Ein passender PFC wurde im Rahmen dieser Arbeit unter Verwendung des *Fictitious Reference Iterative Tunings* (FRIT) (GOLOVIN & PALIS 2017) hergeleitet. Das FRIT-Verfahren erlaubt außerdem eine automatisierte PFC-Bestimmung mit Hilfe eines Zustandsautomaten. In Summe zeigte die SAC mit den genannten Erweiterungen ein gutes Folgeverhalten im niedrigen Frequenzbereich. Leider konnte die gute Performanz nicht bei hochdynamischen Sollsignalen realisiert werden, was auf den PFC zurückzuführen war, da dieser sensibel in Bezug auf Parameterungenauigkeiten reagierte.

Bei der AIC handelt es sich um eine Regelungsform, welche das Systemverhalten invertiert und auf adaptiven FIR-Filtern aufbaut. Adaptive Filter sind ursprünglich auf dem

Fachgebiet der Signalverarbeitung entwickelt worden und dort schon seit den 1960er Jahren weit verbreitet. Mit der Zeit wurden sie zunehmend auch zur Regelung von mechatronischen Systemen verwendet. So nutzten WANG ET AL. (2014) einen AIC-Ansatz, um eine Kraft-Positions-Steuerung einer Roboterhand zu realisieren. AAMIR ET AL. (2010) regelten eine Drehstrom-Asynchronmaschine mittels AIC und WANG ET AL. (1993) steuerten mit diesem Verfahren das Verhalten eines flexiblen Balkens. Antrieb und Sensor waren bei WANG ET AL. (1993) an verschiedenen Positionen des Balkens angebracht, was ein nicht-kolloziertes Regelungsproblem darstellt. Der AIC-Ansatz eignet sich folglich für Systeme, welche stark reibungsbelastet sind (Roboterhand), gewisse Remanenzen und Nichtlinearitäten beinhalten (Asynchronmaschine) und sogar nicht-kolloziert sind. Somit besitzt die AIC das Potential, für die Dynamiksteigerung an Galvanometer-Laserscannern eingesetzt zu werden. Dieses wurde im Rahmen der vorliegenden Arbeit ausgeschöpft, was in Unterkapitel 7.3 erläutert wird. Für die Anwendung des Verfahrens mussten jedoch Anpassungen in Bezug auf das Verhalten eines Galvanometer-Laserscanners vorgenommen werden, was sich aus Simulationen auf Basis des Modells in Unterkapitel 6.4 ergab.

7.3 Dynamiksteigerung mittels Adaptive Inverse Control

7.3.1 Adaptive Inverse Control an einem Scannersystem

Die AIC stellt einen adaptiven Regelungsansatz dar, der keine direkte Fehlerrückführung besitzt, sondern eine adaptive Vorsteuerung aufweist. Nach WIDROW & WALACH (1996) gilt es mit der AIC eine Vorsteuerung in Form eines adaptiven Filters zu entwerfen, welche dem Inversen der Regelstrecke entspricht und auf das Steuersignal wirkt.

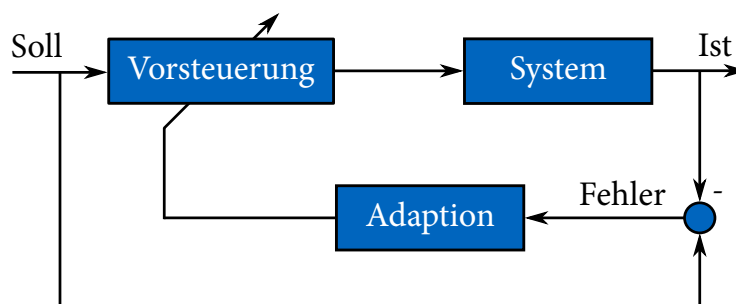


Abbildung 7.1: Blockschaltbild zum Konzept der AIC in Anlehnung an WIDROW & WALACH (1996)

Durch Vergleich von Soll- und Istwert adaptiert sich das Filter, sodass der Führungsfehler eliminiert wird. Abbildung 7.1 verdeutlicht diesen Zusammenhang in Form eines Blockschaltbilds. Eine Grundvoraussetzung für die Anwendung von AIC ist eine stabile Regelstrecke. Ist diese nicht gegeben, muss zunächst eine Stabilisierung mit einem Regler stattfinden. Dabei werden keine besonderen Anforderungen an diese Grundstabilisierung gestellt, weswegen die Regelungsstruktur hierfür einfach (z. B. PID) ausfallen kann. Dieses Vorgehen ist im Allgemeinen und vor allem bei der Galvanometerregelung keine Seltenheit und kommt beispielsweise in den Arbeiten von IWASAKI ET AL. (2012), MNERIE ET AL. (2013a) und LIU ET AL. (2016) zum Tragen. Zudem muss die stabile, zeitvariante Strecke langsam veränderlich sein, verglichen mit den Adaptionsgeschwindigkeiten (WIDROW & WALACH 1996). Da das Konzept auf FIR-Filtern basiert, ist das System als linear anzusehen. Wie bereits erläutert, werden jedoch durch den Einsatz einer vorhergehenden Regelung, welche das Galvanometer stabilisiert, die Einflüsse von Nichtlinearitäten gemindert (ITO ET AL. 2017).

Den Kern der AIC bildet der LMS-Algorithmus, welcher in Kapitel 2.2 vorgestellt wurde. Als zugrundeliegendes Modell für das Regelungsverfahren kann ein adaptives FIR-Filter \mathbf{w} nach der eingangsbasierten Modelldefinition in Abschnitt 6.4 verwendet werden. Dieses Filter kann während der Regelung online ermittelt werden und spiegelt das Systemverhalten wider. Zur Identifizierung der Inversen des Regelsystems in Form des Filters \mathbf{c} wird selbiges mit \mathbf{w} in Serie geschaltet. Durch einen Vergleich des Ausgangssignals mit dem Eingangssignal der beiden Filter kann in einer Optimierung des Filters \mathbf{c} der Fehler reduziert und das Folgeverhalten über die Zeit verbessert werden. Dieser Teil kann offline in einer nicht-echtzeitfähigen Umgebung ablaufen. Ist eine Inverse gefunden, dient sie als Vorsteuerung des Systems. Entsprechend dem Blockschaltbild in Abbildung 7.2 werden die online und offline durchgeführten Berechnungen in zwei Ebenen unterteilt. Das sich bei diesen idealen Annahmen ergebende Verhalten der ersten Ebene lautet somit in einer pseudomathematischen Darstellung

$$\text{Filter } \mathbf{c} \cdot \text{System} \hat{=} \mathbf{c} \mathbf{w} \hat{=} \mathbf{w}^{-1} \mathbf{w} \hat{=} 1, \quad (7.1)$$

was perfektem Folgeverhalten in Bezug auf das Sollsignal o_w mit einer Verzögerung von ΔT entspricht. Für das Adaptieren eines inversen Filters ist es nach WIDROW & WALACH (1996) vorteilhaft, wenn die Strecke Minimalphasigkeit aufweist. Im Kontext von diskreten Filtern ist ein System bzw. Filter minimalphasig, wenn alle Nullstellen im Kontinuierlichen links der Imaginärachse bzw. im Diskreten innerhalb des Einheitskreises liegen. Systeme mit Totzeit entsprechen dabei nicht-minimalphasigem Verhalten.

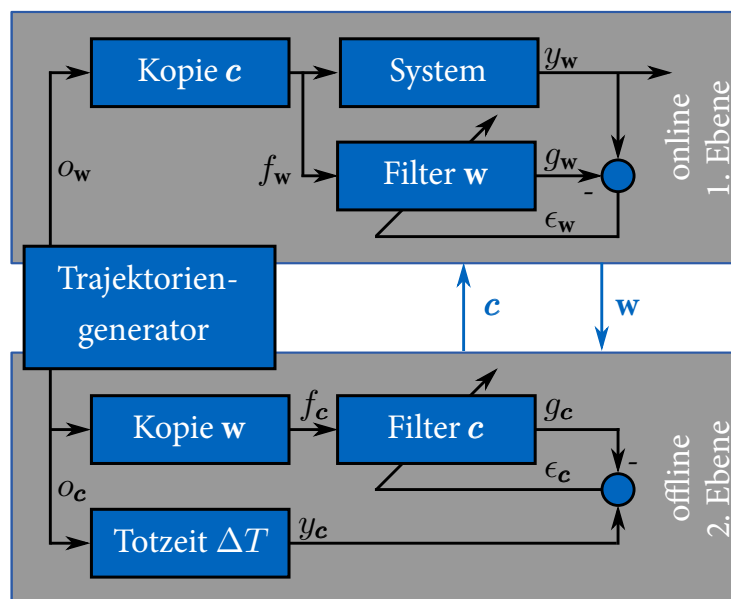


Abbildung 7.2: Blockschaltbild der AIC mit Offline- und Online-Optimierung in Anlehnung an PIECZONA ET AL. (2017b)

Ist das System nicht-minimalphasig beziehungsweise besitzt es Totzeiten, so muss das Sollsignal für die Adaption um ΔT Schritte verzögert werden, wie es in Abbildung 7.2 aufgeführt ist. Diese Verzögerung darf jedoch nicht zu groß gewählt werden, da der MSE bei zu großen Werten wieder steigt. Vor allem bei FIR-Systemen besteht die Gefahr, dass ein zu langes Signal nicht komplett im Filter abgebildet wird und somit das Filter sich nicht mehr korrekt adaptiert, da wichtige Signalanteile fehlen. WIDROW & WALACH (1996) und WANG ET AL. (1993) empfehlen daher für den allgemeinen Einsatz der AIC, das inverse Filter c doppelt so lang zu wählen wie das direkte Filter w und die Verzögerung des Signals ΔT auf die halbe Länge des inversen Filters einzustellen.

Zur Adaption des inversen Filters wird einerseits der vorgestellte LMS-Algorithmus verwendet und andererseits findet die Optimierung getrennt in der zweiten Ebene statt. Da die Strecke im Allgemeinen Störungen unterliegt, ist es vorteilhaft, das inverse Filter nicht direkt in Abhängigkeit der Sensorsignale zu bestimmen. Aufgrund einer fortwährenden Optimierung von w kann weiterhin auf Parameterschwankungen reagiert werden. Im Gegensatz zur Definition eines Wiener-Filters aus Abschnitt 2.1.1 ist die Berechnung nicht statisch und mit dem LMS deutlich recheneffizienter, was bei der hohen Regelungsfrequenz von Scannersystemen eine wichtige Anforderung darstellt. Der hier vorgestellte Ansatz ist jedoch darauf ausgelegt, die exakte Wiener-Lösung der inversen Strecke nach einer gewissen Zeit zu approximieren.

Für eine ordnungsgemäße Adaption nach Abbildung 7.2 sollte das gewählte Eingangssignal für den Offline-Prozess $o_e(t)$ ähnlich dem Sollsignal $o_w(t)$ des Systems sein oder zumindest ein breitbandiges Spektrum aufweisen. Es lässt sich analytisch nachweisen, dass dem Sollsignal der Adaption eine besondere Bedeutung zugrunde liegt. Vor allem sind die Adaptionsgeschwindigkeit und die Stabilität der Adaption maßgeblich vom Sollsignal abhängig. Für die weitere Untersuchung wurden folgende vier Signale für einen Adaptionsprozess in Betracht gezogen:

- **Weißes Rauschen:** Weißes Rauschen mit der Frequenz der Abtastung wäre das optimale Signal hinsichtlich der Adaption des Filters. Es beinhaltet alle vom System abbildbaren Frequenzen und diese sind zudem gleich stark vertreten. Die Impulsantwort des Systems auf das weiße Rauschen liegt allerdings nur im Intervall von $\pm 0,5\%$ des abbildbaren Scanningbereichs des *Racoon*. Es wird also nur ein sehr kleiner Teil der möglichen Ausgangszustände abgedeckt. Das Filter sollte das System jedoch auf einem großen Ausgangsraum abbilden. Eine mögliche Verbesserung wäre, die Rausch-/Abtastfrequenz zu reduzieren und dem System so Zeit zu geben, auch Randbereiche zu erreichen. Da diskretes weißes Rauschen jedoch aus Stufenfunktionen verschiedener Amplituden besteht, ist ein Rauschen mit reduzierter Frequenz nicht nutzbar. Die Halteperioden zwischen den einzelnen Stufenfunktionen bedeuten eine extreme Überhöhung der Frequenz 0 Hz im Frequenzspektrum. Bei einer Überhöhung einer Frequenz wird das Filter an diese Frequenz besonders gut angepasst. Ist diese Frequenz 0 Hz, so bedeutet dies, dass das Filter vorwiegend auf Stillstand adaptiert wird und vorwiegend Null-Koeffizienten enthält.
- **Geglättetes weißes Rauschen:** Um eine gute Abdeckung des gesamten Frequenzspektrums zu gewährleisten, wird das weiße Rauschen mit reduzierter Frequenz durch ein Filter zweiter Ordnung geglättet. Das Filter wird dabei so eingestellt, dass es eine Eckfrequenz etwas über der maximal vom System realisierbaren Grenzfrequenz besitzt. Dadurch geht der Sprungcharakter des Sollsignals verloren, eine vollständige und gleichmäßige Gewichtung der realisierbaren Frequenzen bleibt aber erhalten.
- **TFS (Abb. 3.4, links):** Das TFS ist, wie bereits erwähnt, eine flächendeckende, fraktale Kurve. Eine FFT dieses Signals zeigt, dass die spektrale Verteilung zwar stärker auf dem unteren Frequenzbereich ruht, jedoch auch die höheren Frequenzbereiche ausreichend gut abgedeckt werden.

- **Feder** (Abb. 3.4, rechts): Die Feder ist eine industrielle Trajektorie und weist, wie die Chirp-Trajektorie (Abb. 3.4, Mitte), ein sehr geringes Frequenzspektrum auf. Daher ist sie für einen Adaptionsprozess eher ungeeignet. Um jedoch einen Vergleich mit den anderen Trajektorien zu ermöglichen, wurde sie dennoch bei der Adaptionsuntersuchung herangezogen.

Neben der Trajektorie ist der Adaptionskoeffizient, welcher für die Lerngeschwindigkeit der AIC von Bedeutung ist, maßgeblich für eine stabile Konvergenz nach Gl. (2.45) verantwortlich. Entsprechend Gl. (2.46) und Gl. (2.47) können die Adaptionszeitkonstanten berechnet werden. Für die vorgestellten Signale sowie die jeweiligen Antwortsignale des Systems ergeben sich die in Tabelle 7.1 gelisteten Adaptionswerte für das Filter der x -Achse w_x . Die durchschnittlichen und maximalen Adaptionszeitkonstanten τ_{av} und τ_{max} sind mit der Abtastfrequenz des Systems multipliziert und daher in Sekunden angegeben. Dabei wurden die Ergebnisse normiert, wodurch der komplette Scanningbereich durch ein Intervall von -1 bis 1 widergespiegelt wird.

Es zeigt sich, dass für alle Referenzsignale bis auf die Feder eine ähnlich gute Adaption vorliegt. Der relative quadratische Fehler $\xi_{rel}(\mu)$ rangiert im Bereich von 10^{-3} . Die Zeitkonstante ist für das weiße Rauschen sehr klein. Das Filter adaptiert sich in unter einer Sekunde für das geglättete weiße Rauschen und für das TFS-Fraktal im Bereich von mehreren Minuten. Entsprechend den Grundlagen aus Abschnitt 2.2.2 gilt ein System

Tabelle 7.1: Adaptionswerte am Beispiel der x -Achse mit einer Filterlänge $r_{w,x} = 90$

	weißes Rauschen	geglättetes weißes Rauschen	TFS	Feder
μ_{max}	36,67	58,75	20,77	25,24
$\tau_{max}(\mu_{max})$ in s	$5,64 \cdot 10^{-4}$	$7,04 \cdot 10^2$	4,21	–
$\tau_{av}(\mu_{max})$ in s	$4,72 \cdot 10^{-4}$	$2,70 \cdot 10^1$	$4,63 \cdot 10^{-1}$	–
$\xi(\mu_{max})$	$1,34 \cdot 10^{-5}$	$1,94 \cdot 10^{-6}$	$6,45 \cdot 10^{-6}$	–
$\xi_{rel}(\mu_{max})$	$3,63 \cdot 10^{-1}$	$1,11 \cdot 10^{-2}$	$1,23 \cdot 10^{-2}$	–
μ	0,1	0,1	0,1	0,1
$\tau_{max}(\mu)$ in s	$2,07 \cdot 10^{-1}$	$4,14 \cdot 10^5$	$8,74 \cdot 10^2$	–
$\tau_{av}(\mu)$ in s	$1,73 \cdot 10^{-1}$	$1,59 \cdot 10^4$	$9,62 \cdot 10^1$	–
$\xi(\mu)$	$6,71 \cdot 10^{-6}$	$9,74 \cdot 10^{-7}$	$3,24 \cdot 10^{-6}$	–
$\xi_{rel}(\mu)$	$1,82 \cdot 10^{-1}$	$5,55 \cdot 10^{-3}$	$6,16 \cdot 10^{-3}$	–

nach dem Vierfachen der durchschnittlichen Adaptionszeitkonstante als eingeschwungen. Daher ergibt sich die Frage, wie in Abbildung 6.16 die Adaption bereits nach zwei Sekunden so akkurat das Systemverhalten wiedergeben konnte. In Abbildung 7.3 sind die Adaptionszeiten $\tau(\mu)$ mit $\mu = 0,1$ für alle 90 Eigenmoden der Adaption des x -Filters (mit $r_{w,x} = 90$) aufgetragen. Es zeigt sich, dass die ersten sechs Moden bereits nach unter zwei Sekunden eingeschwungen sind. Weitere zehn Moden benötigen weniger als 1000 Sekunden. Durch die Gl. (2.46) war gegeben, dass die Einschwingzeiten der einzelnen Moden umgekehrt proportional zu den zugehörigen Eigenwerten (reell) sind. Insofern handelt es sich bei den schnell einschwingenden Eigenmoden um die dominantesten Moden des Adaptionsvorgangs. Die Eigenwerte dieser sechs sich am schnellsten einschwingenden Eigenmoden sind dabei 10^3 bis 10^5 Mal so groß wie die der langsamen. Da das adaptierte Filter in kurzer Zeit sehr gut mit dem endgültigen Filter übereinstimmt, ist es folglich nicht notwendig, auf ein Einschwingen aller Moden zu warten. Bereits die ersten sechs Moden reichten an dieser Stelle aus, um das System in einer guten Detailstufe zu beschreiben. Für die Feder entsprach das gefundene Filter nicht dem Übertragungsverhalten des Scanners. Folglich eignet sich diese Trajektorie, wie bereits angedeutet und zu erwarten war, nicht zur Bestimmung eines Filters. Ein richtig adaptiertes Filter ist an dieser Stelle sichergestellt, wenn zunächst mit einem breitbandigen Signal adaptiert und dann zum Nutzsinal der Feder gewechselt wird. Der Adaptionsparameter wird fortan auf $\mu = 0,1$ festgelegt.

Nach einer erfolgreichen Adaption des Systems kann mit demselben Verfahren das inverse Filter bestimmt werden. Nach WIDROW & WALACH (1996) sollte dieses die Länge $r_e = 2 \cdot r_w$ aufweisen – also doppelt so lange sein wie das Filter w . Darüber hinaus lautet die Vorgabe für die Verzögerung $\Delta T = r_w$, was die Totzeitvorgabe auf die Hälfte

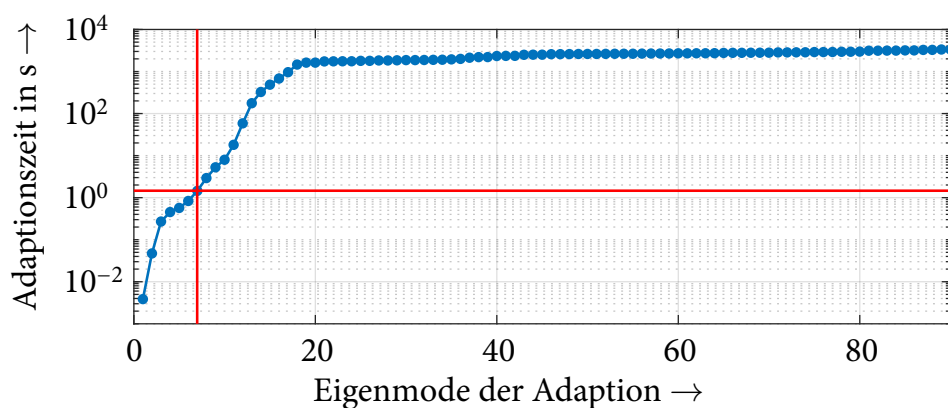


Abbildung 7.3: Adaptionszeiten der Eigenmoden von w_x

der Länge des inversen Filters festlegt. Eine AIC-Umsetzung am *Racoon* entsprechend einer Parametrierung aus der Literaturvorgabe und der Abbildung 7.2 führt zu einer Dynamiksteigerung, jedoch zu keiner genauen Positionierung des Laserstrahls. Durch die hohe Totzeit antizipiert das System Muster, welche den Adaptionsfehler aus mathematischer Sicht reduzieren, jedoch nicht im Sinne der Trajektorienfolge sind. Zudem wird im vorliegenden Fall das Systemverhalten ohne eine Signalfilterung invertiert, wodurch auch Rauschprozesse und andere hochfrequente Signalanteile in die Adaption der Inversen r_c eingehen. Diese hochfrequenten Signale führen zudem zu einer starken thermischen Belastung des Scanners.

Für eine erfolgreiche Umsetzung der AIC an Scannersystemen ist eine Erweiterung des Grundkonzepts von Abbildung 7.2 zum Blockschaltbild in Abbildung 7.4 notwendig gewesen. Neben einer Ergänzung um die zweite Achse wurde ein Referenzmodell M eingefügt, welches mit der Totzeit ΔT einhergeht. Da das Referenzmodell hochfrequente Signalanteile unterdrücken sollte, ist für die Regelung von Scannern eine Übertragungsfunktion mit Tiefpasscharakter zielführend. Grundsätzlich sind jedoch

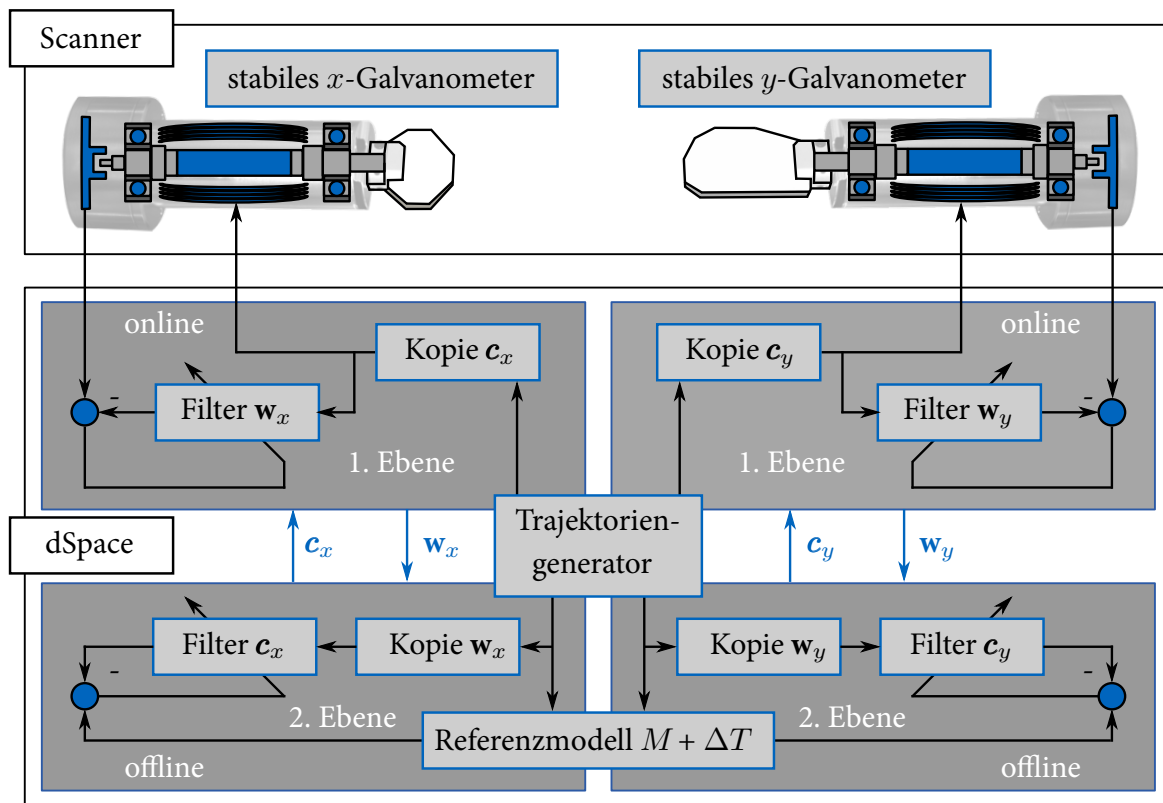


Abbildung 7.4: Finales Blockschaltbild der AIC bei Scannern in Anlehnung an ZAEH & PIECZONA (2018)

jegliche benutzerdefinierte Verhaltensformen denkbar. Beiden Galvanometern wird dasselbe Modell vorgegeben, damit die Achsen zueinander synchron sind und keine Phasendifferenz auftritt. Neben dem Referenzmodell muss die Totzeit ΔT , auch Delay genannt, für beide Achsen gleich sein. Für den Einsatz am Scanner ist ein Delay zur Sicherstellung der Kausalität zwingend erforderlich. Die Parametrisierung von ΔT kann jedoch nicht nach den Vorgehen von WIDROW & WALACH (1996) geschehen. Durchgeführte Analysen an Galvanometern haben ergeben, dass ΔT der Zeit entsprechen sollte, bis die Impulsantwort des Systems ihr Maximum erreicht, wie es Abbildung 7.5 am Beispiel der y -Achse veranschaulicht. Ist die gewählte Verzögerung ΔT kleiner als diese Vorgabe, so wird das Ausgangssignal der Strecke mit dem Sollsignal verglichen, bevor die Anregung ihre maximale Wirkung entfaltet. Das inverse Filter nimmt sehr hohe Filterkoeffizienten und damit sehr hohe Signalverstärkungen an, um das System zu beschleunigen. Danach geschieht ein abrupter Abbremsvorgang, um ein Überschwingen der Achse zu verhindern. Die Performanz scheint erhöht, allerdings wird unnötig Energie verbraucht, um dem System ein schnelleres Verhalten aufzuprägen, als es seiner Natur entspricht. Wird der Delay des Referenzmodells sehr viel größer als in Abbildung 7.5 gewählt, so entsprechen die Koeffizienten am Anfang des inversen Filters dem Wert 0, da zunächst eine Berücksichtigung des Delays stattfinden muss. Aufgrund des Rauschens der Filterkoeffizienten kommt es dennoch zu einer Verfälschung des Übertragungsverhaltens. Vor allem aber erlaubt ein großes Delay dem System, antizipierendes Verhalten anzunehmen, sofern dies aus mathematischer Sicht den MSE reduziert. Da bei beiden Achsen ein identischer Wert für ΔT vorausgesetzt wird, die Galvanometer sich jedoch nicht gleich verhalten, ist eine Verschiebung von wenigen Zeitschritten unproblematisch.

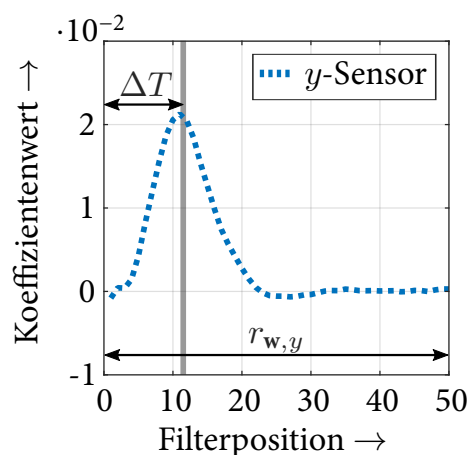


Abbildung 7.5: Parameterbestimmung der y -Achse anhand einer Impulsantwort des Systems in Anlehnung an ZAEH & PIECZONA (2018)

Mit dem richtig eingestellten Delay stellt sich die Frage nach einer optimalen Filterlänge r_c . Die bisherige Wahl führte zu langen Filtern und damit zu einer hohen Berechnungsdauer zur Invertierung des Modells. Um perfektes Führungsverhalten zu erzeugen, sollte jegliche Eigenbewegung des Systems vermieden werden. Gerade für die x -Achse des Beispielsystems war in der Impulsantwort ein deutliches Nachschwingen zu beobachten (siehe Abb. 6.17). Soll die adaptive Vorsteuerung dies wirksam verhindern, muss sie mindestens für die Zeit des Nachschwingens das Eingangssignal so beeinflussen, dass das Schwingungsverhalten unterdrückt wird. Mit r_w war die Länge der Impulsantwort gegeben. Einen guten Ansatz stellt die Wahl

$$r_c = r_w + \Delta T \quad (7.2)$$

dar, wie Untersuchungen ergeben haben. Dadurch bleiben die Steuersignale so klein wie möglich und antizipierendes Verhalten sowie Schwingungen des Systems werden vermieden.

7.3.2 Bewertung der Regelungsperformanz

Die AIC-Parameter wurden für den *Racoon* entsprechend den vorangegangenen Beschreibungen gewählt und sind in Tabelle 7.2 aufgelistet. Die Länge der Filter w_x und w_y sowie der Delay ergaben sich aus den Sprungantworten, wobei für ΔT ein identischer Wert für beide Achsen gewählt wurde. Die Länge der Inversen wurde der Einfachheit halber ebenfalls gleich gehalten. Als Referenzmodell diente für beide Achsen ein Tiefpass-Filter in Form des Verzögerungsglieds 5. Ordnung:

$$H_M(s) = \frac{1}{(\omega_M s + 1)^5}. \quad (7.3)$$

Eine geeignete Wahl für die Eckfrequenz von Gl. (7.3) lautete hierbei $\omega_M = 8 \cdot 10^4$ rad/s. Damit wurde die Voraussetzung geschaffen, Bewegungen mit 4 kHz ohne großen Amplitudenverlust zu realisieren. Noch höhere Frequenzen wurden jedoch eliminiert.

Die AIC nach Abbildung 7.4 wurde auf der in Unterkapitel 3.2 beschriebenen *dSPACE*-Anlage umgesetzt. Bei der verwendeten CPU handelte es sich um ein Multicore-System, welches vier unabhängige Prozessorkerne zur Realisierung der Regelungsstruktur aufwies. Da die erforderlichen Tasks *Kommunikation mit dem Scanner*, *Trajektoriegeneration*, *Adaption der direkten Filter* sowie *Adaption der inversen Filter* zusammen zu

Tabelle 7.2: Parameter der AIC für den untersuchten Scanner vom Typ Racoon der ARGES GmbH

Parameter	r_w in Samples	r_c in Samples	ΔT in Samples	Ref.-Modell M
x -Achse	$r_{w,x} = 90$	$r_{c,x} = 103$	$\Delta T = 13$	Gl. (7.3)
y -Achse	$r_{w,y} = 50$	$r_{c,y} = 103$	$\Delta T = 13$	Gl. (7.3)
Grundlage	Abb. 6.17 und 7.5	Gl. (7.2)	Abb. 7.5	-

rechenaufwändig für nur einen Kern waren, wurden alle Kerne der Anlage benutzt. Die Aufteilung der Regelungskomponenten auf die **vier Kerne** lautete wie folgt:

- **Kern 1:** Kern 1 besaß zwei Aufgaben. Zum einen wurde auf ihm die Kommunikation zum Laserscanner umgesetzt, was den Datenaustausch ermöglichte. Zum anderen wurde für beide Achsen das Steuersignal f_w aus dem Sollsignal o_w und dem inversen Filter c erzeugt (vgl. Abb. 7.2 und Abb. 7.4).
- **Kern 2:** Auf Kern 2 fand die Adaption der zwei direkten Filter w_x und w_y statt. Auftretende Signalstörungen aufgrund der hochfrequenten Datenübergabe wurden durch den Tiefpass-Charakter des LMS-Algorithmus kompensiert.
- **Kern 3, 4:** Auf den Kernen 3 und 4 wurde jeweils eines der beiden inversen Filter c_x bzw. c_y adaptiert. Dieser Prozess taktete mit etwa 50 Hz und damit um den Faktor 1000 langsamer als die Kerne 1 und 2, welche mit fast 50 kHz rechneten. Dadurch entfiel weniger Rechenzeit auf Systemoperationen, wie einen Datenaustausch. Da die Adaption der inversen Filter durch ein einzelnes Script implementiert wurde, konnte durch Erhöhung der Iterationen pro Aufruf des Scripts die Adaptionsgeschwindigkeit im Vergleich zum Grundtakt von 50 Hz gesteigert werden. Im Betrieb war eine zehnfache Iteration möglich, was einem effektiven Takt von etwa 500 Hz entspricht.

Die Berechnung der Abweichung des Istverlaufs (x -Achse: $y_{w,x}$, y -Achse: $y_{w,y}$) von der Solltrajektorie (x -Achse: $o_{w,x}$, y -Achse: $o_{w,y}$) wird im Folgenden analog zu PIECZONA ET AL. (2017b) in Form eines quadratischen Fehlers angegeben, sodass eine große Abweichung zu einer stärkeren Bestrafung führt:

$$e = \sum_{i=1}^{r_{\text{sum}}} \Delta y_i, \quad (7.4)$$

$$\text{mit } \left[\Delta y_1 \quad \Delta y_2 \quad \dots \quad \Delta y_{r_{\text{sum}}} \right] = \Delta \mathbf{y} = \frac{(\mathbf{o}_{w,x} - \mathbf{y}_{w,x})^2 + (\mathbf{o}_{w,y} - \mathbf{y}_{w,y})^2}{r_{\text{sum}}}.$$

Hierbei wird punktweise zwischen der Ist- sowie der Solltrajektorie verglichen und der dabei vorliegende geometrische Fehler Δy_i des i^{ten} Punktes wird ausgewertet. Die Summe der Quadrate aller Achsabweichungen in x - und y -Richtung wird unter Berücksichtigung der Punktezahl r_{sum} nach Tabelle 3.1 bestimmt. Durch dieses Maß ist der errechnete Fehler oft größer als die Abweichung von der Solltrajektorie in Normalenrichtung. Da diese Arbeit einen Fokus auf die Produktionstechnik legt, eignet sich dieses Maß gut für eine Bewertung der Abweichungen, denn bei vielen Prozessen spielt neben der Spurtreue auch die Verteilung der entlang der Trajektorie eingebrachten Streckenenergie eine Rolle. Folglich ist neben dem Normalenfehler auch der Tangentialfehler relevant und mit zu berücksichtigen.

In Abbildung 7.6 ist das Verhalten des analogen PID-Systems und das Verhalten des mit AIC erweiterten Systems bei einer Anwendung am *Racoon* für die Chirp-Trajektorie (Abb. 3.4, rechts) zu sehen. Sowohl die Konturtreue als auch die Dynamik werden durch die AIC deutlich gesteigert. Die beiden Chirp-Signale (Abb. 7.6, oben und rechts) werden von der x - sowie der y -Achse komplett hochgenau abgebildet. Im Gegensatz zur y -Achse schwingt die x -Achse am Ende des Chirp-Signals leicht nach. Für die vorliegende Trajektorie beträgt der Fehler nach Gl. (7.4) für das analoge PID-System $6,20 \cdot 10^{-8}$ und für das um AIC erweiterte System $9,08 \cdot 10^{-9}$. Der mittlere quadratische

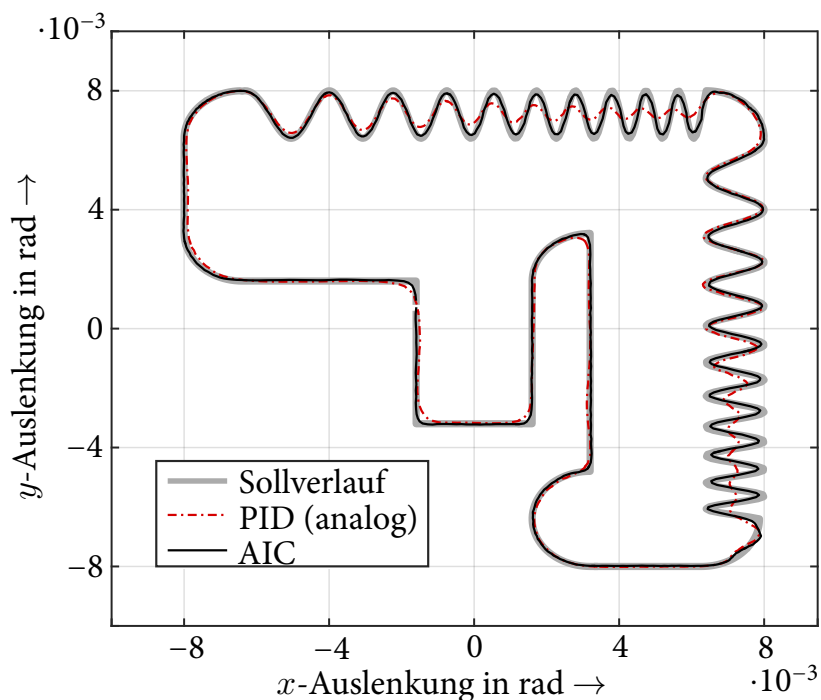


Abbildung 7.6: Reglervergleich am Beispiel der Chirp-Trajektorie

geometrische Fehler wird folglich um 85 % gesenkt. Dabei beziehen sich die aufgeführten Fehler auf eine Wiederholung der Kontur bei einer kontinuierlichen Abbildung der Trajektorie.

Besonders bemerkenswert ist das Führungsverhalten der AIC in Bezug auf das zur Adaption verwendete Referenzmodell. Mit Gl. (7.3) ist das Verhalten des Referenzmodells gegeben, gegen welches das AIC-Gesamtübertragungsverhalten strebt. In einer Simulation wurde der Ausgang des Referenzmodells für die Chirp-Trajektorie bestimmt. Würde sich die AIC fehlerfrei in Bezug auf das Referenzmodell verhalten, würde dies in einem Fehler gegenüber dem Sollverlauf von $6,40 \cdot 10^{-9}$ resultieren. Damit können 70 % aller Fehleranteile auf das Verhalten des Referenzmodells zurückgeführt werden. Eine weitere Steigerung der Dynamik und damit der Eckfrequenz des Referenzmodells würde die Komponenten stärker belasten. Daher stellt die Anpassung der Eckfrequenz in Gl. (7.3) keine gangbare Option zur nochmaligen Verbesserung des Folgeverhaltens dar.

Abbildung 7.6 zeigt, dass sich der AIC-Ansatz dazu eignet, Performanz und Führungsverhalten signifikant zu verbessern. Dies konnte sowohl für die überkritisch gedämpfte y -Achse (vgl. Abb. 6.17, links) als auch für die unterkritisch gedämpfte x -Achse (vgl. Abb. 6.17, rechts) realisiert werden.

In Abbildung 7.7 sind das Sollsignal o_w , das Steuersignal f_w und das Istsignal y_w der x -Achse im Zeitbereich für die Chirp-Trajektorie aufgetragen. Dabei wird der frequenzveränderliche Sinus von 1 kHz bis 4 kHz zwischen dem ersten und dem 200sten Sample

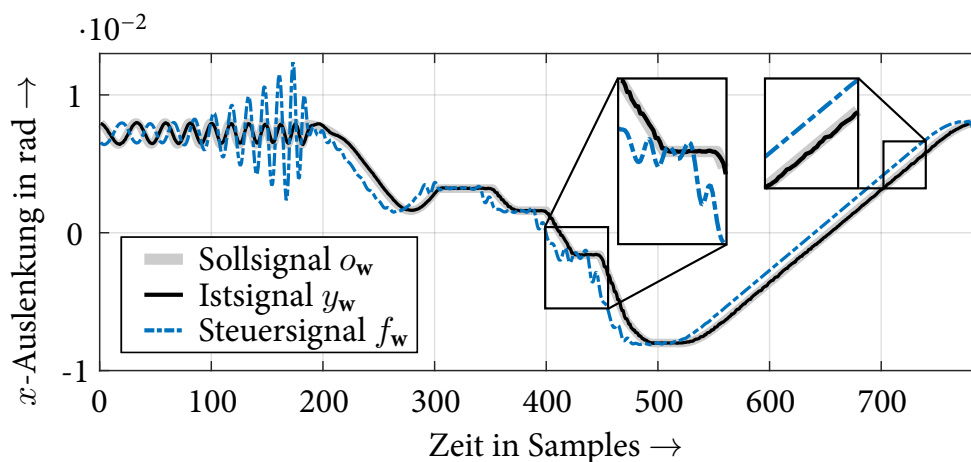


Abbildung 7.7: Signaluntersuchung der x -Achse mit AIC bei der Chirp-Trajektorie in Anlehnung an PIECZONA ET AL. (2017b)

umgesetzt. Es ist deutlich zu erkennen, dass bis zu einer Frequenz von 2 kHz (Sample 100 in Abb. 7.7) das Steuersignal und das Sollsignal die gleichen Amplituden besitzen. Es besteht lediglich eine Phasenverschiebung, in welcher die Systemdynamik des *Racoon* berücksichtigt ist. Bei höheren Frequenzen, ab Sample 100 in Abb. 7.7, übersteuert die AIC zunehmend das Sollsignal, um den Abfall des Amplitudengangs im resultierenden Verhalten des Scanners auszugleichen. Zudem ist in der Vergrößerung in Abbildung 7.7 deutlich sichtbar, wie der entwickelte AIC-Algorithmus Überschwingen bei abrupten Beschleunigungen kompensiert. Das Steuersignal wirkt antizyklisch auf die Eigenbewegung des Systems ein, wodurch eine Schwingung des Systems unterbunden wird und der Scanner der Solltrajektorie nahezu perfekt folgen kann.

Die Dynamiksteigerung wurde auch auf Basis der Feder-Trajektorie nachgewiesen, bei der die Performanz und das Führungsverhalten durch den AIC-Ansatz wesentlich verbessert ausfielen. Abbildung 7.8 stellt die zugehörigen Signalverläufe dar. Der Fehler nach Gl. (7.4) reduziert sich durch die AIC von $5,24 \cdot 10^{-8}$ auf $4,88 \cdot 10^{-9}$. Dies entspricht einer Minderung auf 10,8 % der ursprünglichen Abweichung. Der quadratische Fehler gegenüber dem Referenzverhalten beträgt für die AIC lediglich $2,22 \cdot 10^{-9}$. Alle Fehlerwerte in Bezug auf das Sollverhalten sind in Abbildung 7.9 einander gegenübergestellt.

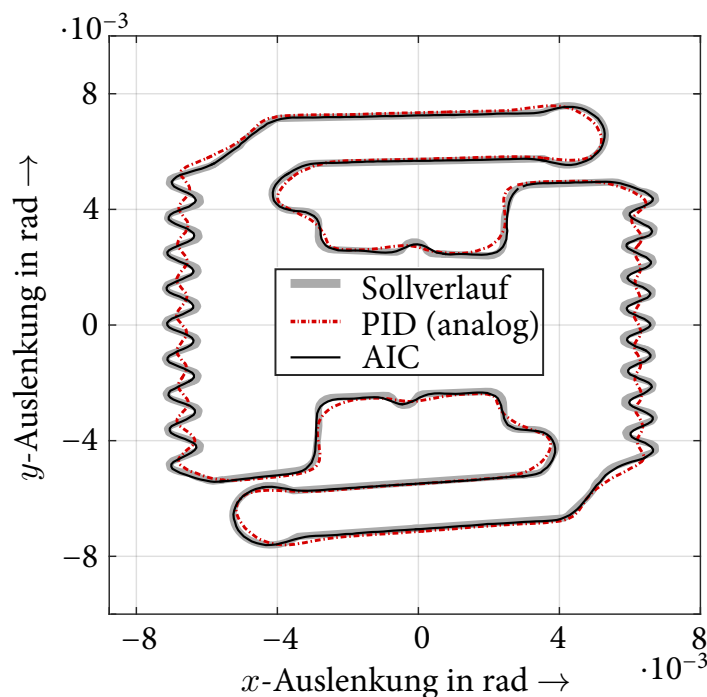


Abbildung 7.8: Reglervergleich am Beispiel der Feder-Trajektorie in Anlehnung an PIECZONA ET AL. (2017b)

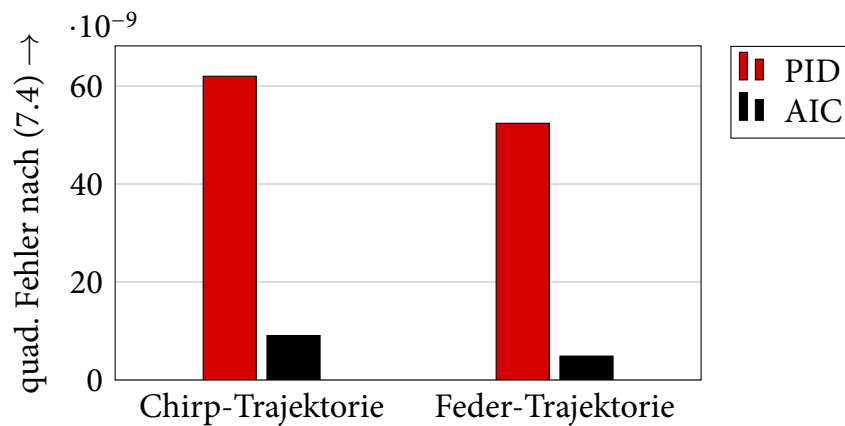


Abbildung 7.9: Gegenüberstellung der Fehler der untersuchten Trajektorien aus Abb. 3.4

Die bisherige Methode konzentrierte sich auf eine Dynamiksteigerung mit gleichzeitig hoher Präzision. Dabei wurde stets das Sensorsignal für die Adaption und die Performanzanalyse verwendet. Wie in Kapitel 4 erläutert, sind jedoch Sensor und Spiegel bei Galvanometer-Laserscannern nicht-kolloziert. Beim vorliegenden Scanner konnte im Rahmen der Strukturdynamikanalysen und der Abbildung 6.13 gezeigt werden, wie die Amplitudengänge von Sensor und Spiegel aussehen. In der Chirp-Trajektorie werden sinusförmige Bewegungen bis 4 kHz gefordert, wodurch eine Amplitudenüberhöhung im Vergleich zum Sollsignal am Spiegel stattfindet. Dies zeigt sich bei einem Blick auf das Spiegel-/Laserverhalten, welches in Abbildung 7.10 in Form einer Fotografie vorliegt. Der reine PID-Regler regt die erste Torsionsmode noch nicht stark an, weswegen das Verhalten des Sensors und das Verhalten des Spiegels sich nicht wesentlich unterscheiden (siehe Abb. 7.6). Für die AIC ist der Unterschied deutlich ausgeprägter.

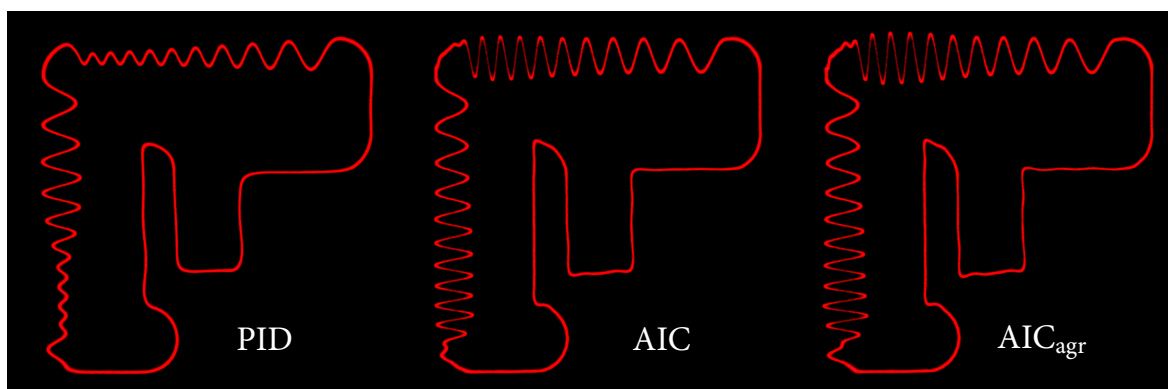


Abbildung 7.10: Fotografie einer Lasertrajektorie zur Repräsentation des Spiegelverhaltens bei unterschiedlichen Reglern; links: PID, Mitte: AIC, rechts: AIC mit aggressivem Referenzmodell (AIC_{agr})

Dabei wurde beim rechten Foto in Abbildung 7.10 ein nochmals aggressiveres Referenzmodell (AIC_{agr}) verwendet. Unter Verwendung von Gl. (7.3) fand eine Erhöhung der Eckfrequenz vom bisherigen Wert von $\omega_M = 8 \cdot 10^4$ rad/s auf $\omega_M = 20 \cdot 10^4$ rad/s statt. Das dadurch aggressivere Regelungsverhalten konnte nur kurzzeitig unter Einsatz einer zusätzlichen Kühlung realisiert werden, da ansonsten die Komponenten zu stark thermisch belastet worden wären. Bei der AIC zeigten sich starke Schwingungen sowohl während der Chirp-Signale als auch nach plötzlichen Bewegungswechseln. Am Sensor war nahezu ideales Folgeverhalten gegeben, wie Abbildung 7.6 bereits illustrierte, sodass für beide AIC-Versuche das Ausmaß dieser Schwingungen sensorseitig nicht beobachtbar war. Somit muss im nächsten Schritt die AIC dahingehend erweitert werden, dass das Spiegelverhalten auch in die Trajektorienfolge und den Lernalgorithmus einfließt.

7.4 Dynamiksteigerung mittels Photo Adaptive Inverse Control

Um das Spiegelverhalten während der Regelung zu berücksichtigen, ist eine Anpassung bzw. Erweiterung der AIC notwendig. Das neue Konzept der *Photo Adaptive Inverse Control* (PHAIC) wurde auf dem Versuchsstand gemäß Abbildung 3.3 realisiert und basiert auf den bisherigen AIC-Algorithmen sowie den vorgestellten Parametrierungen für Scannersysteme. Zur Erfassung des Spiegelverhaltens diente für diese Arbeit eine handelsübliche Digitalkamera. Abschnitt 7.4.1 stellt zunächst alle Schritte zur Realisierung der PHAIC dar. Anschließend wird die neuartige Methode in Abschnitt 7.4.2 bewertet und der analogen PID-Regelung sowie der AIC gegenübergestellt.

7.4.1 Photo Adaptive Inverse Control an einem Scannersystem

Für die PHAIC kam das in Abbildung 7.11 aufgeführte Blockschaltbild zum Einsatz. Wie der Darstellung zu entnehmen ist, unterscheidet sich die grundlegende Regelung nicht von der AIC (vgl. Abb. 7.4). Der besseren Übersicht halber ist in Abbildung 7.11 nur eine Achse dargestellt. Die regelungstechnischen Komponenten sind für die beiden Achsen in ihrer grundlegenden Struktur jedoch gleich. Sie unterschieden sich nur in den Parametern.

Die Neuerung in Bezug auf das AIC-Verfahren liegt an dieser Stelle in den verwendeten Datensätzen zur Adaption der beiden Filter w , welche wiederum die Grundlage zur

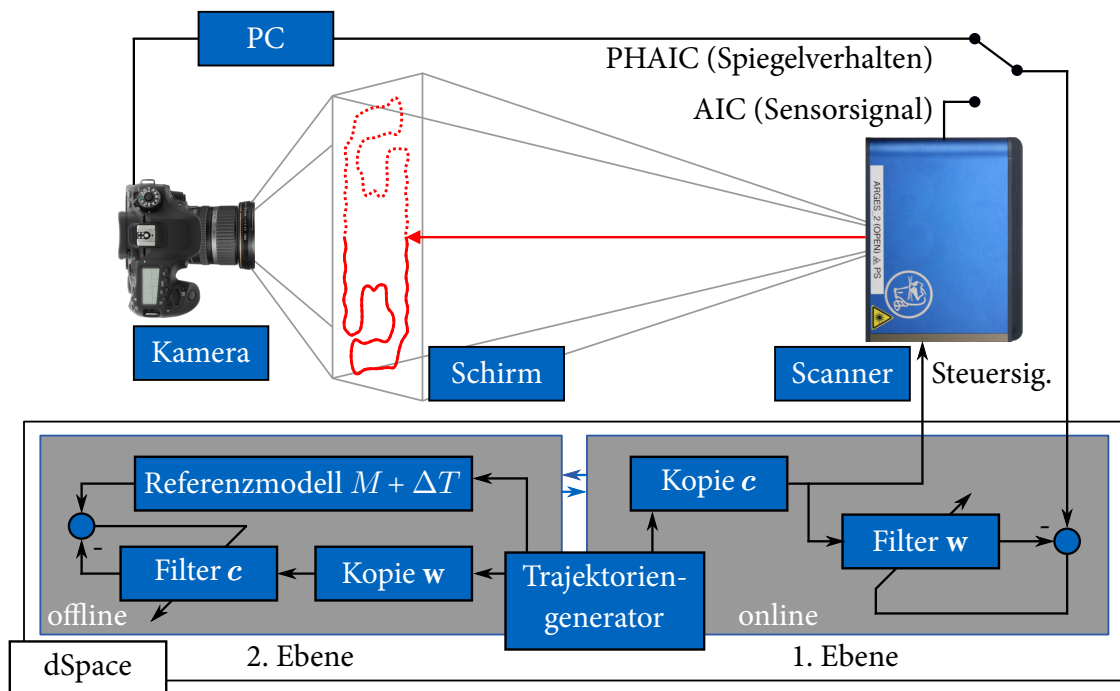


Abbildung 7.11: Blockschaltbild der PHAIC bei Galvanometer-Laserscannern in Anlehnung an ZAEH & PIECZONA (2018)

Berechnung der Inversen von w darstellen. Bei der AIC wurden direkt die aktuellen Sensordaten verwendet. Bei der PHAIC werden die Daten in Form einer Fotografie durch eine Kamera aufgenommen, im PC verarbeitet und schließlich dem bisherigen Algorithmus zur Verfügung gestellt. Um die Datensätze zu erhalten, ist das in Abbildung 7.12 aufgeführte Vorgehen notwendig. Die vier Schritte S1 bis S4 der PHAIC-Methodik teilen sich wie folgt auf:

- **S1:** Im ersten Schritt werden alle notwendigen Fotografien (4 Bilder) zur Datenerfassung, zur Kompensation der Fehlausrichtungen der Kamera relativ zum Scanner und zur Kompensation der Fehlausrichtung des Scanners zum Schirm aufgenommen. Da der Versuchsstand einen teildurchlässigen Schirm besaß, ließ sich durch eine Kamera das Laserverhalten von der gegenüberliegenden Seite des Scanners fotografieren. Welche Bilder notwendig sind, folgt im weiteren Verlauf des Unterkapitels.

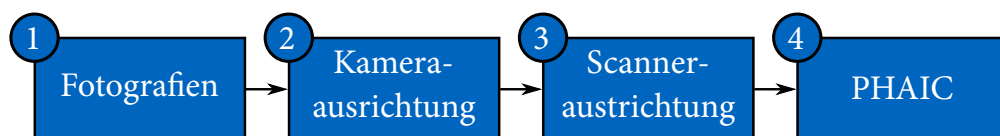


Abbildung 7.12: Vorgehen bei PHAIC für Galvanometer-Laserscanner in Anlehnung an ZAEH & PIECZONA (2018)

- **S2:** Der zweite Schritt besteht aus einer Kompensation des Ausrichtungsfehlers zwischen Kamera und Schirm. Da die beiden Komponenten nicht ideal orthogonal zueinander stehen, führen bereits kleine Ausrichtungsfehler zu einer Verzerrung der Darstellung. Daher werden die Bilder softwareseitig so transformiert, dass der Ausrichtungsfehler weitestgehend eliminiert wird.
- **S3:** Der dritte Schritt ist die Kompensation der Fehlausrichtung zwischen Scanner und Schirm. Durch die vorliegenden Bilddaten und eine entsprechende Transformation analog zum zweiten Schritt wird der Ausrichtungsfehler des projizierenden Scanners hinsichtlich der Schirmposition beseitigt.
- **S4:** Im letzten Schritt werden aus den Bildern die Positionsdaten extrahiert und dem adaptiven Algorithmus zur Verfügung gestellt.

Durch den Einsatz einer Kamera und eines Objektivs mit sehr hoher optischer Wiedergabetreue müssen keine weiteren optischen Verzerrungen wie Kissen- oder Tonneneffekte (JÄHNE 2012) herausgerechnet werden. Im zweiten und dritten Schritt der vorgeschlagenen Methode werden daher nur Fehlstellungen, welche durch eine Verkippung oder Verdrehung der Hardwarekomponenten zueinander zustande kommen, kompensiert. Diese Voraussetzung ermöglicht im späteren Verlauf eine einfache Bildtransformation.

Im ersten Schritt S1 werden **vier Bilder B1 bis B4** aufgenommen. Beispiele für diese sind in Abbildung 7.13 skizziert und weisen folgende Merkmale auf:

- **B1:** Das erste Bild ist eine Aufnahme des Schirms ohne Laserprojektion. Der Schirm ist mit vier Markierungen versehen, deren Positionen bekannt sind. Damit kann ein Abgleich durchgeführt werden, welcher die Pixelpositionen der Markierungen auf dem Bild den vorbestimmten Koordinaten zuordnet. Darüber hinaus bildet das erste Bild die Basis, um Bildverzerrungen durch eine ungenaue Positionierung herauszurechnen. Es wird für den zweiten Schritt des Vorgehens aus Abbildung 7.12 benötigt und dient der Kompensation der Fehlausrichtung zwischen Schirm und Kamera. Ein helles Bild lässt eine einfache Erkennung der Markierungen zu.
- **B2:** Alle weiteren Fotografien werden vorzugsweise bei Dunkelheit aufgenommen, da nun die Bewegung des Lasers im Vordergrund steht und umgebendes Licht störend wirken könnte. Für das zweite Bild projiziert der Scanner ein Quadrat. Dieses Bild wird für den dritten Schritt des Vorgehens aus Abbildung 7.12 benötigt und dient

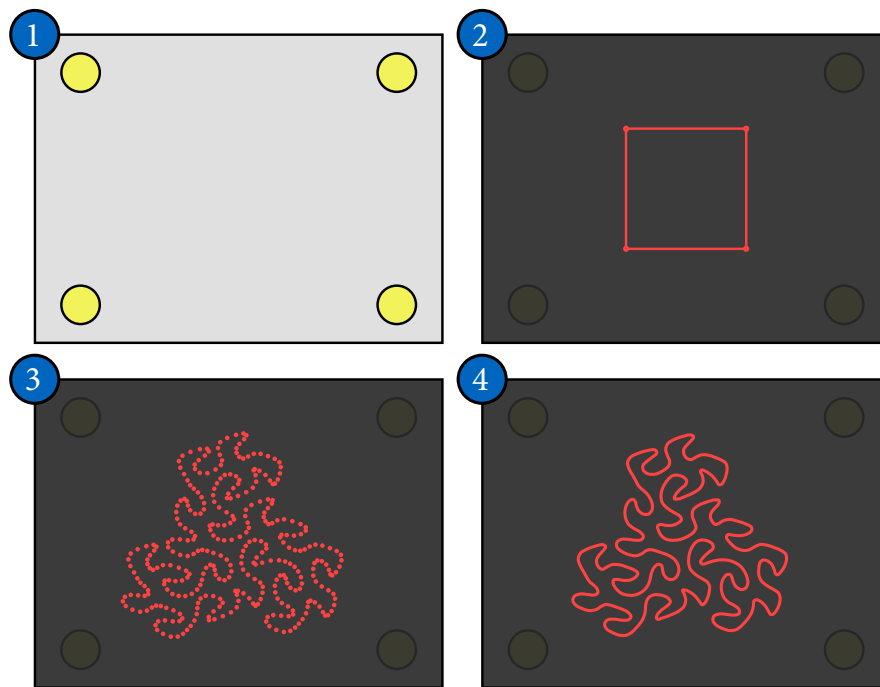


Abbildung 7.13: Fotografien zur Kompensation der Ausrichtungsfehler und zur Definition der Datenbasis der PHAIC

der Kompensation der Fehlausrichtung des Scanners. Die Trajektorie wird langsam abgefahren, sodass der Istwert dem Sollwert bei jeglicher Regelung problemlos folgen kann und keine strukturdynamischen Einflüsse wirken. Der Scanner verbleibt eine kurze Zeit an den Ecken des Vierecks, wodurch diese Positionen in der Fotografie stärker zur Geltung kommen. Ähnlich zu Bild 1 dienen die Ecken des Quadrats als Referenzpunkte für eine Umrechnung von den Schirm- auf die Scannerkoordinaten.

- **B3:** Das dritte Bild stellt die Datenbasis zur Beschreibung des Spiegelverhaltens bereit. Hierbei wird dem Scanner ein breitbandiges Signal vorgegeben und der Laser pulst mit der Regelfrequenz des Scanners. Beispielhaft ist in Abbildung 7.13 ein TFS-Fraktal (Abb. 3.4, links) dargestellt, welches zur Erzeugung der Datenbasis dieser Arbeit verwendet wurde. Denkbar sind an dieser Stelle auch andere Fraktale, wie z. B. ein Moore-Fraktal (MANDELBROT 1982). Wichtig ist eine deutliche Trennung der Laserpunkte voneinander, sodass jeder Punkt einzeln erkennbar ist. Durch eine feste Pulsfrequenz und damit einen festen Zeitabstand zwischen den Pulsen wird eine zeitliche Zuordnung der Positionen ermöglicht. Aufgrund des breiten Frequenzspektrums eines flächenfüllenden Fraktals eignet sich das Signal zur Beschreibung des gesamten Systemverhaltens. Wie anhand von Tabelle 7.1 gezeigt wurde, ist eine korrekte Modelladaptation unter Verwendung des TFS möglich.

- **B4:** Aus der vierten Aufnahme lässt sich die Reihenfolge der Punkte des dritten Bildes bestimmen. Das letzte Bild ist demnach eine Hilfestellung für die Zuordnung der aufgezeichneten Punkte. Hierfür wird dieselbe Trajektorie vorgegeben wie in Bild 3, wobei der Laser konstant angeschaltet bleibt.

Für die Kompensation der Fehlausrichtungen (Schritt 2 und 3 in Abb. 7.12) dient die Transformation

$$\begin{aligned} p_x^* &= \frac{a_1 p_x + a_2 p_y + a_3}{a p_x + b p_y + 1}, \\ p_y^* &= \frac{b_1 p_x + b_2 p_y + b_3}{a p_x + b p_y + 1}, \end{aligned} \quad (7.5)$$

nach BOLLMANN (2005), wodurch eine Trapezverzerrung kompensiert wird. Dabei handelt es sich bei p_x^* und p_y^* um die neuen, optimierten Positionskoordinaten nach einer Transformation. Die Variablen p_x und p_y spiegeln die Koordinaten vor einer Transformation wider. Alle weiteren Parameter wie a_1 und b_1 ergeben sich aus dem Abgleich der Referenzmarkierungen, wie den Eckpunkten des projizierten Quadrats. Durch acht Parameter in Gl. (7.5) und jeweils vier Abgleichsmarkierungen mit zwei Freiheitsgraden pro Marke entsteht ein bestimmtes Gleichungssystem. Nachdem die Bilder entzerrt wurden, können die Pulspositionen des Lasers ermittelt und in Winkelkoordinaten des Scanners umgewandelt werden.

Die Bildtransformation sowie die Extraktion der Positionen aus den Bilddaten gehört zum aktuellen Stand der Technik und Forschung in der Bildverarbeitung. Detaillierte Informationen hierzu geben URBAN ET AL. (2015) und SCARAMUZZA ET AL. (2006) sowie die Quellen in diesen Publikationen. Da die vorliegende Arbeit keinen Beitrag zur Weiterentwicklung dieser Algorithmen geleistet hat, sondern lediglich auf sie zurückgreift, wird auf eine weiterführende Beschreibung der Bildtransformation verzichtet.

Alle aufgenommenen Fotografien für den angewandten PHAIC-Ansatz wiesen eine Belichtungszeit von 1/8 s auf (siehe Tab. A.7). Damit handelte es sich in Relation zur Scannerbewegung um eine Langzeitbelichtung. Bei einer Regelung von ca. 50 kHz sind bei einem gepulsten Laser mit derselben Taktung Aufnahmen mit über 6000 einzelnen Punkten möglich. Unter Verwendung des TFS-Fraktals gelingt somit eine Fotografie, bei der das Fraktal etwa sechs Mal durchfahren wird. Die entsprechende Belichtungszeit realisiert damit eine Mittelung von sechs Durchläufen.

Die PHAIC ist somit keine adaptive Regelung, welche auf fortwährende Parameterschwankungen reagieren kann. Es handelt sich um eine Reglerableitung bzw. -erfassung

für den Moment der Fotoaufnahmen. Da das Systemverhalten im thermisch stabilen Zustand keiner merklichen Schwankung unterliegt, können die ermittelten FIR-Filter über eine längere Zeit erhalten bleiben. Entspricht die Performanz nicht den gewünschten Ergebnissen oder wird eine Parameteränderung sichtbar, kann die PHAIC-Prozedur aus Abbildung 7.12 aufgerufen und jeweils ein neues c -Filter für die Galvanometer abgeleitet werden. Aufgrund der einfachen Durchführbarkeit und lediglich vier Schritten ist der komplette Ablauf einfach automatisierbar und in wenigen Minuten durchführbar.

Nach einem Durchlauf der PHAIC-Methode aus Abbildung 7.12 liegen die zwei c -Vektoren der jeweiligen Achse vor. Sie müssen aber etwas näher hinsichtlich ihrer Eigenschaften betrachtet und gegebenenfalls online angepasst werden. Ein PID-geregelter Scanner ist stationär genau und hat im Amplitudengang eine Verstärkung von 0 dB (= 1) bei der Frequenz von 0 Hz. Eine zusätzliche Vorsteuerung, wie die AIC oder die PHAIC, darf diese Eigenschaften nicht verändern. Da die adaptiven Verfahren auf FIR-Filtern basieren, können sie keine Instabilität hervorrufen (LUNZE 2014b). Somit wird die Stabilität des Systems nicht manipuliert, wodurch sie an dieser Stelle als bewiesen gilt. Falls jedoch die Summe aller Koeffizienten des c -Vektors nicht dem Wert 1 entspricht, hat dies eine Beeinflussung der Verstärkung bei 0 Hz zur Folge. Diese Eigenschaft lässt sich durch eine Normalisierung der Form

$$\mathbf{c}_{\text{norm}} = \mathbf{c} \left(\sum_{i=1}^{r_c} c_i \right)^{-1} \quad (7.6)$$

wiederherstellen. Während der experimentellen Untersuchungen dieser Arbeit befanden sich alle adaptierten Filter c in einem engen Bereich um den Sollwert von 1. Aufgrund geringer nichtlinearer Einflüsse und des generellen Verhaltens in Form eines IIR-Filters (vgl. Abb. 2.2) war eine Abweichung der Summen von $\ll 1\%$ zu beobachten. Zur Sicherstellung eines optimalen Verhaltens der adaptiven Regelung sollte die aufgeführte Normalisierung auch bei geringen Abweichungen vorgenommen werden. Daher fand sie im Rahmen der vorliegenden Arbeit immer statt.

7.4.2 Bewertung der Regelungsperformanz

Für die Bewertung der Performanz wurden dieselben Trajektorien wie in Abschnitt 7.3.2 herangezogen. Die Filterlängen und der Totzeitparameter der PHAIC blieben im Vergleich zu denen der AIC nach Tabelle 7.2 identisch. Lediglich das Referenzmodell wurde einer leichten Anpassung unterzogen. Die benutzerdefinierten Parametereinstellungen

konnten also weiterhin verwendet werden, und so waren keine weitere Schritte bis auf die Verarbeitung der Fotografien notwendig, was einen großen Vorteil der PHAIC darstellt.

Ein Blick auf das Bode-Diagramm der untersuchten Galvanometer in Abbildung 6.13 zeigt einen Amplitudenabfall über den kompletten Frequenzbereich, welcher durch die Starr-/Freikörperbewegung der jeweiligen Achse hervorgerufen wird. Aufgrund der Strukturdynamik wirkt sowohl bei der x - als auch bei der y -Achse eine sensorseitige Antiresonanz. Bei der y -Achse liegt sie bei etwa 6,5 kHz und führt zu einem zusätzlichen Amplitudeneinbruch. Die AIC, welche als Grundlage das Sensorsignal verwendet, muss in diesem Frequenzbereich eine hohe Verstärkung hervorrufen. Nur so kann die adaptive Regelung den Vorgaben des Referenzmodells folgen. Spiegelseitig tritt keine Antiresonanz an dieser Stelle auf und der Amplitudenabfall bis zur ersten Eigenfrequenz fällt moderater als beim Sensor aus. Für die spiegelseitige Regelung ist demnach eine geringere Verstärkung über die Frequenzen notwendig, was den Einsatz eines dynamischen Referenzmodells bei PHAIC ermöglicht. Identisch zum aggressiven AIC aus Abbildung 7.10 wurde für das vorliegende Beispiel der PHAIC eine Eckfrequenz von $\omega_M = 20 \cdot 10^4$ rad/s für das Modell aus Gl. (7.3) verwendet.

Abbildung 7.14 stellt das Verhalten für die drei Regelungsansätze PID, AIC und PHAIC anhand einer Überfahrt der Chirp-Trajektorie (Abb. 3.4, Mitte) einander gegenüber. Zur Signalerfassung und zur Datenaufbereitung mit Blick auf diese Abbildung wurden die Algorithmen zur Kompensation der Fehlansicht der Teststandkomponenten (Abschnitt 7.4.1) verwendet. Somit konnten die aufgezeichneten Signalverläufe dem Sollsignal gegenübergestellt werden und ein Fehlerwert zur Genauigkeit der Trajektorienfolge konnte abgeleitet werden. Da im Gegensatz zu den aufgezeichneten Sensorwerten an dieser Stelle ein Foto keinen zeitlichen Bezug besitzt, ist eine Fehlerbewertung nach Gl. (7.4) nicht mehr anwendbar. Ein Pulsen des Lasers, wie in Abbildung 7.13, ist auch nicht zielführend, da die untersuchten Trajektorien viele Stellen besitzen, wo die gepulsten Positionen nicht mehr voneinander unterscheidbar sind. Daher wurde für den Fehler für jeden einzelnen Sollpunkt der Solltrajektorie der kürzeste Abstand zur Istbahn berechnet. Die Abstände werden quadriert und für alle r_{sum} Positionen der Sollkontur summiert:

$$e = \frac{\sum_{i=1}^{r_{\text{sum}}} \left(\min (\Delta \mathbf{p}_{\text{ow}, iy})^2 \right)}{r_{\text{sum}}}. \quad (7.7)$$

Dabei stellt $\Delta p_{\mathbf{o}_w, i} \mathbf{y}$ die Euklidische Distanz zwischen der zweidimensionalen Position des i^{ten} Punkts der Solltrajektorie \mathbf{o}_w und allen Positionen des Ausgangs \mathbf{y} in Radianten dar. Im Gegensatz zu Gl. (7.4) handelt es sich bei Gl. (7.7) um ein Fehlermaß, welches in quadratischer Form den Normalen-, jedoch nicht den Tangentialfehler berücksichtigt.

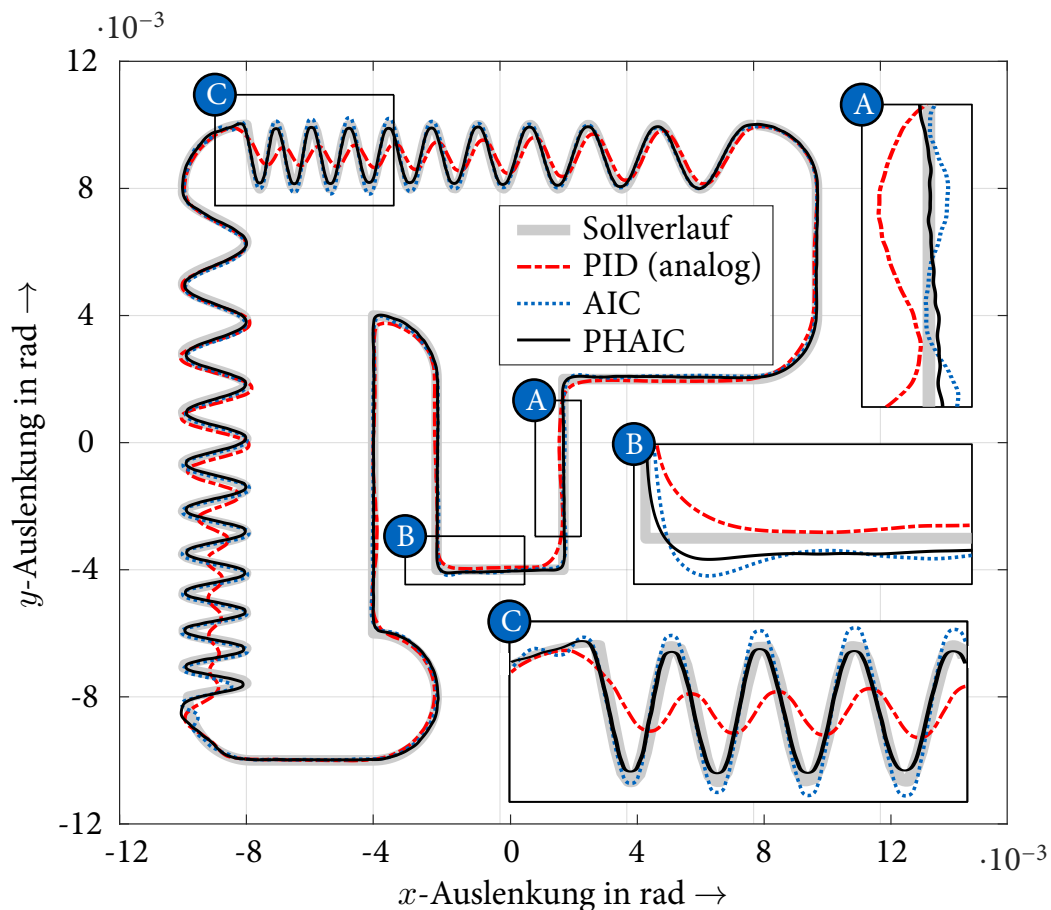


Abbildung 7.14: Spiegelseitiger Reglervergleich am Beispiel der Chirp-Trajektorie (Abb. 3.4, Mitte) in Anlehnung an ZAEH & PIECZONA (2018)

Ein genauerer Blick auf die Verläufe in Abbildung 7.14 zeigt folgendes: Das Signal des PID-Systems unterscheidet sich spiegelseitig nicht sonderlich vom PID-geregelten Sensorverhalten (vgl. Abb. 7.6). Das heißt, dass sich der Spiegel identisch zum Sensor verhält. Dies ist auf die begrenzte Dynamik dieses Reglers zurückzuführen, bei der die strukturdynamischen Einflüsse in einer sehr geringen Ausprägung auftreten. Die Verstärkung der PID-Regelung reicht nicht aus, um die erste Torsionsmode signifikant anzuregen. Die PID-Regelung neigt an einigen Stellen zur Oszillation und erfüllt nicht die Anforderung an eine präzise Bewegung. Dies wird vor allem gegen Ende der Chirp-

Bereiche (Abb. 7.14, C) sowie an scharfen Ecken (Abb. 7.14, B) sichtbar. Die AIC ist geeignet, die Defizite der PID zu kompensieren. Bei ihr tritt jedoch der Einfluss der ersten dominanten Strukturmode in Erscheinung. Rapide Richtungswechsel führen zu einer Schwingung (Abb. 7.14, A) und die hochfrequenten Bereiche der beiden Chirps (Abb. 7.14, C) werden übersteuert. Sensorseitig wird das Sollverhalten hervorragend eingehalten. Die Nicht-Kollokation von Sensor und Spiegel führt an dieser Stelle zu einer Verschlechterung der Genauigkeit. Erst durch den Einsatz der PHAIC, bei der das Spiegelverhalten im Algorithmus verankert ist, kann ein zufriedenstellendes Folgeverhalten gewährleistet werden.

Der Fehler entsprechend Gl. (7.7) fällt von $5,46 \cdot 10^{-8}$ bei der PID auf $4,39 \cdot 10^{-9}$ bei der AIC und $3,07 \cdot 10^{-9}$ bei der PHAIC. Zur Sicherstellung der Richtigkeit der Ergebnisse wurden die Versuche mehrmals durchgeführt. Die Standardabweichung ist der Abbildung 7.15 zu entnehmen und bewegte sich zwischen den Werten $0,35 \cdot 10^{-9}$ und $0,85 \cdot 10^{-9}$. Darüber hinaus visualisiert Abbildung 7.15 die beschriebenen Fehlerwerte und beinhaltet auch die Fehler für die Federtrajektorie bei einer Bewegung um die Mittelposition.

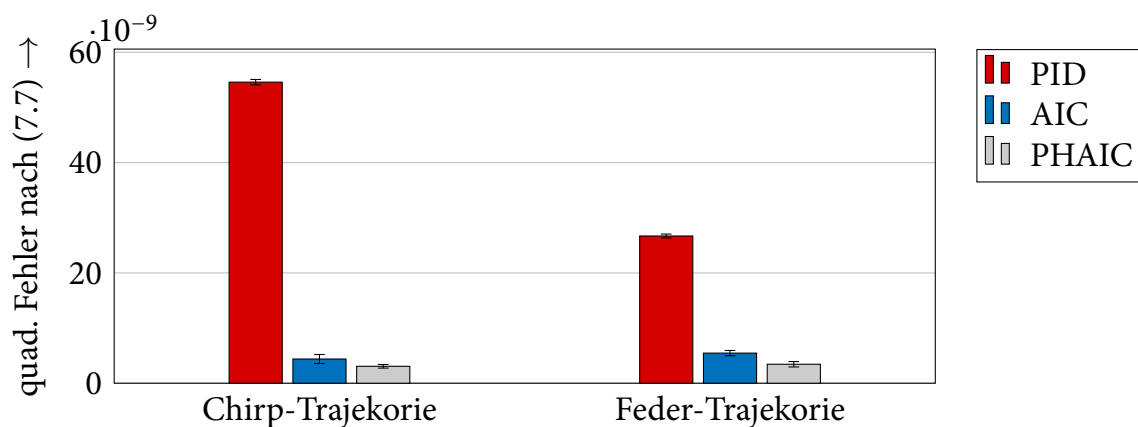


Abbildung 7.15: Gegenüberstellung der spiegelseitigen Fehler der untersuchten Trajektorien

Analog zu den Untersuchungen an der Chirp-Trajektorie wurde das Spiegelverhalten mit den drei Reglern an der Feder-Trajektorie (Abb. 3.4, rechts) untersucht. Abbildung 7.16 illustriert die zugehörigen Reglerverhalten. Aufgrund vieler einfacher Bewegungsmuster ist der Fehler für den analogen PID-Regler im Vergleich zur Chirp-Trajektorie hier geringer. Dennoch sind die Unterschiede zur PHAIC sowohl im Verlauf als auch in den Fehlerwerten deutlich sichtbar. Abbildung 7.16 ist in zwei Teile aufgespalten. Für die linke Seite wurde die Trajektorie wie zuvor um die Nullposition abgefahren. Dabei handelt es sich um den Bereich, welcher zur Adaption genutzt wurde und für welchen

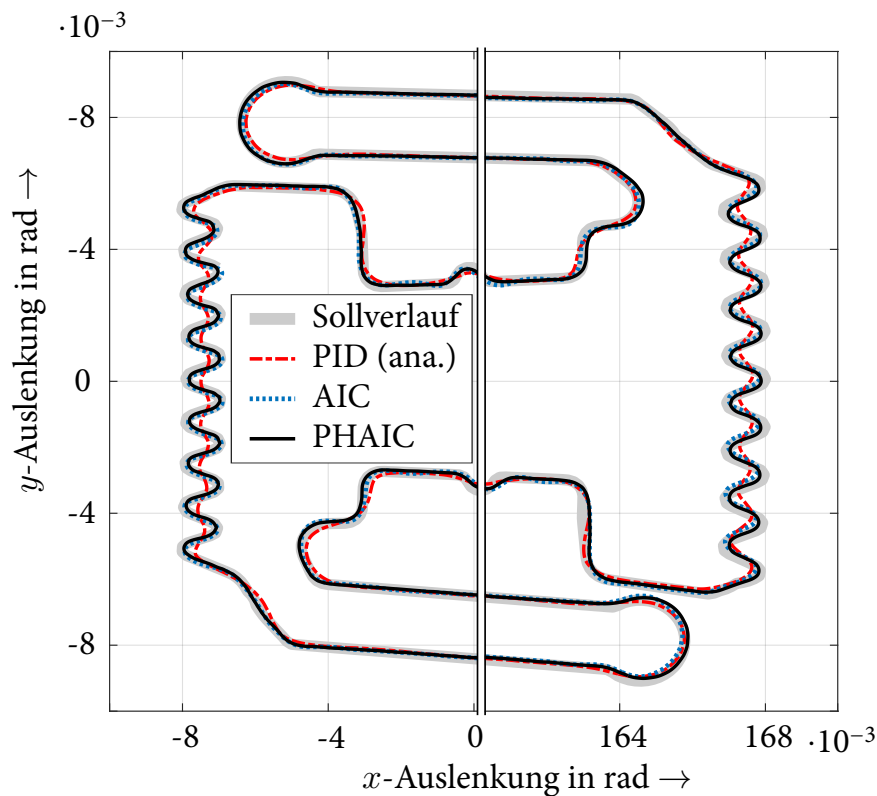


Abbildung 7.16: Spiegelseitiger Reglervergleich am Beispiel der Feder-Trajektorie an zwei Positionen; links: mittige Position, rechts: Verlagerung um 0,16 Radianen

die PHAIC optimal ausgelegt wurde. Mit den identischen Reglereinstellungen fand anschließend eine Untersuchung des Verhaltens bei derselben Trajektorie um eine um 0,16 Radianen verlagerte Position statt (Abb. 7.16, rechts). An dieser Stelle wirkt bereits deutlich der nichtlineare Einfluss der positionsabhängigen Drehmomentkonstante mit einer Abschwächung des Drehmoments um etwa 1,5 %. Ein Vergleich zwischen der linken und der rechten Seite in Abbildung 7.16 zeigt keinen merklichen Unterschied. Bei einer Signaluntersuchung stellte sich jedoch eine Erhöhung der Positionsabweichung

Tabelle 7.3: Spiegelseitiger Fehler nach Gl. (7.7) der untersuchten Trajektorien in 10^{-9}

Trajektorie gemäß Abb. 3.4	PID	AIC	PHAIC
Chirp-Trajektorie um $x = 0$	54,6	4,39	3,07
Feder-Trajektorie um $x = 0$	26,7	5,46	3,44
Chirp-Trajektorie um $x = 0,16$	56,7	9,02	6,29
Feder-Trajektorie um $x = 0,16$	31,4	12,6	7,44

für alle Regler heraus. In Tabelle 7.3 sind die Fehler der untersuchten Trajektorien zusammengefasst. Dabei wurde auch die Chirp-Trajektorie um die verlagerte Position ausgewertet. Wie die Fehlerwerte zeigen, ist die PHAIC an allen Positionen und bei allen Trajektorien den anderen Reglern überlegen. Abhängig vom Anwendungsfall konnte der Fehler durch das PHAIC-Vorgehen um bis zu 94,6 % im Vergleich zur PID-Regelung und um bis zu 37,0 % im Vergleich zur AIC-Regelung reduziert werden.

Nach der Analyse zu den Versuchstrajektorien soll nun die Dynamiksteigerung im Allgemeinen beurteilt werden. Hierfür enthält Abbildung 7.17 zwei Bode-Diagramme mit jeweils einem Amplitudengang pro Scannerachse. Für beide Galvanometer ist das Übertragungsverhalten vom Sollsignal zum Spiegel bzw. zum Sensor aufgezeichnet. Im unteren Frequenzbereich sind die Graphen der beiden Galvanometerpositionen in Form der Filter w_{sen} und w_{spi} , welche die PID-Regelung widerspiegeln, noch identisch und sie können das Sollverhalten mit einer Amplitudenverstärkung von 0 dB (= 1)

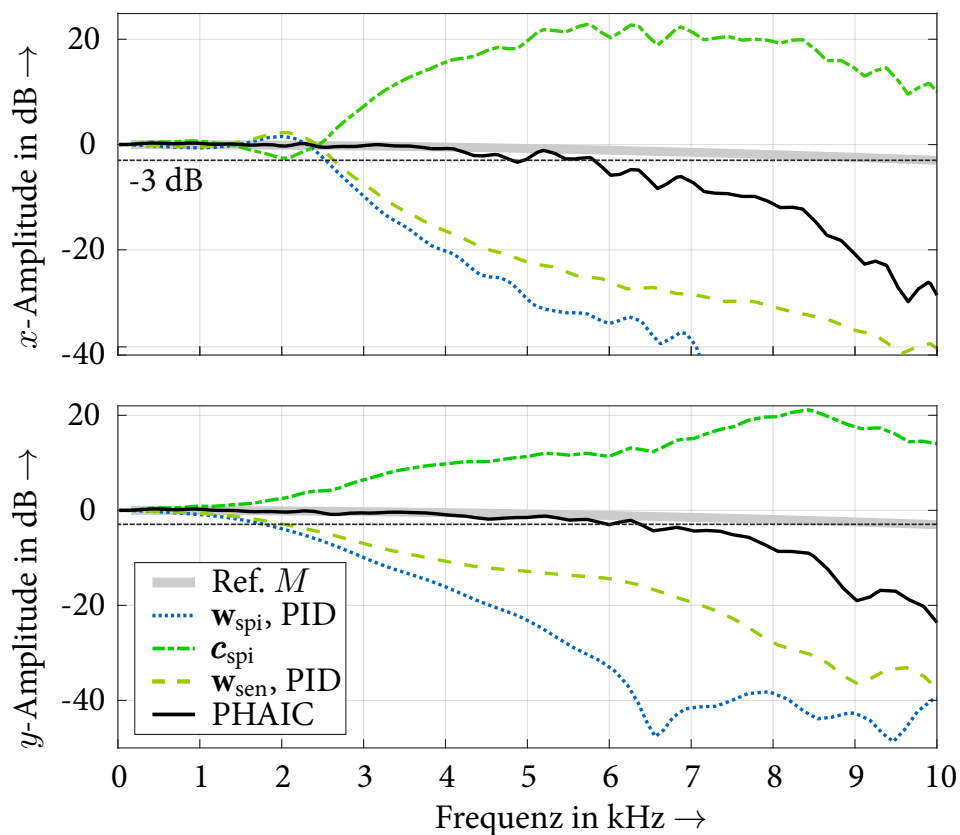


Abbildung 7.17: Bode-Diagramm des Racoon unter Verwendung von PHAIC in Anlehnung an ZAEH & PIECZONA (2018)

korrekt abbilden. Ab gewissen Frequenzen teilen sich die Amplitudengänge und die Amplitude des Sensors w_{sen} fällt deutlich schneller ab. Dies ist auf die Antiresonanz im Frequenzverlauf zurückzuführen. Die Antiresonanz der y -Achse ist sogar sehr gut sichtbar. Sie befindet sich bei 6,5 kHz, was dem Wert aus den Strukturdynamikanalysen in Abschnitt 6.2.5 entspricht. Bei der x -Achse wird darüber hinaus das Schwingungsverhalten in der Grundbewegung (siehe Abb. 6.17) ersichtlich, was sich in einer Überhöhung bei etwa 2 kHz äußert.

Auf der Basis des Systemverhaltens und der Filter w_{spi} konnten die beiden Vorsteuerfilter c_{spi} für die x - und die y -Achse der PHAIC adaptiert werden. Diese kompensierten den Amplitudenabfall durch eine Verstärkung von über 20 dB in einigen Frequenzbereichen. Für die x -Achse musste das schwingende Verhalten unterdrückt und daher die Amplitude im Bereich der 2 kHz reduziert werden. Daher war neben einer Verstärkung auch eine Dämpfung durch die Invertierung notwendig. So verhält sich am Ende das Gesamtsystem der PHAIC und damit an den Spiegelpositionen weitestgehend wie das Referenzmodell M .

Wird an dieser Stelle analog zu ZAEH & PIECZONA (2018) die -3-dB-Grenze als Benchmark für die Dynamiksteigerung genommen, so kann auf Basis von Abbildung 7.17 eine deutliche Verschiebung dieser Grenze in den höheren Frequenzbereich beobachtet werden. Für die x -Achse steigt diese Grenze von 2,6 kHz durch die PHAIC auf 5,8 kHz. Im Falle der y -Achse fällt die Dynamiksteigerung noch höher aus, denn die Grenze kann von 2,0 kHz auf 6,4 kHz angehoben werden.

Die bisherigen Abweichungsbetrachtungen fokussierten sich auf einen quadratischen Fehler, wodurch ein weiter Abstand zur Solltrajektorie einer stärkeren Bestrafung unterliegt. Um ein besseres Gefühl für die zu erwartende Diskrepanz zum Sollverlauf zu erhalten, wurde der Fehler auf den Durchschnittswert in Radianten vereinfacht und für die beiden Versuchstrajektorien in Abbildung 7.18 aufgetragen. Wie dem Diagramm zu entnehmen ist, bewegen sich die Fehler der beiden neuen Regelungsverfahren in einem ähnlichen Bereich für beide Trajektorien. Dabei bezieht sich der Durchschnittsfehler auf das Spiegelverhalten und überschreitet im Falle der PHAIC nicht den Wert von $5 \cdot 10^{-5}$ Radianten. Bei einer Schneidoperation kann den Kennzahlen entsprechend davon ausgegangen werden, dass der Einsatz eines PID-Reglers eine mindestens 2,5-fache durchschnittliche Abweichung in der vereinfachenden Normierung des Fehlers zur Folge hätte.

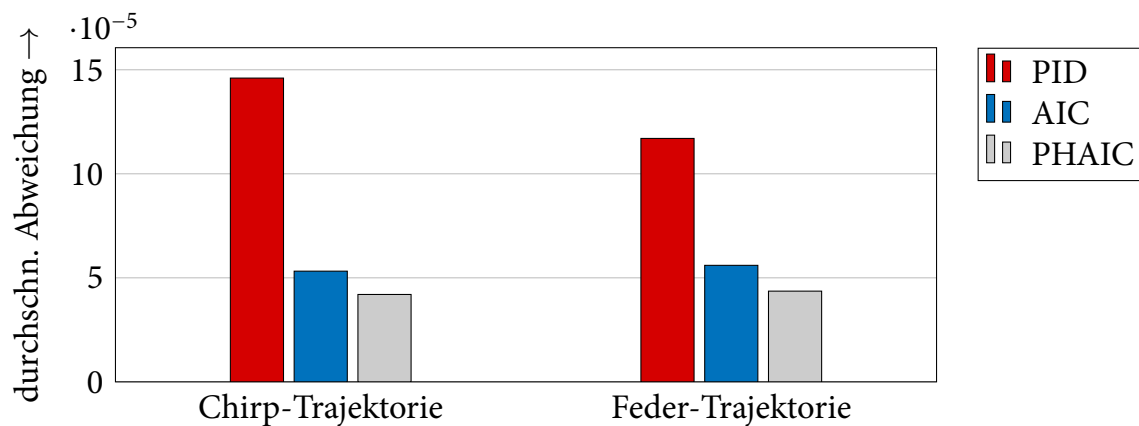


Abbildung 7.18: Gegenüberstellung der durchschnittlichen spiegelseitigen Fehler der untersuchten Trajektorien

7.5 Komponentenschutzmethoden

Durch den Einsatz von AIC und folglich eine höhere Bewegungsdynamik werden die Galvanometer stärker belastet. Dies wird beispielsweise bei einer Betrachtung der Stromsignale unter Verwendung der AIC sichtbar. Bei ausreichender Kühlung oder einer Erweiterung des Kühlkonzeptes ist der Einsatz der neuen Regelungsstruktur problemlos möglich. Sollte diese Voraussetzung nicht erfüllt sein und der Scanner einer starken Auslastung unterliegen, ist eine thermische Überwachung der Antriebe und der Elektronik notwendig, um sicherzustellen, dass die Galvanometer nicht überlastet werden. Die Spule ist in einem Harz eingelassen, welches laut Datenblatt nur eine Temperatur von 50°C verträgt. Wie im Kapitel zum Stand der Technik und Forschung (Kap. 4) aufgezeigt, beschäftigten sich einige Arbeiten mit dem Thema der Temperatureinflüsse und -auswirkungen. Zu nennen sind hierbei LIU ET AL. (2016) und MAEDA & IWASAKI (2016). Die Autoren konzentrierten sich jedoch auf schwankende Parameter und nicht auf mögliche Beschädigungen.

Daher wird im Zuge dieses Teilkapitels das Thema des Komponentenschutzes durch Untersuchung des Wärmeeintrags anhand des Stroms kurz adressiert. Bereits der Hersteller der verwendeten Galvanometer empfiehlt Maximalwerte für die Stromstärke in den Antrieben. Daher wird in den folgenden Unterabschnitten zunächst untersucht, wie ein akkurates Stromsignal ermittelt und anschließend für eine Temperaturabschätzung des Galvanometers verwendet werden kann.

7.5.1 Signalbestimmung

Bestehende Scannersysteme besitzen zumeist keine Sensoren zur Spannungs- oder Strommessung, sodass kein unmittelbarer Rückschluss auf die Leistung im Galvanometer bzw. die Wärmeentwicklung möglich ist. Soll nun ein in der Industrie eingesetzter Scanner um die AIC oder PHAIC erweitert werden, ist die entsprechende Wertabschätzung für das Stromsignale I und die Spannung U softwareseitig durchzuführen. Hierfür sind verschiedene Ansätze möglich. Beispielsweise ist eine physikalische Betrachtung denkbar, wofür ein Strommodell gemäß Gl. (6.5) Anwendung finden könnte. Für den weiteren Verlauf wurde jedoch ein Vorgehen bevorzugt, welches auf der LMS-Methodik der bisherigen Arbeit aufbaut. Da bereits gezeigt werden konnte, dass sich die Stromdynamik (Eingang: Spannung, Ausgang: Strom) linear verhält, liegt der Einsatz eines FIR-Filters als Strommodell nahe. Die Grundlage stellt ein geregeltes System dar, welches mit AIC ausgestattet wurde. Damit besteht die Kenntnis aller notwendigen Parameter zur Einstellung der adaptiven Positionsregelung. Einer dieser Parameter lautet r_w und spiegelt die Länge des Filters w wider. Ist die Impulsantwort für die Spiegelbewegung bekannt, so kann entsprechend den Anforderungen an die zu definierenden Parameter festgehalten werden, dass der Bewegungsimpuls nach r_w -Zeitschritten abklingt. Daher muss auch die Impulsantwort in dieser Zeitspanne des Stroms abklingen. Denn ist keine Bewegung im System vorhanden, kann kein Strom fließen und vice versa. Der LMS und eine Adaption gemäß Abbildung 2.3 eignen sich daher, um die Stromdynamik abzubilden und ein entsprechendes Filter zu adaptieren.

Analog zur eingangsseitigen Modellbildung in Unterkapitel 6.4 wird das Eingangssignal durch den Sollverlauf der Position repräsentiert. Im Modell wird für den Ausgang jedoch nicht der Winkelausschlag, sondern der Strom hinterlegt. Es muss somit einmal das Stromsignal am Scanner, beispielsweise mittels einer Strommesszange, gemessen und dem Algorithmus für einen Lernvorgang übergeben werden. Eine spätere Anpassung des Modells an sich ändernde Bedingungen und damit eine Wiederholung der Adaption ist möglich, jedoch aus wirtschaftlicher Sicht nicht sinnvoll. Der Sinn dieser Abschätzung ist eine ungefähre Wertbestimmung, welche den Grad eines kritischen Zustandes beschreibt. Eine hochgenaue Wiedergabe der Stromstärke ist folglich nicht notwendig.

Zur adaptiven Erfassung des Stromverhaltens für den *Racoon* wurde dem Scanner ein TFS-Fraktal vorgegeben. Dabei ergaben sich die in Abbildung 7.19 dargestellten FIR-

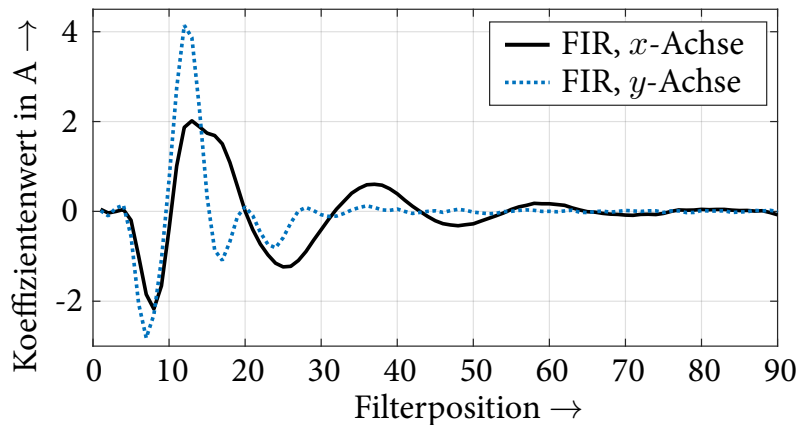


Abbildung 7.19: Adaptierte FIR-Filter zur Darstellung der Stromdynamik

Filter, welche den Strom-Impulsantworten entsprechen. Beide Filter wurden mit einer Länge von 90 Zeitschritten bzw. Filterpositionen definiert, wobei die y -Achse, identisch zur Impulsantwort des Winkels (siehe Abb. 6.17), in deutlich weniger Samples abbildbar wäre. Der stärkere Anstieg zu Beginn des Filters lässt auf die höhere Massenträgheit der y -Achse schließen. Es ist ein stärkeres Drehmoment notwendig und folglich ist hierfür ein höherer Strom zur Bewegung dieser Achse erforderlich. Die Schwingung der x -Achse ist auch im Stromsignal sichtbar. Diese Schwingung ist die Ursache für die Notwendigkeit eines Filters mit so vielen Einträgen.

Eine Gegenüberstellung von Messung und Abschätzung durch das FIR-Filter am Beispiel der x -Achse zeigt eine sehr gute Übereinstimmung, wie anhand von Abbildung 7.20 zu sehen ist. Dabei wäre auch die Abschätzung anderer Zustände mit diesem Vorgehen möglich. So lassen sich beispielsweise die Geschwindigkeit oder die Spannung in Form

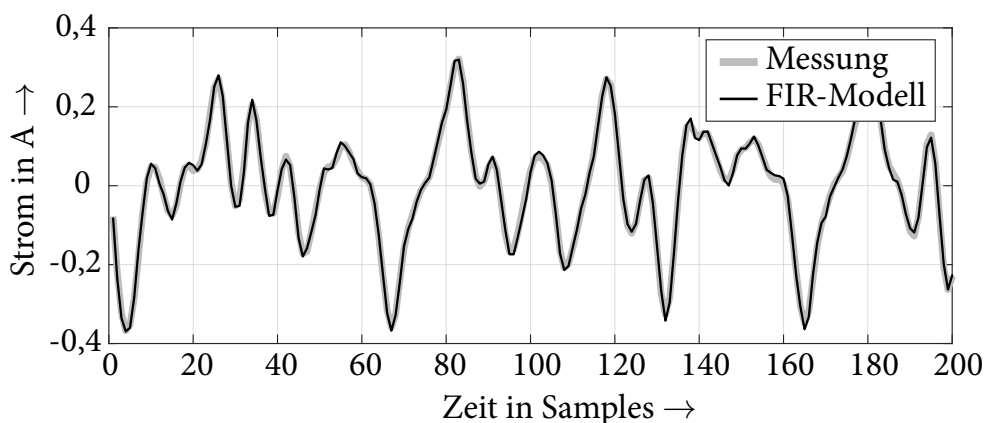


Abbildung 7.20: Validierung des FIR-Strommodells am Beispiel der x -Achse

eines FIR-Filters rekonstruieren. Im vorliegenden Fall qualifiziert sich die grundlegende AIC-Methodik für den Einsatz als eine Art digitaler Sensor zur Ermittlung der Stromstärke. Es ist jedoch zu beachten, dass es sich an dieser Stelle um keinen klassischen Zustandsbeobachter entsprechend der Definition von SKOLAUT (2014) oder LUNZE (2014a) handelt. Für einen Zustandsbeobachter wäre eine Rückführung eines Ausgangs notwendig und die Beobachtbarkeit der Systemdynamik müsste vorliegen.

7.5.2 Wärmetransportansatz

Die erlaubten maximalen und durchschnittlichen Stromstärken für ein Galvanometer des verwendeten Typs sind im Datenblatt CAMBRIDGE TECHNOLOGY (2016) zu finden. Für eine reine Überwachung des Stromsignals kann das im vorherigen Abschnitt aufgeführte modellbasierte Verfahren angewandt werden. Eine andere Möglichkeit ist die Abschätzung der Galvanometer-Kerntemperatur anhand des Strommodells (PIECZONA ET AL. 2016b). Die folgende Beschreibung gibt einen kurzen Überblick über die Methode von PIECZONA ET AL. (2016b).

Die Basis zur Abbildung des Wärmetransports und zur Erfassung der Systemtemperatur y_T bildet bei einem Galvanometer bzw. zylindrischen Körper die parabolische, partielle Differentialgleichung zweiter Ordnung nach POLIFKE & KOPITZ (2009):

$$\frac{\delta y_T(\varrho, t)}{\delta t} = a \left(\frac{\delta^2 y_T(\varrho, t)}{\delta \varrho^2} + \frac{1}{\varrho} \frac{\delta y_T(\varrho, t)}{\delta \varrho} \right). \quad (7.8)$$

Die darin enthaltenen Ableitungen beziehen sich auf einen Radius ϱ und die Zeit t . Der materialabhängige Parameter a setzt sich aus der Wärmeleitfähigkeit, der Dichte und der spezifischen Wärmekapazität zusammen. Um die Außenbereiche des Systems beschreiben zu können, sind Randbedingungen notwendig, welche sich in die drei Arten nach *Dirichlet*, *Neumann* und *Cauchy* unterteilen lassen (POLIFKE & KOPITZ 2009). Mit den aufgestellten Gleichungen wird das Verhalten des Galvanometers zweidimensional beschrieben, wie es in Abbildung 7.21 illustriert ist. Die vorliegenden Annahmen sind ein rotationssymmetrisches Verhalten und keine Wärmeleitung in die Mitte des Galvanometers. Dadurch reduziert sich das Temperaturfeld auf Polarkoordinaten (Radius ϱ) und die Zeit t .

Eine analytische Lösung von Gl. (7.8) ist durchaus anspruchsvoll. Um ein echtzeitfähiges Modell zu erhalten, wird die Gleichung örtlich diskretisiert, wie es beispielsweise

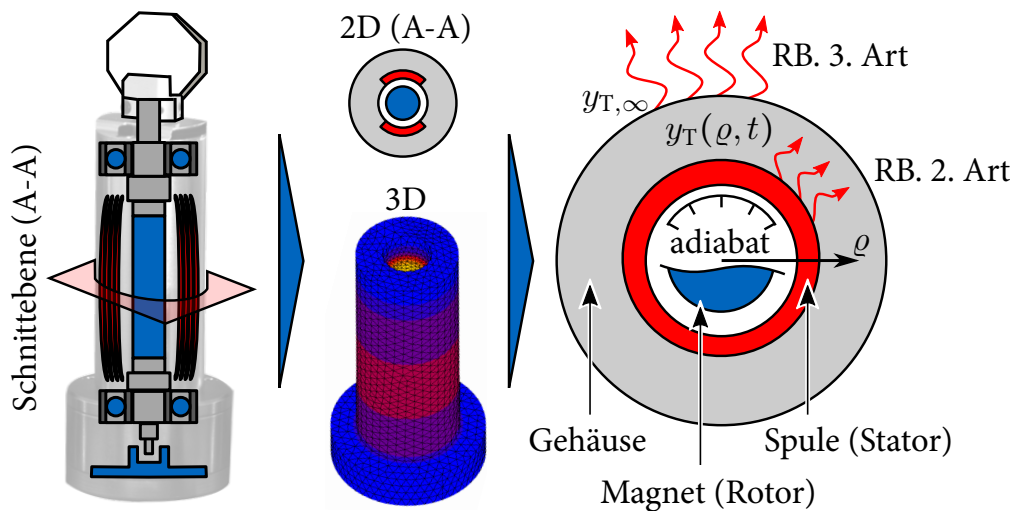


Abbildung 7.21: Modellbildung für eine Wärmetransportuntersuchung bzw. Temperaturfeldschätzung eines Galvanometers in Anlehnung an PIECZONA ET AL. (2016b)

HOFFMANN ET AL. (2006) vorschlagen. Die daraus resultierende gewöhnliche DGL, welche den Wärmestrom im Vollmaterial aus Gl. (7.8) beschreibt, besitzt die Form

$$\left. \frac{\delta y_T(\varrho, t)}{\delta t} \right|_{i, \varrho} = a \left(\frac{y_{T, i-1}(t) - 2T_i(t) + y_{T, i+1}(t)}{\Delta \varrho^2} - \frac{y_{T, i-1}(t) - T_{i+1}(t)}{2\Delta \varrho^2} \right). \quad (7.9)$$

Dabei entspricht $\Delta \varrho$ einem gleichbreiten Abstand in der Diskretisierung. Der indizierende Parameter i bezieht sich auf einen diskreten Punkt, wobei durch die Indizes $i \pm 1$ ausgesagt wird, dass je ein benachbarter Punkt von i in die Berechnung einfließt. Durch Erweiterung dieser Gleichung können passende Randbedingungen eingebunden werden, wie PIECZONA ET AL. (2016b) zeigen.

Die Parameter für eine Simulation des Temperaturverhaltens über obige Gleichungen können zum Teil direkt den Materialdatenblättern entnommen werden. Für den vorliegenden Fall ist eine leichte Anpassung der Parameter notwendig. Abbildung 7.22 stellt die Temperaturdaten eines Messversuchs zweierlei Modellen gegenüber. Zum einen ist das Verhalten eines Modells ohne angepasste Parameter dargestellt. Zum anderen ist eine optimierte Variante abgebildet. Die Optimierung fand dabei im Zeitbereich statt und bezog sich auf mehrere Messungen. Da das Galvanometer im ausgebauten Zustand untersucht wurde, beschreibt das Verhalten der Außenseite eine Randbedingung dritter Art. Um das Galvanometer herrscht die Temperatur $y_{T, \infty}$. Die Spule im Inneren des Antriebs entspricht einer Wärmequelle, was eine Randbedingung zweiter Art bedeutet. Der rechte Teil von Abbildung 7.21 visualisiert die Zusammenhänge.

Das Ergebnis der Simulation in Abbildung 7.22 zeigt, wie realitätsnah das Temperaturverhalten am Beispiel des äußeren Bereichs geschätzt werden konnte. Dabei wurden nur sechs diskrete Punkte bzw. Zustände für das finale Modell gewählt, welches sich nach der Diskretisierung und dem Einpflegen der Randbedingungen in ein ZRM entsprechend Gl. (2.19) umformen ließ. Dementsprechend lag bzw. liegt nun ein echtzeitfähiges dynamisches Modell vor, welches eine akkurate Abschätzung des Temperaturfelds im ganzen Galvanometer wiedergibt und eine Warnung erzeugen kann, falls eine kritische Innentemperatur in der Nähe der Spule erreicht wird.

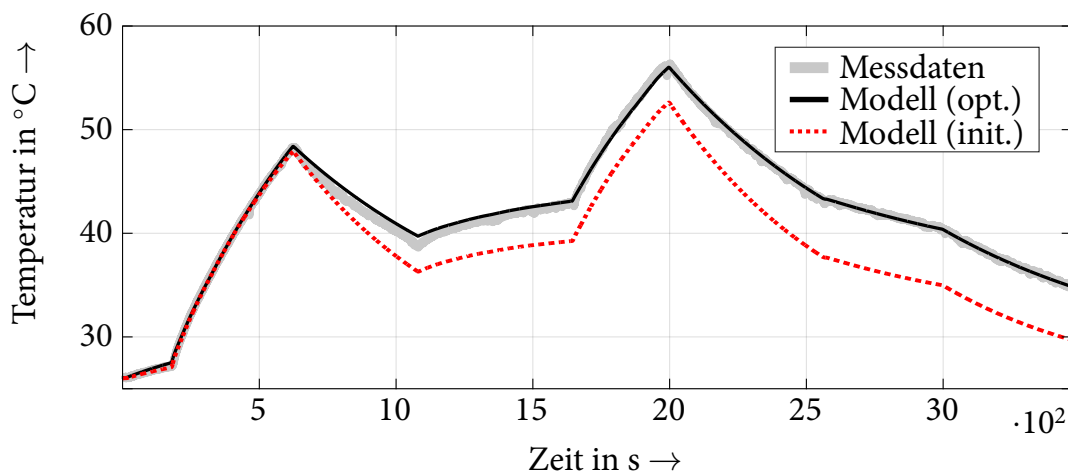


Abbildung 7.22: Validierung des Wärmetransportmodells am Beispiel der x -Achse in Anlehnung an PIECZONA ET AL. (2016b)

7.6 Fazit zur Dynamiksteigerung

Um die Dynamik von Galvanometer-Laserscannern ohne eine Änderung an der Hardware steigern zu können, wurde in diesem Kapitel eine neuartige Regelung entwickelt. Zunächst fand ein Vergleich verschiedener Regelungsansätze statt. Es kristallisierten sich adaptive Verfahren als vielversprechende Regelung heraus, wobei der Fokus auf die AIC gelegt wurde. Da eine Anwendung in der Ursprungsform dieser Regelung nach WIDROW & WALACH (1996) keine zufriedenstellenden Ergebnisse lieferte, fand eine Anpassung der Methode an die Anforderungen eines Galvanometer-Laserscanners statt.

Eine erfolgreiche Anwendung der AIC an einem Scanner geschieht nach der Definition von lediglich fünf Parametern. Drei dieser Parameter, welche die Länge der zu berechnenden Filter sind, lassen sich aus der stabilen Impulsantwort eines Galvanometers

bestimmen. Die zwei fehlenden Parameter sind das Referenzmodell (Wunschverhalten) und die Adaptionsgeschwindigkeit des Lernverfahrens. Das Referenzmodell ist notwendig, um hochfrequente Signalanteile herauszufiltern und die beiden Galvanometer in Bezug auf ihr Verhalten aufeinander abzustimmen. Die maximale Adaptionsgeschwindigkeit lässt sich analytisch bestimmen, wobei auch niedrige Werte zu einem schnellen Lernvorgang führen. Am Versuchsstand konnte die Dynamiksteigerung nachgewiesen und der Trajektorienfolgefehler, verglichen zu einer analogen PID-Regelung deutlich reduziert werden. Dabei stellte die analoge PID-Regelung den bisherigen Stand der Technik dar.

Da sich die AIC auf das Sensorverhalten bezieht, während eines produktionstechnischen Prozesses mit einem Scanner jedoch die tatsächliche Spiegelbewegung ausschlaggebend ist, fand eine Erweiterung von der AIC zur PHAIC statt. Hierbei wurde durch ein Vorgehen in vier Schritten das Spiegelverhalten in die Regelung integriert. Zur Kompensation der Ausrichtungsfehler der Komponenten und zur Datenerfassung finden gemäß der dazu definierten Prozedur vier Fotografien mit einer Digitalkamera Anwendung. Das neue Verfahren basiert auf denselben Parametern sowie Algorithmen wie die AIC und nutzt nur eine andere Datenbasis für den Lernvorgang. Bei der PHAIC handelt es sich um eine optimale Regelung für den Zustand der Fotoaufnahmen, wohingegen die AIC eine kontinuierliche Anpassung an das aktuelle Systemverhalten repräsentiert. In einer Validierungsbetrachtung konnte gezeigt werden, dass durch die PHAIC der quadratische Folgefehler um fast 95 % reduziert und die abbildbare Frequenz auf Basis der -3-dB-Grenze mehr als verdreifacht werden konnten.

Aufgrund der neuen adaptiven Regelungsmethode von Scannersystemen kann es zu einer höheren Kerntemperatur in den galvanometrischen Antrieben kommen. Daher wurde abschließend ein Ansatz zum Komponentenschutz im Sinne einer modellbasierten Temperaturbegrenzung vorgeschlagen. Die Grundlage hierfür bildeten ein adaptives Filter und ein diskretes Wärmetransportmodell.

8 Betrachtung der Übertragungsmöglichkeiten

In den vergangenen Kapiteln wurde ein neuartiger Ansatz zur Modellierung und regelbasierten Dynamiksteigerung eines Galvanometer-Laserscanners eingeführt. Die Entwicklung des Ansatzes fand in allgemeingültiger Art und Weise für Scannersysteme statt und wurde dabei an dem in Kapitel 3 vorgestellten Versuchsstand validiert. Dabei lag der Fokus auf einem mittelgroßen 2D-Scanner des Typs *Racoon* der ARGES GmbH. Im vorliegenden Kapitel wird die Übertragbarkeit der neuen Modellierungs- und Regelungsmethoden untersucht. Hierzu wurden zwei weitere Scanner näher betrachtet und mit der AIC versehen. Zum einen handelte es sich um einen *ARGES Elephant* mit einer deutlich größeren Apertur. Zum anderen wurde ein *Prototypensystem (PTS)* in Anlehnung an einen *Racoon*-Scanner mit komplett digitalem Regelkreis betrachtet. Obwohl es sich stets um ARGES-Scanner handelte, ist der Nachweis einer allgemeingültigen Übertragung an dieser Stelle führbar, da der grundlegende Aufbau der Scanner im Wesentlichen identisch zu anderen Herstellern ist.

Im folgenden Unterkapitel wird ein Blick auf die TSSD gerichtet. Die Anwendung der flächenbasierten Modellierung am *Elephant* zeigt den Einsatz an einem deutlich größeren Spiegel als in den Untersuchungen in Abschnitt 6.2.5. In Unterkapitel 8.3 werden die beiden neuen Testsysteme modelliert und die Untersuchung ihres Verhaltens beschrieben. Dabei konzentriert sich der Abschnitt auf die eingangsbasierte Modellierung eines stabilisierten Systems mit FIR-Filter, sodass im letzten Unterkapitel die AIC sowie die Dynamiksteigerung an beiden Systemen evaluiert werden können.

8.1 Problemstellung

Der *ARGES Elephant* (Abb. 8.1) ist ein 3D-Galvanometer-Laserscanner für den Einsatz von Lasern hoher Leistung, wodurch er vornehmlich bei Schweiß- und Schneidoperationen verwendet wird (ARGES GMBH 2018). SCHWEIER (2015) nutzte diesen Scannertyp

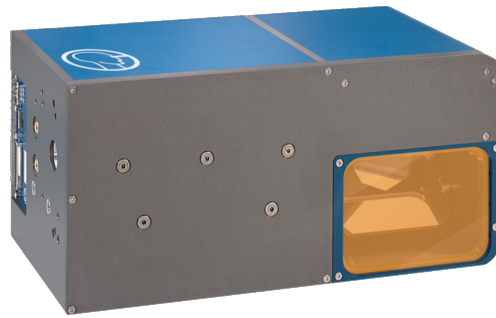


Abbildung 8.1: Scanner vom Typ ARGES Elephant in Anlehnung an ARGES GMBH (2018)

für seine Untersuchungen zum Schweißen mit überlagerter Strahloszillation und forderte bei hochfrequenten Bewegungsabläufen eine höhere Dynamik. Er entwickelte eine eigene Kompensationsstrategie zur Fehlerreduzierung, welche jedoch nur für die Strahloszillation dienlich ist und sich nicht für beliebige Trajektorien eignet. Der *Elephant* stellt somit ein gutes Untersuchungsobjekt zur Überprüfung der allgemeingültigen Dynamiksteigerung mittels AIC dar. Beim verwendeten *Elephant*-Scanner handelte es sich um ein unmodifiziertes Industrieprodukt mit einer Sollpositionsvorgabe als Eingang und einer analogen PID-Regelung, welche von ihrer grundlegenden Funktionsweise der des *Racoon* ähnelte.

Der zweite Scanner mit der Bezeichnung PTS glich dem *Racoon* hinsichtlich seiner Galvanometer und der Baugröße. Die analoge Regelung wurde jedoch durch eine digitale Variante ersetzt. Somit lag die Hardware des Galvanometers als offener Regelkreis vor, welcher als Eingang die Spulenspannung und als Ausgang die Winkelposition aufwies. Der zur Stabilisierung installierte Regler besaß eine 2DoF-Struktur, wie sie in Abbildung 4.1 aufgeführt ist. Darüber hinaus wurde die Regelung herstellerseitig mit einigen Zusatzfunktionen ausgestattet, um die Performanz zu verbessern. Eine Funktion war beispielsweise die Beschränkung eines Positionsanstiegs $\dot{\varphi}$, sodass der Fehlerregler der 2DoF aggressiv ausgelegt werden konnte. Darüber hinaus enthielt der Regler einen I-Anteil, um störende, nichtlineare Einflüsse zu reduzieren. Für den Einsatz der AIC lag somit ein den Anforderungen entsprechend stabilisiertes System vor, welches ein teilweise nichtlineares Verhalten durch die zusätzlichen Funktionen aufwies. Es handelte sich um eine bereits im Vorfeld stark optimierte Variante einer Galvanometerregelung.

Das Systemverhalten der beiden neuen Scanner unterscheidet sich somit von dem des bisherigen *Racoon*. Der *Elephant* hebt sich durch seine große Apertur hervor und weist ein deutlich trägeres Grundverhalten auf. Der zweite Scanner geht über den Stand der

Technik zum Zeitpunkt dieser Arbeit hinaus und besitzt eine moderne Grundregelung, welche mit einer nichtlinearen Charakterisierung einhergeht. Zur Validierung der Industrietauglichkeit der AIC wurde beim PTS auf den Einsatz der *dSpace*-Echtzeitanlage vollständig verzichtet.

8.2 Übertragung der TSSD

Die TSSD aus Kapitel 5 wurde als eine allgemeingültige Methode zur flächenbasierten Darstellung des strukturdynamischen Verhaltens entwickelt. Der Nutzen sowie die Anwendbarkeit konnten bereits an einigen Beispielen nachgewiesen werden (siehe Abs. 5.6 und 6.2.5). Daher dient die vorliegende Untersuchung der Beschreibung des Strukturverhaltens und der Schaffung von Systemverständnis zum Verhalten der *Elephant*-y-Achse.

Entsprechend dem Vorgehen in Abbildung 5.1 wurde ein TSSD-Modell abgeleitet. Wie beim *Racoon* war beim *Elephant* nur die Berücksichtigung der ersten Torsionsmode notwendig. Die Mode und eine Approximation der zugehörigen Schwingungsform durch die Funktion $d(x)$ sind in Abbildung 8.2 aufgeführt. Alle anderen Eigenfrequenzen lagen entweder in einem hohen Frequenzbereich oder besaßen bei einer rotatorischen Anregung der Achse kein dominantes Verhalten. Für die Approximation der dominanten Eigenschwingungsform entlang der Reflektionslinie (vgl. Abb. 8.2) eignete sich wieder ein Polynom dritter Ordnung. Das Polynom sowie die normierten Werte des Eigenvektors dieser Mode sind in Abbildung 5.1 eingezeichnet. Die dynamische Beschreibung des Verhaltens konnte folglich analog zu Gl. (6.14) und Gl. (6.15) erfolgen, wobei sich lediglich die Parameter der Gleichungen änderten (vgl. Tab. A.9). Aufgrund

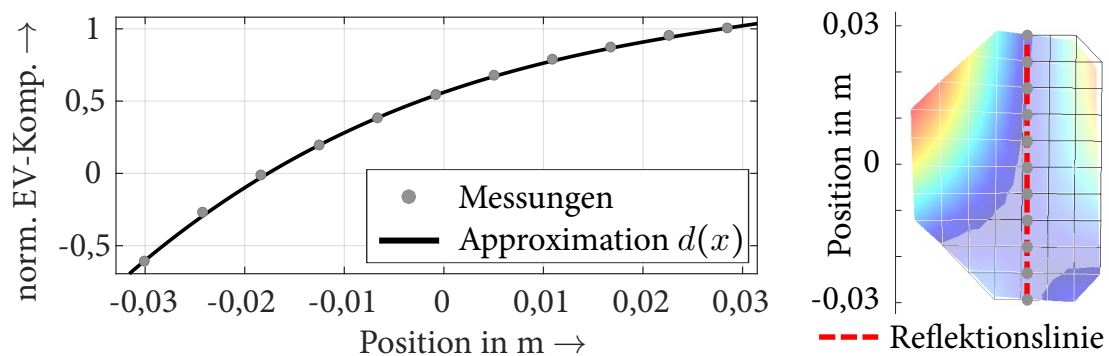


Abbildung 8.2: Approximation der ersten Torsionsmode mittels TSSD am Beispiel des Elephant

der Größe des Spiegels wies die erste Torsionsmode eine niedrige Eigenkreisfrequenz von etwa 3,8 kHz auf.

8.3 Übertragung der Modelle

Ziel der Untersuchung war die Überprüfung der Übertragbarkeit des entwickelten AIC-Ansatzes auf den *Elephant* und das PTS. Daher fand zunächst eine FIR-Modellierung an den beiden neuen Systemen statt. Der *Elephant* wurde in den Aufbau mit dem *dSpace*-Echtzeitrechner aus Abbildung 3.3 integriert. Aufgrund der großen Apparatur, was zu einem trägeren Systemverhalten führt, ist dieses System für einen deutlich geringeren Frequenzbereich ausgelegt als die kleineren Scannervarianten. Um die Filterlängen nicht zu groß wählen zu müssen, fand eine Anpassung der Regelfrequenz auf ca. 24,36 kHz statt, was der Hälfte des Wertes des *Racoon* entspricht. Da es sich beim *Elephant* um ein Industrieprodukt handelte, dessen Firmware nicht auf eine Verknüpfung mit dem *dSpace*-System ausgelegt ist, konnte nur die y -Achse angesteuert werden. Dies ist für die vorliegende Verifikation jedoch vollkommen ausreichend, da der erfolgreiche Einsatz an einer Achse das Regelungsprinzip auch für die andere qualifiziert. Es konnten alle implementierten Algorithmen und Berechnungsvorschriften weiterhin ohne eine programmiertechnische Änderung verwendet werden.

Abbildung 8.3 zeigt die Impulsantwort der y -Achse des *Elephant* in Form des finalen, eingelernten Filters \mathbf{w} . Dabei wird die Trägheit des Systems ersichtlich, da der maximale Ausschlag etwa einem Drittel desjenigen des *Racoon* gemäß Abbildung 6.17 entspricht. Darüber hinaus ist trotz einem schwingungslosen Verhalten ein recht langes Filter notwendig, um die Impulsantwort vollständig abzubilden. Gleichzeitig ist zu

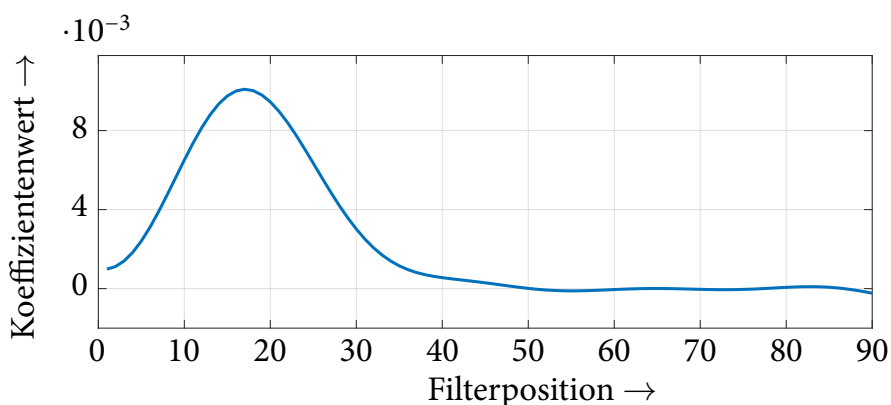


Abbildung 8.3: Adaptierte Impulsantwort des *Elephant* in Form des Filters \mathbf{w}

berücksichtigen, dass die Regelfrequenz im Vergleich zu den Untersuchungen der vorhergehenden Kapitel nur die Hälfte betrug. Ausgehend vom Filter w kann im nächsten Schritt eine Adaption der Inversen stattfinden.

Die große Herausforderung beim PTS bestand in der Umsetzung der adaptiven Struktur. Es wurde auf den Einsatz des *dSpace*-Systems verzichtet und es fand eine direkte Implementierung der AIC auf dem Controller-Board des Scanners statt. Dazu mussten die einzelnen Algorithmen in C++ übersetzt und auf das FPGA und die CPU des PTS aufgeteilt werden. Ziel war es, die Regelung und die Adaption des Filters w weiterhin mit einem Takt von etwa 50 kHz umzusetzen. Obwohl die Invertierung als offline-Prozess anzusehen ist, war die Inversenberechnung mit einem Takt von 50 Hz vorgesehen. Die Rechenleistung des neuen Systems lag mit einem dedizierten Kern und dem FPGA deutlich unter derjenigen der *dSpace*-Anlage, sodass für einen echtzeitfähigen Einsatz mit den geforderten Takten nur eine Scannerachse angesteuert werden konnte. Dabei ist zu beachten, dass diese Plattform einen Prototyp darstellte, welcher nicht explizit für die adaptive Regelung entwickelt wurde. Daher handelte es sich bereits bei der Umsetzung an nur einer Achse um ein komplexes Vorhaben, welches die Rechenkapazität vollkommen auslastete und ein intelligentes Prozess-Scheduling (Ablaufplanung) der einzelnen Regleranteile benötigte.

Abbildung 8.4 zeigt die Impulsantwort des PTS am Beispiel der x -Achse. Eine hohe Dynamik des Ausgangszustands ist durch den schnell abklingenden und hohen Sprung zu erkennen. Dabei weist die Achse ein leicht unruhiges Verhalten auf, was an der Bewegung nach dem 15. Zeitschritt ersichtlich ist. Die Validierung der Eignung einer FIR-Modellierung zeigt sich nicht direkt durch die Impulsantwort in Abbildung 8.4, da der Adaptionsfehler und die Wiedergabetreue nicht erkennbar sind. Ein Vergleich am

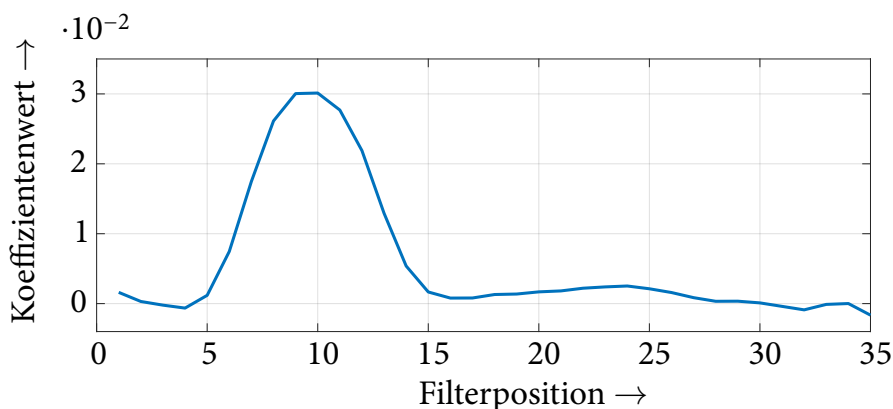


Abbildung 8.4: Adaptierte Impulsantwort der x -Achse des PTS in Form des Filters w

Beispiel eines Teils der TFS-Trajektorie in Abbildung 8.5 visualisiert ein nahezu identisches Verhalten für das adaptierte FIR-Modell und die aufgenommenen Messdaten. Eine ähnlich hohe Qualität des Modells konnte auch beim *Elephant* beobachtet werden.

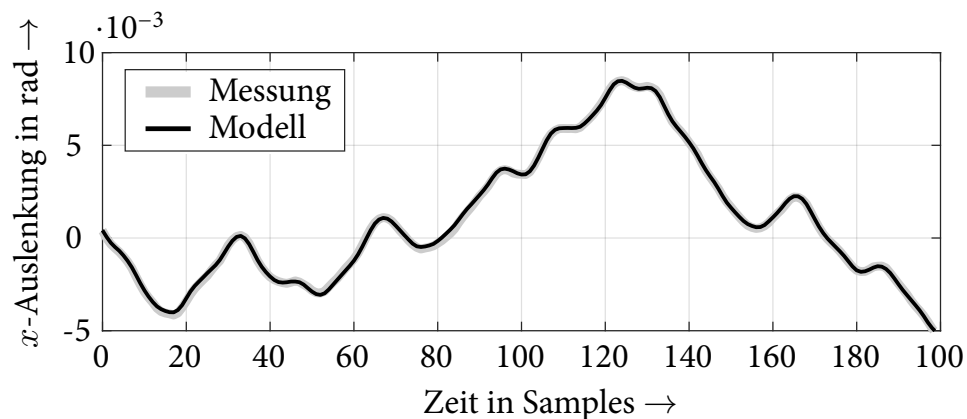


Abbildung 8.5: Gegenüberstellung von Messung und Modellverhalten am PTS für die x -Achse

Zusammenfassend konnte für eine adaptive Modellierung mittels FIR-Filter nachgewiesen werden, dass sich diese Variante zur Abbildung des Systemverhaltens von Scannersystemen sehr gut eignet und auf stabilisierte Galvanometer hervorragend anwendbar ist. Es besteht jedoch die Forderung nach ausreichend Rechenkapazität und einem intelligenten Scheduling.

8.4 Übertragung der Regelung

Zur Dynamiksteigerung beim *Elephant* wurde die AIC erfolgreich eingesetzt. Hierzu dienten das Modell in Abbildung 8.3 sowie das Vorgehen aus Unterkapitel 7.3.1. Abbildung 8.6 zeigt das Verhalten der analogen PID-Regelung und stellt diese der AIC gegenüber. Die Amplitude unter Verwendung der reinen PID-Regelung unterschreitet bereits bei 160 Hz einen Wert von -3 dB (siehe Abb. A.3). Dies führt dazu, dass bereits die ersten Schwingungen im Chirp-Bereich (Abb. 8.6, Vergrößerung) nicht mehr akkurat abgebildet werden können. Der Chirp deckt grundsätzlich in seiner Länge einen Bereich von 1 bis 4 kHz ab. Durch die Halbierung der Regelfrequenz reduziert sich der anzuregende Frequenzbereich auf 0,5 bis 2 kHz bei einer gleichbleibenden Anzahl von 790 diskreten Sollpositionen entsprechend Tabelle 3.1. Ausgehend von den Anforderungen an die Parametrierung der AIC wurde auf Basis von Abbildung 8.3

ein Delay von 20 Zeitschritten abgeleitet. Die Längen der Filter w und c entsprachen 90 und 110 Einträgen. Aufgrund des trägeren Grundverhaltens wurde zur Schonung der Hardware ein Referenzmodell gemäß dem Tiefpassverhalten in Gl. (7.3) mit einer Eckfrequenz von $\omega_M = 4 \cdot 10^4$ rad/s gewählt.

Durch die neuartige Regelung sind sowohl die Dynamik als auch das Führungsverhalten deutlich verbessert worden, wie Abbildung 8.6 anhand der Chirp-Trajektorie (Abb. 3.4, Mitte) belegt. Abrupten Verlaufsänderungen und dem Chirp-Verlauf kann durch die AIC präziser gefolgt werden. Eine quantifizierbare Angabe für die Fehlerwerte der beiden Regelungen kann an dieser Stelle jedoch nicht erfolgen, da der zurückgeführte Zeitstempel bei der Datenübertragung deutliche Varianzen aufwies. Dies war auf die nicht angepasste Schnittstelle zwischen Scanner und Testaufbau zurückzuführen. Ausgehend von den ermittelten Filtern w und c wurde durch den Einsatz der AIC die -3-dB-Grenze von 160 Hz auf 730 Hz gesteigert. Dies entspricht einer deutlich größeren Steigerung als bei der y -Achse des *Racoon* in Abschnitt 7.4.2.

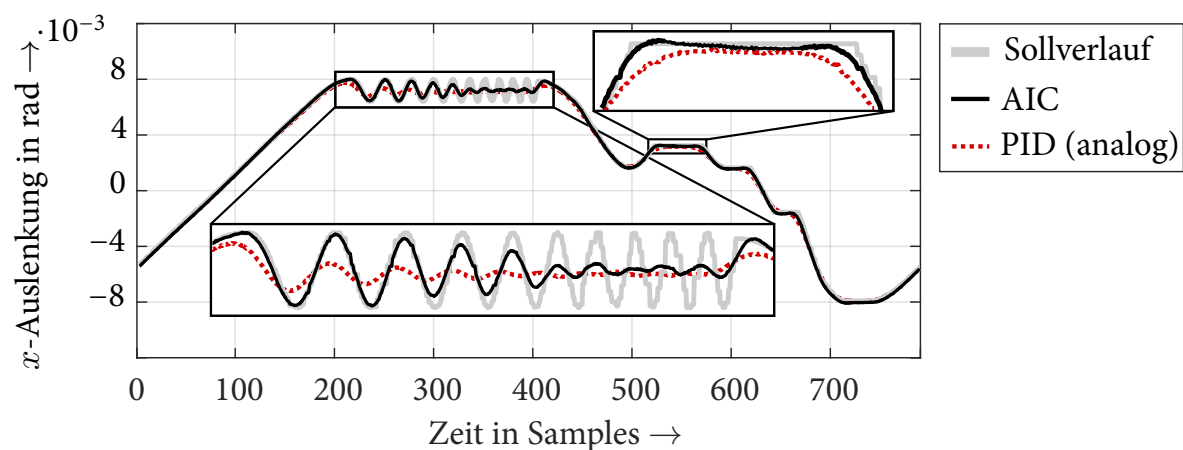


Abbildung 8.6: Reglervergleich am Beispiel der Chirp-Trajektorie für den Elephant

Gleichermaßen wie beim *Elephant* konnte auch für das PTS eine Dynamiksteigerung bewirkt werden. Diese fiel im Vergleich zum *Elephant* geringer aus, war aber dennoch merklich. Der größte Unterschied zwischen der implementierten 2DoF-Regelung und der AIC ist unter Verwendung der TFS-Trajektorie (Abb. 3.4, links) in Abbildung 8.7 zu sehen. Das TFS-Fraktal besteht aus vorwiegend schnellen Richtungswechseln. Die 2DoF glättet die Spitzen dieser Sprünge in einem hohen Grad, wohingegen die AIC dem aggressivem Sollverhalten teilweise gut folgen kann.

Eine Fehleruntersuchung der beiden Regler zeigte unter Verwendung eines quadratischen Fehlermaßes entsprechend Gl. (7.4) eine Verringerung des Fehlers von etwa 24 %.

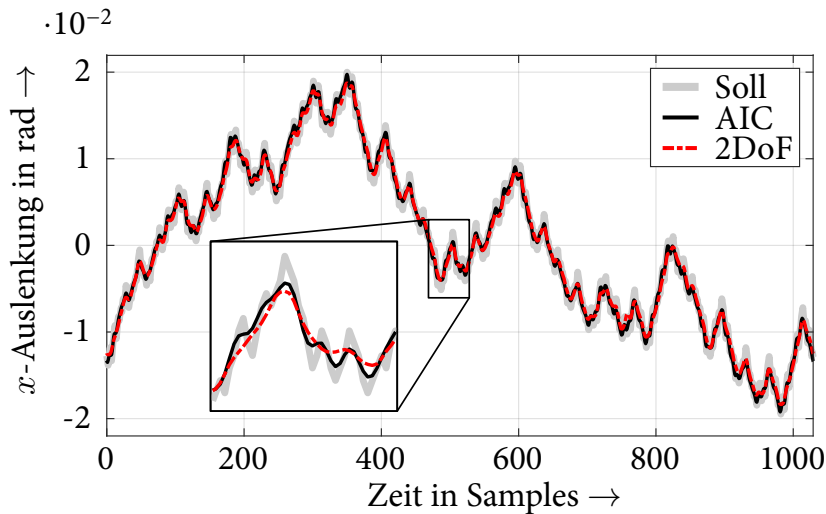


Abbildung 8.7: Reglervergleich am Beispiel der TFS-Trajektorie für das PTS

Bei einer linearen Abweichungsbetrachtung fiel der Fehler um 13 %. Die Fehlerwerte für die Chirp- und die Federtrajektorie sind Abbildung 8.8 zu entnehmen. Die AIC schnitt dabei in beiden Fällen besser als die 2DoF-Regelung des Herstellers ab und reduzierte für beide Trajektorien den linearen Fehler zwischen 7 % und 27 %. Bei der quadratischen Fehlerberechnung herrschten ähnliche Werte vor. Beide Algorithmen durchschreiten in einem vergleichbaren Frequenzbereich die -3 dB, sodass dieses Maß keine konkreten Aussagen über die Dynamiksteigerung zuließ. Mithilfe der AIC fiel jedoch der Amplitudenabfall im höheren Frequenzbereich weniger ausgeprägt aus als bei der 2DoF, was wiederum zu den geringeren Fehlern in Abbildung 8.8 führte. Parametriert wurde die AIC für das PTS auf Basis der Sprungantwort in Abbildung 8.4. Hierbei wurden die Werte $r_w = 35$, $r_c = 45$ und $\Delta T = 10$ gewählt. Das Referenzmodell war weiterhin der Tiefpassfilter nach Gl. (7.3) mit $\omega_M = 1 \cdot 10^5$ rad/s.

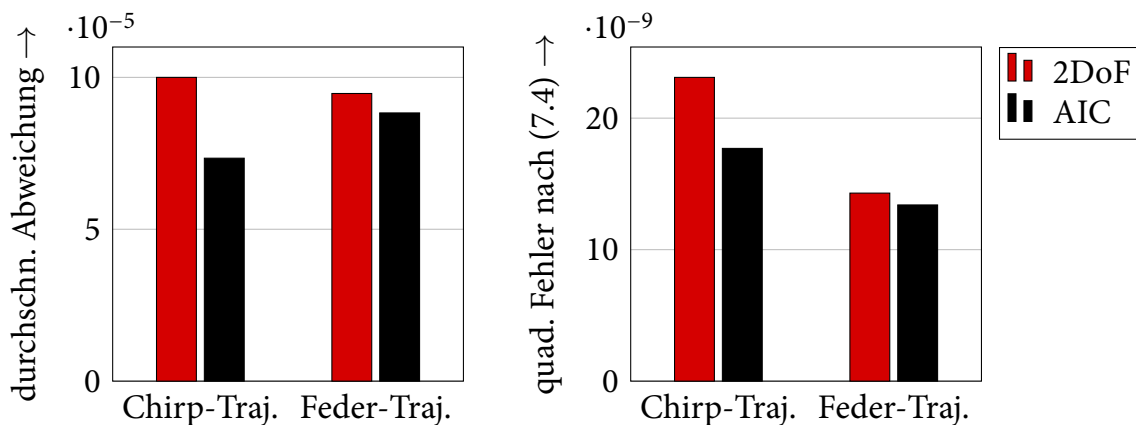


Abbildung 8.8: Gegenüberstellung der Fehler der untersuchten Trajektorien

8.5 Fazit zur Übertragungsmöglichkeit

Neben einem erfolgreichen Einsatz des FIR-Filters als Modellgrundlage konnte nun auch die allgemeine Qualifizierung der AIC-Algorithmik für Galvanometer-Laserscanner nachgewiesen werden. Durch die adaptiven Prozesse gelang eine schnelle und vor allem einfache Reglerableitung, welche zu einer deutlichen Dynamiksteigerung in beiden Fallbeispielen führte. Es zeigte sich, dass vor allem einfache Grundregelungen von der AIC profitieren. Moderne Regelungsstrukturen wie die 2DoF konnten verbessert werden, wobei die Dynamiksteigerung moderat ausfiel.

Alle durchgeführten Prozesse konnten ohne Einschränkung und analog zur Vorgabe in den vorhergehenden Kapiteln durchgeführt werden. Dabei waren zur adaptiven Reglerableitung lediglich die Parameter der Impulsantwort des Grundsystems, ein Referenzmodell und die Adaptionsgeschwindigkeit notwendig. Der einzige zu berücksichtigende Punkt bei einer Implementierung der adaptiven Algorithmen ist die verfügbare Rechenleistung. Eine intelligente Programmierung, gepaart mit einem leistungsfähigen Prozessor und einem FPGA, ermöglichen jedoch eine problemlose Umsetzung der neuen Regelungsstruktur.

Da es sich bei der PHAIC um eine leichte Abwandlung der AIC handelt, genügte an dieser Stelle der Nachweis der Übertragbarkeit der AIC zur Validierung eines allgemeingültigen Einsatzes der PHAIC bei anderen Galvanometer-Laserscannern.

9 Zusammenfassung und Ausblick

9.1 Zusammenfassung

Um den wachsenden Anforderungen im Bereich der laserbasierten Produktionstechnik gerecht zu werden, sind immer präzisere und dynamischere Systeme notwendig. Dies gilt auch für Galvanometer-Laserscanner. Daher widmen sich seit einigen Jahren viele Hersteller und Forschungseinrichtungen der Dynamiksteigerung von Scannersystemen. Die Entwicklung wurde dabei hardware- sowie softwareseitig betrieben. Die vorliegende Arbeit konnte zeigen, dass zum Zeitpunkt dieser Ausarbeitung ein hohes Potenzial zur Dynamiksteigerung im Bereich der Regelungstechnik vorhanden war. Hochdynamische Regelungen wurden bei Scannern bisher auf zu einfache Modelle appliziert, sodass wichtige Aspekte der Dynamik vernachlässigt wurden. Andere Arbeiten, welche keine zu großen Vereinfachungen ansetzten, konzentrierten sich auf kurze Einschwingzeiten oder ein robustes Verhalten bezüglich Parameterschwankungen. Der Fokus wurde jedoch selten auf das Folgeverhalten bei Trajektorien gelegt. Denn neben einem produktionstechnischen Einsatz galt es galvanometrische Antriebe in vielen anderen Domänen, wie der Mikroskopie oder der Medizintechnik, zu qualifizieren. In diesen Bereichen werden nur einfache Bahnverläufe gefordert. Eine wesentliche Herausforderung liegt in der Nicht-Kollokation von Sensor und Spiegel eines Galvanometers. Aufgrund strukturdynamischer Einflüsse entspricht bei einer dynamischen Systemanregung der Spiegelwinkel nicht mehr dem Sensorwinkel, denn die Achse verwindet sich.

Ziel der vorliegenden Arbeit war es, die Dynamik von Galvanometer-Laserscannern durch einen modernen regelungstechnischen Ansatz zu steigern. Die Verschiedenartigkeit der bisher verwendeten Modelle zeigte, dass es keinen Konsens gab, welche Teildynamiken ein dominantes Verhalten aufweisen und ob Nichtlinearitäten berücksichtigt werden müssen. Daher wurden in dieser Arbeit Galvanometer in all ihren Facetten betrachtet und auf ihr Verhalten hin überprüft. Es konnte gezeigt werden, dass

sich vor allem die Reibung und die magnetische Remanenz nichtlinear verhalten. Deren Einfluss ist jedoch so gering, dass zunächst eine Verankerung in einem linearen Modell ausreicht. Darüber hinaus kann durch einen Regler der Einfluss von Nichtlinearitäten gemildert werden. Relevant sind bei einer Dynamikbeschreibung von Galvanometern vor allem die Freikörperbewegung sowie die Struktur- und die Stromdynamik. Da es für die Abbildung des Schwingungsverhaltens entlang einer Linie, wie sie am y -Galvanometer vorkommt, keine passende Modellierungsmöglichkeit gab, wurde eine Methode zur flächenbasierten Beschreibung des Strukturverhaltens entwickelt. Das neue Verfahren ist allgemein einsetzbar und konnte daher auch am Scanner Anwendung finden.

Eine Abbildung der Scanner-Gesamtdynamik lässt sich für ein besseres Systemverständnis in ein physikalisch motiviertes Modell integrieren. Die große Anzahl an Parametern und die zeitaufwändige Parametrierung erschweren jedoch dieses Vorgehen, weswegen für eine Modellableitung ein adaptiver Ansatz gewählt wurde. Das System wurde durch einen diskreten Filter mit endlicher Impulsantwort nachgebildet und über einen LMS-Algorithmus automatisch erlernt.

Als Regelungsansatz kam die Adaptive-Inverse-Control-Methode zum Einsatz. Diese nutzt das zuvor ermittelte Modell des Galvanometers für eine adaptive Invertierung der Systemdynamik, wodurch der Systemausgang dem Systemeingang folgt. Die Regelungsmethode konnte in ihrer grundlegenden Form nicht verwendet und musste an die Anforderungen eines Scannersystems angepasst werden. Hierzu zählten eine Erweiterung um ein Vergleichsmodell, an welches sich das System anpasst, sowie eine neue Art der Parametrierung, die weder zu einer sofortigen Überhitzung noch zu einer fehlerhaften Adaption führt. Mit dem innovativen Regelungskonzept konnte die Dynamik am Beispielscanner erheblich gesteigert werden. Der quadratische Fehler verringerte sich bei einer Beispieltrajektorie um fast 90 %. Zu Beginn wurden die sensorseitigen Struktureinflüsse kompensiert, wodurch eine eigentliche Regelung der Spiegelbewegung ausblieb. Erst durch die Photo Adaptive Inverse Control gelang es, das tatsächliche Verhalten der Laserbewegung gezielt und nachhaltig zu beeinflussen und das Spiegelverhalten in der Regelung zu verankern. Das Verfahren basiert auf vier Schritten, wofür unter anderem vier fotografische Aufnahmen notwendig sind. Nach einer erfolgreichen Umsetzung der Adaptive Inverse Control müssen für das fotobasierte Verfahren die Parameter der Adaption, wie z. B. die Filterlängen, nicht angepasst werden, da sich lediglich die Datenbasis der Adaption ändert. Eine Gegenüberstellung der beiden neuen Regelungsvarianten mit einer herstellerseitig-optimierten PID-Regelung

zeigte für die neuen Verfahren eine deutliche Reduktion des gemittelten Folgefehlers um fast 95 % gemäß einem quadratischen Maß und eine Steigerung des abbildbaren Frequenzspektrums um nahezu 220 %.

Ein Kernziel dieser Arbeit war es, die entwickelte Regelung allgemeingültig und vor allem industrietauglich zu gestalten. Daher wurde das adaptive Verfahren in einem letzten Schritt an zwei weiteren Galvanometer-Laserscannern unterschiedlichen Typs getestet. In beiden Fällen gelang eine Verbesserung der Dynamik. Dabei blieb es irrelevant, ob das Ausgangssystem eine analoge oder eine digitale Regelungsstruktur enthielt. Handelte es sich initial um eine offene Regelschleife, reichte eine Stabilisierung, sodass eine Adaption von Modell und Inversen ermöglicht wurde. Darüber hinaus wurden die adaptiven Regelungsstrukturen in einem industrietauglichen Prozessorsystem implementiert. Je nach Anwendungsfall war eine Erhöhung der abbildbaren Frequenzen von über 350 % zu beobachten, welche mit einer deutlichen Verbesserung der Systemperformanz einherging.

9.2 Potentialanalyse

Durch die neue Regelung ergeben sich nicht nur Verbesserungen für aktuelle Laserprozesse, sondern sie bietet auch die Möglichkeit für die Gestaltung neuer (Produktions-)Verfahren. Bevor jedoch eine Abschätzung der möglichen Potentiale gegeben wird, gilt es zunächst den Aufwand einer industriellen Umsetzung der adaptiven Strukturen abzuschätzen. Es ergibt sich somit die Frage, wie einfach der Ansatz in die Industrie getragen werden kann, sodass der Anwender von der neuen Technologie schnellstmöglich profitiert.

9.2.1 Industrielle Umsetzung

Für die Realisierung von neuen oder verbesserten Prozessen im industriellen Umfeld stehen zwei verschiedene Möglichkeiten zur Verfügung. Zum einen kann eine Neuanschaffung einer Produktionsanlage die entsprechenden Verfahren ermöglichen. Zum anderen ist eine Erweiterung der bestehenden Systemtechnik denkbar. Ersteres ist für den Ansatz der adaptiven Regelung dieser Arbeit sicherlich geeignet. Vor einer Aufwandsabschätzung an einem Neusystem sollte der Fokus auf bestehende Scanner gelegt werden, denn die AIC kann problemlos ohne neue Hardware in ein bestehendes System

integriert werden. Der hierbei entstehende Aufwand hängt hauptsächlich vom Grad der Automatisierung des Adaptionablaufs ab.

Das vorgestellte Regelungskonzept zeichnet sich dadurch aus, dass sich die beiden Galvanometer in Form von adaptiven Filtern akkurat abbilden lassen. Ausgehend davon kann die Inverse des Systemverhaltens berechnet werden, welche wiederum ein Ausgangssignal generiert, sodass die Winkelposition dem Wunschsignal hochgenau folgen kann. Im Rahmen dieser Arbeit wurde mittels der Inversen das Stellsignal für die stabilisierten Galvanometer fortwährend und in Echtzeit berechnet. Dabei ist auch eine Offline-Variante des gesamten Ansatzes denkbar. Dazu ist die Aufnahme des Scannerverhaltens bei einem breitbandigen Sollsignal notwendig. Mit den aufgezeichneten Signalen wird anschließend, unabhängig von der industriellen Anlage, ein FIR-Filter für jede Achse simulativ abgeleitet. Die daraus berechnete Inverse in Form eines Filters c muss dann nicht zwangsläufig wieder dem Echtzeitsystem zurückgespielt werden, sondern dient als Transformationsgrundlage für eine Sollkontur. Das transformierte Signal wird anschließend für den Prozess als Sollvorgabe verwendet, wodurch schließlich Genauigkeit und Dynamik verbessert werden. Dieses Vorgehen ist von vordefinierten Sollkonturen unabhängig, da nicht die Trajektorie, sondern das Systemverhalten im Modell und in der Inversen berücksichtigt sind. Es handelt sich an dieser Stelle um eine Systemoptimierung auf Basis des Zustands der Datenaufnahme. Ähnlich zur PHAIC kann bei einem suboptimalen Verhalten die Prozedur wiederholt und den neuen Umständen angepasst werden. Somit ist dieser Ansatz bereits jetzt industrietauglich, solange am Scannersystem die Möglichkeit einer Entnahme der Istwinkelposition der Galvanometer mit der gleichen Taktrate wie der Regelung vorliegt.

Ein Blick auf die neuen Generationen von Scannerelektroniken zeigt, dass der Trend fortwährend weg von analogen und hin zu digitalen Reglerimplementierungen geht, wie es FENG & ZHI (2011) bereits vor einigen Jahren ankündigten. Je nach numerischer Leistungsfähigkeit der verwendeten CPU ist zumindest eine Teilumsetzung der Online-Berechnungen der AIC möglich. Das heißt, es kann ein Mittelweg zwischen einer vollautomatisierten Lösung, wie in Kapitel 7, und einer manuellen Offline-Umsetzung gewählt werden. Dabei bezieht sich diese Beschreibung auf eine Anwendung der sensorseitigen Dynamiksteigerung mittels AIC.

Da die PHAIC zumindest eine einmalige Aufnahme und Auswertung von vier Fotografien benötigt, fällt deren industrietaugliche Umsetzung andersartig aus. Durch das

vorgeschlagene Vorgehen in vier Schritten kann eine einmalige Anwendung und Adaption einer Systeminversen stattfinden. Hierzu müssen lediglich die Fotoaufnahmen in einer auswertbaren Qualität vorliegen. Ob sich nun Scanner und Kamera gegenüberliegen oder auf einer Seite befinden, ist irrelevant, da die Bilder unter Umständen nur gespiegelt werden müssen. Somit ist auch hier jede Umsetzung zwischen einer vollautomatisierten und einer großteils manuellen Offline-Variante denkbar.

Eine Umsetzung in einer Neuentwicklung ist als relativ problemlos anzusehen. In Kapitel 8 konnte bereits gezeigt werden, dass der Ansatz auch auf einer aktuellen Industriepattform bei einer Taktung von 50 kHz realisierbar ist. Wird eine Steuerung eingesetzt, welche speziell auf die AIC abzielt, muss lediglich eine entsprechende Rechenleistung zur Verfügung stehen. Durch die Verwendung von FIR-Filtern und konventionellen sowie einfachen Rechenoperationen, wie Matrixmultiplikationen, können viele Berechnungen problemlos auf Einheiten wie ein FPGA ausgelagert werden.

Gleiches gilt für die PHAIC, da dieser Ansatz nur ein anderes Datensignal verwendet. Bei der PHAIC kann sogar ein eleganter und aufwandsarmer Weg zur industriellen Umsetzung in einem Neuprodukt gegangen werden. Für moderne Prozessüberwachungen, z. B. zur Spritzererkennung beim Laserschweißen (HAUBOLD ET AL. 2017), wird eine Kamera im Inneren des Scanners verbaut oder an diesen angeflanscht. Neben den Aufnahmen während des Prozesses kann diese Kamera auch für die Datenerfassung der PHAIC Anwendung finden. Bei zuvor definierter Positionen der Kamera und der Galvanometer ist sogar ein Verzicht auf einen Schritt der Methode und damit auf eine der vier erforderlichen Aufnahmen möglich.

Es stellt sich nun die Frage, wie lange eine Umsetzung und Implementierung der AIC bzw. PHAIC an einem neuen Scanner dauert. Dabei ist ein Teil der Frage einfach beantwortet. Sobald der Quellcode für eine Grundplattform besteht, ist die Anpassung an einen vergleichbaren Scanner in unter einer Stunde geschehen. Das Verfahren setzt lediglich die Impulsantwort des Systems voraus, und diese lässt sich in einem ersten Schritt mit einem sehr langen Filter abschätzen und anschließend kürzen. Alle anderen Operationen erfolgen automatisiert durch die Adaption des Verfahrens. Die Dauer bis zur ersten Erstellung des Quellcodes ist stark abhängig von der verwendeten Programmiersprache. Da das adaptive Verfahren auf dem bereits bekannten LMS-Algorithmus basiert und keinen besonderen bzw. hochkomplexen Berechnungsvorschriften unterliegt, fällt in vielen Fällen eine Umsetzung relativ einfach aus. Je nach Rechenleistung ist jedoch das Scheduling des Prozessors entscheidend und gegebenenfalls anzupassen.

9.2.2 Potentiale

Zu Beginn dieser Arbeit wurde das Ziel formuliert, die Dynamik von Galvanometer-Laserscannern zu steigern. Dies bedeutet, dass ein geringerer Fehler bei einer gleichbleibenden Bewegungsgeschwindigkeit (Qualitätsoptimierung) oder eine höhere Bewegungsgeschwindigkeit bei einem gleichbleibenden Fehler (Zeitersparnis) resultiert. Für beides wurde mit dieser Arbeit eine Basis geschaffen. Die verbesserte Abbildungstreue auf Basis der neuen Verfahren wurde im Verlauf der letzten Kapitel in mehreren Kennzahlen festgehalten. Dabei wurde der Fehler nicht in seinem Verlauf, sondern in einem einzigen Wert bewertet. Das heißt, es fehlte bislang eine Analyse, wie sich die Fehleranteile über eine Trajektorie unter Verwendung verschiedener Regelungsstrategien verhalten.

Bei der Herstellung eines jeden Bauteils wird stets von geringfügigen Abweichungen von der geforderten Sollkontur ausgegangen. Im Rahmen der Untersuchungen an der Chirp- und der Feder-Trajektorie konnten für die drei betrachteten Regler ein unterschiedlicher Gesamtfehler beobachtet werden. Abbildung 9.1 zeigt eine Toleranzkurve für eine dieser Trajektorien unter Verwendung des analogen PID-Reglers, der AIC und der PHAIC. Es wird angegeben, in welcher Toleranzfeldbreite um die Sollkontur (Abb. 9.1, Abszisse) der Anteil der Istkontur (Abb. 9.1, Ordinate) liegt. Wird beispielsweise eine Abweichung von der Sollkontur von maximal 0,2 mrad toleriert, liegen 99,5 % der Istkontur in diesem Bereich, falls die PHAIC verwendet wird. Im Falle der analogen PID-Regelung sind lediglich 80,5 % der resultierenden Kontur in diesem Toleranzbereich. Der Wert von 99,5 % wird beim PID-Ansatz erst bei etwa 0,5 mrad erreicht und ist in Abbildung 9.1 nicht mehr sichtbar. Die AIC verhält sich an dieser Stelle nur geringfügig schlechter als die PHAIC, und

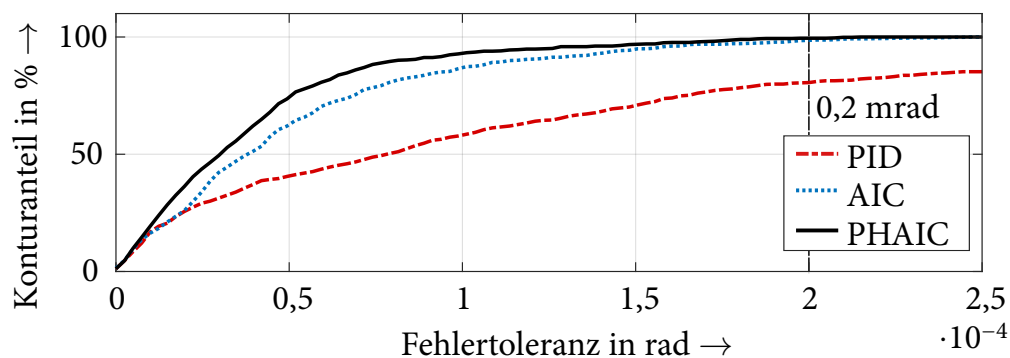


Abbildung 9.1: Fehlerverteilung am Beispiel der Feder-Trajektorie

zwar aufgrund der fehlerhaften Informationen in Bezug auf das Verhalten des Spiegels. Die dargestellte Toleranzkurve stammt aus einem Versuch, bei dem die Regelungen im Zentralbereich um die Nullposition untersucht wurden. Die entsprechende Darstellung der Signalverläufe ist der linken Seite von Abbildung 7.16 zu entnehmen. Ausgehend von diesem Fehlerverlauf birgt sowohl die AIC als auch die PHAIC das Potential, die Toleranzen bei der Anwendung von Scannersystemen weiter zu verringern und die Qualität zu verbessern.

Allgemein betrachtet trägt ein dynamisches Scannersystem zur Verbesserung bereits bekannter Verfahren bei und ermöglicht neue Prozesse. Hierbei sind beispielsweise das Trennen von CFK oder das Schweißen mit überlagerter Strahloszillation zu nennen. Für beide Fälle ist trotz unterschiedlicher Grundanforderungen eine hohe Strahlablengeschwindigkeit notwendig. Vor allem bei filigranen Strukturen ist dies eine besondere Herausforderung. Durch den neuen Regelungsansatz können diese Verfahren optimiert bzw. neue Möglichkeiten geschaffen werden, welche bisher nicht realisierbar waren. Auf diese Weise können auch andere Disziplinen profitieren, in denen Scanner zum Einsatz kommen – sei es bei der Mikroskopie oder einer Laserbehandlung von Augen. Ein Trendthema, welches fortwährend an Bedeutung gewinnt und bei dem Galvanometer-Laserscanner verwendet werden, ist die additive Fertigung. Verfahren wie das *Laser Beam Melting* (LBM) werden immer populärer und breiter einsetzbar. Eine weitere und nachhaltige Etablierung dieser Technologie setzt jedoch nach SCHMIDT ET AL. (2017) voraus, dass die resultierende Qualität der Bauteile gut und vor allem gleichmäßig bleibt. Erst durch moderne Regelungsverfahren, wie die hier vorgestellten adaptiven Methoden, kann dieser Schritt gegangen werden.

9.3 Ausblick

Die vorliegende Arbeit leistet mit den drei Hauptkapiteln zur **flächenbasierten Darstellung der Strukturdynamik** sowie zur **Modellbildung** und **Regelung von Galvanometern** einen essentiellen Beitrag für das Verständnis und die Dynamiksteigerung von Galvanometer-Laserscannern. Anknüpfungspunkte für die weitere Analyse ergeben sich in allen **drei Themengebieten des Hauptteils** dieser Arbeit:

Die Methode zur flächenbasierten Beschreibung des Strukturverhaltens (TSSD) lässt sich auf Galvanometer anwenden. Es konnte auch gezeigt werden, dass das Verhalten

sehr gut bei Grundelementen wie Balken und Platten funktioniert. Bei all diesen Anwendungsbeispielen besitzen jedoch die Strukturmoden einen breiten Frequenzabstand zueinander, sodass jede Mode klar identifizierbar war. Darüber hinaus konnte in allen Fällen ein linearer Ansatz zur Abbildung der Strukturdynamik verwendet werden. In einem nächsten Schritt wäre die Anwendung an einem aus strukturdynamischer Sicht komplexeren System denkbar. Ein passendes Beispiel stellt an dieser Stelle eine Werkzeugmaschine dar. Das Verfahren könnte sich vor allem für die Beschreibung des Schwingungsverhaltens eines Werkstücktisches eignen, sodass die komplette Fläche des Tisches im Modell integriert ist. Dieser Punkt wird vor allem relevant, wenn bei Werkzeugmaschinen die klassische kaskadierte Regelschleife durch moderne modellbasierte Regler abgelöst wird.

Im Unterkapitel der physikalischen Wirkzusammenhänge wurden alle Dynamikanteile hinsichtlich ihres Verhaltens beurteilt. Ein Punkt für eine tiefergehende Betrachtung sind Systemschranken wie z. B. maximale Spannungen oder Stromstärken. Diese Schranken wurden während der Ausarbeitung der AIC weder überschritten noch tangiert, könnten aber bei einer noch stärkeren Auslastung zukünftig zum Tragen kommen. Diese Schranken stellen für ein Signal U eine Nichtlinearität der Form

$$\text{sat}(U) = \text{sgn}(U) \cdot \min\{U_{\max}, |U|\}, \quad (9.1)$$

dar, wobei U_{\max} dem maximalen Absolutwert von U entspricht. Die Problematik solcher Schranken liegt nicht nur in einem Performanzeinbruch, sondern in einer möglichen Instabilität des Systems. Da es sich bei Scannersystemen um hochpreisige Hardware handelt, ist ein durch instabiles Verhalten hervorgerufener Schaden dringlichst zu vermeiden. Mit der Thematik von Systemschranken haben sich bereits in allgemeiner Weise mehrere Artikel auseinandergesetzt. Beispielfhaft können hierfür KEFFERPUTZ & ADAMY (2011) und DIEPOLD & PIECZONA (2013) genannt werden. Die allgemeine Formulierung gilt es jedoch hinsichtlich der Eigenschaften eines Scanners anzupassen.

Eine explizite Berücksichtigung von Stellgrößenschranken, des flächenbasierten Strukturverhaltens und anderer nichtlinearer Dynamikanteile findet im AIC-Verfahren nicht statt. Zum einen werden nichtlineare Einflüsse durch den Einsatz einer Grundstabilisierung in ihrer Dominanz gemindert. Zum anderen fiel ihr Einfluss im Vergleich zur möglichen Dynamiksteigerung noch sehr gering aus. Die Untersuchung der AIC in verschiedenen Arbeitspositionen zeigte jedoch, dass der Fehler im Randbereich durchaus größer ausfällt als in der zentralen Position des Lernvorgangs. Dies ist auf das positionabhängige Drehmoment zurückzuführen, das an den Randbereichen um etwa 2 %

vermindert ist. Für eine weitere Dynamiksteigerung mittels AIC ist eine Erweiterung unter Berücksichtigung von Nichtlinearitäten sinnvoll. Ein Vorschlag von WIDROW & PLETT (1996) hierfür basiert auf dem Einsatz von KNN und dem Verzicht auf FIR-Filter. Einen anderen Ansatz, nichtlineare Systeme mittels AIC zu regeln, zeigen SUN ET AL. (2004) und LI & XING (2011). Um Hysterese-Effekte kompensieren zu können, wird ein Satz an Basis-HystereseFunktionen bestimmt. Das Filter adaptiert dann das Systemverhalten durch eine geeignete Linearkombination der Basisfunktionen. Zum Schluss ergibt sich ein AIC-Ansatz, welcher sogar nichtlineare Systeme zu regeln erlaubt.

Literatur

AAMIR ET AL. 2010

Aamir, H. O. A.; Martino, O. A.; Shamboul, A. M.; Matthew, W. D.: A new Technique for Position Control of Induction Motor Using Adaptive Inverse Control. In: 2010 IEEE 1st International Conference on Energy, Power, and Control. Bd. 6. Basrah, Irak. 2010, S. 116–122.

ADAMY 2014

Adamy, J.: Nichtlineare Systeme und Regelungen. Berlin, Heidelberg: Springer, 2014.

ALLOTTA ET AL. 2016

Allotta, B.; Giorgetti, F.; Nincheri, M.; Pugi, L.: Modelling and control of a galvanometer for the application to a laser engraving system. In: IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Florence, Italien. 2016, S. 595–600.

ARENS ET AL. 2015

Arens, T.; Hettlich, F.; Karpfinger, C.; Kockelkorn, U.; Lichtenegger, K.; Stachel, H.: Mathematik. Berlin, Heidelberg: Springer, 2015.

ARGES GMBH 2018

Arges GmbH: Products and solutions for laser material processing. 2018. URL: <https://www.arges.de/industrial-products/> (letzter Zugriff am 01. 10. 2018).

ASTROM & CANUDAS DE WIT 2008

Astrom, K. J.; Canudas de Wit, C.: Revisiting the LuGre friction model. IEEE Control Systems 28 (2008) 6, S. 101–114.

ATSUMI ET AL. 2006

Atsumi, T.; Okuyama, A.; Nakagawa, S.: Vibration control above the nyquist frequency

in hard disk drives. In: 9th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control, 2006. Istanbul, Türkei. 2006, S. 103–108.

ATSUMI ET AL. 2007

Atsumi, T.; Okuyama, A.; Kobayashi, M.: Track-following Control Using Resonant Filter in Hard Disk Drives. In: American Control Conference, 2007. New York, NY, USA. 2007, S. 61–67.

ATSUMI 2016

Atsumi, T.: Analysis of unobservable oscillation in repeatable run-out for head-positioning system of hard disk drive. In: 2016 American Control Conference (ACC). Boston, MA, USA. 2016, S. 5328–5333.

AYLWARD 2003

Aylward, R. P.: Advanced galvanometer-based optical scanner design. *Sensor Review* 23 (2003) 3, S. 216–222.

BACHMANN ET AL. 2018

Bachmann, A.; Roehler, M.; Pieczona, S. J.; Kessler, M.; Zaeh, M. F.: Torque-based adaptive temperature control in friction stir welding: a feasibility study. *Production Engineering* 12 (2018) 3-4, S. 391–403.

BALLOU 2008

Ballou, G. M.: *Handbook for sound engineers*. 4th ed. Burlington, Mass: Focal, 2008.

BARKANA 2013

Barkana, I.: Simple Adaptive Control: The Optimal Model Reference – Short tutorial. *IFAC Proceedings Volumes* 46 (2013) 11, S. 396–407.

AL-BENDER ET AL. 2004

Al-Bender, F.; Lampaert, V.; Swevers, J.: A Novel Generic Model at Asperity Level for Dry Friction Force Dynamics. *Tribology Letters* 16 (2004) 1/2, S. 81–93.

BFS 2015

BFS: *Jahresbericht der Bayerischen Forschungsförderung* 2015. München, Deutschland, 2015, S. 88.

BOETTCHER ET AL. 2009

Boettcher, U.; Callafon, R. A. de; Talke, F. E.: Data based modeling and control of a dual-stage actuator hard disk drive. In: 2009 Joint 48th IEEE Conference on Decision and Control (CDC) and 28th Chinese Control Conference (CCC). Shanghai, China. 2009, S. 8316–8321.

BOLLMANN 2005

Bollmann, J.: Lexikon der Kartographie und Geomatik. In zwei Bänden. Heidelberg: Spektrum, Akad. Verl., 2005.

CAMBRIDGE TECHNOLOGY 2016

Cambridge Technology: Datenblatt des Modells 6230H. 2016. URL: http://www.cam-tech.com/index.php?option=com_content&view=article&id=90&Itemid=74 (letzter Zugriff am 05. 03. 2016).

CHEN ET AL. 2011

Chen, C.-T.; Cheng, M.-Y.; Wu, C.-H.; Wen, C.-M.: Taguchi method based model predictive control design for laser scanner. In: 2011 8th Asian Control Conference (ASCC). Kaohsiung, Taiwan. 2011, S. 737–742.

CHEN ET AL. 2007

Chen, C.-W.; Yeh, K.; Chiang, W.-L.; Chen, C.-Y.; Wu, D.-J.: Modeling, H Control and Stability Analysis for Structural Systems Using Takagi-Sugeno Fuzzy Model. *Journal of Vibration and Control* 13 (2007) 11, S. 1519–1534.

CHEN 2006

Chen, C.-W.: Stability conditions of fuzzy systems and its application to structural and mechanical systems. *Advances in Engineering Software* 37 (2006) 9, S. 624–629.

CHEN & ALLGÖWER 1998

Chen, H.; Allgöwer, F.: A Quasi-Infinite Horizon Nonlinear Model Predictive Control Scheme with Guaranteed Stability. *Automatica* 34 (1998) 10, S. 1205–1217.

CHEN & CHEN 2007

Chen, M.-F.; Chen, Y.-P.: Compensating technique of field-distorting error for the CO₂ laser galvanometric scanning drilling machines. *International Journal of Machine Tools and Manufacture* 47 (2007) 7–8, S. 1114–1124.

CHENGYU CAO & HOVAKIMYAN 2006

Chengyu Cao; Hovakimyan, N.: Design and Analysis of a Novel L1 Adaptive Controller, Part II: Guaranteed Transient Performance. In: 2006 IEEE American Control Conference. Minneapolis, MN, USA. 2006, S. 3403–3408.

CLOTFELTER 1987

Clotfelter, B. E.: The Cavendish experiment as Cavendish knew it. *American Journal of Physics* 55 (1987) 3, S. 210–213.

CRAIG & KURDILA 2006

Craig, R. R.; Kurdila, A.: *Fundamentals of structural dynamics*. 2nd ed. Hoboken, N.J.: John Wiley, 2006.

DAHL 1968

Dahl, P.: *A solid friction model*. El Segundo, USA: The Aerospace Corporation, 1968.

DECARLO 1989

DeCarlo, R. A.: *Linear systems A state variable approach with numerical implementation. A state variable approach with numerical implementation*. New York, USA: Prentice-Hall, 1989.

DIEHL ET AL. 2003

Diehl, M.; Magni, L.; Nicolao, G. de: Online NMPC of a Looping Kite Using Approximate Infinite Horizon Closed Loop Costing. *IFAC Proceedings Volumes* 36 (2003) 18, S. 519–524.

DIEPOLD & PIECZONA 2012

Diepold, K. J.; Pieczona, S. J.: Recurrent Takagi-Sugeno fuzzy interpolation for switched linear systems and hybrid automata. In: 2012 IEEE International Conference on Fuzzy Systems (FUZZ-IEEE). Brisbane, Australien. 2012, S. 1–8.

DIEPOLD & PIECZONA 2013

Diepold, K. J.; Pieczona, S. J.: Tracking control with adaptively Allocated Maximum Input Amplitudes and Enlarged Domain of Attraction for linear systems. In: 2013 IEEE 52nd Annual Conference on Decision and Control (CDC). Firenze, Italien. 2013, S. 2090–2096.

DOBRINSKI ET AL. 2010

Dobrinski, P.; Krakau, G.; Vogel, A.: Physik für Ingenieure. 12. Aufl. Wiesbaden, Deutschland: Vieweg + Teubner, 2010.

DUMA 2012

Duma, V.-F.: Command functions of open loop galvanometer scanners with optimized duty cycles. *Theoretical and Applied Mechanics Letters* 2 (2012) 4, S. 1–6.

DUMA ET AL. 2011

Duma, V.-F.; Lee, K.-s.; Meemon, P.; Rolland, J. P.: Experimental investigations of the scanning functions of galvanometer-based scanners with applications in OCT. *Applied Optics* 50 (2011) 29, S. 5735–5749.

EHMANN 2004

Ehmann, C.: Methoden und Komponenten für die Realisierung aktiver Schwingungsdämpfung Techn. Univ., Diss.–Darmstadt, 2003. Forschungsberichte Mechatronik & Maschinenakustik. Aachen, Deutschland: Shaker, 2004.

EICHLER & EICHLER 2015

Eichler, H. J.; Eichler, J.: *Laser*. Berlin, Deutschland: Springer, 2015.

EVANS ET AL. 1999

Evans, R. B.; Griesbach, J. S.; Messner, W. C.: Piezoelectric microactuator for dual stage control. *IEEE Transactions on Magnetics* 35 (1999) 2, S. 977–982.

EWINS 1995

Ewins, D. J.: *Modal testing Theory and practice*. Bd. 2. Mechanical engineering research studies Engineering dynamics series. Taunton, England: Research Studies Press, 1995.

EYERER 2008

Eyerer, P.: *Polymer engineering Technologien und Praxis ; mit 155 Tabellen. Technologien und Praxis*. VDI. Berlin, Deutschland: Springer, 2008.

FENG & ZHI 2011

Feng, J.; Zhi, J.: Digital implementation of a galvanometric optical scanner based on DSP and FPGA. In: 2011 International Conference on Mechatronic Science, Electric Engineering and Computer (MEC). Jilin, China. 2011, S. 1899–1902.

FERREIRA & LUIZ DE OLIVEIRA SERRA 2011

Ferreira, C. C. T.; Luiz de Oliveira Serra, G.: Fuzzy frequency response estimation from experimental data. Definition and application in mechanical structures of aircraft and aerospace vehicles. In: 2011 9th IEEE International Conference on Control and Automation (ICCA). Bd. 9. Santiago, Chile. 2011, S. 1225–1230.

FUJIMOTO 2009

Fujimoto, H.: RRO Compensation of Hard Disk Drives With Multirate Repetitive Perfect Tracking Control. IEEE Transactions on Industrial Electronics 56 (2009) 10, S. 3825–3831.

GAWRONSKI 2004

Gawronski, W. K.: Advanced Structural Dynamics and Active Control of Structures. Mechanical Engineering Series. New York, USA: Springer, 2004.

GEFFEN 2009

Geffen, V. V.: A study of friction models and friction Compensation. DCT 118 (2009), S. 1–24.

GOLOVIN & PALIS 2017

Golovin, I.; Palis, S.: Design of parallel feed-forward compensator and its application to electromechanical system with friction load. IFAC-PapersOnLine 50 (2017) 1, S. 15524–15529.

GREEN & MOORE 1986

Green, M.; Moore, J. B.: Persistence of excitation in linear systems. Systems & Control Letters 7 (1986) 5, S. 351–360.

HAUBOLD ET AL. 2017

Haubold, M. W.; Wulf, L.; Zaeh, M. F.: Validation of a spatter detection algorithm for remote laser welding applications. Journal of Laser Applications 29 (2017) 2, S. 022011.

HERING ET AL. 2002

Hering, E.; Martin, R.; Stohrer, M.: Physik für Ingenieure. 8. Aufl. Berlin, Deutschland: Springer, 2002.

HIEMSTRA ET AL. 2014

Hiemstra, D. B.; Parmar, G.; Awtar, S.: Performance Tradeoffs Posed by Moving Magnet

Actuators in Flexure-Based Nanopositioning. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics 19 (2014) 1, S. 201–212.

HIRATA ET AL. 2002

Hirata, M.; Hasegawa, T.; Nonami, K.: Seek control of hard disk drives based on final-state control taking account of the frequency components and the magnitude of control input. In: 7th International Workshop on Advanced Motion Control (AMC'02). Maribor, Slowenien. 2002, S. 40–45.

HIROSE ET AL. 2009

Hirose, N.; Iwasaki, M.; Kawafuku, M.; Hirai, H.: Initial Value Compensation Using Additional Input for Semi-Closed Control Systems. IEEE Transactions on Industrial Electronics 56 (2009) 3, S. 635–641.

HOFFMANN ET AL. 2006

Hoffmann, A.; Marx, B.; Vogt, W.: Vektoranalysis, Integraltransformationen, Differenzialgleichungen, Stochastik - Theorie und Numerik. Bd. 2. Maschinenbau Mathematik. München, Deutschland: Pearson Studium, 2006.

HONG & DU 2008

Hong, F.; Du, C.: An improved adaptive neural network compensation of pivot nonlinearity in hard disk drives. In: 10th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control (AMC). Trento, Italien. 2008, S. 440–443.

HOROWITZ ET AL. 2004

Horowitz, R.; Li, Y.; Oldham, K.; Kon, S.; Huang, X.: Dual-Stage Servo Systems and Vibration Compensation in Computer Hard Disk Drives. IFAC Proceedings Volumes 37 (2004), S. 241–252.

HUGHES 2000

Hughes, T. J. R.: The finite element method. Linear static and dynamic finite element analysis. Reprint. Mineola, NY, USA: Dover, 2000.

HUONKER 2007

Huonker, M.: Ein-Spiegel-Scannervorrichtung für Hochleistungslaseranwendungen. Schutzrecht: EP000001767982A1. Deutschland: Trumpf Laser GmbH & CO KG. 2007.

IOANNOU & SUN 2013

Ioannou, P.; Sun, J.: Robust Adaptive Control. Dover Books on Electrical Engineering. New York, USA: Dover Publications, 2013.

ITO & ATSUMI 2018

Ito, J.; Atsumi, T.: Improvement of H_∞ controller by using RBode plot for magnetic-head positioning system in HDDs. In: Proceedings 2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT). Lyon, Frankreich. 2018, S. 205–210.

ITO ET AL. 2017

Ito, S.; Yoo, H. W.; Schitter, G.: Comparison of modeling-free learning control algorithms for galvanometer scanner's periodic motion. In: 2017 IEEE International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM). München, Deutschland. 2017, S. 1357–1362.

IVERS 1998

Ivers, R. J.: Axial led position detector for determining the angular position of a rotatable element. Schutzrecht: US5844673 A. USA: Cambridge Technology Inc. 1998.

IWASAKI ET AL. 2012

Iwasaki, M.; Seki, K.; Maeda, Y.: High-Precision Motion Control Techniques: A Promising Approach to Improving Motion Performance. IEEE Industrial Electronics Magazine 6 (2012) 1, S. 32–40.

JÄHNE 2012

Jähne, B.: Digitale Bildverarbeitung und Bildgewinnung. 7. Auflage. Berlin, Deutschland: Springer, 2012.

KACPERSKI ET AL. 2015

Kacperski, D.; Wlodarczyk, M.; Grabowski, K.: Custom design of galvanometric motor for large mirror. In: 2015 MIXDES – 22nd International Conference on Mixed Design of Integrated Circuits & Systems. Torun, Polen. 2015, S. 618–623.

KAMMEYER & DEKORSY 2018

Kammeyer, K.-D.; Dekorsy, A.: Nachrichtenübertragung. 6. Auflage. Wiesbaden, Deutschland: Springer Vieweg, 2018.

KAMMEYER & KROSCHER 2018

Kammeyer, K.-D.; Kroschel, K.: Digitale Signalverarbeitung. Filterung und Spektralan-

lyse mit MATLAB ®-Übungen. 9. Auflage. Wiesbaden, Deutschland: Springer Vieweg, 2018.

KATO ET AL. 2012

Kato, T.; Maeda, Y.; Iwasaki, M.; Hirai, H.: A coordinate design of two-degrees-of-freedom controller for fast and precise positioning. In: 2012 12th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control (AMC). Sarajevo, Bosnien und Herzegowina. 2012, S. 1–6.

KAWAFUKU ET AL. 2008

Kawafuku, M.; Ohta, A.; Iwasaki, M.; Hirai, H.: Comparison of rolling friction behavior in HDDs. In: 10th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control. Trento, Italien. 2008, S. 272–277.

KAWAFUKU ET AL. 2010

Kawafuku, M.; Takamori, J.; Iwasaki, M.; Hirai, H.: Comparison of the control performance for the following control system in HDDs. In: 11th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control. Nagaoka, Japan. 2010, S. 548–553.

KAWAMOTO ET AL. 1992

Kawamoto, S.; Tada, K.; Ishigame, A.; Taniguchi, T.: An approach to stability analysis of second order fuzzy systems. In: 1992 Proceedings IEEE International Conference on Fuzzy Systems. San Diego, CA, USA. 1992, S. 1427–1434.

KEFFERPUTZ & ADAMY 2011

Kefferputz, K.; Adamy, J.: A tracking controller for linear systems subject to input amplitude and rate constraints. In: Proceedings of the 2011 American Control Conference. San Francisco, CA, USA. 2011, S. 3790–3795.

KLEIN 2012

Klein, B.: FEM Grundlagen und Anwendungen der Finite-Element-Methode im Maschinen- und Fahrzeugbau. 9. Auflage. Wiesbaden, Deutschland: Springer Vieweg, 2012.

KRAETZSCH ET AL. 2011

Kraetzsch, M.; Standfuss, J.; Klotzbach, A.; Kaspar, J.; Brenner, B.; Beyer, E.: Laser Beam Welding with High-Frequency Beam Oscillation. Welding of Dissimilar Materials with Brilliant Fiber Lasers. Physics Procedia 12 (2011), S. 142–149.

KUMPULAINEN ET AL. 2011

Kumpulainen, T.; Latokartano, J.; Vihinen, J.; Tuokko, R.: Scanner test pattern for evaluation of beam manipulation accuracy. In: 2011 IEEE International Symposium on Assembly and Manufacturing (ISAM). Tampere, Finland. 2011, S. 1–5.

KVASNICA 2016

Kvasnica, M.: Implicit vs explicit MPC – Similarities, differences, and a path towards a unified method. In: 2016 IEEE European Control Conference (ECC). Aalborg, Denmark. 2016, S. 603.

LAMPAERT ET AL. 2002

Lampaert, V.; Swevers, J.; Al-Bender, F.: Modification of the Leuven integrated friction model structure. IEEE Transactions on Automatic Control 47 (2002) 4, S. 683–687.

LI & XING 2011

Li, H.; Xing, T.: Adaptive Filtered-epsilon Inverse Compensation of a Nonlinear System. In: 2011 International Conference on Control, Automation and Systems Engineering (CASE). Singapur, Singapur. 2011, S. 1–4.

LIU ET AL. 2016

Liu, W.-C.; Liu, D.-W.; Wu, J.-W.; Chang, K.-Y.; Chou, M.-H.; Fu, L.-C.: Precision sinusoidal tracking for galvanometer scanner with smith predictor-based adaptive sliding mode control. In: 2016 International Automatic Control Conference (CACCS) Taichung, Taiwan. 2016, S. 100–105.

LUNZE 2014a

Lunze, J.: Regelungstechnik 1. Berlin, Deutschland: Springer Berlin Heidelberg, 2014.

LUNZE 2014b

Lunze, J.: Regelungstechnik 2. Berlin, Deutschland: Springer Berlin Heidelberg, 2014.

LUTZ & WENDT 2007

Lutz, H.; Wendt, W.: Taschenbuch der Regelungstechnik. Mit MATLAB und Simulink. 9. Aufl. Frankfurt am Main, Deutschland: Harri Deutsch, 2007.

MAEDA & IWASAKI 2015

Maeda, Y.; Iwasaki, M.: Improvement of Adaptive Property by Adaptive Deadbeat

Feedforward Compensation Without Convex Optimization. IEEE Transactions on Industrial Electronics 62 (2015) 1, S. 466–474.

MAEDA & IWASAKI 2016

Maeda, Y.; Iwasaki, M.: Practical iterative learning control considering robust stability for fast and precise positioning of galvano scanner. In: Proceedings of the IECON2016 – 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Florence, Italien. 2016, S. 5082–5087.

MAIA & MONTALVÃO E SILVA 1997

Maia, N. M. M.; Montalvão e Silva, J. M.: Theoretical and experimental modal analysis. Bd. 9. Mechanical engineering research studies. Engineering dynamics series. Taunton, Somerset, England: Research Studies Press & Wiley, 1997.

MANAKOV ET AL. 2011

Manakov, A.; Seidel, H.-P.; Ihrke, I.: A Mathematical Model and Calibration Procedure for Galvanometric Laser Scanning Systems. In: VMV 2011 – Vision, Modeling and Visualization. 2011, S. 207–214.

MANDELBROT 1982

Mandelbrot, B. B.: The fractal geometry of nature. Rev. ed. Berlin, Deutschland: Spektrum, 1982.

MARSHALL 2004

Marshall, G. F.: Handbook of optical and laser scanning. Bd. 90. Optical engineering. New York, N.Y, England: Marcel Dekker, 2004.

MASOTTI ET AL. 2002

Masotti, L.; Clementi, G.; Bove, A.: Vorrichtung und Verfahren zur Ablenkung eines Laserstrahles mittels eines einzelnen Spiegels. Schutzrecht: DE000069714799T2. Deutschland: EL.EN. S.P.A. 2002.

MATSUKA ET AL. 2015

Matsuka, D.; Fukushima, S.; Iwasaki, M.: Compensation for torque fluctuation caused by temperature change in fast and precise positioning of galvanometer scanners. In: 2015 IEEE International Conference on Mechatronics (ICM). Nagoya, Japan. 2015, S. 642–647.

MICHELS ET AL. 2002

Michels, K.; Kruse, R.; Klawonn, F.; Nürnberger, A.: Fuzzy-Regelung. Grundlagen, Entwurf, Analyse. Springer-Lehrbuch. Berlin, Deutschland: Springer, 2002.

MIYAJIMA ET AL. 2008

Miyajima, H.; Ogata, M.; Kitahara, A.; Kamiya, Y.: Zweidimensionaler optischer Ablenker. Schutzrecht: DE602004005803T2. Deutschland: Olympus Corporation. 2008.

MNERIE ET AL. 2013a

Mnerie, C. A.; Preitl, S.; Duma, V.-F.: Performance enhancement of galvanometer scanners using extended control structures. In: 2013 IEEE 8th International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics (SACI). Timisoara, Rumänien. 2013, S. 127–130.

MNERIE ET AL. 2015

Mnerie, C. A.; Preitl, S.; Duma, V.-F.: Classical PID versus predictive control solutions for a galvanometer-based scanner. In: 2015 IEEE 10th Jubilee International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics. Timisoara, Rumänien. 2015, S. 349–353.

MNERIE ET AL. 2013b

Mnerie, C.; Preitl, S.; Duma, V.-F.: Mathematical model of a galvanometer-based scanner: simulations and experiments. In: SPIE Optical Metrology 2013. München, Deutschland. 2013, S. 15–21.

MONTAGU 1993

Montagu, J.: Moving magnet galvanometers having a varied density winding distribution coil for a desired performance characteristic. Schutzrecht: US5225770 A. USA: General Scanning Inc. 1993.

MORI ET AL. 1991

Mori, K.; Munemoto, T.; Otsuki, H.; Yamaguchi, Y.; Akagi, K.: A dual-stage magnetic disk drive actuator using a piezoelectric device for a high track density. IEEE Transactions on Magnetics 27 (1991) 6, S. 5298–5300.

MORRIS 2001

Morris, A. S.: Measurement and instrumentation principles. Oxford, England: Butterworth-Heinemann, 2001.

MUSIOL 2015

Musiol, J. D.: Remote-Laserstrahl-Abtragschneiden. Dissertation. Herbert Utz, 2015. München, Deutschland.

NAKADE & WAKUI 2016

Nakade, K.; Wakui, S.: Pitching vibration suppression of the galvano mirror considering coupling rigidity. In: 2016 UKACC 11th International Conference on Control (CONTROL). Belfast, England. 2016, S. 1–6.

NIREI ET AL. 1997

Nirei, M.; Yamamoto, Y.; Kobayashi, K.; Maruyama, T.: Torque form design of laser scanning actuator based on statistical method. IEEE Transactions on Magnetics 33 (1997) 5, S. 4242–4244.

ODABAS-GELDIAY & MOULDS 1994

Odabas-Geldiay, V.; Moulds, C.: An integrated DSP-based architecture for FLIR optical scanning mirror calibration and control. IEEE Transactions on Control Systems Technology 2 (1994) 4, S. 299–311.

ORTEGA ET AL. 2016

Ortega, R.; Panteley, E.; Bobtsov, A.: Comments on ‘comparison of architectures and robustness of model reference adaptive controllers and L1-adaptive controllers’. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing 30 (2016) 1, S. 125–127.

PARK ET AL. 1999

Park, M.-S.; Kim, Y.-C.; Lee, J.-W.: Robust Control of a Galvanometer: A Feasibility Study. In: Transactions on control, automation and systems engineering Bucheon, Korea. 1. 1999, S. 94–98.

PIECZONA & ZAEH 2017

Pieczona, S. J.; Zaeh, M. F.: A methodology for areal modeling of structural dynamics based on a Takagi-Sugeno fuzzy system. Production Engineering 41 (2017).

PIECZONA & ZÄH 2015

Pieczona, S. J.; Zäh, M. F.: Neuartige Modellierung eines Galvanometer-Laserscanners. WT Werkstattstechnik 105 (2015) 9, S. 647–650.

PIECZONA ET AL. 2016a

Pieczona, S. J.; Muratore, F.; Zaeh, M. F.: An approach for modeling the structural dynamics of a mechanical system based on a Takagi-Sugeno representation. In: Conference on competitive manufacturing (COMA'16). Stellenbosch, Südafrika. 2016, S. 391–398.

PIECZONA ET AL. 2017a

Pieczona, S. J.; Muratore, F.; Zäh, M. F.: Einsatz von künstlichen neuronalen Netzwerken an Scannersystemen. WT Werkstattstechnik 107 (2017) 7-8, S. 536–540.

PIECZONA ET AL. 2016b

Pieczona, S. J.; Meggendorfer, F.; Zäh, M. F.: Zustandsüberwachung eines galvanometrischen Antriebs. ZWF Zeitschrift für wirtschaftlichen Fabrikbetrieb 111 (2016) 11, S. 731–735.

PIECZONA ET AL. 2017b

Pieczona, S. J.; Zollitsch, S.; Zaeh, M. F.: Dynamics enhancement of galvanometer laser scanners by adaptive inverse control. In: 2017 IEEE International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM). München, Deutschland. 2017, S. 253–258.

POLIFKE & KOPITZ 2009

Polifke, W.; Kopitz, J.: Wärmeübertragung. Grundlagen, analytische und numerische Methoden. 2. Auflage. München, Deutschland: Pearson Studium, 2009.

POLLACK ET AL. 2005

Pollack, D.; Morgenthal, L.; Rüdiger, G. A.; Klotzbach, A.: Masseoptimierter Spiegel zur Laserbearbeitung und Verfahren zur Kühlung der masseoptimierten Spiegel bei der Laserbearbeitung. Schutzrecht: DE000019955574B4. Deutschland: Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung e.V. und Karl H. Arnold Maschinenfabrik GmbH & Co. KG. 2005.

POPRAWA ET AL. 2009

Poprawa, R.; Schmitt, F.; Mehlmann, B.; Olowinsky, A.; Gillner, A.: Systemtechnik zur örtlichen Leistungsmodulation beim Laserstrahl-Mikroschweißen. 4. Kolloquium Mikroproduktion. BIAS-Verlag, 2009.

REENTS 1989

Reents, H.: Verfahren mit den dazu gehörigen Vorrichtungen zur Lenkung eines La-

serstrahls mit Hilfe einer flexiblen Spiegelfläche. Schutzrecht: DE000003805053A1. Deutschland. 1989.

ROHR 1989

Rohr, B. E.: Capacitance sensing system using multiple capacitances to sense rotary motion. Schutzrecht: US4864295 A. USA: Cambridge Technology Inc. 1989.

SASSOLINI ET AL. 2002

Sassolini, S.; Sarto, M. C. L. D.; Baldo, L.: Electrostatic microactuator for future hard disk drive. Digest of the Asia-Pacific Magnetic Recording Conference (2002).

SATO ET AL. 2011

Sato, T.; Hattori, Y.; Araki, N.; Konishi, Y.: Design of a hard disk drive control system in a multirate system for improvement in the steady-state intersample response. In: 2011 International Symposium on Advanced Control of Industrial Processes (ADCONIP). Hangzhou, China. 2011, S. 120–123.

SCARAMUZZA ET AL. 2006

Scaramuzza, D.; Martinelli, A.; Siegwart, R.: A Toolbox for Easily Calibrating Omnidirectional Cameras. In: 2006 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems. Beijing, China. 2006, S. 5695–5701.

SCHMIDT ET AL. 2017

Schmidt, M.; Merklein, M.; Bourell, D.; Dimitrov, D.; Hausotte, T.; Wegener, K.; Overmeyer, L.; Vollertsen, F.; Levy, G. N.: Laser based additive manufacturing in industry and academia. CIRP Annals 66 (2017) 2, S. 561–583.

SCHRABERGER ET AL. 2001

Schrabberger, G.; Lauzi, M.; Bandenburg, G.: Vergleich verschiedener Ansätze zur Simulation von Reibungseffekten und deren Verifikation an einem Vorschubantrieb. ATP 43 (2001) 5, S. 35–43.

SCHRAMM ET AL. 2008

Schramm, M.; John, C.; Heinig, E.: Vorrichtung zur Verstellung eines Umlenkspiegels für einen Laserstrahl. Schutzrecht: DE102007023485A1. Deutschland. 2008.

SCHWEIER 2015

Schweier, M.: Simulative und experimentelle Untersuchungen zum Laserschweißen mit Strahloszillation. Dissertation. Herbert Utz Verlag, 2015. München, Deutschland.

SEKI ET AL. 2010

Seki, K.; Kannami, H.; Iwasaki, M.; Hirai, H.: Application of self-sensing actuation using piezoelectric element for vibration suppression of galvanometric mirror. In: IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM), 2010. Montreal, Kanada. 2010, S. 1070–1075.

SEKI ET AL. 2012

Seki, K.; Yokoi, H.; Iwasaki, M.: Improvement of vibration suppression performance of galvano mirror using piezoelectric element. In: IECON 2012 - 38th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics. Montreal, Kanada. 2012, S. 3814–3819.

SEMBA ET AL. 1999

Semba, T.; Hirano, T.; Hong, J.; Fan, L.-S.: Dual-stage servo controller for HDD using MEMS microactuator. IEEE Transactions on Magnetics 35 (1999) 5, S. 2271–2273.

SILVA ET AL. 2009

Silva, G. H.; Le Riche, R.; Molimard, J.; Vautrin, A.: Exact and efficient interpolation using finite elements shape functions. European Journal of Computational Mechanics 18 (2009) 3–4, S. 307–331.

SKOLAUT 2014

Skolaut, W.: Maschinenbau. Berlin, Deutschland: Springer Berlin Heidelberg, 2014.

SONNTAG ET AL. 2015

Sonntag, S.; Vogl, U.; Kiesbauer, B.: Joint Identification of Optical and Electro Mechanical Transfer Functions in Laser Scanners with Application to Remote Ablation Cutting. In: Control, Engineering and Computer Science (ACECS-2015). Sousse, Tunesien. 2015.

STÖLTING & AMRHEIN 2011

Stölting, H.-D.; Amrhein, W.: Handbuch elektrische Kleinantriebe. München, Deutschland: Hanser, 2011.

STUKALIN 2006

Stukalin, F.: Spiegel für Laserabtastsystem. Schutzrecht: DE000069929832T2. Deutschland: General Scanning Inc. Pr. 2006.

SUN ET AL. 2004

Sun, L.; Ru, C.; Rong, W.: Hysteresis compensation for piezoelectric actuator based on adaptive inverse control. In: 5th World Congress on Intelligent Control and Automation. Hangzhou, China. 2004, S. 5036–5039.

TAKAGI & SUGENO 1985

Takagi, T.; Sugeno, M.: Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics SMC-15 (1985) 1, S. 116–132.

TANAKA & WANG 2001

Tanaka, K.; Wang, H. O.: Fuzzy control systems design and analysis. A linear matrix inequality approach. New York, USA: Wiley, 2001.

TOYAMA ET AL. 2013

Toyama, S.; Okado, Y.; Maeda, Y.; Iwasaki, M.; Hirai, H.: Adaptive deadbeat feedforward compensation for robust positioning performance against plant perturbations. In: 2013 IEEE International Conference on Mechatronics (ICM). Vicenza, Italien. 2013, S. 670–675.

UNBEHAUEN 2011

Unbehauen, H.: Regelungstechnik III. Identifikation, Adaption, Optimierung. 7. Auflage. Studium Automatisierungstechnik. Wiesbaden, Deutschland: Vieweg + Teubner, 2011.

URBAN ET AL. 2015

Urban, S.; Leitloff, J.; Hinz, S.: Improved wide-angle, fisheye and omnidirectional camera calibration. ISPRS Journal of Photogrammetry and Remote Sensing 108 (2015), S. 72–79.

VDI 2221 1993

VDI 2221: Methodik zum Entwickeln und Konstruieren technischer Systeme und Produkte. Düsseldorf, Deutschland: VDI, 1993.

WALLASH 2005

Wallash, A.: ESD SPICE model and measurements for a hard disk drive. *Microelectronics Reliability* 45 (2005) 2, S. 305–311.

WALTERS 2000

Walters, P.: An introduction to ergodic theory. First softcover printing. Bd. 79. Graduate texts in mathematics. New York, USA: Springer, 2000.

WANG ET AL. 2004

Wang, C.; Liu, D.; Rosing, R.; De Masi, B.; Richardson, A.: Construction of Nonlinear Dynamic MEMS Component Models Using Cosserat Theory. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing* 40 (2004) 2, S. 117–130.

WANG ET AL. 1993

Wang, S. D.; Yang, G.-B.; Donath, M.: Non-Collocated Flexible Beam Motion Control based on a Delayed Adaptive Inverse Method. In: *Proceedings of the 1993 American Control Conference*. San Francisco, USA. 1993, S. 552–557.

WANG ET AL. 2014

Wang, T.-K.; Liu, T.-H.; Syaifudin, Y.; Wang, W.-C.: Design and implementation of adaptive inverse control algorithm for a micro-hand control system. *The Journal of Engineering* (2014).

WEEKS 1981

Weeks, W. L.: *Transmission and distribution of electrical energy*. New York, USA: Harper and Row, 1981.

WEISSGERBER 2009

Weißgerber, W.: *Elektrotechnik für Ingenieure 1 - Gleichstromtechnik und Elektromagnetisches Feld*. Berlin Heidelberg, Germany: Springer-Verlag, 2009.

WIDROW & PLETT 1996

Widrow, B.; Plett, G. L.: Adaptive inverse control based on linear and nonlinear adaptive filtering. In: *International Workshop on Neural Networks for Identification, Control, Robotics and Signal/Image Processing*. Venice, Italy. 1996, S. 30–38.

WIDROW & WALACH 1996

Widrow, B.; Walach, E.: Adaptive inverse control. A signal processing approach. Upper Saddle River NJ, USA: Prentice Hall PTR, 1996.

YAMAGUCHI & ATSUMI 2008

Yamaguchi, T.; Atsumi, T.: HDD Servo Control Technologies – What we have done and where we should go. IFAC Proceedings Volumes 41 (2008) 2, S. 821–826.

YAMAGUCHI ET AL. 2014

Yamaguchi, T.; Hirata, M.; Pang, C. K.: Advances in high-performance motion control of mechatronic systems. Boca Raton, USA: CRC Press, Taylor & Francis Group, 2014.

YOO ET AL. 2013

Yoo, H. W.; Ito, S.; Verhaegen, M.; Schitter, G.: Transformation-based iterative learning control for non-collocated sensing of a galvanometer scanner. In: Control Conference (ECC), 2013 European. Zürich, Schweiz. 2013, S. 1204–1209.

YOO ET AL. 2016

Yoo, H. W.; Ito, S.; Schitter, G.: High speed laser scanning microscopy by iterative learning control of a galvanometer scanner. Control Engineering Practice 50 (2016), S. 12–21.

ZADEH 1975

Zadeh, L. A.: The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning - I. In: Information sciences. Bd. 8/3. Elsevier. 1975, S. 199–249.

ZAEH & PIECZONA 2018

Zaeh, M. F.; Pieczona, S. J.: Adaptive inverse control of a galvanometer scanner considering the structural dynamic behavior. CIRP Annals 67 (2018) 1, S. 385–388.

ZAEH ET AL. 2010

Zaeh, M. F.; Moesl, J.; Musiol, J.; Oefele, F.: Material processing with remote technology – revolution or evolution? Physics Procedia 5 (2010), S. 19–33.

ZAEH ET AL. 2017

Zaeh, M. F.; Kleinwort, R.; Fagerer, P.; Altintas, Y.: Automatic tuning of active vibration control systems using inertial actuators. CIRP Annals 66 (2017) 1, S. 365–368.

ZHAKYPOV ET AL. 2013

Zhakypov, Z.; Golubovic, E.; Sabanovic, A.: Galvanometric optical laser beam steering system for microfactory application. In: IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Vienna, Österreich. 2013, S. 4138–4143.

Verzeichnis der betreuten Studienarbeiten

Im Rahmen dieser Dissertation entstanden am Institut für Werkzeugmaschinen und Betriebswissenschaften (iwb) der Technischen Universität München in den Jahren 2013 bis 2018 unter wissenschaftlicher Anleitung des Autors die im Folgenden aufgeführten studentischen Arbeiten. Hierbei wurde verschiedenen Fragestellungen zur Modellierung sowie Regelung von Scannersystemen nachgegangen und die Ergebnisse sind in Teilen in die vorliegende Dissertation eingeflossen. Der Autor dankt allen Studentinnen und Studenten für ihr Engagement bei der Unterstützung dieser wissenschaftlichen Arbeit.

Student/-in	Titel der Studienarbeit
Bernward Otten	Modellbildung und Regelung eines Galvanometer-Laserscanners unter Berücksichtigung von Zustands- und Stellgrößenschranken
Thomas Mayr	Dynamische Analyse eines Galvanometers mit Spiegel unter Variation der Spiegelklemmung
Fabio Muratore	Ansatz zur Abbildung des Strukturverhaltens von mechanischen Systemen auf Basis eines Takagi-Sugeno Systems
Tadeas Sedlacek	Regelung eines Galvanometer-Laserscanners unter Verwendung einer Zwei-Freiheitsgrade-Struktur
Fabio Muratore	Kompensation nichtlinearer Systemdynamik mittels künstlicher neuronaler Netzwerke
Tadeas Sedlacek	Adaptive Regelung eines Galvanometer-Laserscanners
Josef Eulitz	Bewertung von Regelungsmethoden für Galvanometer-Laserscanner

Student/-in	Titel der Studienarbeit
Alexandra Schreiner	Modellbasierte Abbildung nichtlinearer Reibungs- und Störeffekte
Simon Zollitsch	Dynamiksteigerung eines Galvanometer-Laserscanners mittels adaptiver Regelungsmethoden
Thomas Mayr	Analyse und Regelung eines Scannersystems unter Berücksichtigung der Spiegeldynamik
Peter Lingauer	Implementierung einer adaptiven Regelung auf einer Industrieplattform

Anhang

A.1 Skineffekt an einer Galvanometerspule

Der Skineffekt ist ein Phänomen aus dem Bereich der Hochfrequenztechnik. Wenn in einem Leiter ein hochfrequenter Wechselstrom fließt, wird dieser durch den Skineffekt an die Leiteroberfläche verdrängt und der Widerstand des Leiters steigt. So sorgt der Skineffekt in vielen Anwendungen für gewollte und ungewollte Verhaltensweisen. Für eine Untersuchung an einem Galvanometer beschreibt die Gleichung

$$J_{\text{sk}} = J_{\text{sk},0} \cdot e^{\frac{-a}{\Delta p_{\text{sk}}}} \quad (\text{A.1})$$

die frequenzabhängige Stromflussverteilung innerhalb eines Leiters mit dem Ausgangswert $J_{\text{sk},0}$, wobei sich die Eindringtiefe durch Δp_{sk} darstellt. Dabei ist diese Gleichung für jeden runden Leiter gültig. Der Gesamtstrom im Leiter ergibt sich zu

$$I = \int_{a=0}^{\infty} J_{\text{sk}} e^{\frac{-a}{\Delta p_{\text{sk}}}} dz = \Delta p_{\text{sk}} J_{\text{sk},0}. \quad (\text{A.2})$$

Es ist zu erkennen, dass bei Wechselstrom und einer Eindringtiefe von Δp_{sk} der Leiter einem hohlen Rundleiter der Wandstärke Δp_{sk} unter Anwendung von Gleichstrom entspricht (siehe Abb. A.1). Für Kupfer und eine Regelung von 50 kHz ergibt sich eine Eindringtiefe von maximal $\Delta p_{\text{sk}} = 0,295$ mm. Der Radius des Kupferdrahts im vorliegenden Galvanometer beträgt $\rho = 0,230$ mm. Da der Radius kleiner als die Eindringtiefe ist, hat der Skineffekt nahezu keinen Einfluss auf das Verhalten.

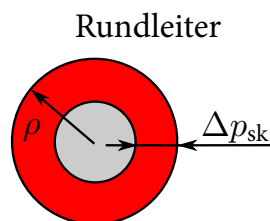


Abbildung A.1: Skizze zur Eindringtiefe des Stroms bei einem Rundleiter

Ein anderer und detaillierterer Ansatz zur Abschätzung des Einflusses des Skineffekts, und zwar nach WEEKS (1981), basiert auf der Auflösung von Besselfunktionen. Über dieses Vorgehen konnte am Galvanometer eine maximale Änderung von 0,8 % in der Magnetfeldstärke bzw. Drehmomentkonstante durch den Skineffekt nachgewiesen werden. Da das Galvanometer nicht mit einem fortwährenden Sinus mit einer Frequenz von 50 kHz betrieben wird, fällt die resultierende Änderung in der Feldstärke nochmals geringer aus und ist daher, wie in der ersten Abschätzung zu erkennen, zu vernachlässigen.

A.2 Möglichkeit zur Modellierung der Lagerreibung

Zur modellbasierten Abbildung von Reibungseffekten gibt es eine Vielzahl an unterschiedlichen Ansätzen (GEFFEN 2009). Da es sich bei einem Laserscanner um ein hochdynamisches System handelt, können zunächst die statischen Reibungsmodelle zur Abbildung ausgeschlossen werden. Darüber hinaus ist insbesondere die Darstellung des viskosen Gleitreibungsbereichs von Bedeutung, da dieser Reibungseffekt einen dominanten Einfluss auf das Systemverhalten aufweist. Aus diesem Grund kann ein *Dahl*-Modell (DAHL 1968), welches viskose Gleitreibung vernachlässigt, nicht verwendet werden. Das *GMS*-Modell (AL-BENDER ET AL. 2004) sowie das *Leuven*-Modell (LAMPAERT ET AL. 2002) können zwar sowohl das Haft- als auch das viskose Gleitreibungsverhalten darstellen, sie sind allerdings auch sehr komplex in ihrer Umsetzung und dadurch numerisch anspruchsvoll. Deshalb werden auch diese beiden Ansätze nicht für die Abbildung der Reibungseffekte am Galvanometer-Laserscanner für praktikabel befunden. Da sich die Bereiche der Haft- und der viskosen Gleitreibung am untersuchten System getrennt aufzeichnen und untersuchen ließen, fiel die Wahl des Modellierungsansatzes nicht auf das *LuGre*-Modell (ASTROM & CANUDAS DE WIT 2008), sondern auf einen modularen Aufbau, der sich in einzelne Bereiche untergliedert und auf dem Modellansatz *Dual State Friction* von SCHRABERGER ET AL. (2001) basiert.

Der Ansatz *Dual State Friction* besteht aus zwei Bereichen: Der erste Bereich bildet die von der Verschiebung abhängige Haftreibung ab (vgl. Abb. 6.7). Der zweite beschreibt die von der Relativgeschwindigkeit abhängige viskose Gleitreibung (vgl. Abb. 6.8). Durch eine Schaltlogik wird zwischen den Reibungszuständen gewechselt und der Ausgang wird durch den größeren der beiden Terme beschrieben. Die Reibungskraft wird in diesem Modell simultan für den Haft- und den Gleitbereich berechnet. Dieser Ansatz

ermöglicht das Modell mit dem gemessenen Reibungsverhalten für beide Bereiche abzugleichen. Dies ist durch die meisten konventionellen Ansätze nicht möglich, da die Bereiche miteinander gekoppelt sind. Ein weiterer Vorzug dieser Modellvariante ist die einfache Erweiterbarkeit des Modells mit anderen Effekten. Als Eingangssignal für das Reibungsmodell kann die aktuelle Relativgeschwindigkeit $\dot{\varphi}$ der Galvanometerantriebsachse dienen. Am Ausgang wird die darüber berechnete aktuelle Reibungskraft ausgegeben.

A.3 Parameter und weiterführende Angaben

Die nachfolgenden Tabellen enthalten die Parameter der im Hauptteil dieser Arbeit beschriebenen Simulationen und Versuche. Darüber hinaus sind in diesem Abschnitt zusätzliche Grafiken aufgeführt, welche ergänzende Informationen beinhalten und die in Zahlen vorgestellten Ergebnisse (z. B. aus Bode-Diagrammen) bestätigen. Dabei orientiert sich die Reihenfolge aller Tabellen und Bilder an der Reihenfolge der Kapitel und Versuche im Hauptteil der Arbeit.

Tabelle A.1: Parameter des verwendeten Galvanometers entsprechend CAMBRIDGE TECHNOLOGY (2016) mit einer Unsicherheit von $\pm 10\%$ für jeden Wert – Tabelle 6.1

Parameter (nominell)	Benennung
$R = 1,07 \Omega$	elektrischer Widerstand
$L = 1,73 \cdot 10^{-4} \text{ H}$	Spuleninduktivität
$\alpha = 1,31 \cdot 10^5 \frac{\text{dyn cm}}{\text{A}} \left(= 1,31 \cdot 10^{-2} \frac{\text{Vs}}{\text{rad}} \right)$	Drehmomentkonstante
$\beta = 229 \frac{\mu\text{Vs}}{\circ} \left(= 1,31 \cdot 10^{-2} \frac{\text{Vs}}{\text{rad}} \right)$	Rückinduktionskonstante
$\theta = 9,70 \cdot 10^{-8} \text{ kg m}^2$	Massenträgheit der Welle

Tabelle A.2: Parameter der Strukturdynamik der y-Achse – Abbildung 6.11

Parameter	Wert
elek. Widerstand R	1,55 Ω
Spuleninduktivität L	$2,01 \cdot 10^{-4}$ H
Induktionskonstante α	$1,31 \cdot 10^{-2} \frac{Vs}{rad}$
Trägheitsmoment θ	$1,74 \cdot 10^{-7}$ kg m ²
Rückinduktion β	$1,86 \cdot 10^{-2} \frac{Vs}{rad}$
Reibungskonstante ζ_0	0
Eigenkreisfrequenz ω_1	$5,65 \cdot 10^4$ rad/s
modale Dämpfung ζ_1	0,0078
Eigenvektorwert $\phi_{1,1}$	$2,46 \cdot 10^2 \frac{1}{\sqrt{t}}$

Tabelle A.3: Materialzuordnung der FE-Simulation – Abbildung 6.12

Komponente	Material
Spiegel	Silikat Corning 7980
Spiegelklemmung	Aluminium AlMg4,5Mn
Spiegelklebstoff	EPO-TEK 302-3M
Wellenzapfen inkl. Lager	Stahl X14CrMoS17
Wellenmagnet	VACODYM 677 HR (NdFeB-Basis)

Tabelle A.4: Materialparameter der FE-Simulation – Abbildung 6.12

Material	E-Modul in $\frac{N}{mm^2}$	Poissonzahl	Dichte in $\frac{Mg}{mm^3}$
Silikat Corning 7980	$7,2 \cdot 10^4$	0,16	$2,2 \cdot 10^{-9}$
Aluminium AlMg4,5Mn	$7,1 \cdot 10^4$	0,33	$2,7 \cdot 10^{-9}$
EPO-TEK 302-3M	$1,7 \cdot 10^3$	0,30	$1,1 \cdot 10^{-9}$
Stahl X14CrMoS17	$2,0 \cdot 10^5$	0,28	$7,7 \cdot 10^{-9}$
VACODYM 677 HR	$1,5 \cdot 10^5$	0,24	$7,7 \cdot 10^{-9}$

Tabelle A.5: Parameter der TSSD-Approximation des y -Spiegels – Abbildung 6.14

Parameter	Wert
a_1	$2,4 \cdot 10^4 \text{ 1}/\sqrt[3]{\text{m}}$
a_2	$-1,3 \cdot 10^3 \text{ 1}/\sqrt{\text{m}}$
a_3	$2,6 \cdot 10^1 \text{ 1/m}$
a_4	$8,5 \cdot 10^{-1}$

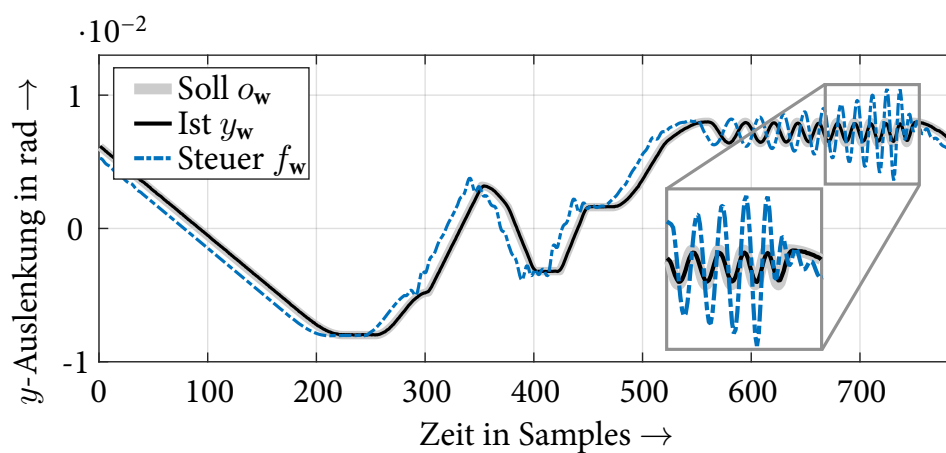
Abbildung A.2: Signale der y -Achse mit AIC beim Chirp-Signal – Abbildung 7.7

Tabelle A.6: Ausschlusskriterien für die untersuchten Regelungen – Unterkapitel 7.2

Regelung	Ausschlussgrund
Extremwertsysteme	große Standardabweichungen und problematisch bei der Trajektorienfolge
Fuzzy (Mandani)	unzureichende Dynamik und kein Gütemaß vorhanden
Fuzzy (PDC)	nur bei starken Nichtlinearitäten sinnvoll
GMV-Regelung	ohne Störmodell auf das Modell nicht anwendbar
KNN	hoher Rechenaufwand, kein Stabilitätsbeweis und kein Gütemaß vorhanden
Mehrpunktregler	große Standardabweichungen und problematisch bei der Trajektorienfolge
robuste Regelung	unzur. Dynamik und Fokus auf Parameterschwankungen
Zustandsregler	Gütemaß teils schwer einstellbar und unzureichende Dynamik ohne Vorsteuerung

Tabelle A.7: Kameraeinstellungen der PHAIC – Abbildung 7.13

Foto	ISO	Belichtungszeit	Blende	Brennweite	Fokus
B1	2000	1/8 s	f/8	10 mm	manuell
B2	250	1/8 s	f/8	10 mm	manuell
B3	250	1/8 s	f/8	10 mm	manuell
B4	250	1/8 s	f/8	10 mm	manuell

Tabelle A.8: Beispiele einer Koordinatentransformation in Pixeln – Gleichung (7.5)

Typ/Trafo	a_1	a_2	a_3	b_1	b_2	b_3
S2, Nr. 1	1,04	0,01	468	0,03	1,01	636
S2, Nr. 2	1,04	0,01	490	0,02	1,00	635
S3, Nr. 1	0,92	-0,01	-2576	0,00	0,96	2042
S3, Nr. 2	0,92	-0,01	-2562	0,00	0,96	2041

Typ/Trafo	a	b
S2, Nr. 1	$1,09 \cdot 10^{-5}$	$4,17 \cdot 10^{-7}$
S2, Nr. 2	$1,05 \cdot 10^{-5}$	$4,81 \cdot 10^{-7}$
S3, Nr. 1	$6,83 \cdot 10^{-6}$	$-8,52 \cdot 10^{-8}$
S3, Nr. 2	$6,72 \cdot 10^{-6}$	$-6,74 \cdot 10^{-7}$

Tabelle A.9: Parameter der TSSD-Approximation des y -Spiegels - Abbildung 8.2

Parameter	Wert
a_1	$3,7 \cdot 10^4 \text{ 1}/\sqrt[3]{\text{m}}$
a_2	$-7,2 \cdot 10^3 \text{ 1}/\sqrt{\text{m}}$
a_3	$5,7 \cdot 10^1 \text{ 1/m}$
a_4	$-6,0 \cdot 10^{-1}$

Tabelle A.10: Fehlerwerte bei der Prototypenplattform in rad - Abbildung 8.8

Regler	lin. Fehler		quad. Fehler	
	Chirp-Traj.	Feder-Traj.	Chirp-Traj.	Feder-Traj.
2DoF	$10,0 \cdot 10^{-5}$	$9,47 \cdot 10^{-5}$	$2,31 \cdot 10^{-8}$	$1,43 \cdot 10^{-8}$
AIC	$7,34 \cdot 10^{-5}$	$8,83 \cdot 10^{-5}$	$1,77 \cdot 10^{-8}$	$1,34 \cdot 10^{-8}$

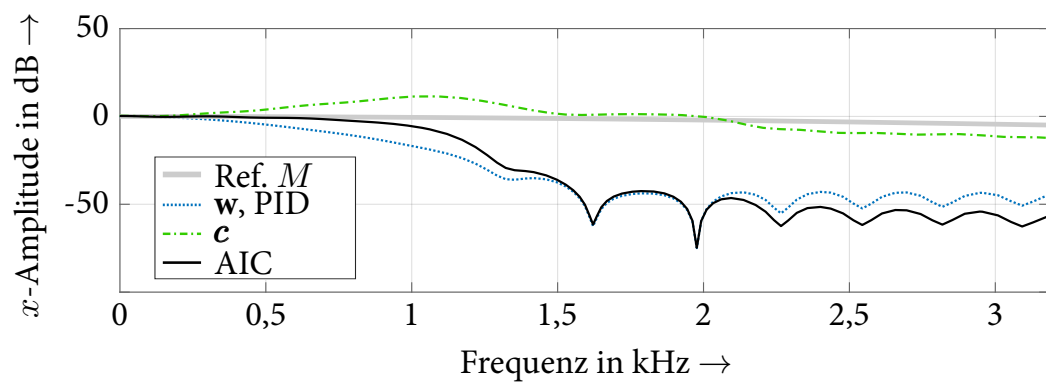


Abbildung A.3: Bode-Diagramm des Elephant mit AIC am Beispiel der x -Achse – Abbildung 8.6

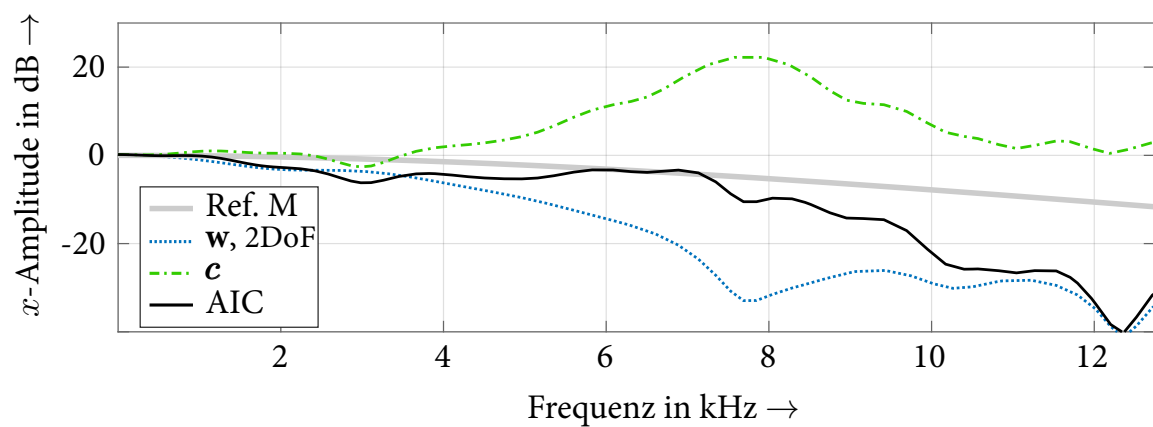


Abbildung A.4: Bode-Diagramm der Prototypenplattform mit AIC am Beispiel der x -Achse – Abbildung 8.7