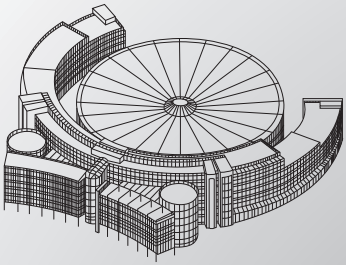
BERICHTE AUS DEM
PRODUKTIONSTECHNISCHEN
ZENTRUM BERLIN



Jan Mewis

Selbstoptimierendes System zur aktiven Schwingungskompensation in Werkzeugmaschinen

Fraunhofer IPK
INSTITUT
PRODUKTIONSANLAGEN UND
KONSTRUKTIONSTECHNIK

IWF
INSTITUT
WERKZEUGMASCHINEN UND FABRIKBETRIEB
TECHNISCHE UNIVERSITÄT BERLIN

BERICHTE AUS DEM PRODUKTIONSTECHNISCHEN ZENTRUM BERLIN

Jan Mewis

Selbstoptimierendes System zur aktiven Schwingungskompensation in Werkzeugmaschinen

Herausgeber:

Prof. Dr. h. c. Dr.-Ing. E. Uhlmann
Prof. Dr.-Ing. H. Kohl
Prof. Dr.-Ing. R. Jochem
Prof. Dr.-Ing. J. Krüger
Prof. Dr.-Ing. M. Rethmeier
Prof. Dr.-Ing. G. Seliger
Prof. Dr.-Ing. R. Stark

Fraunhofer IPK
INSTITUT PRODUKTIONSANLAGEN UND KONSTRUKTIONSTECHNIK

IWF
INSTITUT WERKZEUGMASCHINEN UND FABRIKBETRIEB TECHNISCHE UNIVERSITÄT BERLIN

Kontaktadresse:
Fraunhofer-Institut für Produktionsanlagen und Konstruktionstechnik IPK
Pascalstraße 8-9
10587 Berlin
Telefon 030 39006-0
info@ipk.fraunhofer.de
www.ipk.fraunhofer.de

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek
Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über http://dnb.de abrufbar.

ISBN 978-3-8396-1728-1

D 83

Zugl.: Berlin, TU, Diss., 2021

Druck und Weiterverarbeitung:
Fraunhofer Verlag, Mediendienstleistungen

Für den Druck des Buches wurde chlor- und säurefreies Papier verwendet.

© Fraunhofer Verlag, 2021
Nobelstraße 12
70569 Stuttgart
verlag@fraunhofer.de
www.verlag.fraunhofer.de

als rechtlich nicht selbständige Einheit der

Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung
der angewandten Forschung e.V.
Hansastraße 27 c
80686 München
www.fraunhofer.de

Alle Rechte vorbehalten

Dieses Werk ist einschließlich aller seiner Teile urheberrechtlich geschützt. Jede Verwertung, die über die engen Grenzen des Urheberrechtsgesetzes hinausgeht, ist ohne schriftliche Zustimmung des Verlages unzulässig und strafbar. Dies gilt insbesondere für Vervielfältigungen, Übersetzungen, Mikroverfilmungen sowie die Speicherung in elektronischen Systemen.
Die Wiedergabe von Warenbezeichnungen und Handelsnamen in diesem Buch berechtigt nicht zu der Annahme, dass solche Bezeichnungen im Sinne der Warenzeichen- und Markenschutz-Gesetzgebung als frei zu betrachten wären und deshalb von jedermann benutzt werden dürften. Soweit in diesem Werk direkt oder indirekt auf Gesetze, Vorschriften oder Richtlinien (z.B. DIN, VDI) Bezug genommen oder aus ihnen zitiert worden ist, kann der Verlag keine Gewähr für Richtigkeit, Vollständigkeit oder Aktualität übernehmen.

Selbstoptimierendes System zur aktiven Schwingungskompensation in Werkzeugmaschinen

vorgelegt von

Dipl.-Ing.

Jan Mewis

von der Fakultät V – Verkehrs- und Maschinensysteme

der Technischen Universität Berlin

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften

- Dr.-Ing. -

genehmigte Dissertation

Promotionsausschuss:

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. Jörg Krüger
Gutachter: Prof. Dr. h. c. Dr.-Ing. Eckart Uhlmann
Zweitgutachter: Prof. Dr.-Ing. Christian Brecher

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 08.09.2020

Berlin 2020

„Raxli Faxli Pulli Paxli“

Selbstoptimierendes System zur aktiven Schwingungskompensation in Werkzeugmaschinen

Vorwort des Herausgebers

Die Werkzeugmaschinenindustrie ist charakterisiert durch ständig steigende Anforderungen an Produktivität und Fertigungsgenauigkeit. Dies resultiert in ebenso steigenden Anforderungen an das dynamische Verhalten von Werkzeugmaschinen. Die Hochgeschwindigkeitsbearbeitung bietet ein enormes Potential hinsichtlich der Verkürzung von Prozessketten und Bearbeitungszeiten. Die bei solchen Bearbeitungen notwendigerweise geringen Massen sowie die daraus resultierende verhältnismäßig hohe Nachgiebigkeit und geringe Dämpfung der beweglichen Komponenten, sowie die hohe dynamische Beanspruchung durch den Bearbeitungsprozess verschlechtern jedoch das dynamische Verhalten der Werkzeugmaschine.

Eine Erhöhung von Steifigkeit und Dämpfung allein durch passive Maßnahmen wirkt limitierend auf die Erhöhung des Leichtbaupotentials von präzisen und hochdynamischen Werkzeugmaschinen. Ein Ausweg hierbei bieten adaptronische, aktive oder semi-aktive Systeme. Voraussetzung für einen breiten Einsatz von Systemen zur aktiven Schwingungskompensation ist deren Wirtschaftlichkeit. Ebenso wichtig ist jedoch auch die Beherrschbarkeit der Komplexität eines solchen Systems.

Entsprechend dieser Anforderungen wurde im Rahmen dieser Arbeit die Entwicklung eines robusten, sich selbst optimierenden Systems zur Verbesserung des dynamischen Verhaltens von Werkzeugmaschinen untersucht und evaluiert. Die Modelle und Grundlagen hierfür sind systematisch erarbeitet, nachvollziehbar dargestellt und miteinander verknüpft worden. Ungeachtet der Kostenfrage stand dabei die Einfachheit der Gesamtlösung im Vordergrund. Die Dämpfungswirkung konnte anhand eines seriell in den Kraftfluss eines Maschinengestells integrierten Systems nachgewiesen werden. Derart eingesetzt, dient es zur Beherrschung der relevanten Eigenmoden des Maschinengestells. Ein solches System kann durch die nachgewiesene signifikante Erhöhung der Dämpfung einen erheblichen Beitrag zur dynamischen Stabilität von Fertigungsprozessen und damit zur Erhöhung von Produktivität und Fertigungsgenauigkeit führen.

Berlin, im März 2021 Prof. Dr. h. c. Dr.-Ing. Eckart Uhlmann

Selbstoptimierendes System zur aktiven Schwingungskompensation in Werkzeugmaschinen

Vorwort des Verfassers

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Werkzeugmaschinen und Fabrikbetrieb (IWF) der Technischen Universität Berlin.

Mein besonderer Dank gilt zunächst meinem Doktorvater, Herrn Prof. Dr. h. c. Dr.-Ing. Eckart Uhlmann, dem Leiter des Fachgebiets für Werkzeugmaschinen und Fertigungstechnik am IWF der Technischen Universität Berlin sowie des Fraunhofer-Instituts für Produktionsanlagen und Konstruktionstechnik (IPK), für die wohlwollende und viele Freiheiten einräumende Unterstützung sowie Betreuung bei der Erstellung dieser Arbeit.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Christian Brecher, dem Leiter des Lehrstuhls für Werkzeugmaschinen am Werkzeugmaschinenlabor der Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen sowie des Fraunhofer-Instituts für Produktionstechnologie (IPT), danke ich herzlich für die Übernahme des Korreferats sowie für die kritische Auseinandersetzung mit meiner Arbeit.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Jörg Krüger, dem Leiter des Lehrstuhls industrielle Automationstechnik der Technischen Universität Berlin sowie Direktor des Bereichs Automatisierungstechnik des Fraunhofer IPK, danke ich für die Übernahme des Vorsitzes im Prüfungsausschuss und das Interesse an den Inhalten meiner Arbeit.

Für die außerordentliche Unterstützung während meiner Zeit als Wissenschaftlicher Mitarbeiter möchte ich Herrn Dr.-Ing. Jörg Bold danken, der immer ein offenes Ohr und einen hilfreichen Ratschlag parat hatte. Darüber hinaus danke ich Herrn Karl-Heinz Czeranski, für die vielen unterhaltsamen Frühstücke.

Allen Mitarbeiterinnen und Mitarbeitern des Produktionstechnischen Zentrums Berlin, insbesondere in der Gruppe Werkzeugmaschinentechnologie, danke ich für die hervorragende Arbeitsatmosphäre sowie die Mitarbeit an erfolg- und lehrreichen Projekten. Hervorheben möchte ich Dr.-Ing. Bernd Peukert, Eckhard Hohwieler, Fabio Meister, Raphael Rathje, Florian Schuster, Mathias Kaldonek, Tobias Siebert, Shashwat Kushwaha, Mihir Saoji, Dr.-Ing. Jiangmin Hu, Dr.-Ing. Jens König, Vasyl Kashevko, Sebastian Salein, Kaveh Kianinejad, Sophie Drieux, Dr.-Ing. Jens Wintering und Yves Kuche. Herrn Simon Thom danke ich besonders für die akribische Durchsicht des Manuskripts und die hilfreichen Anregungen.

Mein ganz besonderer Dank gilt meiner Frau, Juliane Mewis, für ihre hilfreiche Unterstützung und ihr Verständnis bei der Anfertigung dieser Doktorarbeit. Ihr und meinen beiden Söhnen, Friedrich und Karl, ist meine Arbeit gewidmet

Mein größter Dank gilt schließlich meinen Eltern, Sabine und Jürgen Mewis, sowie meinen Schwestern, Anne Mewis und Friederike Neubert, für den steten familiären Rückhalt und immerwährenden Zuspruch. Meinen lieben Eltern danke ich von ganzem Herzen, dass sie mich in sämtlichen Phasen meines Lebens stets uneingeschränkt unterstützt und gefördert haben. Sie haben mir drei wichtige Dinge auf Weg mitgegeben: Freiheitswillen, Skepsis und Durchhaltevermögen. Hierfür kann ich Ihnen nicht genug danken.

Berlin, im März 2021 Jan Mewis

Inhaltsverzeichnis

0 Formel- und Kurzzeichen III
0.1 Operatoren III
0.2 Formelzeichen III
0.3 Abkürzungen XIII
1 Einleitung 1
2 Stand der Technik 3
2.1 Einleitung 3
2.2 Dynamisches Verhalten von Werkzeugmaschinen 3
2.2.1 Grundlagen 3
2.2.2 Messtechnische Erfassung 4
2.2.3 Grundlegende Modelle 6
2.2.4 Ursachen und Wirkungen 9
2.2.5 Möglichkeiten der Beeinflussung 12
2.3 Aktive Schwingungskompensation mit Piezoaktoren 18
2.3.1 Grundlagen 20
2.3.2 Piezoelektrische Grundgleichungen 21
2.3.3 Kollokierte Sensor-Aktor-Anordnung 22
2.4 Grundlagen der Regelungstechnik 25
2.5 Moderne Regelungstechnik 30
2.5.1 Steuerbarkeit und Beobachtbarkeit 31
2.5.2 Stabilität 32
2.5.3 Robustheit 33
2.5.4 Optimierung der Reglerparameter 35
3 Zielstellung 37
4 Versuchsbedingungen, Messeinrichtungen und Modelle 39
4.1 Versuchsaufbau 39
4.2 Messtechnik 40
4.3 Simulationssoftware 44
4.3.1 Simulation des strukturdynamischen Verhaltens 44
4.3.2 Simulation des geregelten Systemverhaltens 45
4.4 Modelle und Methoden 46
4.4.1 Systemidentifikation 46
4.4.2 Reglerentwicklung 47
5 Selbstoptimierendes System zur aktiven Schwingungskompensation 49
5.1 Dynamisches Verhalten der Versuchsstruktur 49
5.2 Anforderungsanalyse 54
5.2.1 Funktionale Anforderungen 54
5.2.2 Spezifizierung der Anforderungen 55
5.3 Konzeptionierung 60
5.3.1 Aktorfreiheitsgrade 60
5.3.2 Auswahl geeigneter Piezoaktoren, Verstärker und Kraftsensoren 62
5.3.3 Vorspannung und Querkraftentkopplung 63
5.4 Simulationsunterstützte CAD-Konstruktion 67
5.4.1 System zur aktiven Schwingungskompensation 67

5.4.2 Simulation des dynamischen Verhaltens des Gesamtsystems 70
5.4.3 Simulationsbasierte Evaluation des Systems bezüglich der Steuerbarkeit und der Beobachtbarkeit 74
5.5 Montage und Inbetriebnahme 77
5.6 Systemidentifikation 78
5.6.1 Relevante Übertragungsfunktionen 78
5.6.2 Automatische Systemidentifikation auf Basis der p-LSCF-Methode 83
5.6.3 Evaluation des Modells 87
5.7 Entwurf des selbstoptimierenden robusten Reglers 92
5.7.1 Vorgehensweise beim Reglerentwurf 92
5.7.2 Skalierung 93
5.7.3 Reglerkonzept 96
5.7.4 Optimierung des Reglers 99
5.7.5 Simulation des Regelverhaltens 103
5.7.6 Implementierung 107
6 Bewertung der Dämpfungsfähigkeit des aktiven Systems 108
6.1 Vorgehensweise 108
6.2 Dämpfungsfähigkeit des aktiven Systems 108
6.3 Einfluss der Vorspannung 110
6.4 Dynamisches Verhalten der ungedämpften und der gedämpften Struktur 117
6.4.1 Modalanalyse 117
6.4.2 Beschleunigbarkeit an der Traverse 119
7 Zusammenfassung und Fazit 122
8 Literaturverzeichnis 124
Anhang 137
A1 Systemidentifikation 137
A1.1 Schätzmethoden 137
A1.2 Modale Entkopplung der Bewegungsgleichungen 138
A1.3 Ermittlung der Modalparameter 140
A2 Reglerentwicklung 143
A2.1 Systematik 143
A2.2 Steuerbarkeit, Beobachtbarkeit und Regelbarkeit 144
A2.3 Stabilität 147
A2.4 Robustheit 150
A2.5 Koprime Faktorisierung und robuste Stabilisierung 156
A3 Montage und Inbetriebnahme 161

0 Formel- und Kurzzeichen

0.1 Operatoren

Operator	Bedeutung
$\|.\|$	Euklidische Norm
$\|\|.\|\|_2$	H_2-Norm
$\|\|.\|\|_H$	Hankel-Norm
$\|\|.\|\|_\infty$	H_∞-Norm
$\|\|.\|\|_{sum}$	Matrixsummennorm
$(.)^{-1}$	Inverse einer Matrix
$(.)^T$	Transponierte einer Matrix
$(.)^{-T}$	Inverse Transponierte einer Matrix
$(.)^H$	Konjugiert-transponiert komplexer Wert
$(.)^+$	Pseudoinverse
$(.)^*$	Konjugiert komplexer Werte
Sp(.)	Spur - Summe der Hauptdiagonaleinträge einer Matrix
$\otimes$	Kronecker-Produkt
×	Schur-Produkt
Rang(.)	Rang einer Matrix; falls nicht anders spezifiziert, Zeilenrang
Re(.)	Realteil einer komplexen Zahl
Im(.)	Imaginärteil einer komplexen Zahl
max(.)	Maximum einer Funktion oder eines Vektors
std(.)	Standardabweichung
nnz(.)	Anzahl der Komponenten eines Vektors, die ungleich Null sind
diag{.}	Koeffizienten einer Diagonalmatrix

0.2 Formelzeichen

Zeichen	Einheit	Bezeichnung
a	m/s²	Beschleunigung
a_e	mm	Spanungsbreite
a_p	mm	Spanungstiefe
$a_{p,kr}$	mm	Kritische Spanungstiefe
A	m²	Querschnittsfläche
A_{eak}		Komponenten der Residuumsmatrix der k. Mode

$\mathbf{A}$		Systemmatrix einer Zustandsgleichung
$\mathbf{A}_j$		Parametermatrix der j. Ordnung
$\mathbf{A}_k$		Residuumsmatrix der k. Mode
$\mathbf{A}_p$		Matrix mit gruppierten, strukturellen Polstellen
b_{ble}	mm	Federblechdicke
$\mathbf{B}$		Steuermatrix einer Zustandsgleichung
$\mathbf{B}_{aj}$		Parametervektor der j. Ordnung
c	F	Elektrische Kapazität
$\mathbf{C}$		Beobachtermatrix einer Zustandsgleichung
$\mathbf{C}_k$	N/m	Steifigkeitsmatrix
d	Ns/m	Dämpfungskonstante
df	Hz	Auflösung im Frequenzbereich
dh	mm	Gewindesteigung
d_{ikl}	m/V	Piezoelektrische Verzerrungskoeffizienten
$\hat{d}_{max}$		Maximale, erwartete Störgröße von $\hat{\mathbf{d}}$
dt	ms	Messdauer
$\mathbf{d}$		Störgrößenvektor
$\hat{\mathbf{d}}$		Unskalierter Störgrößenvektor
$\mathbf{d}_u$		Auf den Systemeingang wirkende Störgröße
$\mathbf{d}_y$		Auf den Systemausgang wirkende Störgröße
D	As/m²	Dielektrische Verschiebung
$D_{a,wi}$	mm	Wirksamer Außendurchmesser
D_{end}	mm	Außendurchmesser des Endstücks
D_i	As/m²	Komponenten der elektrischen Flussdichte
D_{gle}	mm	Innendurchmesser des Gleitlagers
$D_{i,wi}$	mm	Wirksamer Innendurchmesser
D_k		Dynamischer Verstärkungsfaktor
D_{kal}	mm	Durchmesser einer Kugelkalotte
D_{kug}	mm	Durchmesser einer Kegelkalotte
D_m		Dämpfungsmaß
D_w	mm	Werkzeugdurchmesser
$\mathbf{D}$		Durchgangsmatrix einer Zustandsgleichung
$\hat{\mathbf{D}}$		Matrix mit Nennerpolynomen

$\mathbf{D}_a$		Transformationsmatrix zur Minimierung der Konditionszahl γ_{max}
$\mathbf{D}_b$		Kardinalform der Begleitmatrix von $\hat{\mathbf{D}}$
$\mathbf{D}_c$	Ns/m	Dämpfungsmatrix
$\mathbf{D}_d$		Skalierungsmatrix mit maximal erwarteten Störgrößen
$\mathbf{D}_e$		Skalierungsmatrix mit maximale erwarteter Regelabweichung
$\mathbf{D}_i$		Transformationsmatrix zur Minimierung der Konditionszahl γ_{max}
$\mathbf{D}_r$		Führungsgrößenskalierungsmatrix
$\mathbf{D}_u$		Kumulierte Stellgrößenmatrix
$\hat{\mathbf{D}}_u$		Skalierungsmatrix mit maximal erlaubten Stellgrößen
e		Eulerzahl
$\mathbf{e}$		Regelabweichungsvektor
$\hat{\mathbf{e}}$		Unskalierter Regelabweichungsvektor
E	V/m	Unidirektionale Feldstärke
E_k	V/m	Komponenten der elektrischen Feldstärke
E_{sta}	MPa	E-Modul von Stahl
$\mathbf{E}_d$		Innere Störgrößenmatrix einer Zustandsgleichung
f	Hz	Frequenz
f_a	N	Anregungskraft
f_{max}	Hz	Maximale Arbeitsfrequenz
f_s	Hz	Abtastrate, Taktfrequenz, oder auch Ansteuerungsfrequenz
f_z	mm	Zahnvorschub
$\mathbf{f}$	N	Kraftvektor im Zeitbereich
$\mathbf{f}_{b,m}$		b. (allgemeines) Eingangssignal zum m. Zeitpunkt
F	N	Kraft
F_b	N	Blockierkraft
F_c	N	Schnittkraft
F_{dyn}	N	Dynamische Kraft
F_{imp}	N	Impulskraft
F_{las}	N	Maximale erwartete Belastung eines Piezoaktors
$F_{m,re}$	N	Modale Reaktionskraft
F_{PSD}	N	Spektrale Leistungsdichte des Messrauschens
F_{sta}	N	Statische Kraft
F_{str}	N	Gewichtskraft

$F_{v,pi}$	N	Auf einen Piezoaktor wirkende Vorspannkraft
F_x, F_y, F_z	N	Kraft in x-, y- und z-Richtung
$F_{z,s,p}$	N	Zulässige auf einen Piezoaktor wirkende Scherkraft
$\mathbf{F}$	N	Kraftvektor im Frequenzbereich
$\mathbf{F}_{anregung}$	N	Kraftanregungsvektor
$\mathbf{F}_b$		b. (allgemeines) Eingangssignal im Frequenzbereich
$\mathbf{F}_d$		Äußere Störgrößenmatrix einer Zustandsgleichung
G		System-Übertragungsfunktion
$\widetilde{G}_{(a)}$		Über den Eingang a gemittelte System-Übertragungsfunktionen
G_d		Störstrecke
GM		Verstärkungsspielraum
$\mathbf{G}$		System-Übertragungsfunktionsmatrix, Regelstreckenmatrix
$\widehat{\mathbf{G}}$		Matrix mit unskalierten System-Übertragungsfunktionen
$\widetilde{\mathbf{G}}$		Matrix mit ausgangsskalierten System-Übertragungsfunktionen
$\widehat{\mathbf{G}}_a$		a. Zeile der modellierten System-Übertragungsfunktionsmatrix $\widehat{\mathbf{G}}$
$\mathbf{G}_d$		Störstreckenmatrix
$\widehat{\mathbf{G}}_d$		Unskalierte Störstreckenmatrix des ungeregelten Systems
$\widetilde{\mathbf{G}}_d$		Unskalierte Störstreckenmatrix des geregelten Systems
$\mathbf{G}_s$		Matrix mit umgeformten System-Übertragungsfunktionen
$\mathbf{G}_{ss}$		Zustandsraummodell der System-Übertragungsfunktionsmatrix $\mathbf{G}$
$\widehat{\mathbf{G}}_t$		Beschleunigbarkeit im ungeregelten System
$\widetilde{\mathbf{G}}_t$		Beschleunigbarkeit im geregelten System
$\mathbf{G}_{zpk}$		ZPK-Modell der System-Übertragungsfunktionsmatrix $\mathbf{G}$
h	mm	Höhe
H_e		Energieaufwandsindikator
H_l		Leistungsfähigkeitsindikator
H_r		Robustheitsindikator
$\mathbf{H}$		Reelle Matrix der Ljapunow-Gleichung
$\mathbf{H}_d$		Dämpfungsmatrix in Form des Verhältnisses der Störstrecken des geregelten und des ungeregelten Systems
$\mathbf{H}_t$		Dämpfungsmatrix in Form des Verhältnisses von Beschleunigbarkeiten des geregelten und des ungeregelten Systems
i		Komplexe Zahl $i = \sqrt{-1}$

$\mathbf{I}$		Einheitsmatrix
$\mathbf{J}$		Jacobi-Matrix
k	N/m	Steifigkeitskonstante
$k_{a,bl}$	N/µm	Axiale Steifigkeit des Federblechs
k_f		Kontaktsteifigkeitsfaktor in ANSYS Workbench
k_{pie}	N/µm	Steifigkeitskonstante eines Piezoaktors
$k_{r,bl}$	N/µm	Radiale Steifigkeit des Federblechs
$k_{t,bl}$	Nm/rad	Torsionssteifigkeit des Federblechs
k_{vor}	N/µm	Steifigkeitskonstante der Vorspannungselemente
$k_{z,fl}$	N/µm	Steifigkeit eines Festkörpergelenks
$k_{z,pu}$	N/µm	Steifigkeit bei Punktkontakt zwischen Kugel und Kugelkalotte
$k_{z,ri}$	N/µm	Steifigkeit bei Ringkontakt zwischen Kugel und Kegelkalotte
K		SISO-Regler
$\mathbf{K}$		MIMO-Regler
$\mathbf{K}_k$		Verstärkungsmatrix eines ZPK-Modells bei der k. Eigenmode
$\mathbf{K}_s$		Stabilisierender Regler
$\widehat{\mathbf{K}}_s$		Stabilisierender Regler des unskalierten Systems
l	m	Unverformte Länge eines Piezostapels
l_{ls}		Formuliertes Least-Square Problem
l_{vor}	mm	Vorspannlänge
L		Offene Regelstrecke
$\mathbf{L}$		Matrix der offenen Regelstrecken
$\mathbf{L}_s$		Matrix der offenen Regelstrecken des umgeformten Systems $\mathbf{G}_s$
m	kg	Masse
M_a	Nm	Anziehmoment von Schrauben
MQI_k		Modenqualitätsindex der k. Eigenmode
M_s		H_∞-Norm der Sensitivitätsfunktionsmatrix
M_{sp}	Nm	Spindeldrehmoment
M_t		H_∞-Norm der komplementären Sensitivitätsfunktionsmatrix
$\mathbf{M}$		Partitionierte Regelkreisstruktur zur Analyse der robusten Stabilität
$\mathbf{M}_i$		Matrix zur Ermittlung der inneren Stabilität eines Regelkreises
$\mathbf{M}_l$		Linksseitige koprime Übertragungsfunktion
$\mathbf{M}_m$	kg	Massematrix

$\mathbf{M}_r$		Rechtsseitige koprime Übertragungsfunktion
n	U/min	Drehzahl
n_a		Rauschen auf dem Ausgangssignal
n_c		Rang der Kalman'schen Beobachtbarkeitsmatrix
n_d		Anzahl der Störgrößen
n_e		Rauschen auf dem Eingangssignal
n_p		Anzahl an Piezoelementen in einem Piezostapel
n		Messwerteüberlagernder Störrauschenvektor
N_a		Anzahl Eingangssignale
N_b		Anzahl der Messabschnitte
N_e		Anzahl Ausgangssignale
N		Partitionierte Regelkreisstruktur zur Analyse der robusten Leistungsfähigkeit
$\hat{\mathbf{N}}_a$		Vektor mit Zählerpolynomen
$\mathbf{N}_l$		Linksseitige koprime Übertragungsfunktion
$\mathbf{N}_r$		Rechtsseitige koprime Übertragungsfunktion
o		Modellordnung
O		Transformationsmatrix zur Zustandsrückführung
p	rad/s	Polstelle eines Polynoms
p_σ	dB	Verhältnis der Singulärwerte
P_{the}		Thermische Leistung bei dynamischen Aktorbetrieb
PM		Phasenspielraum
P		Partitioniertes, generalisiertes System
$\mathbf{P}_a$		Transformationsmatrix zur Zustandsaufschaltung
Q	C	An Elektroden eines Piezoelements vorliegende Gesamtladung
Q		Lösungsmatrix der Ljapunow-Gleichung
$\mathbf{Q}_s$		Stabile Matrix zur Ermittlung eines stabilen Reglers
r		Führungsgröße in einem Regelkreis
r_b		Rang der Kalman'schen Steuerbarkeitsmatrix
r_t		Maximaler Rang eines Systems **G**
r		Führungsgrößenvektor
$\hat{\mathbf{r}}$		Unskalierter Führungsgrößenvektor
R_{eah}		Residuum aus hochfrequenten Moden

R_{eat}		Residuum aus niederfrequenten Moden
$\mathbf{R}_h$		Matrix mit Residuen aus hochfrequenten Moden
$\mathbf{R}_l$		Abstandsmatrix
$\mathbf{R}_t$		Matrix mit Residuen aus tieffrequenten Moden
s	1/s	Komplexer Frequenzparameter
$s_{dms,i}$	N/mV	Sensitivität des i. Dehnmesstreifen in Bezug zur wirkenden Kraft
s_{ijkl}^{E}	m²/N	Elastizitätskonstante bei konstanter elektrischer Feldstärke E
$\mathbf{s}_f$, $\mathbf{s}_x$		Matrix mit Gewichtungsparametern für die Rauschminimierung
S		Dehnung des Piezoelements in Wirkrichtung
S(iω)		Komplexe Sensitivitätsfunktion
S_{ij}		Komponenten des Dehnungstensors
S_f		Sicherheitsfaktor
S_{ff}, S_{xx}		Autoleistungsdichtespektrum
S_{fx}, S_{xf}		Kreuzleistungsdichtespektrum
$\mathbf{S}$		Matrix mit Sensitivitätsfunktionen
$\mathbf{S}_f$		Diagonalmatrix mit Sensorsensitivitäten und -verstärkungen
$\mathbf{S}_{ff}$, $\mathbf{S}_{xx}$		Matrix mit Autoleistungsdichtespektren
$\mathbf{S}_{fx}$, $\mathbf{S}_{xf}$		Matrix mit Kreuzleistungsdichtespektren
$\mathbf{S}_p$		Matrix mit konjugiert-komplexen, strukturellen Polstellen
$\mathbf{S}_s$		Matrix mit Sensitivitätsfunktionen bezüglich der umgeformten System-Übertragungsfunktionsmatrix $\mathbf{G}_s$
$\mathbf{S}_{su}$		Matrix mit Übertragungsfunktionen zur Beschreibung der Sensitivität der Stellgröße auf die Störgrößen
$\mathbf{S}_u$		Sensitivität der Stellgröße auf die Störgröße $\mathbf{d}_u$
$\mathbf{S}_y$		Sensitivität der Regelgröße auf die Störgröße $\mathbf{d}_y$
t	s	Zeit
t_{ab}	s	Abklingzeit
t_{an}	s	Anstiegszeit
t_{ga}		Zu minimierende, reelle Zielgröße
t_s	s	Sampledauer
T	N/m²	Mechanische Spannung
T(iω)		Komplexe komplementäre Sensitivitätsfunktion
T_{kl}	N/m²	Komponenten des Spannungstensors
$\mathbf{T}$		Matrix mit komplementären Sensitivitätsfunktionen

$\mathbf{T}_s$		Matrix mit komplementären Sensitivitätsfunktionen bezüglich der umgeformten System-Übertragungsfunktionsmatrix $\mathbf{G}_s$
$\mathbf{T}_{su}$		Matrix mit Übertragungsfunktionen zur Beschreibung der komplementären Sensitivität der Stellgröße auf die Störgrößen
$\mathbf{u}$		Stellgrößenvektor oder Vektor mit Eingangssignalen
$\hat{\mathbf{u}}$		Unskalierter Stellgrößenvektor
$\hat{\mathbf{u}}_b$		Unskalierter, beschränkter Stellgrößenvektor
$\mathbf{u}_s$		Stellgröße des umgeformten Systems $\mathbf{G}_s$
$\mathbf{u}_\Delta$		Mit Unsicherheiten behaftete Einflussgrößen
U	V	Elektrische Spannung
U_{max}	V	Maximale einstellbare Stellgrößenspannung
U_{min}	V	Minimal einstellbare Stellgrößenspannung
U_p	V	Spitzenspannung
$\mathbf{U}_p$		Linksseitige Eigenvektoren der p größten Eigenwerte der skalierten globalen Matrix der Kreuzleistungsdichtespektren
v_c	m/min	Schnittgeschwindigkeit
$\mathbf{v}$		Reglereingangsgrößen
$\mathbf{v}_j$		j. Eigenvektor beziehungsweise j. Spalte von $\mathbf{V}$
$\tilde{\mathbf{v}}_j$		j. Eigenvektor beziehungsweise j. Zeile von $\mathbf{V}$
$\mathbf{V}$		Eigenvektormatrix
$\mathbf{V}_p$		Rechtsseitige Eigenvektoren der p größten Eigenwerte der skalierten globalen Matrix der Kreuzleistungsdichtespektren
w_m		Fensterfunktion für diskrete Fouriertransformation
w_r		Gewichtungsfaktor für den Robustheitsindikator H_R
$\mathbf{w}$		Exogene Systemeingänge
$\mathbf{w}_e$		Gewichtungsfaktor für den Energieaufwandsindikator H_E
$\mathbf{w}_l$		Gewichtungsfaktor für den Leistungsfähigkeitsindikator H_L
W_a		Gewichtungsfunktion
$\mathbf{W}_1$		Vorfilter für die Regelstreckenumformung
$\mathbf{W}_2$		Nachfilter für die Regelstreckenumformung
$\mathbf{W}_b$		Gram'sche Steuerbarkeitsmatrix
$\mathbf{W}_c$		Gram'sche Beobachtbarkeitsmatrix
$\mathbf{W}_p$		Gewichtungsmatrix der Sensitivitätsfunktion
$\mathbf{W}_t$		Gewichtungsmatrix der komplementären Sensitivitätsfunktion

$\mathbf{W}_u$		Gewichtungsmatrix der Übertragungsfunktion zwischen den exogenen Eingangsgrößen **w** und den Stellgrößen **u**
$\mathbf{W}_{1/z}$		Verzögerungsfilter
x	m	Koordinaten in x-Richtung im Zeitbereich
Δx	m	Ausdehnung eines Piezoelements
Δx_{max}	m	Maximal erreichbare freie Ausdehnung eines Piezoelements
$\mathbf{x}$	m	Vektor mit Koordinaten oder Verschiebungen im Zeitbereich
$\mathbf{x}_{b,m}$		b. (allgemeines) Ausgangssignal zum m. Zeitpunkt
X	m	Koordinaten in X-Richtung im Frequenzbereich
$\mathbf{X}$	m	Verschiebungsvektor im Frequenzbereich
$\mathbf{X}_b$		b. (allgemeines) Ausgangssignal im Frequenzbereich
y	m	Koordinaten in y-Richtung im Zeitbereich
$\mathbf{y}$		Regelgrößenvektor oder Vektor mit Ausgangssignalen
$\hat{\mathbf{y}}$		Unskalierter Regelgrößenvektor
$\mathbf{y}_m$		Rückgeführter Regelgrößenvektor
$\mathbf{y}_s$		Regelgröße des umgeformten Systems $\mathbf{G}_s$
$\hat{\mathbf{y}}_u$	V	Als Spannung vorliegender unskalierter Regelgrößenvektor
$\mathbf{y}_\Delta$		Mit Unsicherheit behaftete Systemausgangsgröße
Y	m	Koordinaten in y-Richtung im Frequenzbereich
z	rad/s	Nullstelle eines Polynoms
z_t		Anzahl der Werkzeugschneiden
$\mathbf{z}$		Exogene Systemausgänge
Z	m	Koordinaten in z-Richtung
$\mathbf{Z}_k$		Nullstellenmatrix eines ZPK-Modells bei der k. Eigenmode
α		Niederfrequenter Dämpfungsfaktor der Rayleigh-Dämpfung
α_φ	°	Anstellwinkel eines Radiusfräsers bezüglich Werkstückoberfläche
$\boldsymbol{\alpha}$		Parametermatrix bestehend aus allen Parametermatrizen $\mathbf{A}_j$
β		Hochfrequenter Dämpfungsfaktor der Rayleigh-Dämpfung
$\boldsymbol{\beta}_a$		Parametermatrix bestehend aus allen Parametervektoren $\mathbf{B}_{aj}$
γ		Kohärenz zwischen Ausgangssignal und Eingangssignal
$\gamma_{(a)}$		Kohärenz zwischen Ausgangssignal a und allen
γ_{h1}		Kohärenz bei H1-Methode
γ_{h2}		Kohärenz bei H2-Methode

γ_k		Konditionszahl eines MIMO-Systems
γ_{lim}		Unsicherheitsschranke bei robuster Stabilität
γ_{max}		Maximale Konditionszahl
δ	m	Resultierende Ausdehnung eines Piezostapels
δ_0		Beschränkter positiver reeller Wert
δ_f	m	Freie Ausdehnung eines Piezostapels
$\mathbf{\Delta}$		Matrix mit normierten Störungen
ϵ		Beschränkter positiver reeller Wert, bzw. Stabilitätsgrenze
ε_{ik}^{T}		Permittivität bei konstanter mechanischer Spannung
$\boldsymbol{\varepsilon}_a^{LS}$		Linearisierte Fehlerfunktion eines Least-Square Problems
$\boldsymbol{\theta}$		Parametermatrix
κ		Elektromechanischer Kopplungsfaktor
λ_j		j. Eigenwert
Λ_{rvm}		Matrixsummennorm der relativen Verstärkungsmatrix
$\Lambda_{rvm,max}$		Maximale Matrixsummennorm der relativen Verstärkungsmatrix
$\mathbf{\Lambda}$		Systemmatrix mit bekannten Polstellen
$\mathbf{\Lambda}_{rvm}$		Relative Verstärkungsmatrix
μ_k		Modale Masse der k. Mode
μ_Δ		Strukturierter singulärer Wert
ν		Poisson-Zahl
v_k	m/N	Anteil der Verformungsenergie im Piezoelement bei der k. Mode
ξ_k		Modale Dämpfung der k. Mode
ρ		Spektraler Radius
P_{sta}	kg/m³	Dichte von Baustahl
σ_g		Gerichteter Singulärwert
σ_j		j. Singulärwert
σ_{kri}	MPa	Kritische uniaxiale Druckspannung
σ_{max}	MPa	Maximal zulässige Druckspannung
σ_{min}	MPa	Maximal zulässige Zugspannung
$\sigma_{v,pi}$	MPa	Vorspannkraftinduzierte Druckspannung im Piezoaktor
$\sigma_{z,max}$	MPa	Maximale Flächenpressung
σ_{zul}	MPa	Zulässige dynamische Flächenpressung
$\underline{\sigma}$		Minimaler Singulärwert

$\overline{\sigma}$		Maximaler Singulärwert
τ	s	Zeitkonstante
φ	°	Anstellwinkel eines Radiusfräsers bezüglich Werkstückoberfläche
φ_{hel}	°	Helixwinkel eines Radiusfräsers
$\boldsymbol{\Phi}_k$		Modaler Eigenvektor der k. Mode
Φ_{keg}		Öffnungswinkel der Kegelkalotte
ω	1/s	Kreisfrequenz
ω_{180}	1/s	Kreisfrequenz bei der die Phasenverzögerung 180 ° beträgt
ω_c	1/s	Grenzkreisfrequenz
ω_f	1/s	Diskrete Kreisfrequenz
ω_k	1/s	Eigenkreisfrequenz der k. Mode
Ω_i		Polynombasis der Ordnung j

0.3 Abkürzungen

Abkürzung	Erläuterung
ARMAM	Autoregressive Moving-Average Method – Methode des autoregressiven gleitenden Mittelwertes
BA	Betriebsschwingungsanalyse
BF	Bereichsforderung
BWR	Bandbreitenbegrenztes weißes Rauschen
CAD	Computer Aided Design – Computerunterstütztes Konstruieren
CAE	Computer Aided Engineering – Computerunterstütztes Entwickeln
CEFDM	Complex Exponential Frequency Domain Method – Komplex-exponentielle Frequenzbereichsmethode
CEM	Complex Exponential Method – Komplex-exponentielle Methode
CNC	Computerized numerical control – Rechnergestützte numerische Steuerung
DFT	Direkte Fourier Transformation
DPIM	Direct parameter identification Method – Direkte Parameter Identifikation Methode
DSP	Digital Signal Processor – Digitaler Signalprozessor
EGM	Ewins-Gleesin Methode
EMA	Experimentelle Modalanalyse
ERA	Eigensystem Realization Algorithmus – Eigensystem
ERA-FDM	ERA Frequency Domain Method – ERA Frequenzbereichsmethode
FDPM	Frequency Domain Prony Method – Frequenzbereichs Prony-Methode

FEM	Finite Elemente Methode
FF	Festforderung
FLR	Fuzzy-Logik Regler
GA	Genetischer Algorithmus
GRPM	Globale rationale Polynome Methode
GSHM	Gaukroger-Skinge-Heron Methode
HAC	High authority controller – Regler mit hoher Autorität
HMD	Hilfsmassedämpfer
IEPE	Integrated electronics piezo-electric sensor – Piezoelektrischer Sensor mit integrierter Elektronik
ITDM	Ibrahim Time Domain Method – Ibrahim Zeitbereichsmethode
LAC	Low authority controller – Regler mit geringer Autorität
LDS	Leistungsdichtespektren
LQG	Linear quadratic gaussian approach – Linear-quadratische Gauss-Ansatz
LS	Least Squares – Kleinste Fehlerquadrate
LSCEM	Least-Squares Complex Exponential Method – Komplex-exponentielle kleinsten Fehlerquadrate Methode
LSCFM	Least-Squares Complex Frequency Method – Kleinste Fehlerquadrate Methode im komplexen Frequenzbereich
MDOF	Muliple Degree of Freedom – Mehrere Freiheitsgrade
Mi	Multiple Input – Mehrere Eingänge
MKS	Mehrkörpersimulation
MLE	Maximum Likelyhood Estimation – Abschätzung mittels maximaler Wahrscheinlichkeit
MMIF	Multivariate Mode Indicator Function – Mehrgrößenfunktion zur Indikation von Eigenmoden
Mo	Multiple Output – Mehrere Ausgänge
MQI	Modenqualitätsindex
NP	Nominal Performance – Nominelle Leistungsfähigkeit
NS	Nominelle Stabilität
p-CEM	Poly-Reference Complex Exponential Method – Mehrachsige, komplex-exponentielle Methode
p-FDM	Poly-Reference Frequency Domain Method – Mehrachsige Frequenzbereichsmethode
PHZ	Positiven reellen Hälfte der komplexen Zahlenebene

p-LSCFM	Poly-Reference Least Squares Complex Frequency Method – Mehrachsige komplexe Frequenzbereichsmethode
PMN	Plumbic magnesium niobate – Blei-Magnesium-Niobat
PZT	Plumbic zirconate titanate – Blei-Zirkonat-Titanat
RP	Robust Performance – Robuste Leistungsfähigkeit
RPM	Rationale Polynome Methode
RS	Robuste Stabilität
RVM	Relative Verstärkungsmatrix
SASK	System zur aktiven Schwingungskompensation
SDOF	Single Degree of Freedom – Ein Freiheitsgrad
Si	Single Input – Ein Eingang
So	Single Output – Ein Ausgang
SRV	Signal-zu-Rauschen-Verhältnis
SSTDM	Single-Station Time Domain Method – Einzelpunkt Zeitbereichsmethode
STDA	Sparse Time Domain Algorithm – Sparsamer Zeitbereichsalgorithmus
SVD	Singular Value Decomposition – Singulärwertzerlegung
TF	Transfer Function – Übertragungsfunktion
TLS	Total Least Squares – Absolute kleinste Fehlerquadrate
VSTOL	Vertical and/or Short Take-Off and Landing – Vertikales und/oder kurzes Starten und Landen
WF	Wunschforderung
ZPK-Modell	Zero-Pole-Gain-Model – Nullstellen-Polstellen-Verstärkungs-Modell
ZS	Zufallssinus

1 Einleitung

Die Werkzeugmaschinenindustrie ist charakterisiert durch ständig steigende Anforderungen an Produktivität und Fertigungsgenauigkeit. Dabei sollen Produktionszeiten verringert werden, ohne dabei Einbußen bei der Fertigungsqualität in Kauf nehmen zu müssen. Die Hochgeschwindigkeitsbearbeitung (HSC) bietet ein enormes Potential hinsichtlich der Verkürzung von Prozessketten und Bearbeitungszeiten. HSC-Werkzeugmaschinen zeichnen sich durch Beschleunigungen der Maschinenachsen von mehr als 20 m/s², hauptsächlich umgesetzt mithilfe von leistungsstarken, direkt angetriebenen Linearmotoren, und Spindeldrehzahlen zwischen 20.000 U/min und 200.000 U/min aus [GRO07]. Dadurch können die Bearbeitungszeiten bedeutend verkürzt werden, wobei aufgrund der aus geringen Spanungsdicken resultierenden niedrigen Schnittkräfte eine hohe Fertigungsgenauigkeit erreicht werden kann.

Die bei der HSC notwendigerweise geringen Gewichte und die daraus resultierende verhältnismäßig hohe Nachgiebigkeit und geringe Dämpfung der beweglichen Komponenten, sowie die hohe dynamische Beanspruchung durch den Bearbeitungsprozess verschlechtern jedoch das dynamische Verhalten der Werkzeugmaschine. So hängt die Stabilität eines mechanischen Bearbeitungsprozesses entscheidend von den strukturdynamischen Eigenschaften der Werkzeugmaschine ab. Eine Bearbeitung auf nachgiebigen Werkzeugmaschinen kann zu deutlichen Welligkeiten auf der bearbeiteten Oberfläche und daher zu einer signifikanten Verringerung der Fertigungsqualität führen. Das Potential von HSC kann demnach oftmals nicht ausgeschöpft werden.

Die Verbesserung der dynamischen Eigenschaften einer Werkzeugmaschine erfolgt oftmals durch Erhöhung der Dämpfung, da diese den größten Einfluss auf die Amplitude der dynamischen Nachgiebigkeit ausübt. Da die Einbringung einer passiven Dämpfung normalerweise mit einer Erhöhung der Massen einhergeht, bieten „intelligente Strukturen“, also Strukturen, die um adaptronische, aktive oder semi-aktive Systeme ergänzt sind, das größte Leichtbaupotential [KRO11]. Mithilfe aktiver Systeme kann das dynamische Verhalten einer HSC-Werkzeugmaschine deutlich verbessert werden, ohne dass es zur einer gravierenden Erhöhung der bewegten Massen kommt [WAI13]. Die Entwicklung und Integration aktiver Systeme erfordert jedoch ein hohes Maß an Genauigkeit, eine klar strukturierte Vorgehensweise und sehr gut aufeinander abgestimmte Systeme.

Ausgehend von den Ergebnissen der Analyse des dynamischen Werkzeugmaschinenverhaltens werden üblicherweise die Rahmenbedingungen für die Entwicklung eines zu integrierenden aktiven Systems erarbeitet. Die Ergebnisse können natürlich auch aufzeigen, dass bereits die Umsetzung einfacher, kostengünstiger, passiver Maßnahmen die gewünschte Verbesserung erzielt [PRE11]. Ungeachtet der Kostenfrage, steht die Einfachheit einer Lösung im Vordergrund. Ein aktives System sollte demnach auch einfach zu integrieren sein und sich von selbst an sich ändernde Gegebenheiten anpassen.

Ein sich selbst optimierendes, aktives System zur Verbesserung des dynamischen Verhaltens von Werkzeugmaschinen erfordert entsprechende aufeinander abgestimmte Modelle, Algorithmen und Methoden. Diese Arbeit dient der nachvollziehbaren, detaillierten Vorstellung der Entwicklung eines solchen aktiven Systems, welches zum Zwecke der Prüfung der Effizienz seriell im Kraftfluss eines Maschinengestells integriert wird.

In dem Bereich der Versuchsstruktur, in dem die modale Vergleichsdehnung maximal wird, wird das im Rahmen der vorliegenden Arbeit konstruierte aktive System platziert, da das seriell integrierte System dort die höchste Autorität über die zu beeinflussenden Eigenmoden besitzt. Zur Regelstreckenidentifikation wird ein spezielles Anregungssignal mit hohem Signal-Rausch-Verhältnis und überschaubarer Messdauer, der Zufallssinus, eingeführt. Die Messdaten werden mittels eines hocheffizienten, aus Automatisierungszwecken erweiterten Kleinste-Fehlerquadrate-Algorithmus zur Systemidentifikation von Mehrgrößensystemen im komplexen Frequenzbereich [GUI03] in ein Zustandsraummodell überführt. Mithilfe der Konzepte der Robusten Regelung werden Stabilität und Leistungsfähigkeit einschränkende Systemunsicherheiten bei der Optimierung des zu regelnden aktiven Systems berücksichtigt. Dazu wird das Konzept des stabilisierenden Reglers nach GLOVER UND MCFARLANE [GLO89] adaptiert und um eine Optimierung mittels Genetischer Algorithmen (GA) ergänzt [UHL18]. Mithilfe dieser Optimierung werden die Filterparameter für die Regelstreckenumformung ermittelt, die, im Rahmen der Kapazität des aktiven Systems, eine maximale Verbesserung des dynamischen Werkzeugmaschinenverhaltens erlauben. Eine abschließende Evaluierung zeigt die Dämpfungsfähigkeiten, aber auch die Grenzen der verwendeten Modelle, Algorithmen und Methoden sowie des aktiven Systems im getesteten Fall auf.

2 Stand der Technik

2.1 Einleitung

„Eine Werkzeugmaschine ist eine Arbeitsmaschine, die ein Werkzeug am Werkstück unter gegenseitiger bestimmter Führung zur Wirkung bringt […]“. Diese Kienzle zugeschriebene Definition wurde von TÖNSHOFF [TÖN95] erweitert. Die Werkzeugmaschine „[…] übernimmt die Werkzeug- und Werkstückhandhabung und das Aufnehmen, Verarbeiten und Rückführen von Informationen über den Fertigungsvorgang“. Dabei bewirken verschiedene werkzeugmaschinenseitige Einflussfaktoren Abweichungen vom gewünschten Führungsverhalten. In Tabelle 2-1 sind die wesentlichen Fehlereinflüsse nach WECK UND BRECHER [WEC06a] grob zusammengefasst.

Tabelle 2-1: Werkzeugmaschinenseitige Fehlereinflüsse auf die Fertigungsgenauigkeit von modernen Werkzeugmaschinen [WEC06a]

Einflussfaktor	Beispiele
Geometrisches Verhalten	Statische Positionierfehler, Geradheitsabweichung, Winkelfehler und Rechtwinkligkeitsabweichung zwischen Achsen
Statisches Verhalten	Gewichtsbedingte strukturelle Verformung der Maschinenstruktur
Thermisches Verhalten	Thermisch bedingte Verformung der Maschinenstruktur
Dynamisches Verhalten	Strukturdynamische selbst- oder fremderregte Schwingungen
Kinematisches Verhalten	Interpolations- und Synchronisationsungenauigkeit, Achsregelungsbedingte Positionsabweichung

2.2 Dynamisches Verhalten von Werkzeugmaschinen

Das strukturdynamische Verhalten von Werkzeugmaschinen wird bestimmt durch ihre einzelnen Baugruppen und -teile sowie deren Verbindungselemente. Aufgrund der Komplexität der Wirkzusammenhänge ist es sehr aufwändig, das dynamische Verhalten präzise modelltechnisch abzubilden oder vorherzusagen. Schwingungserscheinungen, die aufgrund unausgewogener dynamischer Eigenschaften auftreten, resultieren neben schlechter Oberflächenqualität des bearbeiteten Werkstücks auch in erhöhtem Verschleiß am Werkzeug und den Führungselementen der Maschine sowie in erhöhter Schallemission. Bezieht man Wechselwirkungen zwischen Prozess und Maschine in die Betrachtung der Leistungsfähigkeit eines Bearbeitungszentrums ein, so bewirken eine hohe dynamische Nachgiebigkeit oder ungünstig gelegene Eigenfrequenzen der Maschine eine erhebliche Reduktion der nutzbaren Leistung und damit eine signifikante Reduktion der Produktivität.

2.2.1 Grundlagen

Es besteht demnach ein großes Interesse, strukturdynamische Phänomene in Fertigungsprozessen analysieren und modellieren zu können. Die Werkzeugmaschine wird dazu als System angesehen, auf das an bestimmten Positionen Kräfte einwirken, welche zu

strukturellen Verformungen und damit zu einer Relativverlagerung zwischen Werkzeug und Werkstück führen. Gegenstand aktueller Forschung ist einerseits, aus konstruktiver Sicht, die präzise modelltechnische Beschreibung der strukturellen Verformungen der Werkzeugmaschine [MIL92, HOL02, QUE05, WEC06a, MEN07b, ZIR08, FRE09, DEL13, HOS14, NIE15, WIN17] und andererseits, aus fertigungstechnischer Sicht, die realitätsnahe Modellierung der Nachgiebigkeit an der Zerspanstelle [BUD94, ALT01, CHU06, JUN06a, JUN06b, ROT06, WEC06a, FON07a, FON07b, BAR08, ARI09, UHL11, ALT12, UHL12, MOU13, OZS15, BRE16, OZK16, UHL17].

Die Erfassung des dynamischen Verhaltens erfolgt mittels Messung von Schwingungen als Reaktion auf eine Anregung. Die wesentlichen Messverfahren sind die Betriebsschwingungsanalyse (BA) und die experimentelle Modalanalyse (EMA) sowie die Kombination der beiden Verfahren. Bei der BA erfolgt die Anregung durch betriebsbedingte Einflüsse, wie Prozesskräfte, Achsantriebe und gegebenenfalls über das Fundament übertragene Schwingungen. Die BA wird daher bei einem identifizierten Betriebsproblem angewendet. Die EMA wird vorrangig bei einem identifizierten Strukturproblem eingesetzt, wobei eine gezielte und bekannte externe Anregung an einem oder mehreren Punkten appliziert wird. Üblicherweise ist die Maschine dabei nicht im Betrieb. An bestimmten Messpunkten wird bei beiden Verfahren die Auslenkung, die Geschwindigkeit oder die Beschleunigung gemessen. Die Analyse der Messergebnisse der Betriebsschwingungen beschränkt sich auf die Strukturantworten auf tatsächlich auftretende Betriebskräfte und somit auf Betriebsschwingungsformen an den dynamisch kritischen Frequenzen, wohingegen bei der EMA der Werkzeugmaschine Nachgiebigkeitsfrequenzgänge zur Verfügung stehen, mithilfe derer einerseits eine Abbildung der Eigenschwingungsformen generiert werden kann, und andererseits mittels eines abgeleiteten dynamischen Modells Vorhersagen der Systemantwort auf beliebige Anregungsformen möglich sind.

Unter anderem wird eine Werkzeugmaschine als Mehrkörpersystem abgebildet [MAR02, QUE05, WEC06a, WIN17]. Die Baugruppen können starr oder flexibel modelliert und über Feder-Dämpfer-Systeme miteinander verknüpft sein [ZIR08, WIN17]. Dies erlaubt die Rückführung eines komplexen strukturdynmischen Systems auf ein einfaches grundlegendes Modell: den Einmassenschwinger. Mehrkörpersysteme, die eine Verknüpfung von Einmassenschwingern darstellen, werden vorrangig dann verwendet, wenn das dynamische Verhalten existierender Werkzeugmaschinen virtuell abgebildet werden soll. Insbesondere in der Konstruktionsphase wird jedoch hauptsächlich die Finite-Elemente-Methode (FEM) eingesetzt, um das dynamische Verhalten von Werkzeugmaschinen zu bestimmen. Es gibt einige kommerzielle computergestützte Ingenieur-Programme (CAE-Programme, aus dem Englischen: Computer Aided Engineering), mit deren Hilfe die Simulation des dynamischen Verhaltens mit geringem Aufwand durchgeführt werden kann. Es sei jedoch darauf hingewiesen, dass eine präzise quantitative Vorhersage des dynamischen Verhaltens von Werkzeugmaschinen und anderen komplexen Maschinensystemen in der Konstruktionsphase nahezu unmöglich ist. Die Simulation dient daher hauptsächlich der konstruktiven Anpassung zur Verbesserung des dynamischen Verhaltens anhand qualitativer Informationen.

2.2.2 Messtechnische Erfassung

Eine dynamische Messung ist laut DIN 1319-1 eine „Messung […], wobei die Messgröße […] entweder zeitlich veränderlich ist, oder ihr Wert sich abhängig vom gewählten Messprinzip […] wesentlich aus zeitlichen Änderungen anderer Größen ergibt“ [DIN1319]. Die Effektivität und

die Genauigkeit der Analyse eines Systems sind in entscheidendem Maße abhängig von der Qualität der Messung. Einer Messgröße sind in einer Messung Messwerte zugehörig, deren Abweichung von den wahren Werten vom Messobjekt, den Rand- und Umgebungsbedingungen, den Elementen der Messkette und der Auswertung abhängig ist. Ein vollständiges Messergebnis beinhaltet das ermittelte Messergebnis sowie entsprechende Messunsicherheit.

Übertragen auf die messtechnische Erfassung des dynamischen Verhaltens von Werkzeugmaschinen ist also das Messobjekt die Werkzeugmaschine und die Rand- und Umgebungsbedingungen umfassen den Betriebszustand der Maschine sowie auf sie wirkende Umwelteinflüsse. Die Elemente der Messkette bestehen aus Sensoren, Verstärkern, Filtern und Analog-Digital-Konvertern. RUHM [RUH94] sowie GATTI UND FERRARI [GAT03] unterteilen zahlreiche Messprinzipien und Sensoren zur Erfassung von Schwingungskenngrößen. Schwingungsaufnehmer nutzen elektromagnetische, elektrodynamische, piezoelektrische, galvanomagnetische und magneto-elastische Effekte aus oder ändern eine ihrer elektrischen Eigenschaften wie Widerstand, Kapazität, Induktivität proportional zur Schwingungsgröße und geben dabei eine der Schwingungsgröße proportionale elektrische Größe wie Spannung, Strom oder Ladung ab. Besonders verbreitet sind piezoelektrische und piezoresistive Beschleunigungsaufnehmer sowie elektrodynamische Aufnehmer. In einem nachgeschalteten System wird dabei eine der Schwingungsgröße proportionale mitunter frequenzgefilterte Spannung erzeugt, welche von einem Signalanalysator zur weiteren Verarbeitung digitalisiert wird.

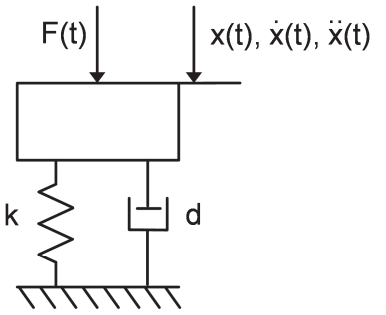
Die Anregung bei der messtechnischen Erfassung des dynamischen Verhaltens ist von besonderer Bedeutung. Sofern es sich nicht um eine BA handelt, werden bei modernen Methoden Übertragungsfrequenzgänge, welche in dieser Arbeit gleichbedeutend mit Übertragungsfunktionen (TF, aus dem Englischen: Transfer Function) verstanden werden, ermittelt und modelliert. Der Messbereich muss sowohl im Werte- als auch im Definitionsbereich klar definiert sein. Eine schlechte Wahl des Wertebereichs kann ein niedriges Signal-zu-Rauschen-Verhältnis (SRV) bewirken, was sich negativ auf die Messunsicherheit auswirkt. Ein zu geringer Wertebereich wiederum resultiert in einer Übersteuerung und im ungünstigsten Fall sogar zu einer Beschädigung des Sensors. Sowohl das Instrument zur Anregung als auch die eingesetzten Sensoren müssen die definierten Spezifikationen erfüllen. Das verwendete Anregungssignal ist eng geknüpft an die Methoden zur Auswertung der Messung. Üblicherweise werden dabei mathematische Ideen mithilfe von Anregungssystemen realisiert. Ein Impuls im Zeitbereich führt beispielsweise zu einer breitbandigen Anregung. Mithilfe eines Impulshammers kann also ein im Frequenzraum kontinuierliches, breitbandiges und im Zeitbereich aperiodisches Signal erzeugt werden. Die Beschränkung der Bandbreite, die geringe Energiedichte und Schwierigkeiten bei der Reproduzierbarkeit wirken sich bei diesem Anregungssystem jedoch negativ auf die Genauigkeit der Messergebnisse aus. Mithilfe von elektrodynamischen, -hydraulischen, oder magnetischen Erregern können in Form einer absoluten oder relativen Krafteinleitung quasistationäre Zustände erzeugt werden. Anders als beim Impulshammer, sind sie jedoch fest mit der Struktur verbunden. Die Wiederholbarkeit ist bei diesen Erregern deutlich besser. Sie sind im Rahmen ihrer Regelbarkeit geeignet, beliebige Testkraftsignale mit festlegbarer Amplitude auf die zu untersuchende Struktur aufzuprägen. Es werden jedoch vorrangig sinusförmige und stochastische Signale verwendet, da diese einfach erzeugt werden können

und bei der nachfolgenden Verarbeitung im Frequenzbereich von Vorteil sind. WECK UND BRECHER [WEC06a] geben eine Zusammenfassung der üblicherweise bei der Ermittlung von TF angewendeten Erregungssignalformen.

Sind bei einer Messung mehrere Krafteinleitungspunkte, im Folgenden als Eingänge bezeichnet, vorhanden, so ist es ein zeitlicher Vorteil diese gleichzeitig anzuregen. Man spricht in diesem Zusammenhang von „Multiple Inputs“ (MI). Bei einem einzelnen Krafteinleitungspunkt ist die Bezeichnung „Single Input“ geläufig (SI). Äquivalent erfolgt die Bezeichnung beim gleichzeitigen Einsatz mehrerer Sensoren, im Folgenden Ausgänge genannt, mit „Multiple Output“ (MO) und einzelner Sensoren mit „Single Output“ (SO). Am zeitsparendsten erweisen sich Messungen mit MIMO-Systemen. Es ist jedoch darauf zu achten, dass die Signale der Krafteinleitung unterschieden werden können. Die Arten der Eingangssignale sowie ihr Einfluss auf SISO- und MIMO-Systeme werden eingehend von BRANDT [BRA11] diskutiert. Für MIMO-Systeme haben sich weißes Rauschen, Rauschimpulse, Pseudorauschen und die mehrphasige Schrittsinusmethode als geeignet erwiesen [GAT03, WEC06a].

2.2.3 Grundlegende Modelle

Aufgrund seiner Einfachheit und Anschaulichkeit findet das Modell des Einmassenschwingers breite Verwendung und ist grundlegender Bestandteil bei der Einführung in die Strukturdynamik. Wie in Bild 2-1 dargestellt, handelt es sich dabei um ein bewegliches, mechanisches System mit der Masse m, welches über eine geschwindigkeitsproportionale Dämpfung d und eine Steifigkeit k mit einem Bezugssystem verknüpft ist. Im linearen Fall werden diese Größen als konstant angenommen. Auf das System wirkt die zeitlich variable Kraft f(t), welche eine davon abhängige Verlagerung x(t) zur Folge hat. Diese Abhängigkeit ist mit der Bewegungsdifferentialgleichung des Einmassenschwingers gegeben.



Zeitbereich:

$$kx(t) + d\dot{x}(t) + m\ddot{x}(t) = F(t)$$

Frequenzbereich:

$$[k + i\omega - m]\,X(i\omega) = F(i\omega)$$

Übertragungsfunktion:

$$G(i\omega) = \frac{X(i\omega)}{F(i\omega)} = \frac{1}{k - \omega^2 m + i\omega d}$$

Bild 2-1: Prinzipbild und Bewegungsgleichungen eines Einmassenschwingers

Die Fourier-Transformation der Bewegungsdifferentialgleichung in den Frequenzbereich erlaubt die Erstellung einer TF, welche die Analyse der wesentlichen Charakteristika des Systems stark vereinfacht. So ist ersichtlich, dass die Amplitude der TF $G(i\omega_n)$

$$|G(i\omega_n)| = \sqrt{\frac{m}{k}} \cdot \frac{1}{d} \tag{2-1}$$

bei der ungedämpften Eigenfrequenz $\omega_n = \sqrt{k/m}$ ist. Die Amplitude $|G(i\omega_n)|$ steigt also bei steigender Masse m und sinkt bei steigender Steifigkeit k. Den größten Einfluss auf die maximale Amplitude hat jedoch die Dämpfung d, da sie direkt umgekehrt proportional zur Amplitude ist. Dies ist in Bild 2-2 veranschaulicht.

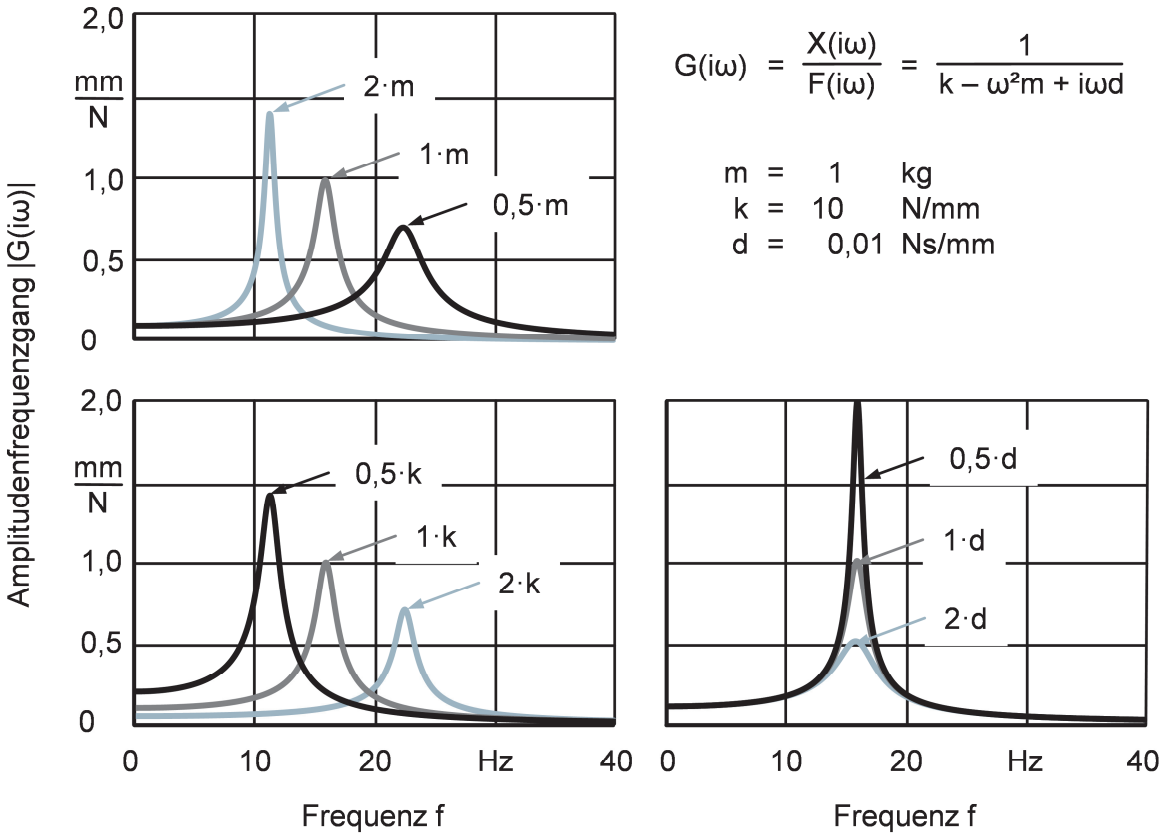


Bild 2-2: Amplitudenfrequenzgänge eines gedämpften Einmassenschwingers bei Variation der Masse m, der viskosen Dämpfung d und der Steifigkeit c

Die Übertragung auf Mehrkörpersysteme erfolgt mithilfe der Kopplung der Bewegungsgleichungen von Einmassenschwingern über generalisierte Koordinaten. In Analogie zur Bewegungsgleichung des Einmassenschwingers, ist die allgemeine Form der gekoppelten Bewegungsgleichungen mit dem linearen Gleichungssystem

$$\mathbf{M}_m\ddot{\mathbf{x}} + \mathbf{D}_c\dot{\mathbf{x}} + \mathbf{C}_k\mathbf{x} = \mathbf{f} \tag{2-2}$$

gegeben. Im Folgenden sind alle fett gedruckten Variablen einer Gleichung als Vektoren beziehungsweise Matrizen zu verstehen. Sofern nicht anders notiert sind die zugehörigen Bezugssysteme Orthonormalbasen eines kartesischen Koordinatensystems. Dabei sind **x** und **f** Vektoren mit den generalisierten Koordinaten und Kräften. Die Massematrix $\mathbf{M}_m$, die Dämpfungsmatrix $\mathbf{D}_c$ sowie die Steifigkeitsmatrix $\mathbf{C}_k$ sind symmetrisch und semi-positiv definit. Einsetzen der komplexen, harmonischen Ansätze $\mathbf{f} = \mathbf{F}e^{i\omega t+\varphi}$ und $\mathbf{x} = \mathbf{X}e^{i\omega t+\varphi}$ in Gleichung 2-2 und umstellen nach der Ausgangsgröße **X** führt zu

$$\mathbf{X} = \left[-\omega^2\mathbf{M}_m + i\omega\mathbf{D}_c + \mathbf{C}_k\right]^{-1} = \mathbf{G}(i\omega)\mathbf{F} \tag{2-3}$$

$\mathbf{G}(\omega)$ ist eine Matrix mit den Dimensionen der Matrizen $\mathbf{M}_m$, $\mathbf{D}_c$ und $\mathbf{C}_k$. Sie beinhaltet die dynamischen Nachgiebigkeiten des betrachteten Systems in den betrachteten Freiheitsgraden.

Es existieren einige Methoden, um strukturdynamische Modelle an messtechnisch ermittelte Daten anzupassen. Diese Methoden sind in vier Klassen unterteilbar: Methoden zur Bestimmung der Modalparameter von Systemen mit einem Freiheitsgrad (SDOF) im Zeit- oder Frequenzbereich sowie von Systemen mit mehreren Freiheitsgraden (MDOF) im Zeit- oder

Frequenzbereich. Die wesentlichen SDOF-Methoden werden von PHILLIPS UND ALLEMANG [PHI96], MAIA [MAI88] und einigen weiteren Wissenschaftlern zusammengefasst [MIL92, GAT03, WEC06a]. Zur Beseitigung der Defizite der SDOF-Methoden insbesondere in Hinblick auf Mehrgrößensysteme wurden moderne MDOF-Methoden entwickelt.

Die am weitesten verbreiteten Zeitbereichsmethoden sind die Complex Exponential (CEM), die Least-Squares Complex Exponential (LSCEM), die Poly-Reference Complex Exponential (p-RCEM), die Single-Station Time Domain (SSTDM) und die Ibrahim Time Domain (ITDM) Methode sowie der Eigensystem Realization Algorithmus (ERA) [ALL98, FOR02].

IBRAHIM UND MIKULCIK [IBR73, IBR76] führten die ITDM ein. Die ITDM wird auf SIMO-Systeme unter Verwendung des freien Abklingverhaltens angewendet. Bei einer Variation der ITDM, dem Sparse Time Domain Algorithmus (STDA), werden dünn besetzte Hessenberg-Matrix Formulierung verwendet [IBR87]. Dadurch ist die Methode Zeit- und Speichereffektiv und auf vieldimensionale Systeme anwendbar.

Bei der CEM werden TF mittels inverser Fouriertransformation in Impulsantworten umgewandelt. Ein reales Zeitsignal wird zu gleichverteilten Zeitpunkten erzeugt. Das resultierende Gleichungssystem wird mit einer Technik gelöst, die PRONY [PRO95] im Jahr 1795 entwickelt hatte. Mit der CEM können lediglich SISO-Systeme behandelt werden und sie wird stark von Messrauschen beeinflusst. Um Modalparameter von SIMO-Systeme zu ermitteln, wurde die LSCEM von BROWN ET AL. [BRO79] eingeführt. Im Gegensatz zur CEM kann hierbei aus mehreren Impulsantworten bezüglich einer Anregung ein konsistenter Modalparametersatz berechnet werden. Aufbauend auf diesen Modellen folgte die Erweiterung auf MIMO-Systeme mittels p-CEM [VOL82a, VOL82b]. Mit ihrer Hilfe ist es möglich, TF mit nah beieinander liegende Moden zu modellieren.

Der ERA ist ein Algorithmus zur Modalparameteridentifikation von MIMO-Systemen, welcher von JUANG UND PAPPA [JUA85] entwickelt wurde. In ERA wurden Konzepte der Regelungstechnik berücksichtigt, was ihn von den zuvor dargestellten Zeitbereichsmethoden unterscheidet. Weitere Zeitbereichsmethoden wie die Autoregressive Moving-Average (ARMAM) und die Direct Parameter Identification (DPIM) Methode sind unter den direkten Methoden eingeordnet. Die ARMAM basiert ebenfalls auf Regelungstechnikkonzepten und wird auf SISO-Systeme angewendet [MAI88], wohingegen DPIM als Generalisierung der CEM und der p-CEM angesehen werden kann [BRI80].

Deterministische Frequenzbereichsmethoden zur Modalparameteridentifikation basierten ursprünglich auf SDOF Systemen [MAI88, PHI96]. Für MDOF Systeme wurden beispielsweise die Gaukroger-Skingle-Heron (GSHM), die Ewins-Gleesin (EGM), die Frequency Domain Prony (FDPM), die Complex Exponential Frequency Domain (CEFDM), die ERA im Frequenzbereich (ERA-FDM), die Rationale Polynome (RPM), die Globale Rationale Polynome (GRPM) und die Poly-Reference Frequency Domain (p-FDM) Methode entwickelt.

Die GSHM, die EGM und die FDPM sind ausschließlich für SISO-Systeme geeignet [GAU73, EWI82]. Die GSHM basiert auf Kreis-Fitting und kann als eine grobe Abschätzung der Modalparameter angesehen werden, während die EGM vorrangig für Strukturen mit niedriger Dämpfung geeignet ist. Die 1980 eingeführte FDPM entspricht in ihrer Formulierung der CEM [BRI80]. Allgemeinere Frequenzbereichsmethoden wurden für die Parameteridentifikation von SIMO- und MIMO-Systemen entwickelt. GRPM und RPM wurden zur Modellierung von SIMO-

Systeme eingeführt [RIC82]. Mit der p-FDM können Parameter von MIMO-Systemen identifiziert werden [ZHA86].

Moderne Methoden der Modalparameteridentifikation basieren auf stochastischen Ansätzen. Im Vergleich zu den deterministischen Methoden können mit ihnen bessere Ergebnisse erzielt werden [GUI92, VER02]. Die Modelle basieren auf dem Errors-in-Variable Ansatz, bei dem Informationen über das Messrauschen genutzt werden, um eine bessere Übereinstimmung zwischen Modell und Realität zu gewährleisten. Sie sind, insbesondere bei Verfahren mit iterativem Charakter und aufgrund der Menge an zu verarbeitenden Daten, sehr rechenintensiv. Die sogenannte Abschätzung mittels „Maximaler Wahrscheinlichkeit“ im Frequenzbereich (MLE, aus dem Englischen: Maximum Likelihood Estimation) wurde von GUILLAUME [GUI92] auf Mehrgrößensystem erweitert. Die Optimierung des Algorithmus hinsichtlich der Rechenzeit wurde von VERBOVEN [VER02] diskutiert. Da Polstellen auf den strukturellen Eigenschaften des betrachteten Systems basieren und unabhängig von der Position der Anregungs- und Messpunkte sind, kann zu deren Bestimmung der allgemeine Ansatz für modal entkoppelte Bewegungsgleichungen verwendet werden, vgl. Gleichung A-18 im Anhang A1.2. Dadurch kann ein iterativer Ansatz umgangen werden und eine schnelle Lösung der Ausgleichsrechnung, im Folgenden Least-Square (LS) genannt, ist möglich. Die entsprechende Frequenzbereichsmethode ist die LS Complex Frequency Methode (LSCFM). Die Erweiterung auf MIMO-Systeme erfolgte mithilfe der Poly-Reference LSCFM (p-LSCFM) [GUI03]. Die mathematischen Formeln und deren Zusammenhänge, die unmittelbar zur Anwendung der p-LSCFM bekannt sein müssen, sind in Anhang A1 zusammengetragen.

2.2.4 Ursachen und Wirkungen

Neben den systeminhärenten Merkmalen und Eigenschaften beeinflussen Störgrößen entscheidend das Schwingungsverhalten einer Werkzeugmaschine. Dabei ist von Bedeutung, dass ein dynamisches System, dessen Eigenschaften und damit dessen Eigenfrequenzen und -moden als unveränderlich angenommen werden, lediglich mit den Frequenzen schwingt, mit denen es auch angeregt wird. Störgrößen treten extrinsisch oder intrinsisch auf und führen zu einer dynamischen Relativverlagerung zwischen Werkzeug und Werkstück. Überschreitet diese Relativverlagerung einen bestimmten Wert, ist sie deutlich als Welligkeit oder periodisches Profil auf der Oberfläche des bearbeiteten Werkstücks sichtbar [TAY06, ARN46, KOE70, ALT01, DEN13].

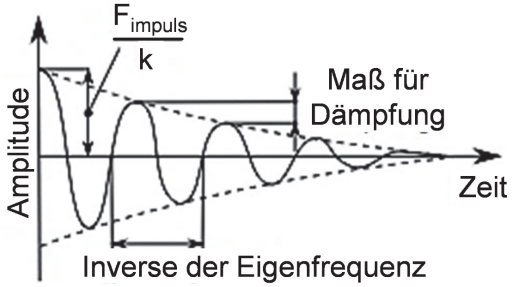
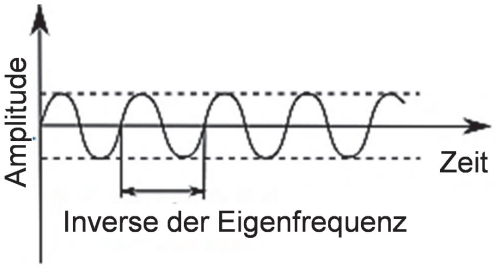
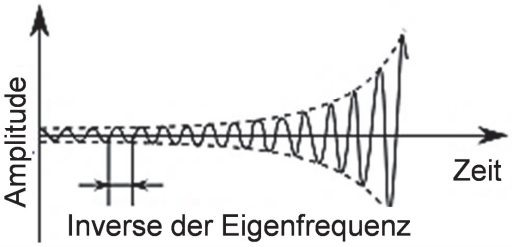
Mittels der Entscheidungslogik von MILBERG [MIL92] kann die Bestimmung einer Schwingungsursache an Werkzeugmaschinen erfolgen. Schwingt eine Maschine während der Bearbeitung so stark, dass die geforderte Qualität nicht gewährleistet werden kann, so wird die Maschine abgeschaltet. Ist die Schwingung weiterhin spürbar, so wird sie durch Kräfte, die über das Fundament übertragen werden, verursacht. Es sind also fremderregte Schwingungen. Sind keine Schwingungen erfassbar, wird die Maschine wieder eingeschaltet und im Leerlauf verfahren. Schwingt die Maschine nun, so ist die Ursache in den Maschinenteilen, der Maschinenperipherie oder im Antriebssystem zu finden. Auch hierbei handelt es sich fremderregte oder aber um freie Schwingungen. Ist nämlich der Ruck bei der Achsbeschleunigung sehr hoch, erfolgt eine impulsartige Anregung der Maschinenstruktur und die Maschine schwingt frei aus. Sind jedoch keine Vibrationen messbar, so werden im Weiteren Zerspanprozesse durchgeführt. Dabei wird untersucht, ob ein funktionaler Zusammenhang zwischen der Schneideneingriffsfrequenz sowie deren Harmonischen und den Frequenzen, mit denen die Maschine schwingt, erkennbar ist. Ist dies nicht oder nur in

geringem Maße der Fall, so handelt es sich um eine selbsterregte Schwingung. Andernfalls ist es wieder eine fremderregte Schwingung. Diese in der Fertigungstechnik verbreitete Unterscheidung ist ein wesentlicher Grundbaustein für die Abgrenzung von instabilen zu stabilen Fertigungsprozessen, welche insbesondere für die Dreh-, Schleif- und Fräsbearbeitung von Bedeutung ist.

Freie, selbst- und fremderregte Schwingungen

Die Unterscheidung in verschiedene Schwingungsarten ist also sinnvoll, um bestimmte Phänomene voneinander abgrenzen zu können. In Tabelle 2-2 sind die Schwingungsarten, ihre charakteristischen Zeitverläufe, sowie einige beispielhafte Ursachen dargestellt.

Tabelle 2-2: Amplitudeverläufe und Ursachen bei freien, fremd- und selbsterregten Schwingungen

Schwingungsart	Zeitlicher Verlauf	Mögliche Ursachen
Freie Schwingungen		Impulsartige Anregung durch: - Werkzeugeingriff - Ruckartiges Beschleunigen oder Abbremsen von Antriebsachsen - Über das Fundament eingeleitete Störkräfte
Fremderregte Schwingungen		Periodische Anregung durch: - Periodisch wechselnde Schnittkräfte (unterbrochener Schnitt) - Lagerfehler - Unwuchten - Fluchtungsfehler
Selbsterregte Schwingungen		- Regenerativeffekt - Lagekopplung benachbarter Eigenfrequenzen - Grundrauschen der Schnittkräfte

Wenn nach einer anfänglichen Anregung einer mechanischen Struktur keine weiteren zeitlich veränderlichen Kräfte oder Verschiebungen auf sie ausgeübt werden, führt dieses mechanische System eine freie Schwingung aus. Aufgrund innerer oder äußerer Reibung ist die Schwingung gedämpft und klingt ab. Sie tritt prozessbedingt im Schmiedeprozess beim Aufprall des Hammerbärs, an Hobel- und Stoßmaschinen beim Werkzeugeingriff sowie beim Schneidpressen auf. Sie können jedoch auch kinematisch bedingt durch hohe Achsbeschleunigungen beziehungsweise einen hohen Ruck entstehen und insbesondere bei mehrachsigen Verfahrwegen mit spitzen Winkeln zu einer sich auf der Werkstückoberfläche abbildenden Welligkeit führen.

Periodisch wirkende Kräfte oder Verschiebungen, die von außen auf die Struktur einer Werkzeugmaschine einwirken, führen zu fremderregten Schwingungen. Die Schwingungsfrequenz wird durch die Anregung bestimmt. Die Amplitude hingegen folgt aber aus dem Eigenverhalten der Werkzeugmaschine. Fremderregte beziehungsweise erzwungene Schwingungen an Werkzeugmaschinen können beispielsweise durch Unwuchten, durch Zahnflankenschlagen von Zahnradgetrieben, unrunde Wälzlager oder die Frequenz der Hydraulikpumpen auftreten. Auch Einleitungen durch das Fundament oder ein unterbrochener Schnitt sind mögliche Ursachen. Beim Fräsen wird prinzipbedingt durch den unterbrochenen Schnitt der einzelnen Zähne eine periodische Anregung verursacht.

Selbsterregte Schwingungen werden auf eine Prozess-Maschine Interaktion zurückgeführt und können klar mit der zuvor beschriebenen Entscheidungslogik identifiziert werden. Bei dieser Schwingungsart schwingt das Maschinensystem mit Frequenzen nahe oder direkt bei den Eigenfrequenzen. Die wesentlichen Ursachen sind der Regenerativeffekt, der Lage-Kopplungseffekt, eine fallende Schnittkraft-Schnittgeschwindigkeitskennlinie, eine Aufbauschneidenbildung und das hauptsächlich bei Schleifprozessen relevante Schnittkraftgrundrauschen. Selbsterregte Schwingungen sind dadurch gekennzeichnet, dass ihre Amplitude linear mit der Spanungstiefe a_p bis zu einer kritischen Grenzspanungstiefe $a_{p,kr}$ ähnlich wie bei fremderregten Schwingungen steigt. Bei Erhöhung der Spanungstiefe a_p über den kritischen Wert steigt die Schwingungsamplitude abrupt an und der Prozess wird als instabil bezeichnet.

Stabilität

Selbsterregte Schwingungen können also zur Instabilität eines spanenden Fertigungsprozesses führen. Man spricht in diesem Fall von Rattern, das oftmals von einem hochfrequenten, deutlich hörbaren Geräusch begleitet wird. Die schädigende Wirkung von ungewollten Schwingungen in der spanenden Metallbearbeitung wurde seit über hundert Jahren umfangreich untersucht und analysiert. Oberflächen mit Rattermarken weisen eine vergleichsweise hohe Rauheit auf. Bereits Anfang des 20. Jahrhunderts war Rattern ein bis dahin noch nicht vollständig erklärbares Phänomen [TAY06]. Da es sich jedoch um ein Phänomen handelt, bei dem die Prozess-Maschine-Interaktion eine entscheidende Rolle spielt, sind die Einflussfaktoren mannigfaltig. Einerseits fließen strukturdynamische Eigenschaften der Maschine in Rattererscheinungen ein und andererseits sind zerspanungstechnische Aspekte, wie das Werkstückmaterial und die Schneidengeometrie sowie die Wirkzusammenhänge im Zerspanbereich wesentliche Einflussfaktoren, die oftmals zu einem schwer vorhersagbaren Stabilitätsverhalten führen. Es existieren viele Veröffentlichungen zu diesem Phänomen, anhand derer sich die Bedeutung und Vielfalt dieses Forschungsbereichs ablesen lässt [TAY06, ARN46, KOE70, ALT95, BUD00, ALT01, WAR03, ROT06, WEC06a, ALT08, ARI09, UHL09, BRA11, QUI11, ALT12, SEL12, SID12, UHL12, DEN13, EYN14, HOS14, OZO14, BRE16,].

Mithilfe analytischer Methoden wird das Verständnis über die Wirkzusammenhänge signifikant erweitert. Alle analytischen Ansätze basieren auf der grundlegenden Idee, dass durch den Schnittprozess und die damit verbundenen Schwingungen der Maschine eine Welligkeit auf der Werkstückoberfläche entsteht [MIL92, ALT95]. Diese Welligkeit sorgt beim nächsten Schnitt für eine dynamische, der Welligkeit entsprechenden Schnittkraft. Dieser Prozess kann als Regelkreis oder geschlossener Wirkungskreis nachgebildet werden. Aus der Stabilität des Regelkreises kann dann die Stabilitätsgrenze des Prozesses abgeleitet werden [WEC06a].

Mittlerweile wurden Modelle entwickelt und erweitert, um mehrachsige Fräsprozesse, die Prozessdämpfung und die Werkstücknachgiebigkeit bei der Stabilitätsprognose zu berücksichtigen [ALT01, RAH09, QUI11, SID12].

Es gibt jedoch auch Methoden, die auf virtueller Zerspanung im Zeitbereich basieren [QUI11, UHL12, SID12]. Örtliche und zeitliche Diskretisierung erlaubt die Abbildung des Zerspanprozesses inklusive der entstehenden Oberflächentopologie. Da im Laufe der Zerspansimulation auch dynamisch bedingte Oberflächenwelligkeiten entstehen, können instabile Prozesse nachvollzogen werden [ARI09, SCH12]. Ein Vergleich simulativ und experimentell ermittelter Rattermarken für einen Fräsprozess mit Radiusfräser zeigt Bild 2-3. Die Untersuchungen wurden im Rahmen des internationalen Forschungsprojektes „Holistic optimization of sculptured surface manufacturing“ durchgeführt und zeigen für den in Bild 2-3 dargestellten Fall einen bis zu sechs Mal höheren arithmetischen Mittelwert der Profilordinaten R_a bei instabilen Fräsprozessen mit Radiusfräsern gegenüber den stabilen Fräsprozessen.

Es gibt eine Vielzahl an Kriterien, die zur Schärfung der Stabilitätsgrenze herangezogen werden können. Ein instabiler Prozess äußert sich in klar erkennbaren und somit auch messbaren Rattermarken auf der bearbeiteten Oberfläche [UHL11]. Einige Forscher verweisen auch auf die deutlich erhöhte Gratbildung als Indikator für Instabilität [RAH09]. Das beim Rattern deutlich hörbare Geräusch kann ebenso zur Identifikation instabiler Zerspanprozesse herangezogen werden [DEL92]. Genauso wie bei der Messung der Schnittkräfte, zeigt die Analyse der Frequenzspektren, dass die Frequenz des Geräusches keine Harmonische der Zahneingriffsfrequenz ist [DEL12]. Alle bislang angewendeten Kriterien weisen jedoch Unsicherheiten auf. Ab welcher Schwingungsamplitude bei der Ratterfrequenz ein Prozess als instabil angenommen wird, ist nicht allgemein festgelegt. Darüber hinaus gibt es viele verschiedene Kriterien anhand derer der Stabilitätszustand festgestellt werden kann [MIL92, ZHO08, NWO17]. Ein Prozess kann zum Beispiel als instabil betrachtet werden, wenn das Verhältnis der Amplitude bei der Ratterfrequenz zur größten Amplitude bei den Harmonischen der Zahneingriffsfrequenz 10 % überschreitet.

2.2.5 Möglichkeiten der Beeinflussung

Nach WAIBEL [WAI13] bestehen drei Maßnahmen, das dynamische Verhalten einer Maschine zu beeinflussen. Sie können anschaulich aus der Bewegungsgleichung des Einmassenschwingers abgeleitet werden. Es können hier die eingeleitete Kraft und das Systemverhalten angepasst werden. Somit ist die erste Maßnahme die Störgrößen-vermeidung. Zweitens kann mithilfe der Anpassung der Systemeigenschaften, also Material-eigenschaften, die geometrische Form der Bauteile und deren Koppelstellen, wesentlich auf das dynamische Verhalten eingewirkt werden. Anpassungen, zum Beispiel in Form von zusätzlichen Elementen zur passiven Dämpfung, bewirken eine Veränderung der dynamischen Nachgiebkeit. Als dritte Maßnahme gilt der Einsatz krafterzeugender Zusatzsysteme.

Arithmetischer Mittelwert der Profilordinaten R_a	
Werkzeugmaschine:	HSC Bearbeitungszentrum LPZ 500, MAP Werkzeugmaschinen GmbH, Magdeburg, Deutschland
Werkzeug:	Radiusfräser
Werkzeugparameter:	D = 8 mm, φ_{hel} = 30 °, z_t = 2, TiAlN coated
Drehzahl:	n = 19.600 rpm
Werkstückwerkstoff:	EN-AW 7075
Messsysteme:	Konfokales Laserscanning Mikroskop, FRT GmbH, Bergisch Gladbach, Deutschland

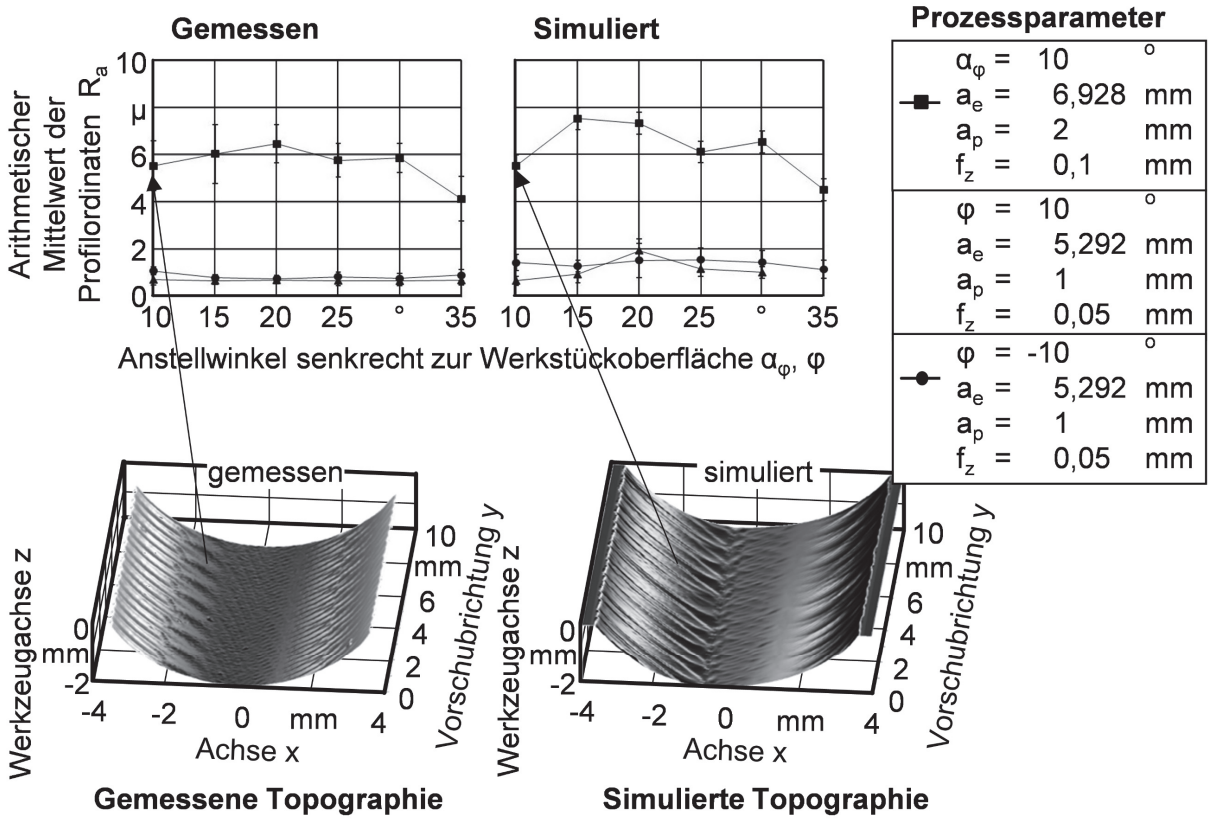


Bild 2-3: Gegenüberstellung simulativ und messtechnisch ermittelter Oberflächentopographien und daraus abgeleiteter Mittenrauheitswerte für Fräsprozesse mit Radiusfräsern in der Aluminiumlegierung EN-AW 7075

Gemäß der VDI-Richtlinie 2062 Blatt 1 [VDI2062-1] soll ein System zur Schwingungsisolation die Übertragung von Schwingungsenergie oder Kräfte auf das zu isolierende Objekt hinsichtlich der Anregungsstärke mindern. Die in der Richtlinie aufgeführten Maßnahmen zur Reduzierung von Schwingungen sind Konkretisierungen der drei von WAIBEL [WAI13] vorgestellten Maßnahmen. Sie sind unterteilt in Reduzierung der Erregung, Schwingungsisolierung in Form von Quellen- und Empfängerisolierung, Schwingungstilgung, Schwingungsdämpfung, aktive und semiaktive Schwingungsisolierung, gezielte Nutzung von Informationen über Schwingungsknoten zur Reduzierung der Entstehung von Schwingungen und Veränderung von Struktureigenschaften.

Dämpfungssysteme

Mithilfe viskoelastischer Materialen kann bereits eine relativ gute Dämpfung erzielt werden. Aber auch durch die Verwendung von Komposit- oder Verbundwerkstoffen bewirkt im Vergleich zu konventionellen Werkstoffen eine Erhöhung der passiven Dämpfung durch innere

Reibung [MAR96, LEE98]. HAUCK [HAU01] unterteilt Schwingungsdämpfungssysteme in vier generelle Klassen, welche in Tabelle 2-3 zusammengefasst sind und zeigt beispielhafte, hydraulikbasierte Schemata zur Verdeutlichung. Eine weiterführende Übersicht gibt BAUR [BAU14].

In Abhängigkeit der Zielstellung der Schwingungsreduzierung können diverse Methoden eingesetzt werden. Diese Methoden werden grundsätzlich in passive und aktive Ansätze unterschieden. Die fundamentale Methode, um Schwingungen zu reduzieren, ist die passive Dämpfung. Semiaktive Systeme zeichnen sich dadurch aus, dass Eigenschaften der passiven Dämpfungsankopplung verändert werden, um gezielt auf sich ändernde Umgebungsbedingungen oder Systemeigenschaften reagieren zu können. Im Gegensatz zum adaptiven System, erfolgt dies über eine Rückführung.

Tabelle 2-3: Klassifikation von Schwingungsdämpfungssystem [HAU01]

Passive Systeme	Adaptive Systeme	Semiaktive System	Aktive Systeme
Keine Rückführung	Steuerung	Rückführung	Rückführung
Keine Energiezufuhr	Keine Energiezufuhr	Geringe Energiezufuhr	Hohe Energiezufuhr
Keine Regelaktivität	Geringe Regelaktivität	Hochfrequente Regelaktivität	Hochfrequente Regelaktivität

Im Allgemeinen wird unter passiver Schwingungsdämpfung die Umwandlung von kinetischer Energie in eine dem schwingungsfähigen System unwirksame Energieform verstanden [VDI3833-1]. Meistens werden Hilfsmassen über geeignete Koppelmedien an das schwingende Bauteil angekoppelt. Der Dämpfungseffekt wird hierbei durch eine Energieumwandlung bei der Relativbewegung zwischen zu dämpfender Struktur und Hilfsmasse von Schwingungsenergie in Wärmeenergie erzielt [WEC06b]. In Bild 2-4 sind einige Funktionsprinzipien solcher Hilfsmassendämpfer dargestellt.

Je nach Art der Anbindung der Hilfsmasse an die Struktur lassen sich unterschiedliche Funktionsprinzipien voneinander unterscheiden. Beim sogenannten Impactdämpfer wird eine Hilfsmasse m_2 starr an die Struktur mit der Masse m_1 angekoppelt. Dies resultiert in einer Erhöhung der Gesamtmasse, was gemäß Gleichung 2-1 und Bild 2-2 zu einer Absenkung der Eigenfrequenz und einer Erhöhung der maximalen Nachgiebigkeit führt. Es sei angemerkt, dass dies in Bild 2-4 nicht korrekt wiedergegeben wird. Da es sich hierbei aber um eine zitierte Passage handelt, wird keine Korrektur in dem Bild vorgenommen. Beim Lanchesterdämpfer ist eine Hilfsmasse m_2 über ein Dämpfungselement d_2 an die Masse m_2 gekoppelt. Die Resonanzstelle wird hier nur geringfügig in der Frequenz verschoben. Der Dämpfer bewirkt jedoch eine deutliche Reduzierung der Nachgiebigkeit. Ein Schwingungstilger mit der Masse m_2 hingegen wird über eine zusätzliche Steifigkeit k_2 an das System angekoppelt. Das System besitzt nun zwei Eigenfrequenzen. Dies ist demnach nur dann sinnvoll, wenn bekannt ist, dass Anregungen hauptsächlich im Frequenzbereich der Eigenfrequenz des Ausgangssystems liegen. Der Hilfsmassendämpfer (HMD) ist eine Kombination aus Steifigkeits- und Dämpfungsankopplung. Wie auch beim Tilger, wird die Amplitude der TF verringert und

aufgrund der Ankopplung einer zweiten Masse m_2 über eine Steifigkeit k_2 eine weitere Resonanzstelle eingekoppelt. In Abhängigkeit von der Höhe der zusätzlichen Dämpfung d_2 können die Amplituden bei diesen beiden Resonanzstellen jedoch deutlich niedriger sein.

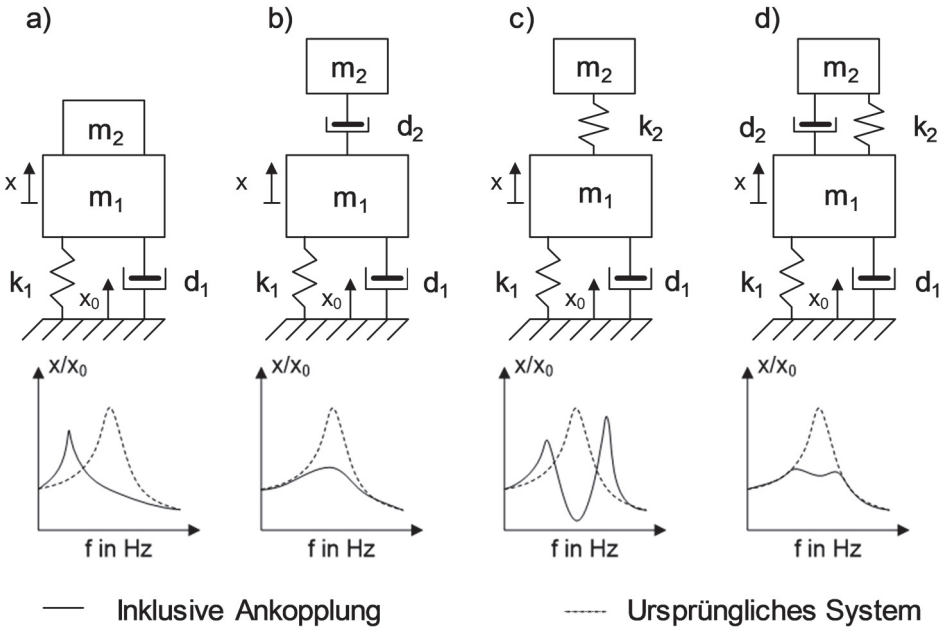


Bild 2-4: Passiv dämpfende Zusatzsysteme:
a) Impactdämpfer, b) Lanchesterdämpfer, c) Tilger und d) HMD [WEC06b]

Alle genannten passiven Dämpfungssysteme haben gemein, dass sie nur für ein bestimmtes Frequenzband wirksam sind. Die dynamische Nachgiebigkeit wird in bestimmten Frequenzbereichen sogar verstärkt. Für Werkzeugmaschinen mit gleichbleibender Schwingungserregung, wie zum Beispiel Pressen, sind diese Systeme zur Schwingungs-reduktion gut geeignet. Bei sich ändernden Schwingungserregungen hingegen, wie sie zum Beispiel bei Bearbeitungszentren auftreten können, sind diese Systeme oftmals ungenügend.

Definitionsgemäß können auch piezoelektrische Systeme für passive beziehungsweise adaptive Dämpfungssysteme eingesetzt werden. Der ähnlich einem Kondensator wirkende Piezoaktor wird dazu parallel zu einem ohm‘schen Widerstand geschaltet oder in einen Schwingkreis integriert. Dabei wird mechanische Energie durch die Piezoaktoren in elektrische Energie und diese wiederum in den Widerständen in thermische Energie umgewandelt. FORWARD [FOR79] führte grundlegende Untersuchungen dazu Ende der 70er Jahre durch. Diese Anwendungsform wurde in den darauffolgenden Jahren in vielen Forschungsprojekten untersucht und weiterentwickelt [HAG91, CAR01, PAR03, GOL11, JAN16]. Laut THOMAS ET AL. [THO12] sind elektromechanische Systeme mit angepasstem Schwingkreis effektiver als Systeme mit einfachen ohm‘schen Widerständen, wenn die Dämpfung bestimmter Eigenfrequenzen gefordert ist. Er konnte zeigen, dass mit solchen Schwingkreisen eine passive Dämpfung von über 20 dB möglich ist.

In Bild 2-5 ist die grundlegende Funktionsweise der aktiven Schwingungsdämpfung anhand eines ungedämpften Einmassenschwingers dargestellt.

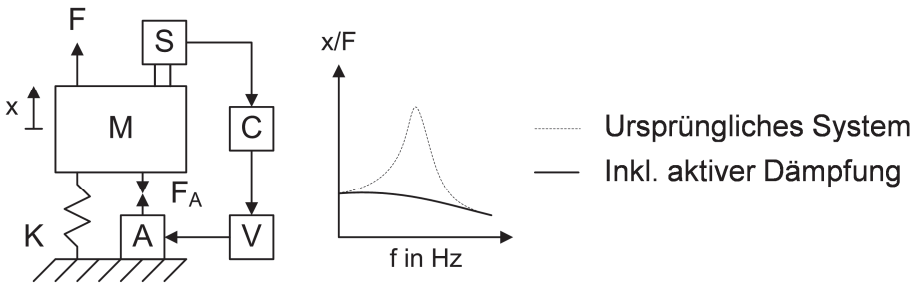


Bild 2-5: Grundlegende Komponenten aktiver Schwingungsdämpfung [EHM04]

Der entscheidende Vorteil aktiver Systeme ist die breitbandige Dämpfung bei justierbarem Energieeinsatz. Dabei werden nicht die Eigenschaften des Zusatzsystems verändert, sondern Zusatzenergie durch eine entsprechende Aktorik in das schwingungsfähige System eingebracht. Eine Regelung des Systems wird dabei unumgänglich. Die Schwingungen werden mit Hilfe eines Sensors S erfasst. Ein Regler C ermöglicht dann das Einbringen gezielter Gegenschwingungen durch eine Aktorik A. Zusätzlich werden die Stellsignale des Reglers mit Hilfe eines Verstärkers V in Signale für die Aktorik umgewandelt.

Der in Bild 2-5 dargestellte Nachgiebigkeitsfrequenzgang stellt hierbei nach EHMANN [EHM04] den idealen Grenzfall einer aktiven Schwingungsdämpfung mit einem Lehr'schen Dämpfungsmaß von $D_m = \sqrt{2}/2$ dar. Anhand dieses einfachen Beispiels lässt sich die Komplexität aktiver Schwingungsdämpfer aufzeigen. Für die dargestellten Komponenten existieren eine Reihe von Ausführungsvarianten. Geeignete Aktoren können beispielsweise elektromagnetische, hydraulische, piezoelektrische oder magnetostriktive Aktoren je nach Anforderungsprofil der Anwendung sein. Für den Regelkreis beziehungsweise die Sensorik gibt es ebenfalls eine Vielzahl von Varianten. Beispielsweise werden Beschleunigungs-, Kraft- oder Wegsensoren für die Schwingungserfassung genutzt.

Veränderung von Struktureigenschaften

Bei der Anpassung der Struktureigenschaften während der Konstruktionsphase einer Werkzeugmaschine werden im Regelfall konkurrierende Ziele verfolgt. So sollen die Beschleunigungskräfte bewegter Komponenten durch eine Reduktion der Masse verringert werden, gleichzeitig aber sollen die statische und dynamische Steifigkeit sowie die Dämpfung möglichst hoch sein [KOE70, TOB79, RAH01, MOR07, MÖH15]. Mithilfe numerischer Berechnungsmethoden wie der FEM- oder der Mehrkörpersimulationen (MKS) lassen sich Verbesserungs- und Optimierungsansätze für komplexe Werkzeugmaschinengestelle finden [WAI13, MÖH15]. Die Ergebnisgenauigkeit dieser Methoden wird jedoch durch die meist unbekannten oder schwer zugänglichen Steifigkeits- und Dämpfungseigenschaften an den Koppelstellen der Maschinenkomponenten begrenzt [WEC06b].

Es liegt nahe, die Struktureigenschaften einer Werkzeugmaschine mit dem Werkstoff in Verbindung zu setzen, aus dem das Gestell und weitere tragende Elemente bestehen. Wohingegen die Anzahl der im Werkzeugmaschinenbau eingesetzten Werkstoffe in den 70er Jahren noch überschaubar war [TOB79], gab es Anfang des 21. Jahrhunderts bereits eine Vielzahl an Alternativen zu dem immer noch dominierenden Grauguss [RAH01]. Insbesondere Verbundwerkstoffe wurden in dieser Zeit als besonders zukunftsträchtig angesehen. Einen Eindruck über die Vielfalt und die Eigenschaften der heutzutage für den Einsatz in Werkzeugmaschinenstrukturen erprobten Werkstoffe geben MÖHRING ET AL. [MÖH15]. Sie machen deutlich, dass bei all der Vielfalt insbesondere die industrielle Umsetzung und damit

Kosten, Lieferzeit und Zuverlässigkeit, aber auch Ressourceneffizienz und ökologische Gesichtspunkte einen entscheidenden Einfluss auf die Wahl des Werkstoffs haben. Das Gewicht kann bei Verwendung moderner Leichtbauwerkstoffe um 20 % mithilfe von Metallschäumen bis 60 % mithilfe von faserverstärkten Kunststoffen reduziert werden [CHO11, KRO11, BUS14].

Wohingegen die (passive) Dämpfung einer Werkzeugmaschine maßgeblich durch die für die Baugruppen verwendeten Werkstoffe und die Koppelstellen bestimmt wird, sind die Gewichtsverteilung und die Steifigkeit wesentlich durch die Größe, Form und Topologie sowohl einzelner tragender Komponenten als auch der Gesamtstruktur beeinflussbar [WEC96]. Die Form- und Topologieoptimierung ist insbesondere in der Entwurfsphase mit wenigen Randbedingungen automatisiert umsetzbar. Zielgrößen bei der Optimierung sind unter dem Leichtbauaspekt die Reduzierung des Gewichts sowie die Erhöhung der Steifigkeit und der ersten Eigenfrequenz. Gemäß KROLL ET AL. [KRO11] kann mithilfe der Optimierungsverfahren eine Gewichtsreduzierung von bis zu 30 % sinnvoll umgesetzt werden. UHLMANN UND MENSE [UHL06] konnten mittels Topologieoptimierung zeigen, dass die Steifigkeit eines typischen Z-Schlittens bei gleichem Gewicht um annähernd 50 % und gleichzeitig die erste Eigenfrequenz um fast 40 % gesteigert werden kann.

Das größte Leichtbaupotential von ungefähr 90 % wird „intelligenten Strukturen“, also Strukturen, die um adaptronische, aktive oder semi-aktive Systeme ergänzt sind, zugesprochen [KRO11]. In einer praktischen Umsetzung konnten BUSTILLO ET AL. [BUS14] das Gewicht eines Z-Schlittens um 60 % senken. Zwar reduzierte dies auch die statische Steifigkeit signifikant, jedoch konnte der dynamische Steifigkeitsverlust mithilfe eines einfachen aktiven Dämpfers annähernd kompensiert werden. „Intelligente Strukturen“ insbesondere zur Verbesserung des dynamischen Verhaltens von Werkzeugmaschinen sind Gegenstand einiger aktueller Forschungsunternehmungen [WAI13, BAU14, MÖH15, AGG16, BRE18].

Störgrößenminimierung

Neben den Möglichkeiten der Änderungen des Systemverhaltens, können auch Maßnahmen bezüglich der eingeleiteten Kräfte getroffen werden, die eine Verbesserung des dynamischen Maschinenverhaltens zur Folge haben. Maschineninhärente Krafteinleitung erfolgt durch den Bearbeitungsprozess und durch die Realisierung von Achsvorschüben. Darüber hinaus können Schwingungen über das Fundament in die Werkzeugmaschine eingeleitet werden. Letztere werden durch Isolation, zum Beispiel mithilfe von Keilschuhen, Nivellierelementen oder Dämpfungsmatten reduziert. Bei besonders empfindlichen Maschinen können Luftlager oder aktive Schwingungsisolatoren eingesetzt werden [WEC06a, BAU14].

Die Reduzierung des Einflusses der Achsbeschleunigungen und insbesondere des damit verbundenen Rucks war und ist Gegenstand einiger Forschungsprojekte [DEN11, GRO11, ESS13, DRO16]. Der Ruck ist definiert als Ableitung der Beschleunigung nach der Zeit. Je höher also der Ruck, desto steiler der Anstieg der Beschleunigung. Ein unendlich hoher Ruck würde eine sprungartige Änderung der Beschleunigung bewirken. Da durch die Beschleunigung der Maschinenachsen Reaktionskräfte auf das Gestell wirken, wird dieses im Falle eines sehr hohen Rucks in Form einer Sprungantwort schwingen. Es wirkt also eine Anregung auf das Gestell, deren Amplitude bei Frequenzen nahe $\omega = 0$ sehr groß ist und die mit 20 dB/Dekade abnimmt. Insbesondere die niedrigen Eigenformen werden demnach

vorrangig angeregt. Eine Begrenzung des Rucks führt zu einer deutlichen Reduzierung dieser Amplitude sowie ein Absenken des Anstiegs der Amplitude auf -40 dB/Dekade und damit zu einer geringeren Anregung mit geringerer Bandbreite. Die naheliegende steuerungsseitige Ruckbegrenzung ist in modernen CNC-Steuerungen integriert und führt zu einer deutlichen Verbesserung des dynamischen Verhaltens [DRO16]. Jedoch geht mit dieser Form der Ruckbegrenzung auch eine Reduzierung der Produktivität einher, da sich die Dauer der Beschleunigungsphasen der Achsen erhöht [KLA07]. Passive, wirtschaftliche Systeme zur Ruckreduzierung werden ebenfalls umfassend erforscht und sind bereits industriell umgesetzt [GRO11]. Die Integration von aktiven Systemen zur Ruckentkopplung ist jedoch aus regelungstechnischer Sicht schwierig zu realisieren und wird daher in aktuellen Forschungsprojekten untersucht [DEN10, DRO16].

Die Störgrößenminimierung durch Beeinflussung der Bearbeitungskräfte steht in direkter Beziehung zur Produktivität des Bearbeitungsprozesses [WAI13]. In diesem sehr umfangreichen Forschungsfeld wird im Wesentlichen die Prozess-Maschine-Interaktion behandelt, bei welcher hauptsächlich die Vorhersage und Vermeidung instabiler Prozesse fokussiert wird [ALT01, BRE10, QUI11, UHL11, ALT12, UHL12, DEN13, BAU14, SAL16, NWO17]. Aber auch die fertigungstechnischen Aspekte wurden erforscht und zeigten auf, dass durch die geschickte Wahl der Prozessparameter und Schnittstrategien eine Reduzierung der Prozesskräfte bei gleichzeitiger Erhöhung der Produktivität möglich ist. Die Erhöhung der Schnittgeschwindigkeit bewirkt bei vielen Werkstückwerkstoffen eine Reduzierung der Schnittkräfte [MIL92]. Aber auch die grundlegende Idee, mithilfe trochoidaler Bahnbewegungen den Umschlingungswinkel und damit die Belastung des Fräswerkzeugs zu reduzieren, führt zu einer Absenkung der Zerspanungskräfte [OTK07, PLE17]. Zur technischen Realisierung beider Ansätze sind spezielle Werkzeuge erforderlich.

2.3 Aktive Schwingungskompensation mit Piezoaktoren

In einer Vielzahl von Forschungsprojekten konnte in der Vergangenheit die Funktionsfähigkeit von Piezoaktoren in aktiven schwingungsdämpfenden Elementen gezeigt werden. Gemäß HURLEBAU UND GAUL [HUR06] sind die Arbeiten von FORWARD [FOR79, FOR81] die ersten Veröffentlichungen zum Thema aktiver Schwingungsdämpfung mittels Piezoaktoren. Tatsächlich haben aber MASON [MAS48] und OLSEN [OLS56, OLS60] bereits in den 40er Jahren beziehungsweise Ende der 50er Jahre piezoelektrische Systeme zur Schwingungskompensation entwickelt und zumindest in Form von Schutzrechten veröffentlicht. Die intensive Erforschung der Möglichkeiten aktiver Schwingungskompensation mit Piezoaktoren erfolgte jedoch erst zwei Jahrzehnte später. Ende der 70er Jahre war die Schwingungsreduktion von großen Weltraumstrukturen (LSS - Large Space Structures) und optischen Strukturen wie Teleskopen Gegenstand intensiver Forschung. In dieser Zeit sind wesentliche, bahnbrechende Erkenntnisse im Bereich der Schwingungsregelung erarbeitet worden [NUR84].

Piezoaktoren kommen insbesondere dann zum Einsatz, wenn hohe Stellkräfte bei kleinen Stellwegen mit hoher Frequenz variiert werden sollen. In Bild 2-6 vergleicht WAIBEL [WAI13] in Anlehung an ISERMANN [ISE08] gängige elektrische und hydraulische Aktoren bezüglich ihrer Stellkraft und Stellzeit und verdeutlicht damit die Bedeutung von Piezoaktoren insbesondere hinsichtlich ihres schnellen Ansprechverhaltens. Dies prädestiniert Piezoaktoren für eine Vielzahl von Anwendungen auch abseits der aktiven Schwingungsdämpfung. Eine Übersicht verschiedenster Einsatzzwecke findet sich in [JEN98].

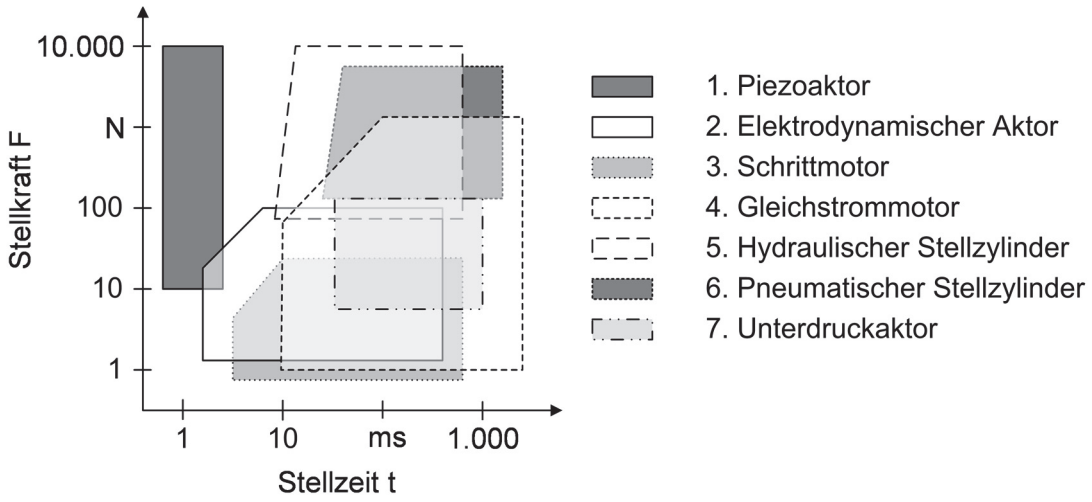


Bild 2-6: Stellzeit-Stellkraft-Diagramm für unterschiedliche Aktoren [ISE08, WAI13]

Einen anschaulichen Vergleich der Eigenschaften unterschiedlicher Aktoren geben AGGOGERI ET AL. [AGG13]. Sie verglichen fünf unterschiedliche Aktortypen hinsichtlich deren Effizienz, Stellgeschwindigkeit, Leistungsdichte und Steifigkeit, siehe Tabelle 2-4. Der Vergleich zeigt, dass Piezoaktoren neben ihrer hohen Stellgeschwindigkeit auch über eine hohe Steifigkeit und Leistungsdichte verfügen.

Tabelle 2-4: Vergleich relevanter Charakteristika unterschiedlicher Aktorarten für die aktive Schwingungsdämpfung [AGG13]

Aktorart	Effizienz	Stellgeschwindigkeit	Leistungsdichte	Steifigkeit
Elektromagnetisch	hoch	schnell	mittel	gering
Elektrostatisch	hoch	schnell	gering	gering
Piezoelektrisch	hoch	sehr schnell	hoch	hoch
Formgedächtnis-legierung	gering	langsam	sehr hoch	mittel
Magnetostriktiv	mittel	mittel/schnell	mittel/hoch	hoch

Speziell für den Einsatz aktiver Zusatzsysteme zur Schwingungsreduktion in Werkzeugmaschinenstrukturen mittels Piezoaktoren lassen sich nach WAIBEL [WAI13] drei grundlegende Konzepte voneinander unterscheiden:

- Aktive Module und Streben
- Aktive Werkstückauflagen oder Werkstückhalter
- Aktive Spindeln und Werkzeuge

BAUR [BAU14] gibt eine ausführliche Zusammenfassung des Standes der Technik von aktiven Zusatzsystemen, die in Werkzeugmaschinen, hauptsächlich zum Zweck der Prozessstabilisierung eingesetzt werden. Sein Ziel war die Vertiefung des Systemverständnisses des Wechselwirkens von Werkzeugmaschine, Zerspanungsprozess

und aktivem Zusatzsystem anhand umfangreicher Experimente mittels Absoluterreger. Ergänzend sei noch die Arbeit von AGGOGERI ET AL. [AGG16] erwähnt, die eine stewardplattformbasierte Spindelaufnahme mit zwei rotatorischen und einem transversalen Freiheitsgrad zur aktiven modellbasierten Schwingungskompensation in Mikrofräsprozessen entwickelten.

2.3.1 Grundlagen

Der durch die Brüder Jacques und Pierre Curie 1880 erstmals wissenschaftlich beschriebene direkte piezoelektrische Effekt wurde an natürlich vorkommenden Turmalin-Einkristallen beschrieben. Ein Jahr später folgte die Darstellung des inversen piezoelektrischen Effekts. Unter dem direkten piezoelektrischen Effekt versteht man eine Ladungsbildung, die proportional zu einer in einem piezoelektrischen Material herrschenden mechanischen Spannung ist. Dieser Effekt wird für eine Vielzahl unterschiedlicher Sensoren wie zum Beispiel Kraft-, Beschleunigungs- oder Drucksensoren genutzt. Für die Nutzung in technischen Aktoren hingegen wird der inverse piezoelektrische Effekt genutzt. Hier wird durch gezieltes Aufbringen von Ladungen eine mechanische Deformation hervorgerufen [JEN98].

Durch die gerichtete Verformung eines piezoelektrischen Materials bilden sich mikroskopische Dipole innerhalb der Elementarzellen, welches einer Verschiebung der Ladungs-Schwerpunkte entspricht. Die Aufsummierung über das damit verbundene elektrische Feld in allen Elementarzellen des Kristalls führt zu einer makroskopisch messbaren elektrischen Spannung. Gerichtete Verformung bedeutet, dass der angelegte Druck nicht von allen Seiten auf die Probe wirkt, sondern nur von gegenüberliegenden Seiten aus, siehe Bild 2-7. Umgekehrt kann durch Anlegen einer elektrischen Spannung eine Verformung des Kristalls oder des Piezoaktors erreicht werden.

Industriell hergestellte Piezoaktoren bestehen aus synthetischen, anorganischen, ferroelektrischen und polykristallinen Keramikwerkstoffen. Typische Basismaterialien für Hochvolt-Aktoren sind modifizierte Blei-Zirkonat-Titanate (PZT), und für Niedervolt-Aktoren Blei-Magnesium-Niobate (PMN). Der Stoffverbund von PZT-Keramiken (Pb, O, Ti/Zr) kristallisiert in der Perowskit-Kristallstruktur. Unterhalb der piezoelektrischen Curietemperatur bildet sich durch Verzerrungen der idealen Perowskit-Struktur ein Dipolmoment aus. Bei keramischen Piezoaktoren sind die internen Dipole nach dem Sinterprozess noch ungeordnet, weshalb sich keine piezoelektrischen Eigenschaften zeigen. Die Weissschen Bezirke oder Domänen besitzen eine willkürliche räumliche Orientierung und gleichen sich gegenseitig aus. Eine deutlich messbare piezoelektrische Eigenschaft lässt sich erst durch ein äußeres elektrisches Gleichfeld mit einigen MV/m aufprägen, wobei das Material bis knapp unter die Curie-Temperatur erwärmt und wieder abgekühlt wird. Die eingeprägte Orientierung bleibt danach zum großen Teil erhalten und wird als Polarisationsrichtung bezeichnet. Das Drehen der Weissschen Bezirke durch die Polarisation führt zu einer leichten Verzerrung des Materials sowie einer makroskopischen Längenzunahme in Polarisationsrichtung [JEN98].

Wird hingegen ein elektrisches Feld an den gegenüberliegenden Seiten angelegt, so resultiert die Ladungsverschiebung im unbelasteten Fall in einer Längs, bzw. Querdehnung und im belasteten Fall mit einem entsprechenden Druck. Anhand dieser zentralen Eigenschaften wird die Kennlinie des Piezoaktors generiert. Die maximal erreichbare freie Ausdehnung Δx_{max} bei $F = 0$ N sowie die maximal erreichbare Kraft, die Blockierkraft F_b bei $\Delta x = 0$ mm markieren die Endpunkte der linearen Kennlinie.

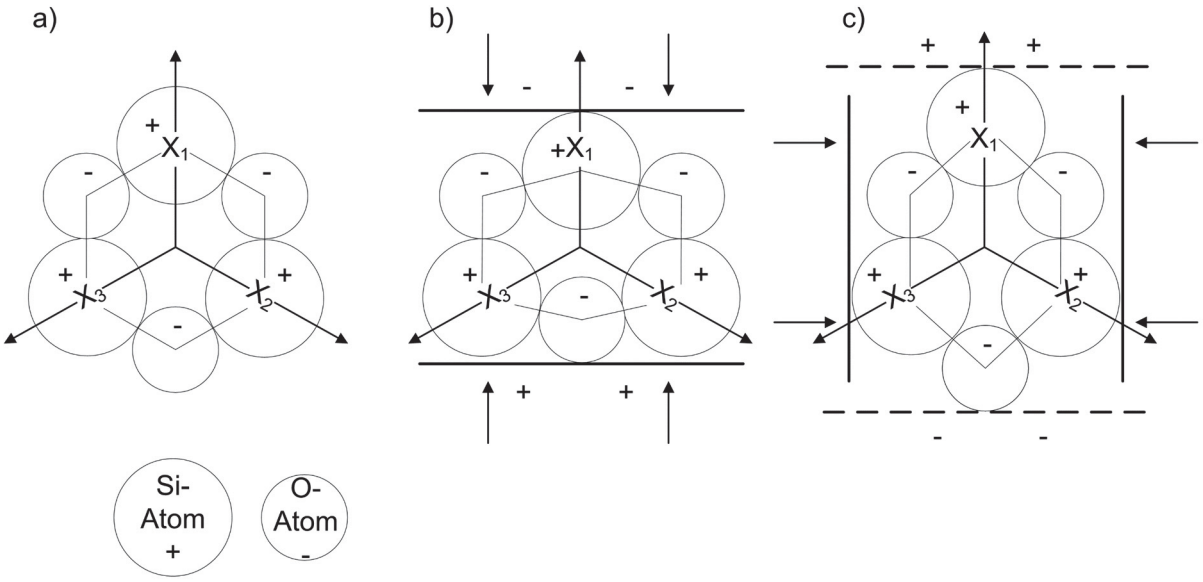


Bild 2-7: Schematische Darstellung einer Elementarzelle eines Quarzkristalls (SiO2) [JEN98]: a) unpolarer Kristall b) piezoelektrischer Längseffekt c) piezoelektrischer Quereffekt

Alle piezoelektrischen Materialien haben gemein, dass sie ein anisotropes, also ein richtungsabhängiges, Verhalten zeigen. Voraussetzung für ein piezoelektrisches Verhalten eines Werkstoffes ist, dass dieser eine polare Achse besitzt, also die Zentren der negativen und positiven Ladungen gegeneinander verschoben sind. Von 32 Kristallklassen zeigen 21 piezoelektrische Effekte [JEN98].

2.3.2 Piezoelektrische Grundgleichungen

Die allgemeinen Zustandsgleichungen eines Piezoelements lauten in Komponentenschreibweise:

$$S_{ij} = s^{E}_{ijkl} T_{kl} + d_{kij} E_k \tag{2-4}$$

$$D_i = d_{ikl} T_{kl} + \varepsilon^{T}_{ik} E_k \tag{2-5}$$

mit den Komponenten des Spannungstensors T_{kl} und des Dehnungstensors S_{ij}, den Komponenten des Nachgiebigkeitstensors s^{E}_{ijkl} bei konstantem elektrischen Feld E, den Komponenten des elektrischen Felds E_k, den piezoelektrischen Konstanten d_{ikl} sowie den dielektrischen Konstanten bei konstanter Spannung ε^{T}_{ik}. Im eindimensionalen Fall, in dem nur ein homogenes elektrisches Feld in Richtung $k = 3$ anliegt und das Piezoelement ausschließlich dieser Richtung mit einer Struktur verbunden ist, vereinfachen sich die Zustandsgleichungen 2-4 und 2-5 gemäß IEEE Normen für Piezoelektronik [IEE87].

$$S = d_{33} E + s^{E} T \tag{2-6}$$

$$D = \varepsilon^{T} E + d_{33} T \tag{2-7}$$

Unter der Annahme homogen verteilter Eigenschaften von n_p Piezoelementen in einem Piezoaktor der Länge l und mit der Querschnittsfläche A, sowie nach Umstellen der Zustandsgleichungen 2-6 und 2-7 ergibt sich nach Integration über dem Piezoaktorvolumen die Beziehung

$$\begin{bmatrix} Q \\ f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c(1 - \kappa^2) & n_p d_{33} \\ -n_p d_{33} K_a & K_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U \\ \delta \end{bmatrix} \tag{2-8}$$

mit der an den Elektroden des Piezoaktors vorliegenden Gesamtladung $Q = n_p AD$, der resultierende Ausdehnung $\delta = Sl$, der wirkenden Kraft $f = AT$, der zwischen den Elektroden anliegenden Spannung U, der Kapazität $c = \varepsilon^T n_p^2 A$ ohne wirkende Kraft $f = 0$, der Steifigkeit $K_a = A/s^E l$ bei kurzgeschlossenen Elektroden, also $U = 0$, sowie dem elektromechanischem Kopplungsfaktor $\kappa = d_{33}^2/s^E\varepsilon^T = n_p^2 d_{33}^2 K_a/c$, welcher ein Maß für die Effizienz der Umwandlung zwischen elektrischer und mechanischer Energie ist.

Ist ein Piezoaktor in eine ungedämpfte Struktur integriert, wie in Bild 2-8 schematisch dargestellt, so kann Gleichung 2-2 unter der Annahme, dass nur die Wirkrichtung des Piezoaktor relevant ist, mithilfe von Gleichung 2-8 aus dem Blickwinkel der Struktur umformuliert werden.

$$M\ddot{x} + (K_s + K_a)x = n_p d_{33} K_a U = K_a \delta_f \tag{2-9}$$

Hierbei ist die freie Ausdehnung des Piezoaktor $\delta_f = n_p d_{33} U$ sowie die resultierende Ausdehnung $\delta = x$ und damit in Analogie zu Gleichung A-14 nach einigen Umformungen

$$\frac{x}{\delta_f} = G = \sum_{k=1}^{n} \frac{K_a \Phi_k \Phi_k^T}{\mu_k \omega_k^2 (1 + \omega^2/\omega_k^2)} - 1 = \sum_{k=1}^{n} \frac{\upsilon_k}{1 + \omega^2/\omega_k^2} - 1 \tag{2-10}$$

mit dem Verhältnis υ_k der Verformungsenergie des Piezoaktor $K_a \Phi_k \Phi_k^T/2$ zur Verformungsenergie der Struktur $\mu_k \omega_k^2/2$ bei der k. Mode.

$$\upsilon_k = \frac{K_a \Phi_k \Phi_k^T}{\mu_k \omega_k^2} \tag{2-11}$$

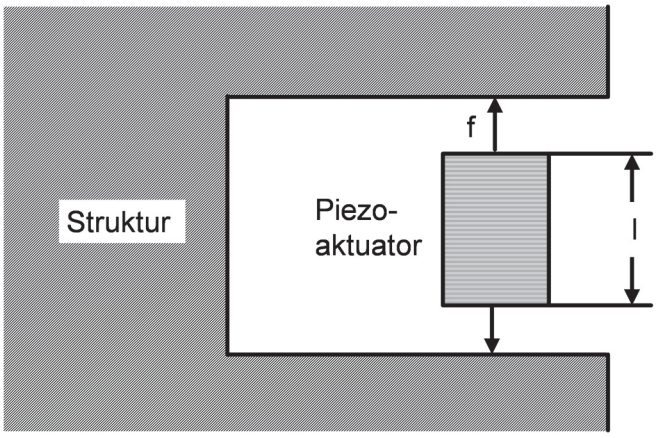


Bild 2-8: Schematische Darstellung eines in eine Struktur integrierten Piezoaktor

υ_k kann als Anteil der Verformungsenergie im Piezoaktor für die k. Mode verstanden werden. Auf Basis von Gleichung 2-10 kann eine systematische und analytisch fundierte Erarbeitung von weiteren Strategien zur passiven und aktiven Schwingungskompensation mit Piezoaktoren erfolgen [PRE11].

2.3.3 Kollokierte Sensor-Aktor-Anordnung

Aktive Schwingungskompensation erfordert die Rückführung einer Messgröße in einem Regelkreis zum Abgleich mit einer Führungsgröße, welche in diesem speziellen Fall r = 0 ist.

In Kapitel 2.4 wird die Regelungstechnik ausführlich behandelt. Dieser Abschnitt dient zum besseren Verständnis der gängigen Praxis bei der Entwicklung von Systemen zur aktiven Schwingungskompensation. In Bild 2-9 ist ein prinzipieller Regelkreis schematisch abgebildet. Nach Laplace-Transformation der Gleichungen mithilfe des komplexen Frequenzparameter $s = \sigma + i\omega$ wird die Regelabweichung $e(s) = r(s) - y_m(s)$ mittels Regler K(s) verarbeitet und der Regelstrecke G(s) als Stellgröße u(s) zugeführt. Die Regelgröße y(s) wird gemessen und als gemessene Regelgröße $y_m(s)$ zurückgeführt.

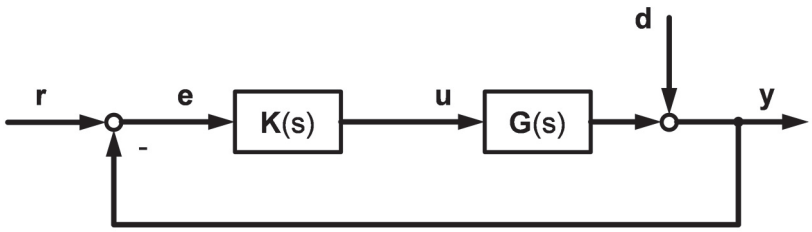


Bild 2-9: Prinzipielles Regelkreisschema

Um eine dämpfende Wirkung zu erreichen, wird im einfachsten Fall darauf abgezielt, den negativen Realteil der Polstellen zu erhöhen. Insbesondere für SISO-Systeme ist dies ohne großen Aufwand mithilfe einfacher Regelstrategien umsetzbar. Eine Übersicht der gängigsten SISO-Regler für aktive Schwingungskompensation mit kollokierten Paaren verschiedener Sensor- und Aktorarten ist in Tabelle 2-5 zusammengefasst [GAN05].

Tabelle 2-5: Sensor-Aktor-Paar-Kombinationen mit gängigen Reglern [GAN05]

Aktor / Sensor	**Kraft**	**Querdehnung**	**Längsdehnung**
Weg	$g\frac{s}{s+p}$		
Geschwindigkeit	g		
Beschleunigung	$\frac{g}{1+\tau s}$; $\frac{g}{s^2+2\xi_k\omega_k s+\omega_k^2}$		
Dehnung		$\frac{-g}{s^2+2\xi_k\omega_k s+\omega_k^2}$	
Kraft			$\frac{-g}{K_a s}$

Wesentlichen Regler sind PREUMONT ET AL. [PRE92] zufolge der „Lead“-Regler $K(s) = g\,(s + z)/(s + p)$ mit $z \ll p < 0$ und $p,z \in \mathbb{C}$, der „Direct Velocity Feedback“ (DVF) -Regler $K(s) = g$, der „Positive Position Feedback“ (PPF) -Regler $K(s) = g/(s^2 + 2\xi_k\omega_k s + \omega_k^2)$ [GOH85, FAN90] sowie der „Integral Force Feedback“ (IFF)-Regler $K(s) = -g/(K_a s)$. Die Regler sind für einen Regelkreis mit negativer Rückführung und positiver Verstärkung g notiert. Die modale Dämpfung ξ_k wird mit Werten zwischen 0.5 und 0.7 verhältnismäßig hoch festgelegt und die Filterfrequenz ω_k wird an die zu dämpfende k. Eigenmode angepasst [PRE11].

Die Beschleunigung als Rückführgröße in einem Regelkreis mit einem Regler 2. Ordnung wurde von vielen Wissenschaftlern untersucht [SIM93, PRE94, GOH96, NOY98].

Insbesondere die Reduzierung der Übertragungsfrequenz um 40 dB/Dekade bei Frequenzen oberhalb der Grenzfrequenzen ist dabei von besonderem Interesse. Einerseits kann damit hochfrequentes Rauschen gefiltert werden und andererseits wird dadurch die Stabilität des Regelkreises mit einer Regelstrecke, in der die Anzahl der Polstellen gleich der Anzahl der Nullstellen ist, ermöglicht.

Da eine Regelung jedoch auch effizient und vor allem stabil sein sollte, untersuchten einige Forscher die Eigenschaften kollokierter und nicht-kollokierter Sensor-Aktor-Paare und deren Einfluss auf die Stabilität einer Regelung [SPE89, WIE89, MIU93, PRE11]. Eine wesentliche Eigenschaft kollokierter Paare ist das alternierende Polstellen-Nullstellen-Muster. In Bild 2-10 ist eine solches Muster für eine ungedämpfte a) und eine gedämpfte b) Struktur sowie das beispielhafte Muster eines nicht-kollokierten Sensor-Aktor-Paares c) abgebildet. Der alternierende Charakter ändert sich erst, wenn Sensor und Aktor physikalisch voneinander getrennt werden. Mit der Entfernung zwischen Sensor und Aktor verschieben sich die Nullstellen in positive Richtung auf der imaginären Achse [SPE89, WIE89].

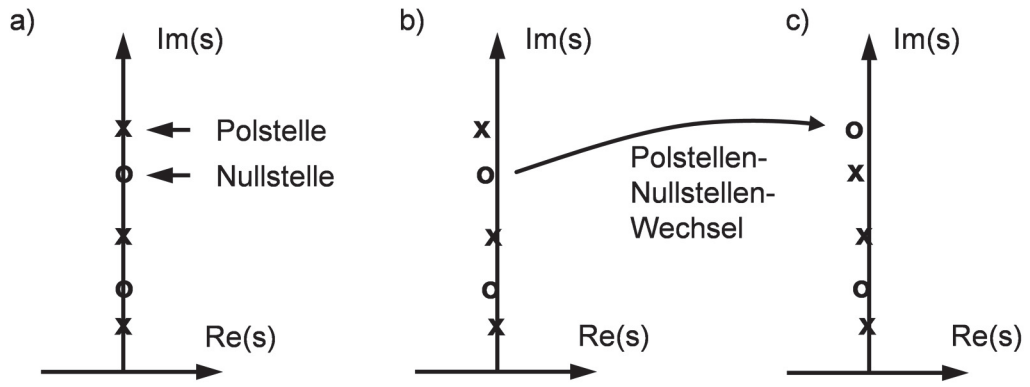


Bild 2-10: Polstellen-Nullstellen-Muster einer Struktur mit kollokiertem Aktor-Sensor-Paar
a) ungedämpft, b) gedämpft und c) Polstellen-Nullstellen-Wechsel

Sobald die Nullstelle die nächste Polstelle passiert, ändert sich die Wurzelortskurve, wie in Bild 2-11 dargestellt. Die Wurzelortskurve wird mithilfe der nach s umgestellten charakteristischen Gleichung des geschlossenen Regelkreises $1 + gG(s)K(s) = 0$ generiert [PRE11]. Sie wird in Abhängigkeit von der Rückführungsverstärkung g dargestellt und verläuft von den Polstellen ($g = 0$) bis zu den Nullstellen ($g \rightarrow \infty$). Die Richtung der Wurzelortskurve verändert sich dergestalt, dass sie, anstelle bedingungslos stabil zu sein, nach einem Polstellen-Nullstellenwechsel instabil sein kann, wenn sie in den instabilen Bereich eintritt. Eine ausführliche Erklärung gibt PREUMONT [PRE11]. Eine Anordnung mit kollokierten Sensor-Aktor-Paaren ist demnach vorzuziehen, wenn eine robuste Regelung umgesetzt werden soll. Regelstrategien für nicht-kollokierte Sensor-Aktor-Paare sind deutlich eingeschränkter bezüglich der Stabilität des Regelkreises und erfordern eine möglichst genaue Systemmodellierung [CAN84, SPE89, MIU91].

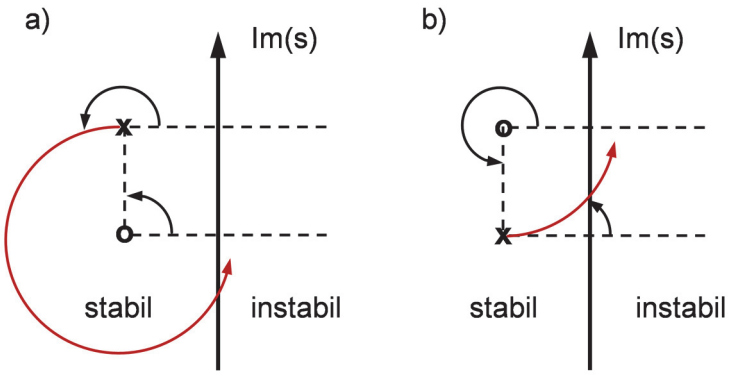


Bild 2-11: Wurzelortskurve in rot vor a) und nach b) Polstellen-Nullstellenwechsel

Neben den oben erwähnten Regelstrategien existieren auch sogenannte modellbasierte Regelstrategien. Wenn dann noch keine Kollokation von Aktor und Sensor vorliegt, ergibt sich ein deutlich erhöhter Aufwand für die Auslegung des Regelkreises [WAI13]. Für die Funktionsweisen der bereits genannten Regelstrategien sei an dieser Stelle auf weiterführende Literatur verwiesen [PRE02, EHM04, ALI05, ROS05, SKO05, PRE11, STR11, WAI13].

Die im Kapitel 2.3 genannten Methoden können der Kategorie der ‚klassischen Methoden der Regelungstechnik' zugeordnet werden. Mit ihnen kann eine aktive Schwingungskompensation aufgrund der Eigenschaften kollokierter Paare auch ohne Modellierung des zu dämpfenden Systems mithilfe der in Tabelle 2-5 dargestellten Regler für SISO-Systeme oder MIMO-Systeme mit geringem Übersprechen umgesetzt werden. Da die bereits dargestellten Regelungsstrategien die Polstellen des Systems nur unwesentlich ändern, werden sie auch als Low-Authority-Controller (LAC) bezeichnet. Sie sind effizient im Bereich der Resonanzstellen des Systems. Störungen anderen Frequenzbereichen werden jedoch kaum gedämpft, da diese Regler sehr wenig Autorität in diesen Bereichen besitzen. Dies liegt vor allem an der niedrigen Verstärkung. Im Gegensatz dazu wird die High-Authority-Control (HAC), eine Regelstrategie basierend auf dem Linear-quadratischen-Gauss-Ansatz (LQG), für hohe Verstärkung in einer beschränkten Bandbreite eingesetzt. Da eine möglichst präzise Modellierung des zu regelnden Systems dafür notwendig ist, führt sie in der gegebenen Bandbreite zu einer effizienteren Regelung, jedoch ist die Stabilität der Regelung deutlich eingeschränkter als bei Anwendung des LAC Ansatzes. Die HAC-LAC-Strategie ist Anfang der 80er Jahre von Lockheed entwickelt worden, mit dem Ziel das mittels HAC-Ansatz ausgelegte performante System mithilfe eines LAC-Ansatzes zu stabilisieren. AST [AST08] wendete diese Strategie zur eindimensionalen piezoaktorbasierten Schwingungs-kompensation einer Werkzeugmaschine mit Parallelkinematik an. Bei der HAC-LAC-Strategie müssen jedoch insbesondere aufgrund des zweigeteilten Charakters Schwierigkeiten bezüglich der Stabilität und der Robustheit überwunden werden [VER06, JAE10].

2.4 Grundlagen der Regelungstechnik

Die Idee der Regelung basiert auf drei grundlegenden, in der Natur allgegenwärtigen Konzepten:

- Bewegung oder „Panta rhei",
- Rückführung oder Kreislauf und
- Optimierung.

Auf die Regelungstechnik übertragen bedeutet dies, dass alle Strukturen Schwingungen und Bewegungen unterliegen, die mittels Beobachtung und Einflussnahme zielgerichtet verändert werden können. Diese Konzepte führen zum in Bild 2-9 dargestellten prinzipiellen Regelkreisschema. Die Ergänzung um eine sich zeitlich ändernde Störgröße **d** und eine Störstrecke $\mathbf{G}_d$ sowie ein die Messwerte überlagerndes Störrauschen **n** führt zu dem in Bild 2-12 dargestellten Regelkreis.

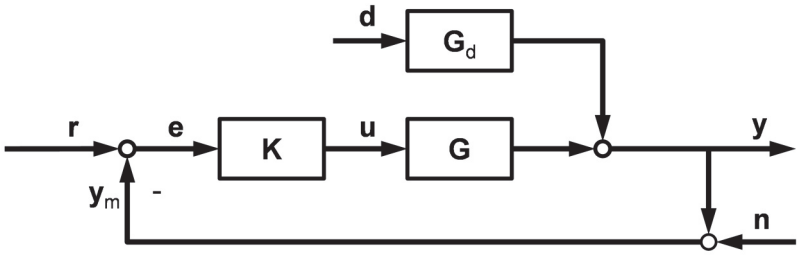


Bild 2-12: Schematische Abbildung eines SISO-Regelkreises mit Störgrößen

Ziel einer jeden Regelung ist die Minimierung der Regelabweichung $\mathbf{e} = \mathbf{r} - \mathbf{y}_m$. Im Zeitbereich kann die Erfüllung dieses Ziels anhand der Sprungantwort eines geregelten Systems unter Zuhilfenahme folgender Charakteristiken geprüft werden:

- Die Anstiegszeit t_{an}, welche die Zeit beschreibt, die benötigt wird, um 90 % des Zielwertes zu erreichen.
- Die Abklingzeit t_{ab} ist die Zeit, die benötigt wird, bis die Regelabweichung kleiner als 5 % bleibt.
- Das Überschwingen, welches im Allgemeinen nicht mehr als 20 % über dem Zielwert liegen sollte.
- Die Abklingrate, die das Verhältnis des zweiten zum ersten Maximum darstellt, sollte geringer als 0,3 sein.
- Der Beharrungszustand, welcher die Restabweichung im stationären Zustand darstellt.

Die Werte dieser Charakteristiken sollten möglichst klein sein, was gleichbedeutend mit geringen Werten der euklidischen Norm der Regelabweichung ist. Zur Auswertung im Zeitbereich lässt sich also auch die Beziehung $\|\mathbf{e}(t)\|_2 := \sqrt{\int \mathbf{e}(\tau)\cdot\mathbf{e}(\tau)\,d\tau}$ heranziehen. Optimierungsprobleme zur Minimierung von $\|\mathbf{e}\|_2$ sind numerisch mit geringem Aufwand lösbar. Der Regler **K** beinhaltet die Parameter, die es anzupassen gilt. Zur Optimierung der Leistungsfähigkeit des Reglers **K**, ist die a priori Kenntnis von Regelstrecke **G**, sowie Störgröße **d** und Störstrecke $\mathbf{G}_d$, Führungsgröße **r** und Messrauschen **n** hilfreich. Die Gleichung für den geschlossenen Regelkreis lautet ohne Herleitung:

$$\mathbf{y} = \underbrace{(\mathbf{I} + \mathbf{L})^{-1}\mathbf{L}}_{\mathbf{T}}\mathbf{r} + \underbrace{(\mathbf{I} + \mathbf{L})^{-1}}_{\mathbf{S}}\mathbf{G}_d\,\mathbf{d} - (\mathbf{I} + \mathbf{L})^{-1}\mathbf{L}\,\mathbf{n} \tag{2-12}$$

Dabei ist $\mathbf{L} = \mathbf{GK}$ die TF des offenen Regelkreises ohne Störgrößen, $\mathbf{S} = (\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1} = (\mathbf{I} + \mathbf{L})^{-1}$ wird als Sensitivitätsfunktion bezeichnet und $\mathbf{T} = (\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1}\mathbf{GK} = (\mathbf{I} + \mathbf{L})^{-1}\mathbf{L}$ ist die komplementäre Sensitivitätsfunktion. Mithilfe der Beziehung $\mathbf{T} = \mathbf{I} - \mathbf{S}$ kann für die Regelabweichung die Beziehung

$$\mathbf{e} = \mathbf{y} - \mathbf{r} = -\mathbf{S}\mathbf{r} + \mathbf{S}\mathbf{G}_d\mathbf{d} - \mathbf{T}\mathbf{n} \tag{2-13}$$

hergeleitet werden. Die Sensitivitätsfunktion **S** beschreibt somit bei Vernachlässigung des Störrauschens den Einfluss des Regelkreises auf die Sensitivität des Systems auf die

Störgröße **d** und die komplementäre Sensitivitätsfunktion **T** stellt das Äquivalent bezüglich Änderungen der Führungsgröße **r** dar. Lange Zeit suchten Ingenieure und Wissenschaftler nach einer einheitlichen Größe, mithilfe derer die Empfindlichkeit der Systemeigenschaften bezüglich Parameteränderungen quantifiziert werden kann [IVA34, ZIE42]. BODE [BOD45] definierte die mathematische Beziehung für SISO-Systeme

$$S = \frac{dT/T}{dG/G} \tag{2-14}$$

als Sensitivität. Störgrößen werden bei dieser Definition vernachlässigt und man erhält durch Einsetzen die nützliche Beziehung $\mathbf{I} = \mathbf{T} + \mathbf{S}$. Die Stellgröße **u** in dem in Bild 2-12 dargestellten Regelkreis kann mithilfe von Gleichung 2-15 berechnet werden.

$$\mathbf{u} = \mathbf{r} - \mathbf{y} - \mathbf{n} = \mathbf{KSr} - \mathbf{KSG}_d\mathbf{d} - \mathbf{KSn} \tag{2-15}$$

Diese Beziehung ist ein wichtiger Bestandteil bei der Ermittlung der Effizienz der Regelung. In gewisser Weise kann die Stellgröße als Maß für den Aufwand der Regelung verstanden werden, wohingegen die mithilfe von Gleichung 2-13 ermittelte Regelabweichung zur Bestimmung des Nutzens herangezogen werden kann.

Für die Vereinfachung des Reglerentwurfs und der Bewertung der Leistungsfähigkeit der Regelung sind die Vektoren in Gleichung 2-12 üblicherweise derart skaliert, dass ihre Komponenten $d_i \in (-1, 1)$, $e_i \in (-1, 1)$ und $u_i \in (-1, 1)$ und damit

$$\mathbf{G} = \mathbf{D}_e^{-1}\hat{\mathbf{G}}\mathbf{D}_u \tag{2-16}$$

$$\mathbf{G}_d = \mathbf{D}_e^{-1}\hat{\mathbf{G}}_d\mathbf{D}_d \tag{2-17}$$

wobei $\hat{\mathbf{G}}$ die unskalierte Regelstrecke, $\mathbf{D}_u$ die maximal erlaubte Stellgröße, $\hat{\mathbf{G}}_d$ die unskalierte Störstrecke, $\mathbf{D}_d$ die maximale erwartete Störgröße und $\mathbf{D}_e$ die maximale Regelabweichung sind [SKO05]. Dies hat vor allem praktische Beweggründe, da Anforderungen allgemeiner formuliert werden können und die Leistungsfähigkeit unabhängig von den Amplituden der TF bewertet werden kann. So sollte zum Beispiel der Regler unter Anderem dahingehend optimiert werden, dass die Stellgröße $|u_i| \leq 1$ und damit die Regelabweichung nach der Skalierung $|e_i| \leq 1$ ist.

Die Minimierung der Regelabweichung ist gewissermaßen gleichbedeutend mit den Forderungen, dass einerseits $\mathbf{S} \rightarrow \mathbf{0}$ und damit $\mathbf{T} \rightarrow \mathbf{I}$ bezüglich der Führungsgröße **r** und der Störgröße **d** und andererseits $\mathbf{T} \rightarrow \mathbf{0}$ und damit $\mathbf{S} \rightarrow \mathbf{I}$ bezüglich des Messrauschens **n**. Die erste Forderung kann mit einer sehr großen Amplitude der TF, also $\mathbf{L} \rightarrow \infty$ und die zweite Forderung mit einer sehr niedrigen Amplitude der TF, also $\mathbf{L} \rightarrow 0$ erfüllt werden. Außerdem bedeutet die Minimierung von Gleichung 2-15 eine Minimierung von **L**. Ziel der Reglerentwicklung ist also die zweckmäßige Lösung dieser Konflikte anhand klarer Festlegung der Regleranforderungen. Die wichtigsten Zielstellungen sind:

- Maximierung von **L** durch hohe Reglerverstärkung für hohe Leistungsfähigkeit und Störgrößenunterdrückung
- Maximierung von **L** zur schnellen Reaktion auf Änderungen der Führungsgröße
- Maximierung von **L** zur Stabilisierung von instabilen Systemen
- Minimierung von **L** zur Reduzierung des Einflusses des Messrauschens
- Minimierung von **L** zur Minimierung der Stellgröße

- Minimierung von **L** bei hohen Frequenzen, da das reale geregelte System sich aus Stabilitätsgründen einer echt gebrochenrationalen Funktion entsprechen muss
- Minimierung von **L** um die Stabilität des geregelten Systems zu gewährleisten, sowohl *nominell* für eine Regelstrecke ohne Modellunsicherheit als auch *robust* unter Berücksichtigung der größten anzunehmenden Modellunsicherheit

Die TF des offenen SISO-Regelkreises L bietet im Frequenzbereich eine Grundlage für Bewertungskriterien zur Bestimmung der Leistungsfähigkeit des geregelten Systems. Sei L die TF eines stabilen geschlossenen Regelkreises mit negativer Rückführung. Dann sind Verstärkungsspielraum GM, auch Amplitudenrand oder Gain Margin genannt, und Phasenspielräume PM, auch bekannt als Phasenrand oder Phase Margin, durch die Gleichungen

$$GM = 1/|L(i\omega_{180})| \tag{2-18}$$

und

$$PM = \angle L(i\omega_c) + 180° \tag{2-19}$$

definiert.

Zur Veranschaulichung sind GM und PM in einem Bode-Diagramm, Bild 2-13, und einem Nyquist-Diagramm, Bild 2-14, einer beispielhaften TF L markiert.

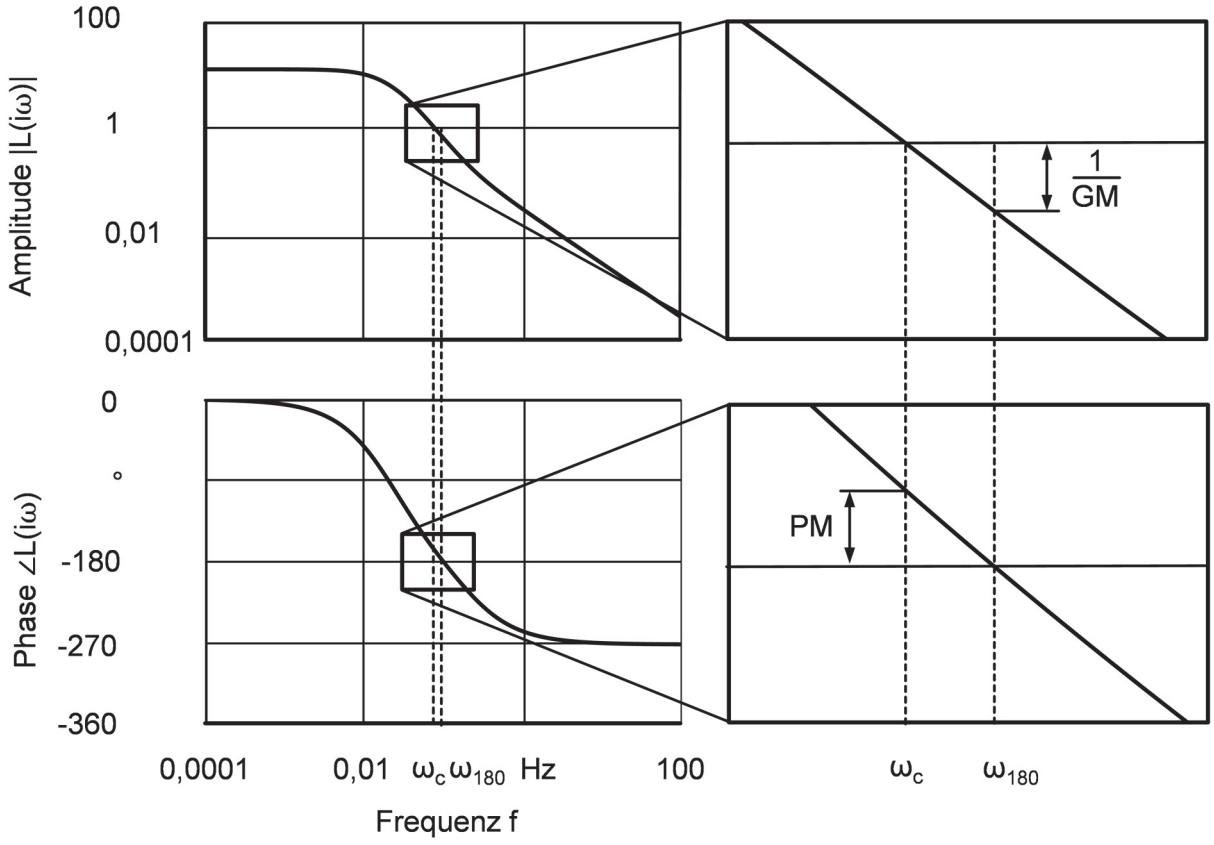


Bild 2-13: Typisches Bode-Diagramm der TF eines offenen Regelkreises L mit ausschnittsweiser Darstellung des Amplituden- und des Phasenspielraums GM und PM

Dabei ist ω_{180} die Frequenz bei der die TF $L(i\omega)$ im Nyquist-Diagramm die reelle Achse in ihrem negativen Bereich schneidet, beziehungsweise die Frequenz bei der die Phasenverschiebung gerade $\Delta\omega = 180$ ist. ω_c ist die Frequenz, bei der die TF $|L(i\omega_c)| = 1 = 0$ dB ist.

GM stellt den Faktor dar, um den L verstärkt werden kann, ohne dass das geregelte System instabil wird. Gleichermaßen beschreibt PM die Phasenverzögerung, die der Phase des geregelten Systems hinzugefügt werden kann, ohne eine Instabilität zu bewirken. GM ist somit als Sicherheitsfaktor bezüglich Unsicherheiten bei der Reglerverstärkung zu verstehen und PM kann als Phasenverschiebungssicherheit verstanden werden. GM und PM berücksichtigen also auf gewisse Weise Unsicherheiten bei der Modellierung bezüglich Amplitude und Phasenverschiebung.

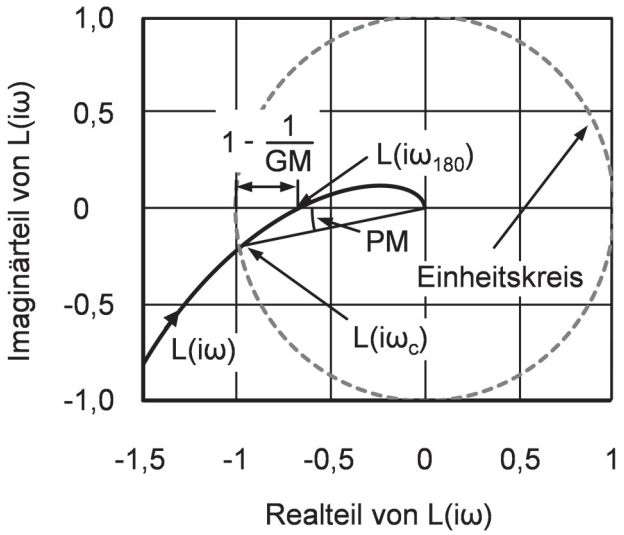


Bild 2-14: Typisches Nyquist-Diagramm der TF eines offenen Regelkreises L mit entsprechender Darstellung des Amplituden- und des Phasenspielraums GM und PM

Üblicherweise ist GM > 2 und PM > 30 ° zu wählen [SKO05]. Darüber hinaus stehen beide Größen in engem Zusammenhang mit den Maxima der Amplituden der Sensitivitätsfunktionen |S(iω)| und |T(iω)|. Sei

$$M_s = \max_{\omega}|S(i\omega)| = \|S(i\omega)\|_\infty \tag{2-20}$$

und

$$M_t = \max_{\omega}|T(i\omega)| = \|T(i\omega)\|_\infty \tag{2-21}$$

mit $\|\cdot\|_\infty$ dem Operator der H_∞-Norm. Dann bestehen folgende Zusammenhänge zwischen GM, PM, M_s und M_t.

$$GM \geq \frac{M_s}{M_s - 1} \tag{2-22}$$

$$PM \geq 2 \arcsin\left(\frac{1}{2M_s}\right) \geq \frac{1}{M_s} \tag{2-23}$$

$$GM \geq 1 + \frac{1}{M_t} \tag{2-24}$$

$$PM \geq 2 \arcsin\left(\frac{1}{2M_t}\right) > \frac{1}{M_t} \tag{2-25}$$

Die Einheit der Winkel in den Gleichungen 2-23 und 2-25 ist Radiant. Üblicherweise sollte $M_s < 2$ und $M_t < 1{,}25$ sein.

Zur Vertiefung dieser Thematik sei auf weiterführende Literatur zur Bestimmung der Leistungsfähigkeit im Rahmen der Konzepte der „klassischen Regelungstechnik“ hingewiesen [LUM02, SKO05, LUN06]. Die Konzepte der „klassischen Regelungstechnik“ bilden die Basis und sind wesentlicher Bestandteil der „modernen Regelungstechnik“.

2.5 Moderne Regelungstechnik

Für nicht diagonalisierbare MIMO-Systeme sind Konzepte der klassischen Regelungstechnik unverhältnismäßig aufwendig umzusetzen. Der LAC-Ansatz ist in diesem Fall nicht direkt umsetzbar. Daher wurden Ansätze zur „Optimalen Regelung“ wie LQG, H_2 und H_∞ basierend auf der modelltechnischen Beschreibung im Zustandsraum entwickelt, die in den Bereich der „modernen Methoden der Regelungstechnik“ fallen. Die von KALMAN [KAL60a] 1960 vorgestellte Theorie zur Verwendung der Zustandsraumbeschreibung bei der Optimierung eines Reglers basierte auf Ansätzen der Statistik und der Signalübertragung von KOLMOGOROFF [KOL41], HALL [HAL43] und WIENER [WIE49] zur Minimierung einer Kostenfunktion und gilt als Grundstein für die moderne Regelungstechnik. Der Ansatz Kalmans, der heute als LQG-Ansatz bekannt ist, beinhaltet die Verwendung gewöhnlicher Differentialgleichungen im Zeitbereich und weist damit einen fundamentalen Unterschied zu Ansätzen der klassischen Regelungstechnik auf, bei denen auf Berechnungen im Frequenzbereich zurückgegriffen wird. Die im Frequenzbereich leicht zu berücksichtigende Unsicherheit der Modellierung des dynamischen Verhaltens, konnte beim LQG-Ansatz nicht so einfach berücksichtigt werden. Die Berücksichtigung von Amplituden- und Phasenreserven, wie sie bereits von Bode im Rahmen der ‚klassichen Regelungstechnik‘ 1940 eingeführt wurde, ist von HELTON [HEL76] 1976 und ZAMES [ZAM81] 1981 mittels Nutzung der H_2- und der H_∞-Norm auf Methoden der ‚modernen Regelungstechnik’ übertragen worden. Da diese Ansätze, zur Vereinfachung im Weiteren H_2- und H_∞-Regelung genannt, einen wesentlichen Beitrag zur Erhöhung der Robustheit von Regelungssystemen lieferten, sind sie heute der Kategorie der ‚Robusten Regelung‘ zugeordnet. Im Rahmen eines Workshops wurde die H_∞-Regelung 1984 auf MIMO-Systeme übertragen [DOY84]. Weitere Entwicklungen betrafen Vereinfachungen der Lösung der Riccati-Gleichungen und die Reduzierung der Modellgröße zur Verringerung des Rechenaufwandes [ZHO96]. Die so entwickelte zustandsraumbasierte H_∞-Regelung ist in der Lage festlegbare Modellunsicherheiten bei der Erstellung eines stabilen Regelkreises mit optimierbarer Leistungsfähigkeit für MIMO-Systeme zu berücksichtigen.

Ein System, welches geregelt werden soll, muss über entsprechende Eigenschaften und die Möglichkeiten verfügen. Mit anderen Worten und bezogen auf mechanische, strukturdynamische Systeme, muss ein Aktor eine Struktur derart beeinflussen können, dass die Anforderungen an die Regelung erfüllt werden können. Dieses grundlegende Konzept nennt man Steuerbarkeit. Gleichermaßen kann bei einer vorausgesetzten Rückführung der Aktor nur auf eine messbare Regelgröße hin reagieren. Die Beeinflussung der Struktur durch einen Aktor muss messbar sein. Dieses Konzept nennt man Beobachtbarkeit. Ein System ist dann regelbar, wenn dessen Steuerbarkeit und Beobachtbarkeit gegeben ist und darüber hinaus beobachtete Systemzustände gezielt gesteuert werden können.

2.5.1 Steuerbarkeit und Beobachtbarkeit

ZIEGLER UND NICHOLS [ZIE43] beleuchteten dieses Thema und lenkten die Aufmerksamkeit der Regelungstechnikgemeinschaft auf die ingenieurstechnische Notwendigkeit der Berücksichtigung. Insbesondere stellten sie dar, dass die Regelbarkeit eine vom Regler

unabhängige Systemeigenschaft ist. Der mathematisch motivierte Wissenschaftler KALMAN [KAL60a, KAL63] erarbeitete grundlegende Theoreme und Definitionen für die Steuerbarkeit und die Beobachtbarkeit von linearen, zeitinvarianten und -diskreten SISO-Systemen im Rahmen der von ihm favorisierten Zustandsraumbeschreibung. Das aus den Definitionen abgeleitete Dualitätsprinzip beschreibt die Analogie zwischen Steuerbarkeit und Beobachtbarkeit und besagt, dass ein System vollständig steuerbar ist, wenn die Adjungierte des Systems vollständig beobachtbar ist. KALMAN [KAL60b] schließt im Weiteren, dass eine optimaler Regler nur dann gefunden werden kann, wenn das im Zustandsraum beschriebene SISO-System vollständig regelbar und beobachtbar ist, also alle Zustandsvariablen gegeben sind und von der Regelgröße angesprochen werden können. Die konkrete Erweiterung auf MIMO-Systeme folgte wenig später [GIL63].

Die Überlegungen zur zustandsraumbasierten Steuerbarkeit basieren auf grundlegenden mathematischen Betrachtungen der Elemente eines linearen zeitkontinuierlichen kausalen dynamischen Systems in der Zustandsraumdarstellung.

$$\begin{bmatrix}\dot{\mathbf{x}}(t)\\ \mathbf{y}(t)\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\mathbf{A} & \mathbf{B} & \mathbf{E}_d\\ \mathbf{C} & \mathbf{D} & \mathbf{F}_d\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{x}(t)\\ \mathbf{u}(t)\\ \mathbf{d}(t)\end{bmatrix},\ \mathbf{x}(t_0) = \mathbf{x}_0 \tag{2-26}$$

In Gleichung 2-26 wird $\mathbf{x}(t) \in \mathbb{R}^{n\times 1}$ als Zustandsvektor, $\mathbf{u}(t) \in \mathbb{R}^{N_e\times 1}$ als Vektor mit den Eingangssignalen, $\mathbf{d}(t) \in \mathbb{R}^{o\times 1}$ als Störgrößenvektor und $\mathbf{y}(t) \in \mathbb{R}^{N_a\times 1}$ als Vektor mit den Ausgangssignalen bezeichnet. Der Vektor $\mathbf{x}_0$ beinhaltet die Anfangsbedingungen in Form bekannter Zustände zum Zeitpunkt t_0. $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n\times n}$ ist die Systemmatrix, welche die Ver-knüpfung der Zustände beschreibt, $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{n\times N_e}$ ist die Steuermatrix, in der die Zuordnung der Eingangssignale zu den Zuständen festgelegt ist, $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{N_a\times n}$ stellt die Beobachtermatrix, in der die Ausgangssignale den Zuständen zugeordnet werden, dar und $\mathbf{D} \in \mathbb{R}^{N_a\times N_e}$ ist die Durchgangsmatrix, in der die Anteile des Eingangssignals an den Ausgangssignalen festgelegt werden, die nicht von den Systemzuständen abhängen. In den Matrizen $\mathbf{E}_d \in \mathbb{R}^{n\times o}$ und $\mathbf{F}_d \in \mathbb{R}^{N_a\times o}$ sind die inneren und die äußeren Einflüsse der Störgrößen festgelegt.

Das mit der Zustandsgleichung 2-26 im Zeitbereich abgebildete Übertragungsverhalten kann mit der Anfangsbedingung $\mathbf{x}(0) = \mathbf{0}$ mittels Laplace-Transformation in die System-TF-Matrix $\mathbf{G}(s)$ und die Störgrößen-TF-matrix $\mathbf{G}_d(s)$ überführt werden.

$$\mathbf{G}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D} \tag{2-27}$$

$$\mathbf{G}_d(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{E}_d + \mathbf{F}_d \tag{2-28}$$

Mittels Eigenwertzerlegung von $\mathbf{A}$ und Partialbruchzerlegung kann diese Darstellung durch Überführung in die kanonische Normalform in eine Polynomdarstellung ähnlich Gleichung A-18 im Anhang A1.2 überführt werden.

$$\mathbf{G}(s) = \sum_{j=1}^{n} \frac{\mathbf{C}\mathbf{v}_j\tilde{\mathbf{v}}_j\mathbf{B}}{s-\lambda_j} + \mathbf{D} \tag{2-29}$$

In Gleichung 2-29 ist λ_j der j. Eigenwert der Systemmatrix $\mathbf{A}$. Ist $\mathbf{V}$ die Matrix mit den Eigenvektoren von $\mathbf{A}$, so dass $(\mathbf{AV})^T = \mathbf{\Lambda V}^T$ mit der Diagonalmatrix $\mathbf{\Lambda}$ deren Komponenten die Eigenwerte von $\mathbf{A}$ sind, dann sind $\mathbf{v}_j$ der j. Eigenvektor von $\mathbf{A}$ beziehungsweise die j. Spalte von $\mathbf{V}$ und $\tilde{\mathbf{v}}_j$ die j. Zeile der Inversen der Eigenvektormatrix $\mathbf{V}^{-1}$. Alle im Zustandsraum

beschriebenen Systeme können in Übertragungsfunktionen überführt werden. Umgekehrt müssen Anpassungen vorgenommen werden, wenn zum Beispiel komplexe Polstellen vorliegen, oder systeminhärente Verzögerungszeiten abgebildet werden sollen, da die Zustandsraumbeschreibung im Raum der reellen Zahlen liegt.

Ungeachtet der zustandsraumbasierten mathematischen Methoden, ist die Betrachtung der Systemeigenschaften oder Randbedingungen, die die Leistungsfähigkeit der Regelung einschränkenden, zielführend. Dies ist dann sinnvoll, wenn die Systemmodellierung mit Unsicherheiten behaftet ist. Praktische Fragestellungen bezüglich der Regelbarkeit nutzten SKOGESTAD UND POSTLETHWAITE [SKO05], um ihre Definition 2-1 der Regelbarkeit zu begründen.

Definition 2-1*: Regelbarkeit ist das Vermögen eine akzeptable Leistungsfähigkeit des Reglers zu erreichen; das heißt, die Regelgrößen y innerhalb vorgegebener Grenzen oder Führungsgrößenabweichungen e zu halten, unabhängig von unbekannten, aber beschränkten Schwankungen wie Störgrößen d und Systemänderungen ΔG und unter Verwendung verfügbarer Stellgrößen u und verfügbarer gemessener Regelgrößen y_m* [SKO05].

Weiterführende Grundlagen zur Steuerbarkeit und Beobachtbarkeit sind in Anhang A2.2 aufgeführt. Die dort zusammgetragenen wesentlichen mathematischen Grundlagen beschreiben die in dieser Arbeit verwendeten Hilfsmittel.

2.5.2 Stabilität

Grundsätzlich ist Stabilität die Eigenschaft eines Systems bei beschränkter Anregung mit einer beschränkten Antwort zu reagieren. Das kann auch bedeuten, dass ein aus einem anfänglichen Gleichgewichtszustand gebrachtes System nach einer endlichen Zeit wieder einen Gleichgewichtszustand erreicht, sofern keine weitere zeitliche Änderung der Anregung auftritt [LUN06]. Es existiert eine Vielzahl an Definitionen für die Stabilität von allgemeinen zeitabhängigen nichtlinearen dynamischen Systemen [WIL70]. Mit der Beschränkung auf lineare, zeitinvariante, dynamische Systeme reduziert sich die Zahl der wesentlichen Definitionen [SKO05, LUN06].

Definition 2-2*: Ein frei schwingendes dynamisches System $\dot{x} = Ax$ gilt als stabil, wenn für einen beliebigen Anfangszustand x_0, der die Bedingung $\|x_0\|_2 < \delta_0$ erfüllt, der Zustand $x(t)$ die Bedingung $\|x(t)\|_2 < \varepsilon \; \forall t > 0$ erfüllt. Dies ist dann gegeben, wenn $Re(\lambda(A)) < 0$* [LUN06].

Basierend auf Definition 2-2 wird ein System im Weiteren als stabil bezeichnet, wenn das Kriterium $\mathrm{Re}(\lambda(\mathbf{A})) < 0$ zutrifft. Definition 2-2 ist ähnlich dem Routh-Hurwitz-Stabilitäts-Kriterium [WIL70, ZHO99]. Bei genauerer Betrachtung von Gleichung 2-29, in der die Übertragungsfunktion **G**(s) auf Basis der Zustandsraumbeschreibung mithilfe von Polynomen dargestellt ist, kann das in dieser Definition verwendete Kriterium zudem auf Polstellen übertragen werden, da diese die Eigenwerte der Systemmatrix **A** darstellen. Wie in den auf Grundlage von Definition 2-2 erstellten Regeln gelten Polstellen demnach dann als stabil, wenn ihre Realteile negativ sind. Analog dazu wird eine Nullstelle als stabil betrachtet, wenn ihre Realteile negativ sind.

Stabilität ist eine der wichtigsten Eigenschaften eines Regelkreises. Weitere Grundlagen zur Stabiltität von Regelkreisen, insbesondere die innere Stabilität, das erweiterte Nyquist-

Kriterium und die Bedeutung der Ljapunow-Gleichung sind im Anhang A2.3 aufgearbeitet. Die umfangreichen Untersuchungen zur Stabilität von Regelkreisen führen zu einem bedeutsamen Resultat: dem stabilisierenden Regler [YOU76]. Unter der Voraussetzung, dass **G**(s) stabil ist, kann ein stabilisierender Regler **K** für den in Bild A-1 dargestellten Regelkreis gefunden werden, wenn eine stabile Übertragungsfunktionsmatrix $\mathbf{Q}_s$ definiert werden kann, so dass

$$\mathbf{Q}_s = \mathbf{K}(\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1} \tag{2-30}$$

und damit der stabilisierende Regler

$$\mathbf{K} = (\mathbf{I} - \mathbf{Q}_s\mathbf{G})^{-1}\mathbf{Q}_s = \mathbf{Q}_s(\mathbf{I} - \mathbf{G}\mathbf{Q}_s)^{-1} \tag{2-31}$$

ist. $\mathbf{Q}_s$ kann dabei frei gewählt werden. Wenn **K** jedoch echt gebrochen-rational sein soll, muss auch $\mathbf{Q}_s$ echt gebrochen-rational sein, da **G**(s) in aller Regel genauso viele Nullstellen, wie Polstellen aufweist [SKO05]. Für den Fall, dass **G**(s) nicht stabil ist, muss auf eine polynomiale Beschreibung von **G**(s) zurückgegriffen werden, bei der Zähler und Nenner teilerfremd beziehungsweise koprim sind, wie es in Gleichung A-19 im Anhang A1.3 der Fall ist. Für weitere Ausführungen bezüglich stabilisierender Regler sei auf weiterführende Literatur verwiesen [YOU76, ZHO99, SKO05].

2.5.3 Robustheit

Eine weitere wichtige Eigenschaft eines Regelkreises ist dessen Robustheit. Im Amplituden- oder Phasenrand ist zum Beispiel keine konkrete Berücksichtigung von Modellunsicherheiten enthalten. Das bedeutet, eine geringe Modellunsicherheit kann durchaus eine große Veränderung der Phase oder der Amplitude bewirken, was eine geringe Robustheit des Regelkreises bedeuten würde [LUN06]. Es ist daher zweckmäßig, den Einfluss einer Modellunsicherheit direkt zu beschreiben. Der Begriff „Robuste Regelung“ bezeichnet im Folgenden einen Regelkreis, der eine Robustheit der Stabilität und einer Robustheit der Leistungsfähigkeit besitzt. Robustheit der Stabilität bedeutet, dass der Regelkreis stabil für alle Störgrößen und denkbaren Unsicherheiten des zu regelnden Systems ist. Gleichermaßen bedeutet Robustheit der Leistungsfähigkeit, dass die Anforderungen an den Regelkreis für alle Störgrößen und denkbaren Unsicherheiten erfüllt werden [SKO05]. Dazu ist es erforderlich eine Aussage über die Unsicherheit bei der Systemmodellierung, also mögliche Abweichungen zwischen Modell und Realität, treffen zu können. Aufgrund der Menge an Möglichkeiten, diese Abweichungen und ihre Auswirkungen zu charakterisieren [WEI91], wird im Folgenden im Wesentlichen auf unstrukturierte Unsicherheiten, die im Gegensatz zu parametrischen Unsicherheiten aus Vereinfachungen oder Vernachlässigungen bei der Modellierung resultieren, eingegangen, da diese in allen realen Systemen auftauchen und die H_∞-Regelung motivieren [SKO05].

In diesem Sinne sei das repräsentative Nennsystem $\mathbf{G}(s)\in\Pi$ wobei Π die Menge aller möglichen beziehungsweise aller betrachteten Systeme definiert. In Π sind die mit einer Unsicherheit $\Delta\mathbf{G}_j(s) = w_j(s)\mathbf{\Delta}_j(s)$ behafteten Übertragungsfunktionen $\mathbf{G}'(s)\in\Pi$ enthalten. Der Index j bezeichnet die j. Ursache für die Unsicherheit, die für alle j zu einer multiplen Unsicherheit in einer Blockdiagonalmatrix zusammengeführt werden können. Die betrachteten Unsicherheiten können additiv, eingangs-, oder ausgangsmultiplikativ sein, wobei die drei Varianten jeweils aufgeschaltet oder rückgeführt sein können. $\mathbf{\Delta}_j(s)$ ist eine Matrix mit den korrespondierenden normierten Störungen, welche die Unsicherheit verursacht und für die gilt $\bar{\sigma}\left(\mathbf{\Delta}_j(i\omega)\right) \le 1\ \forall\omega \Leftrightarrow \left\|\mathbf{\Delta}_j(i\omega)\right\|_\infty \le 1$, wobei $\bar{\sigma}$ der größte Singulärwert bei der jeweiligen

Frequenz ω ist. Die skalare Gewichtung w_j der j. Störung wird so gewählt, dass $\Delta\mathbf{G}_j(s)$ der Größenordnung der jeweiligen zu erwartenden Unsicherheit entspricht [ZHO99].

Auch in diesem Kapitel wird zugrunsten der Übersichtlichkeit und des Umfangs auf mathematische Grundlagen im Anhang A2.4 und A2.5 verwiesen. Als eines der Kernelemente der in dieser Arbeit verwendeten Regelungsalgorithmen kann die robuste Stabilisierung auf Basis der koprimen Faktorisierung, beschrieben in Anhang A2.5, angesehen werden. Sie resultiert aus der wesentlichen Zielstellung, eine robuste, stabile Regelung umsetzen zu wollen, bei denen vorab festgelegte unstrukturierte Modellunsicherheiten berücksichtigt werden können.

Die Umsetzung der Zielstellungen und Anforderungen an robuste Mehrgrößenregler werden in Anlehnung an Gleichung A-57 oftmals auch mithilfe der graphischen Darstellung der Singulärwerte der offenen Regelstrecke **L** veranschaulicht. Dabei ist zu beachten, dass die Unterdrückung von externen Störgrößen und die Umsetzung eines „guten" Führungsgrößenverhalten in aller Regel unterhalb der Grenzfrequenz erfolgen soll und der Einfluss des Messrauschens oder Unsicherheiten durch vernachlässigtes Strukturverhaltens eher oberhalb der Grenzfrequenz gefordert werden. **L** ist somit ähnlich einem Tiefpass geformt. Exemplarisch ist dies in Bild 2-15 dargestellt. Im tieffrequenten Bereich ist die Leistungsfähigkeit in Form von Störgrößenunterdrückung sowie Schnelligkeit der Reaktion auf Führungsgrößenänderungen durch die Werte von $\underline{\sigma}(\mathbf{L})$ beschränkt und im hochfrequenten Bereich wird die Robustheit des Systems durch die Werte von $\overline{\sigma}(\mathbf{L})$ limitiert.

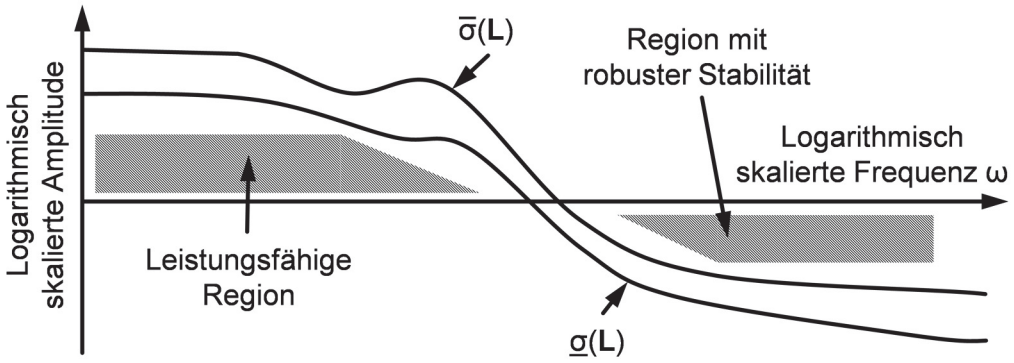


Bild 2-15: Qualitative Darstellung der Umformung der offenen Regelstrecke in Hinblick auf an den Regler gestellte Anforderungen [SKO05]

Diese grundlegenden Anforderungen können in Anlehnung an MCFARLANE UND GLOVER [MCF90] mithilfe einer Regelstreckenumformung mit Vorfilter $\mathbf{W}_1(s)$ und Nachfilter $\mathbf{W}_2(s)$ entsprechend Bild 2-16 erfüllt werden. Diese Form der Regelstreckenumformung erlaubt die Optimierung hinsichtlich vorab definierter Leistungsspezifikationen. Dies hat insbesondere den Vorteil, dass die offene Regelstrecke beziehungsweise der Regelkreis hinsichtlich der klaren Zielstellungen in Tabelle A-1 anschaulich an quantifizierbare Zielgrößen angepasst werden kann und frequenzbereichsbasierte Konzepte der klassischen Regelungstechnik angewendet werden können. Das Verhalten des Systems $\mathbf{G}_s = \mathbf{W}_2\mathbf{G}\mathbf{W}_1$ wird also durch die Filter so angepasst, dass die Singulärwerte der offenen Regelstrecke insbesondere in dem Frequenzbereich, in dem eine hohe Leistungsfähigkeit gefordert wird, die Beziehung $\underline{\sigma}(\mathbf{G}_s\mathbf{K}_s) \gg 1$ erfüllen und im übrigen Frequenzbereich die Zielstellung $\overline{\sigma}(\mathbf{L}) \ll 1$ umgesetzt ist.

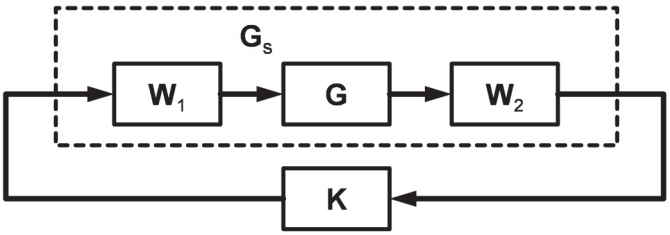


Bild 2-16: Schema der geformten Regelstrecke $\mathbf{G}_s$ und des entsprechenden Reglers K_s

Üblicherweise wird diese Vorgehensweise zur Diagonalisierung des Systems **G** verwendet, so dass ein diagonaler Regler $\mathbf{K}_s$ verwendet werden kann [SKO05]. Als Spezialfall gilt der SVD-Regler, der auf Basis der Singulärwertzerlegung von **G** bei einer festen Frequenz ω_0 synthetisiert werden kann und bei geringer Konditionszahl γ_k von $\mathbf{K}_s$ robust ist [HUN82].

2.5.4 Optimierung der Reglerparameter

Die Optimierung robuster Regler setzt voraus, dass eine Kostenfunktion, wie zum Beispiel in Gleichung A-65 gegeben, minimiert wird. Gleichzeitig muss jedoch auch die Stabilität des Reglers im begrenzten Unsicherheitsbereich gewährleistet sein. Mithilfe der Theorien zum stabilisierenden Regler kann dies gewährleistet werden, da diese auf alle Systeme anwendbar sind, welche die Bedingungen in Definition A-4 und Definition A-7 erfüllen und für die eine normalisierte koprime Faktorisierung existiert.

Neben den bereits diskutierten Möglichkeiten kann die Optimierung der Reglerparameter hinsichtlich bestimmter Zielstellungen nun aber auf verschiedenste Weise erfolgen. Am geläufigsten sind Gradientensuchverfahren wie das Newton-Verfahren und die Formulierung von LS Problemen KAL60a, WIL71, FRA87, AND89, MUE96, ZHO99]. Da diese jedoch eine präzise mathematische Formulierung erfordern, was oftmals schwierig ist, und darüber hinaus oftmals trotzdem eine manuelle Anpassung der Filter notwendig ist, wird im Folgenden kurz das Potential GA zur automatischen Anpassung der Regleroptimierung diskutiert. Dies soll die Optimierung der Regelstreckenumformung anhand der Filter $\mathbf{W}_1$ und $\mathbf{W}_2$ hinsichtlich beliebiger Zielgrößen und ohne detaillierte Systembeschreibung motivieren.

GA fallen unter die Klasse der heuristischen, stochastischen Optimierungsmethoden [GOL89]. HOLLANDS [HOL75] grundsätzliche Idee war die Anwendung der Evolutionstheorie auf mathematisch formulierbare Probleme. Er fokussierte die Anpassungsfähigkeit von Systemen auf bestimmte Umgebungsbedingungen und den entsprechenden Anpassungsgrad, welcher mittels einer ‚Fitness-Funktion' berechnet werden kann. Es wird dann mittels stochastischer, parameterbasierter Suche das System mit dem höchsten Anpassungsgrad ermittelt. Dies bedeutet, dass mittels Mutation erzeugte Populationen auf ihren Anpassungsgrad geprüft werden und nur die am besten angepassten Individuen an die jeweils nächste Generation weitervererbt werden. Die Population in dieser nächsten Generation wird wiederum durch Mutation aufgefüllt. DE JONG [JON75], ein Student Hollands, untersuchte die Eigenschaften von GA, die entsprechend diesem Prinzip aufgebaut sind. GA konvergieren garantiert gegen ein globales Optimum, wenn jeweils nur das am besten angepasste Individuum in die nächste Generation übergeben wird [GOL89].

Die Anwendung von GA zur Optimierung ist immer dann sinnvoll, wenn komplexe, gegebenenfalls nichtlineare Systeme mit vielen Parametern vorliegen [GOL89]. Mehrgrößensysteme, die mit einzustellenden Vor- und Nachfiltern umgeformt werden sollen, um die Leistungsfähigkeit einer applizierten Regelung zu verbessern, sind komplexe Systeme. Die

GA-basierte Optimierung von Regelungsparametern erfolgte anfänglich zur Einstellung und Anlernung von Fuzzy-Logik Reglern (FLR) [FRE90] und wurde wenig später auf die Lösung von LQG Regelungsproblemen erweitert [KRI92a]. Insbesondere bei anzulernenden Systemen mit denen adaptive Regler ermöglicht werden [HUN92, NAR92, MIL96], fanden GA eine effiziente Verwendung [GEN93, PEL11]. Aber auch direkte GA-basierte Methoden zur Reglerparameteroptimierung hinsichtlich zu minimierender Zielgrößen [KRI92b], zur Optimierung von Reglern basierend auf klassischen Regelungskonzepten [ITO00, CHE11] und zur Bestimmung bestmöglicher Parameter für Regler zur aktiven Schwingungskompensation [ORS12] wurden entwickelt und erfolgreich eingesetzt. GA können demnach für eine Vielzahl von Optimierungsproblemen eingesetzt werden und sind aufgrund ihrer Einfachheit eine sehr gute Alternative zur Trial-and-Error Vorgehensweise und anderen Optimierungskonzepten.

3 Zielstellung

Das Hauptziel der vorliegenden Arbeit ist die Entwicklung und Evaluierung eines selbstoptimierenden Systems zur aktiven Schwingungskompensation (SASK) in Werkzeugmaschinen. Das SASK soll zur Schwingungskompensation eines beliebigen Punktes in der eingesetzten Struktur genutzt werden können, im Kraftfluss des Maschinengestells stehen und aus regelungstechnischer Sicht robust sein. Es soll darüber hinaus Plug and Play Funktionalität aufweisen und über interagierende Aktoren und zugehörige Sensoren verfügen. In Bild 3-1 sind das Hauptziel und die Nebenziele graphisch und priorisiert dargestellt.

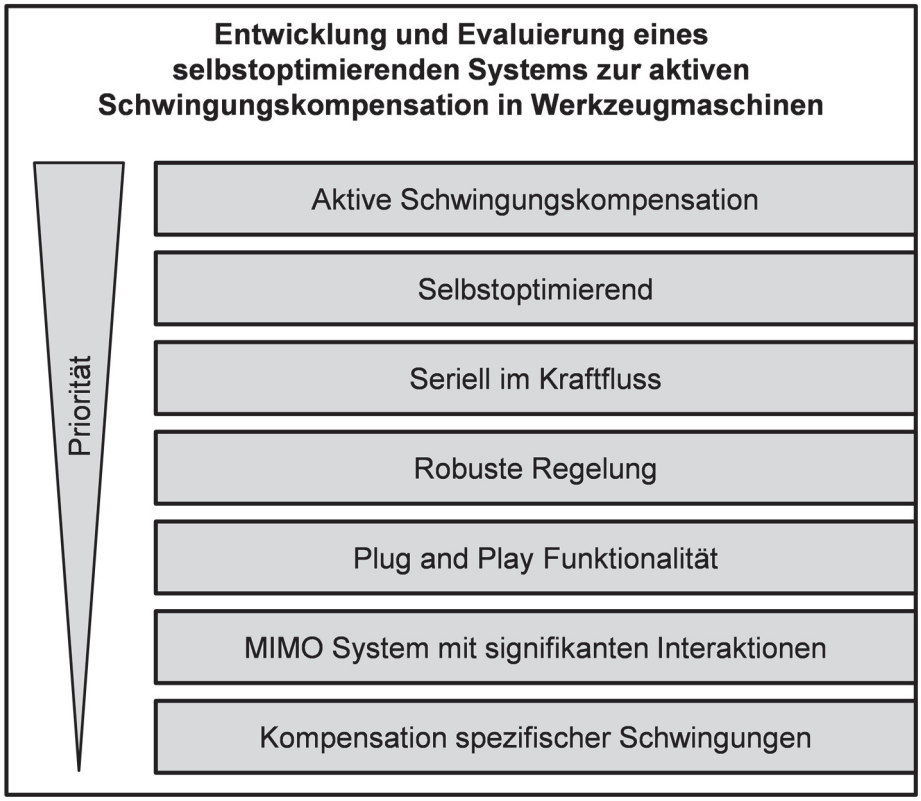


Bild 3-1: Wesentliche Ziele der vorliegenden Arbeit mit Prioritätsverteilung

Wie in Kapitel 2 erläutert wird, war und ist die Schwingungskompensation Bestandteil vieler Forschungsunternehmungen. Dabei wurden diverse Ansätze entwickelt, analysiert und gegenübergestellt. Die aktive Dämpfung von „günstigen“ strukturdynamischen Systemen ist weitestgehend erschlossen und kann zum Beispiel mit dem IFF-Regler ohne Modellierung des Systems umgesetzt werden. Sobald jedoch signifikante Interaktionen zwischen den Aktoren auftreten, Sensoren und Aktoren nicht kollokiert sind oder bestimmte Moden beziehungsweise Schwingungen an bestimmten Punkten einer Struktur gezielt beeinflusst werden sollen, sind einfache aktive Dämpfer aus Stabilitätsgründen nicht mehr anwendbar. Dies motiviert den Einsatz eines robusten Reglers.

Die Realisierung und Evaluierung eines SASK mit Plug-and-Play-Funktionalität erfordert einen geeigneten Versuchsaufbau, präzise Modelle, schnell schaltende Aktoren und den Einsatz rauscharmer Messtechnik. Darüber hinaus beinhaltet die ingenieurstechnische Planung den Einsatz von Simulationssoftware, mithilfe derer das Verhalten der Werkzeugmaschine prognostiziert und das SASK entsprechend ausgelegt und integriert werden kann. Die zudem angestrebte serielle Integration in den Kraftfluss eines Maschinengestells wird oftmals als nachteilig [WAI13], jedoch ebenso als vorteilhaft beschrieben [PRE11] und soll deswegen und

aufgrund des Neuheitsgrades in Verbindung mit interagierenden Aktoren im Rahmen dieser Arbeit explizit untersucht und analysiert werden. Ursache des geringen Kenntnisstands und der Mutmaßungen über seriell im Kraftfluss eines Maschinengestells stehende Aktorik ist vermutlich die Problematik passive mit aktiven Gestellelementen sinnvoll zu substituieren. Ein im Rahmen des SFB1026 erarbeiteter innovativer Forschungsansatz hinsichtlich hochflexibler, modularer Werkzeugmaschinengestelle erlaubt jedoch eine solche Substitution.

Die wesentlichen Arbeitsthemen sind in Bild 3-2 zusammengetragen. Die darin ersichtliche Vorgehensweise bildet grob die zeitliche Reihenfolge der erfolgten Arbeiten ab.

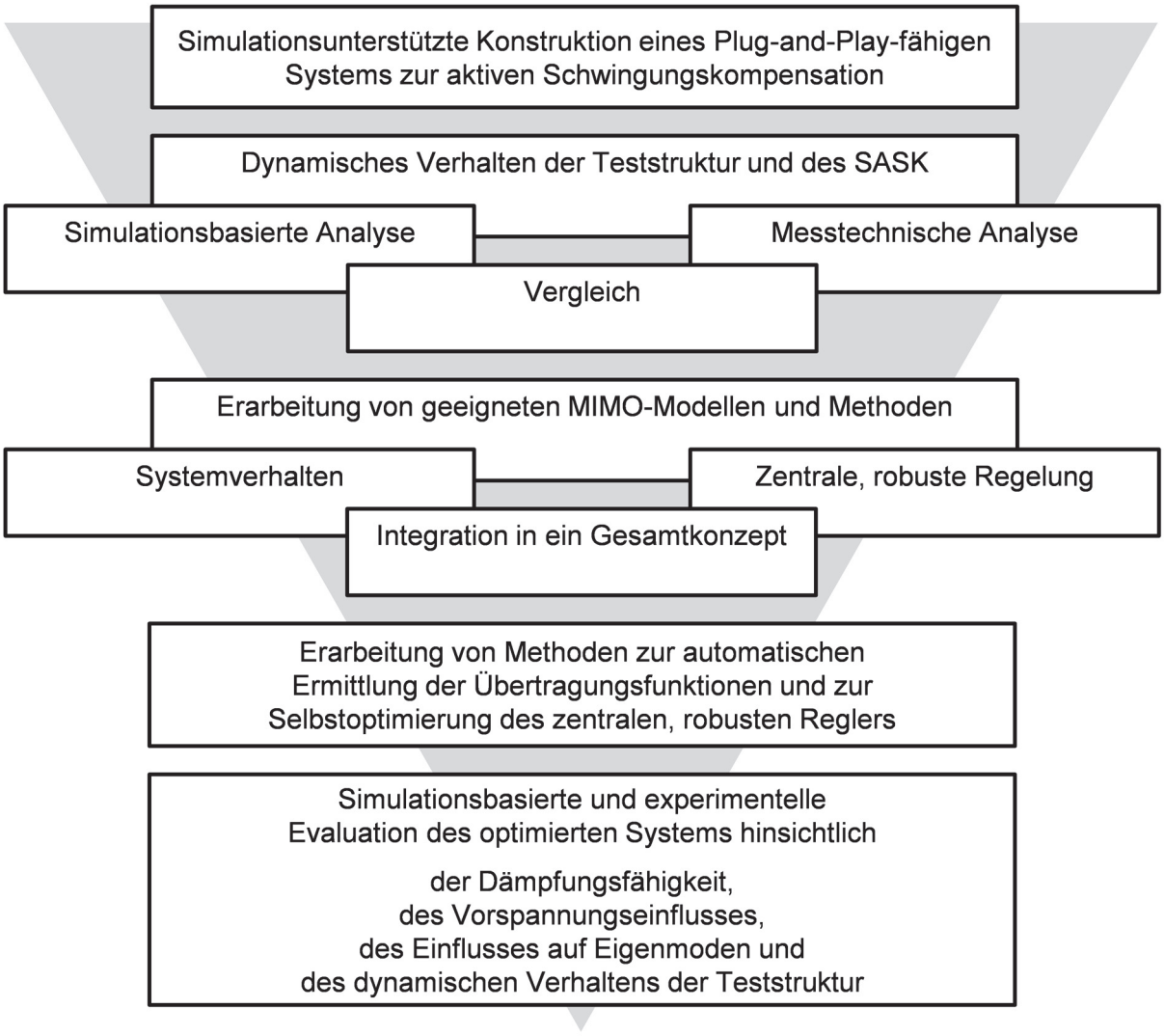


Bild 3-2: Vorgehensweise zur Lösung der Problemstellung

Dem ersten Arbeitsthema, der Konstruktion eines integrationsfähigen aktiven Plug-and-Play-Moduls, folgt die Ermittlung des dynamischen Verhaltens der Teststruktur mit SASK. Die Teststruktur selbst wird bereits im Rahmen der Konstruktion analysiert. Modelle, Regelung und Optimierung müssen aufeinander abgestimmt sein. Geeignete Modelle und Methoden sind daher zu erarbeiten und in ein Gesamtkonzept zu überführen. Aus den Zielen ergibt sich zudem die Forderung nach einer Selbstoptimierung und einer automatischen Systemidentifikation, was die Erarbeitung von mit dem Gesamtkonzept harmonisierenden Methoden und Algorithmen notwendig macht. Die abschließende Evaluation ist obligatorisch.

4 Versuchsbedingungen, Messeinrichtungen und Modelle

4.1 Versuchsaufbau

Zu Untersuchungszwecken wird ein Portal aus geschweißten Stahlmodulen mit der Werkstoffnummer 1.0037 und einer hexagonalen Grundfläche aufgebaut und auf einem Stahltisch mit T-Nuten fixiert. Die Anordnung und die Maße der Module können den CAD-Modellen in Bild 4-1 entnommen werden. Neun Module sind über Schrauben mit einem Drehmoment von M_a = 30 Nm miteinander und mit dem Stahltisch verbunden.

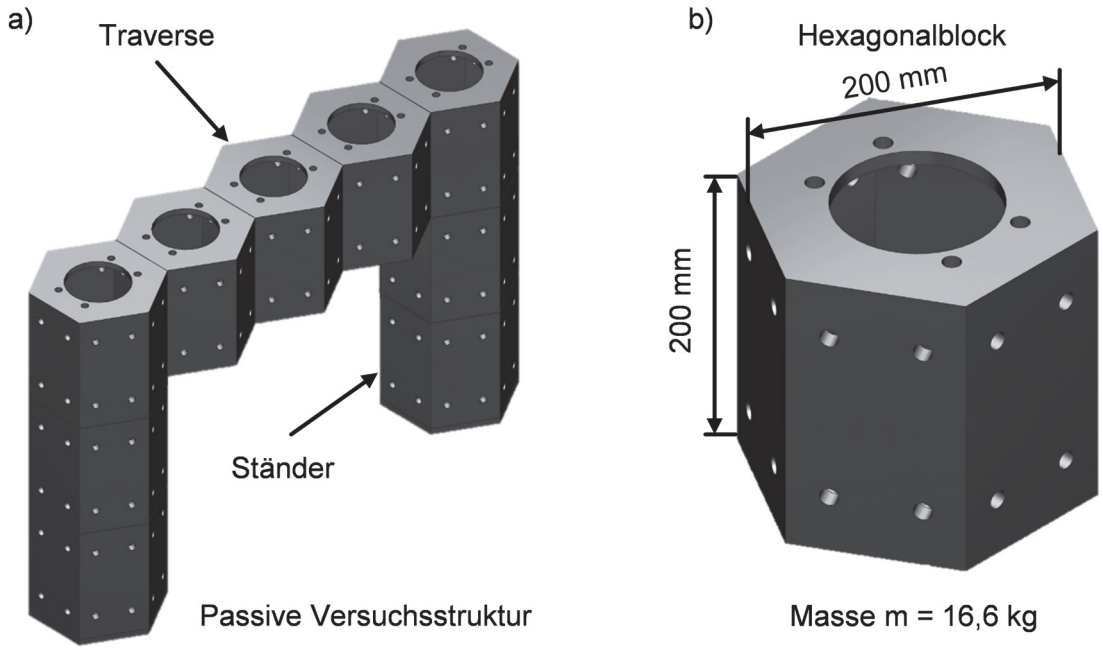


Bild 4-1: a) vereinfachtes CAD-Modell der prototypischen Portalstruktur und
b) detailliertes CAD-Modell eines einzelnen hexagonalen Blockes

Die Blöcke sind selbstähnlich und bilden die Basis eines Ansatzes zur Flexibilisierung der Herstellung von Werkzeugmaschinengestellen [UHL16]. Darüber hinaus können einzelne passive Blöcke leicht durch einen aktiven Block ersetzt werden, ohne dass ein erheblicher konstruktiver Aufwand notwendig wäre. Der Einsatz von Plug-and-Play Systemen bietet sich in diesem Falle an. Der realisierte Versuchsstand ist in Bild 4-2 a) ohne und in Bild 4-2 b) mit SASK dargestellt.

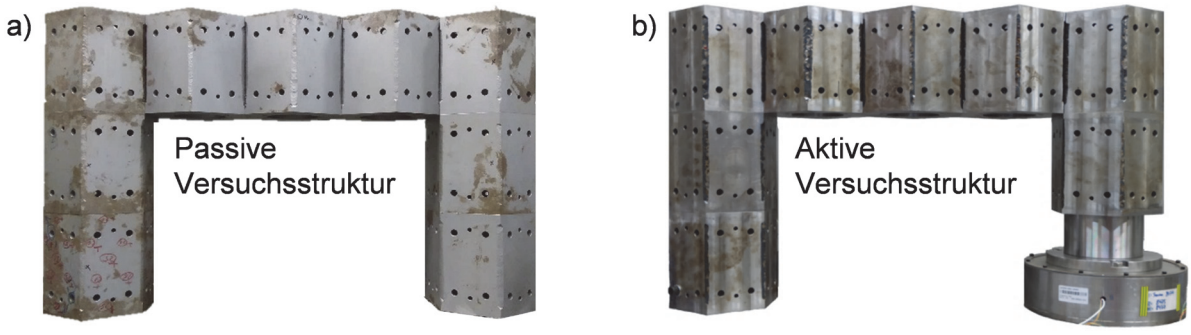


Bild 4-2: Reale a) passive und b) aktive Versuchsstruktur

Als Bestandteil des aktiven Versuchsstandes zeigt Bild 4-3 vorgreifend das CAD-Modell des SASK. In den Kapiteln 5.2, 5.3 und 5.4 erfolgt die ausführliche Beschreibung der Konstruktion

des SASK. Anhang A3 enthält die Anleitung zum Zusammenbauen des Aktorsystems. Der Versuchsaufbau wurde im Klimalabor des IWF der TU Berlin realisiert. Dies dient vor allem dem Zweck der Minimierung thermischer Störeinflüsse. Bei laufender Klimaanlage kann die Temperatur mit einer Unsicherheit von +/- 0,5 K eingestellt werden.

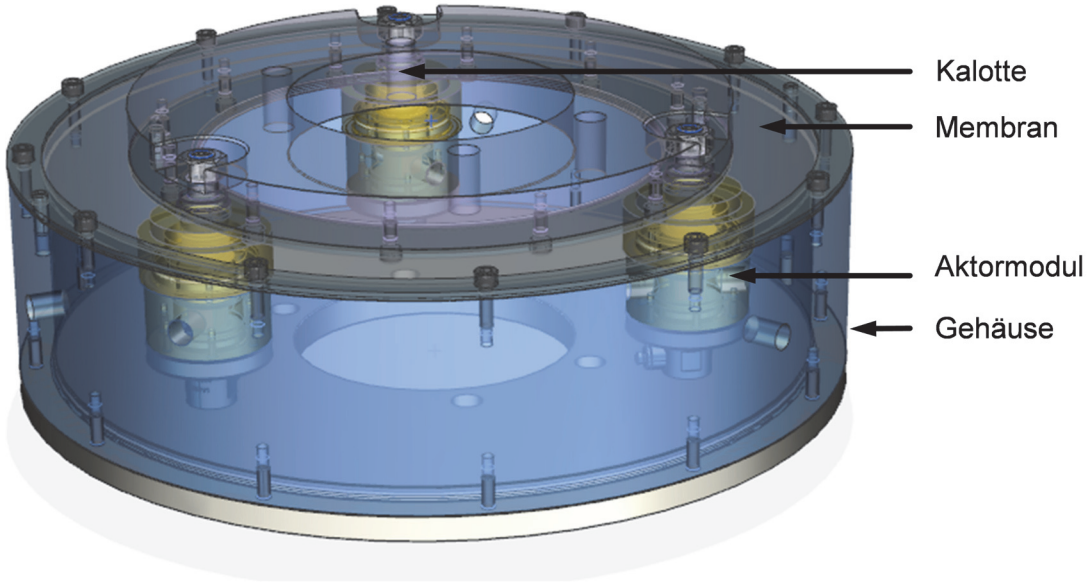


Bild 4-3: CAD-Modell des SASK

Zum Versuchsaufbau gehören zudem Systeme zur Digitalisierung von Messwerten, ein echtzeitfähiges System zur Umsetzung der Regelung, sowie verschiedene Messmittel.

4.2 Messtechnik

Das dynamische Verhalten von Werkzeugmaschinen setzt sich zusammen aus dem dynamischen Verhalten der Bauteile der Werkzeugmaschine und deren Interaktion an den Koppelstellen sowie dem Verhalten des Wirkpaares Werkzeug-Werkstück. Maximale Produktivität erfordert das Betreiben der Werkzeugmaschine an ihren Grenzen. Störgrößeneinflüsse wirken sich auf Mengenleistung, Fertigungskosten und Arbeitsgenauigkeit aus. Wesentlich hierfür sind die relativen dynamischen Verlagerungen zwischen Werkzeug und Werkstück. Ziel der Erfassung des dynamischen Verhaltens ist nicht zwangsweise die Determinierung der Ursachen dieser Verlagerungen. Vielmehr ist das dynamische Verhalten an der Wirkstelle wesentlich für den Fertigungsprozess.

Aus der Forderung nach einer hohen ersten Eigenfrequenz, einer hohen dynamischen Steifigkeit und einer hohen Dämpfung ergeben sich einige wichtige Anforderungen an die eingesetzten Messmittel. Erstens sollte dessen erste Eigenfrequenz deutlich über den zu erwartenden Eigenfrequenzen des zu vermessenden Systems liegen. Dies führt dazu, dass ein lineares Verhalten des Messsystems angenommen und das dynamische Verhalten des Messmittels in den meisten Fällen vernachlässigt werden kann. Zweitens sollte ein hohes SRV vorherrschen, weil die Messunsicherheit mit steigendem Verhältnis sinkt. Dies ist vor allem dann der Fall, wenn das Messsignal den Messbereich des Messmittels soweit wie möglich abdeckt, ohne dass es zum Übersteuern kommt. Das analoge Signal ist kontinuierlich und im Allgemeinen nicht quantisiert. Daher wird die Auflösung bei modernen Messmitteln zur Erfassung des dynamischen Verhaltens meist durch das Digitalisierungssystem vorgegeben.

In den Experimenten, die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführt wurden, sind aufgrund der einfachen Anwendbarkeit, der verhältnismäßig geringen Kosten und der hohen ersten Eigenfrequenz dreiachsigen Beschleunigungssensoren, 356A15, PCB PIEZOTRONICS, INC., Depew, USA, bei der Messung der Nachgiebigkeit und der Modalanalyse verwendet worden. Die Sensoren weisen einen effektiven Messbereich von a = ±50 g auf und sind in einem Frequenzbereich von f = 1,4 Hz bis f = 6.500 Hz einsetzbar. Die Querempfindlichkeit ist geringer als 5 % und Linearitätsabweichung beträgt weniger als 1 %. Die Sensoren werden mit Wachs oder mithilfe eines Magneten am Messobjekt befestigt.

Die Anregung der Struktur zur Abbildung von prozessbedingten Störgrößen und zur Durchführung von Modalanalysen wurde mittels des Impulshammers 9722A500, KISTLER INSTRUMENTE AG, Winterthur, Schweiz, durchgeführt. Mit der Metallspitze 9902A ist eine frequenzkontinuierliche Erregung bis zu einer Frequenz von f = 8.200 Hz bei einer Spitzenkraft von F = 500 N möglich. Mit der Hartgummispitze 9908 ist die maximale Frequenz auf f = 950 Hz beschränkt. Dafür ist die spektrale Kraftamplitude um 4 dB höher als bei Verwendung einer Metallspitze, da sich die eingebrachte Energie auf den tieffrequenten Bereich konzentriert. Der integrierte Kraftsensor erlaubt die Ermittlung der jeweiligen Impulskraft.

Die verwendeten Beschleunigungs- und Kraftsensoren sind IEPE-Sensoren (integrated electronics piezo-electric). Die Abkürzung IEPE steht für einen Industriestandard für piezoelektrische Sensoren, die über eine integrierte Impedanzwandler-Elektronik verfügen. Dadurch lassen sich Signalverluste deutlich reduzieren. Der Einsatz von IEPE-Sensoren erfordert den Einsatz von Ladungsverstärkern. Im Rahmen der Experimente werden der Ladungsverstärker 5134B, Kistler Instrumente AG, sowie der Ladungsverstärker 482C, PCB Piezotronics, Inc., verwendet. Mit dem Ladungsverstärker der Firma Kistler kann ein Verstärkungsfaktor eingeführt werden, mithilfe dessen der Messbereich vergrößert oder verkleinert werden kann. Er wurde vorrangig genutzt, um die Kraftsensoren zu speisen.

Die analogen Spannungssignale, welche von den Ladungsverstärkern proportional zu den gemessenen Beschleunigungen und Kräften ausgegeben werden, müssen zur weiteren Analyse digitalisiert werden. Dazu wurde die Messkarte USB-6366, NATIONAL INSTRUMENTS, AUSTIN, USA, verwendet, deren acht Analogeingänge simultan Spannungssignale von -10 V bis +10 V bei maximaler Abtastrate von f_s = 2 MHz und einer Auflösung von 16 bit digitalisieren kann. Die Daten werden auf der Karte gepuffert und über USB direkt an den Rechner gesendet, auf welchem die Daten dann gespeichert werden. Der Einfachheit halber wurde zur Datenaufnahme das von National Instruments zur Verfügung gestellte Programm Signal Express verwendet.

Zur Messung der auf die Aktoren wirkenden Kraft werden die einachsigen ICP-Sensoren 1051V5, DYTRAN INSTRUMENTS, INC., Chatsworth, USA, verwendet. Für die Regelung werden sie zur Erfassung der Aktorkräfte in einem Messbereich von F = -2.224 N bis F = 4.448 N und bis zu einer Frequenz von f = 10 kHz verwendet. Sie weisen über dem gesamten Frequenzbereich eine Linearitätsabweichung von weniger als ±1 % auf. Darüber hinaus werden auf die Aktoren applizierte, hochgenaue Dehnmessstreifen K-LY4, HOTTINGER BALDWIN MESSTECHNIK GMBH, Darmstadt, in einer Wheatstone-Halbbrücke mit ohm‘schen Widerständen R = 350 Ohm eingesetzt, um die Vorspannung der Aktoren möglichst direkt und genau zu bestimmen. Die Dehnmessstreifen, welche mit einer Grenzfrequenz von f = 10 Hz tiefpassgefiltert werden müssen, da sie darüber hinaus ein sehr geringes SRV aufweisen,

ergänzen die piezoelektrischen Kraftsensoren, die keine präzise Erfassung statischer Kräfte zulassen, dafür aber bei höheren Frequenzen ein hohes SNR erlauben.

Die Regelung der Aktoren kann durch verschiedene echtzeitfähige Systeme umgesetzt werden. Zur Regelung des SASK wurde das Controller Board DS1103, DSPACE GMBH, Paderborn, Deutschland, eingesetzt. Die Analogeingänge und -ausgänge werden bei den umgesetzten Reglerkonfigurationen mit einer Taktfrequenz von $f_s = 50$ kHz echtzeitfähig betrieben, wobei die maximale Frequenz, mit der der Regler betrieben werden soll, lediglich 500 Hz beziehungsweise 1.000 Hz beträgt. Da Sample-and-Hold-Schaltungen aufgrund der damit verbundenen Spannungssprünge zu hochfrequenten Anregungen in den Piezoaktoren insbesondere im Bereich derer Eigenfrequenzen führen können, ist eine derart hohe Taktfrequenz notwendig, um die Amplituden der Spannungssprünge zu minimieren. Im Allgemeinen ist eine Überabtastung bei sensiblen Regelaufgaben sinnvoll, da so zum Beispiel eine Übersteuerung nachfolgender Verstärker vermieden und das SRV erhöht werden. Systeme von dSPACE sind insbesondere für die Prototypenentwicklung konzipiert. Von Vorteil ist hierbei die gute, einfach umsetzbare Interaktion mit MATLAB Simulink, MATHWORKS, Natick, USA. Regler- und Filtermodelle, sowie Algorithmen und Schaltelemente die in MATLAB Simulink erstellt werden, können kompiliert und auf das DS1103 geladen werden. Zur Datenanalyse und Ausführungssteuerung steht das Programm ControlDesk 5.1 zur Verfügung.

In Bild 4-4 ist die Übersicht der für die Modalanalyse festgelegten Messpunkte anschaulich an der realen Versuchsstruktur dargestellt. Die Modalanalyse wird sowohl für die Struktur ohne SASK als auch für die Struktur mit geregeltem und ungeregeltem SASK durchgeführt, um den Nutzen des SASK zu evaluieren.

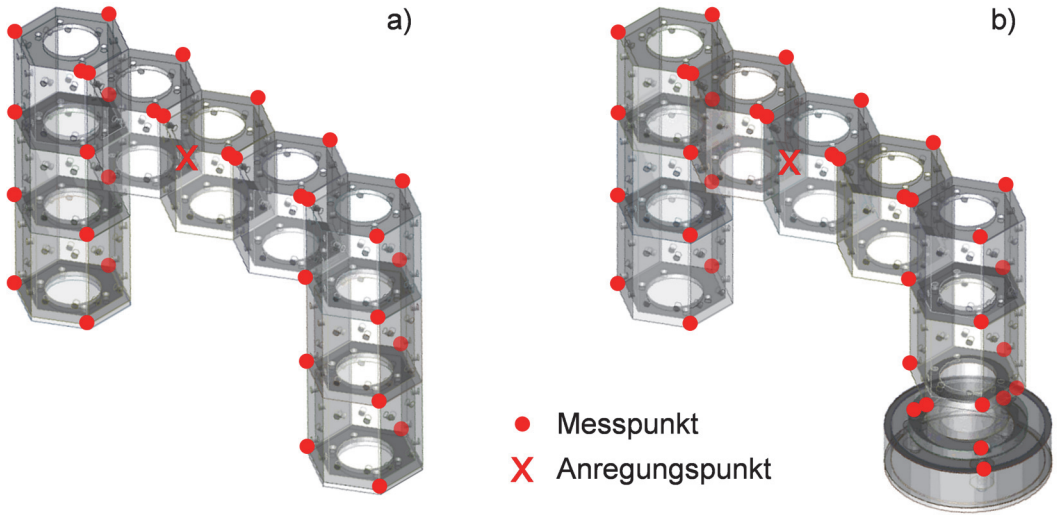


Bild 4-4: Messpunkte und Anregungspunkt der a) passiven Versuchsstruktur und b) der Versuchsstruktur mit SASK

Zur Durchführung der Modalanalysen wird das Datenerfassungssystem PAK, MÜLLER-BBM VIBROAKUSTIK SYSTEME GMBH, Planegg, Deutschland, verwendet. Dabei werden drei dreiachsige Beschleunigungssensoren 356A15 und der Impulshammer 5134B an zehn Analogeingänge der Datenerfassungshardware angeschlossen. Die verwendete Abtastrate, die Messdauer und weitere Konfigurationsmerkmale können Tabelle 4-1 entnommen werden. Die Fensterfunktionen für die schnelle Fouriertransformation der Anregungs- und

Antwortsignale wird auf Basis von Vorversuchen ermittelt. Sie dient der Verbesserung des SRV und damit der Güte der graphischen Auswertung bei der Modalanalyse. Da die Struktur aufgrund der vielen Kontaktstellen über eine signifikante passive Dämpfung verfügt, sind die mittels Impuls angeregten Schwingungen mit dt = 40 ms nur von kurzer Dauer. Deswegen wird eine geringe Messdauer von dt = 0,4096 s gewählt. Da die Abstände der Frequenzlinien beziehungsweise die Frequenzauflösung der TF umgekehrt proportional mit der Messdauer verknüpft sind, sinkt die Genauigkeit der TF insbesondere im tieffrequenten Bereich mit sinkender Schwingungs- und damit mit sinkender Messdauer.

Tabelle 4-1: Konfiguration des Datenerfassungssystems PAK für die Modalanalyse

Eigenschaft	Wert
Messart	Veränderte Position der Beschleunigungssensoren, fester Anregungspunkt
Anzahl simultane Anregungen	1
Anzahl simultane Antworten	9
Anzahl Mittelungen	5
Abtastrate	f_s = 10 kHz
Messdauer pro Anregung	dt = 0,4096 s
Messzeitvorlauf vor Anregung	t = 0,0205 s
Frequenzauflösung der TF	df = 2,44 Hz
Fensterfunktion Anregung	Exponentiell Start des Fensters bei t = 0,0184 s Länge des Fensters dt = 0,0023 s Zeitkonstante τ = 0 s
Fensterfunktion Antwort	Exponentiell Start des Fensters bei t = 0,0184 s Länge des Fensters dt = 0,0410 s Zeitkonstante τ = 0,0307 s

Die Analyse der Messdaten und die Extraktion der modalen Größen erfolgt mit der Analysesoftware ME'scope, VIBRANT TECHNOLOGY, INC., Centennial, USA. Die Daten werden nach der Messung direkt an ME'scope übertragen und die relevanten Eigenfrequenzen mithilfe der Multivariate Mode Indicator Function (MMIF) ermittelt [WIL85]. Die Ermittlung der stabilen Polstellen erfolgt mithilfe der Global Polynomial Methode [RIC82, FOR02]. Nach Gruppierung der stabilen Polstellen werden die Residuen ermittelt. Die darauffolgend für jeden Messpunkt und jede Eigenfrequenz erfolgte Berechnung einer entsprechenden Bewegungsgleichung und die vorher definierte Verknüpfung der Koordinatensysteme an den Messpunkten erlaubt die Betrachtung der Moden bei den jeweiligen Eigenfrequenzen. Mit der Software ME'scope können darüber hinaus die CAD-Dateien der passiven und aktiven Versuchsstruktur importiert und Messpunkte mit ihren Bewegungen für jede Mode auf das CAD-Modell interpoliert werden. Wie beispielsweise in Kapitel 5.1 nachvollzogen werden kann, erlaubt dies den direkten

Vergleich der Eigenmoden anhand von dreidimensionalen texturierten Abbildungen der Strukturen.

4.3 Simulationssoftware

Die Simulation eines Systems dient der Abschätzung des realen Systemverhaltens zum Zwecke der Vertiefung des Verständnisses oder der zielgerichteten Auslegung beziehungsweise Anpassung von Systemkomponenten. In der VDI-Richtlinie 3633 Blatt 1 zur Simulation von Logistik-, Materialfluss- und Produktionssystemen wird der Begriff der Simulation als „Verfahren zur Nachbildung eines Systems mit seinen dynamischen Prozessen in einem experimentierbaren Modell, um zu Erkenntnissen zu gelangen, die auf die Wirklichkeit übertragbar sind." [VDI3633-1] definiert. Dies kann zwar nicht als allgemeingültige Definition herangezogen werden, da Systeme mit dynamischen Prozessen nachgebildet werden und damit statische Systemzustände nicht explizit inkludiert sind, jedoch kann durch Vereinfachung der Definition eine allgemeinere Form abgeleitet werden: Simulation ist ein Verfahren zur Nachbildung eines Systems in einem experimentierbaren Modell, um zu Erkenntnissen zu gelangen, die auf die Wirklichkeit übertragbar sind.

4.3.1 Simulation des strukturdynamischen Verhaltens

Zur Abschätzung des strukturdynamischen Verhaltens des Versuchsaufbaus mittels FEM-Simulation bietet die kommerzielle Software ANSYS Workbench, ANSYS, INC., Canonsburg, USA, umfangreiche Lösungsmöglichkeiten. Die Ziele dieser Simulation sind einerseits die Ergänzung der Anforderungen an das SASK sowie die sinnvolle Substitution des SASK mit einem hexagonalen Element der modularen, passiven Portalstruktur und andererseits die Erarbeitung von Anforderungen an die Regelung, so dass Datenerfassungs- und Datenverarbeitungssysteme entsprechend ausgelegt werden können. Darüber hinaus soll die technische Regelbarkeit und Beobachtbarkeit beurteilt werden können. Dazu werden in ANSYS Workbench 16.0 die Modalanalyse und die harmonische Analyse utilisiert. Die importierten CAD-Modelle der Versuchsstruktur mit und ohne SASK wurden vereinfacht, um den Rechenaufwand zu reduzieren.

Die passive Portalstruktur ist mit 161.923 Knoten vernetzt. Aufgrund der Bohrungen, besteht eine Vernetzung mit Tetraedern Tet10, Hexaedern Hex20 und Prismen Wed15. Das Portal ist um Basisplatten ergänzt, die den Stahltisch nachbilden sollen, auf dem der reale Versuchsstand aufgebaut wurde. Die Kontaktbedingungen sind mit einem Kontaktsteifigkeits-faktor von $k_f = 0{,}0007$ versehen. Dies ist eine regressiv ermittelte Größe, welche dem Einfluss der Schraubverbindungen Rechnung trägt und auf die Angleichung der höheren simulativ bestimmten Eigenfrequenz an die gemessenen Eigenfrequenzen zurückzuführen ist. Die für die harmonische Analyse notwendige Anregungskraft wird nahe der im Experiment angeregten Position am Portal eingeleitet und entspricht der Richtung des mit dem Hammer eingebrachten Impulses. Da es sich um eine lineare, harmonische Analyse handelt, weist der Betrag der Kraft den normierten Wert F = 1 N auf.

Die um das SASK ergänzte Portalstruktur ist mit insgesamt 506.415 Knoten und denselben Elementarten wie die passive Portalstruktur vernetzt. Der erhöhte Vernetzungsaufwand ist hauptsächlich auf die hohe Dehnungsenergie in den Randbereichen der Vorspannungs-membran zurückzuführen. Wie auch bei der passiven Struktur ist das Portal um Basisplatten ergänzt und weist an den Kontaktstellen der hexagonalen Komponenten einen Kontakt-steifigkeitsfaktor von $k_f = 0{,}0007$ auf. Das dynamische Verhalten der Kontaktstelle zwischen

SASK und Basisplatte wurde mit einem leicht höheren Kontaktsteifigkeitsfaktor von $k_f = 0{,}001$ abgebildet, was der größeren Auflagefläche geschuldet ist. Dieser Faktor wurde ebenfalls regressiv angepasst und wirkt sich lediglich auf die Eigenformen und die Amplitude der Nachgiebigkeiten aus. Die Auswirkung auf die Eigenfrequenzen durch diese Anpassung ist vernachlässigbar. Aufgrund der Strukturvereinfachungen wurden weitere Kontaktbedingungen eingeführt, welche die drei Aktoren betreffen. Kugelförmige Gelenke repräsentieren die in den Kalotten fixierten Kugeln und lineare Führungen stellen das Verhalten der Gleitlager nach. Der Abstand zwischen Bodenplatte und Kraftsensor wird dazu verwendet, die Vorspannung auf die Piezoaktoren aufzuprägen, welche ihrerseits durch Federn mit einer Steifigkeit von $k_{pie} = 267$ N/µm modelliert werden. Die Federsteifigkeit kann den Datenblättern des Piezoaktors entnommen werden. Aufgrund des linearen Verhaltens können beliebige mechanische Vorspannungen der Aktoren realisiert simulativ abgebildet werden. Für die harmonische Analyse ist wie auch bei der passiven Portalstruktur eine Kraft in Richtung des Impulses des für die Anregung genutzten Hammers mit dem Betrag von F = 1 N aufgeprägt. Die Analyse dient vorrangig der Ermittlung der Beobachtbarkeit der verschiedenen Eigenformen an der Anregungsstelle. In einer weiteren harmonischen Analyse wird an den Piezoaktoren jeweils eine Kraft von F = 1 N in deren Kraftwirkungsrichtung appliziert. Diese Analyse soll die Prüfung der der technischen Regelbarkeit ermöglichen.

Bei allen Simulationen wird die Modalanalyse für den ungedämpften Fall im Bereich von f = 0 Hz bis f = 1.500 Hz durchgeführt. Die harmonische Analyse wird mit logarithmischen Frequenzabstand im Bereich von f = 1 Hz bis f = 1.000 Hz mittels modaler Superposition und unter Verwendung der Residuenvektoren angewendet. Es ist eine Frequenzbündelung von zehn Werten angesetzt, was bedeutet, dass in der Nähe der jeweiligen Eigenfrequenz zehn Werte des Amplitudenspektrums der jeweiligen Antwortposition berechnet werden. Die harmonische Analyse wird für den gedämpften Fall durchgeführt, da die Simulationen sonst in unrealistischen Amplitudenspektren resultieren würden. Es wird einerseits ein für Stahl typisches strukturbedingtes Dämpfungsmaß von $D_m = 0{,}001$ angenommen und zweitens eine frequenzabhängige Rayleigh-Dämpfung mit den Faktoren $\alpha = 10^{-2}$ und $\beta = 10^{-6}$ angesetzt. Die Rayleigh-Dämpfung basiert auf einem rein mathematischen Ansatz, der durch die Summe der mit α und β skalierten Masse- und Steifigkeitsmatrix also der Beziehung $\mathbf{D} = \alpha\mathbf{K}+\beta\mathbf{M}$ beschrieben wird. Die Dämpfung ist dann äquivalent zu einer modalen Dämpfung beschrieben durch $D_k = 0{,}5\cdot(\alpha\omega_k+\beta\omega_k^{-1})$.

4.3.2 Simulation des geregelten Systemverhaltens

Es existieren einige Methoden zur Prüfung der Leistungsfähigkeit und der Stabilität von Regelkreisen. Unabhängig von diesen Methoden können Regelkreise modellbasiert abgebildet werden und verschiedene Randbedingungen und Einflüsse getestet. MATLAB Simulink ist eine kommerzielle Software, mithilfe derer modellbasierte Simulationen umgesetzt werden können. Insbesondere ist die Anbindung an echtzeitfähige Systeme durch die einfache Extraktion der Modelle in Form von C-Code gewährleistet. Im Falle von Datenverarbeitungshardware mit digitalen Signalprozessoren (DSP) lässt sich der generierte Code mithilfe von VisualDSP++ kompilieren und aufspielen. Das DS1103 ist ein DSP-basiertes System, das über eine einfach handzuhabende Schnittstelle zu MATLAB Simulink verfügt.

Die Taktrate wird bereits in MATLAB vorgegeben. Sie wird mit f = 50 kHz festgelegt und hat somit eine Periodendauer von dt = 20 µs. Die bei der Simulation verwendeten Zustandsraummodelle werden in den z-Bereich transformiert, um sicherzustellen, dass der ausgeführte

Code, der von Natur aus ein zeitdiskretes System darstellt, so genau wie möglich an den ursprünglichen Reglerentwurf angepasst ist.

4.4 Modelle und Methoden

4.4.1 Systemidentifikation

Die Leistungsfähigkeit der Regelung eines dynamischen MIMO-Systems hängt entscheidend von der Genauigkeit und Eignung dessen modelltechnischer Beschreibung ab. Darüber hinaus ist eine klare Systematik beim Reglerentwurf notwendig, um definierte Anforderungen erfüllen zu können. Methoden der modernen Regelungstechnik erlauben die Berücksichtigung unbekannter Modellunsicherheiten. So kann das System ein sich bis zu einem bestimmten Maß änderndes Verhalten aufweisen, ohne dass die Regelung instabil wird, oder deutliche Einbußen in der Leistungsfähigkeit zu verzeichnen sind. Mit Hilfe gezielter Regelstrecken-umformungen und der anschließenden Generierung stabilisierender Regler kann für das betrachtete MIMO-System die am besten geeignete robuste Regelung gefunden werden.

Bei der Verarbeitung und Mittelung der Messdaten, bei denen Rauschen als Anregungssignal genutzt wurde, wird heutzutage auf statistische Methoden zurückgegriffen, um Schätzwerte der TF zur erhalten, die möglichst genau mit den realen TF übereinstimmen und unabhängig vom nicht korrelierten Messrauschen auf dem Eingangs- und dem Ausgangssignal sind. Bei den TF Schätzmethoden werden die Leistungsdichtespektren (LDS) der räumlich klar definierten Ein- und Ausgangssignale auf Basis derer Spektren verwendet. Formeln und Herleitungen hierzu sind in Anhang A1.1 zusammengetragen.

Die durch modale Entkopplung hergeleitete Gleichung A-18 gilt für einen definierten Frequenzbereich und berücksichtigt Einflüsse höherer und niedrigerer Eigenmoden auf das Schwingverhalten im betrachteten Frequenzbereich. Wie in Kapitel 2.2.3 beschrieben, existieren einige Modelle, deren Ziel die Bestimmung der unbekannten Parameter in Gleichung A-18 ist. In Hinblick auf die Aufgabenstellung einen automatisierbaren Ablauf zu erlauben, wird in dieser Arbeit die p-LSCFM für die Ermittlung herangezogen. Dies erfolgt in zwei wesentlichen Schritten. Zuerst werden die Polstellen ermittelt und in einem anschließenden Schritt die Residuen. Dabei werden zwei verschiedene lineare LS Probleme formuliert. Eine ausführliche Beschreibung der mathematischen Grundlagen geben GUILLAUME ET AL. [GUI03]. Die Grundlagen sind im Anhang A1.3 zusammengestellt.

Der abschließende Schritt bei der Systemidentifikation mit p-LSCFM ist die Ermittlung der Residuen von Gleichung A-18. Dazu wird die Gleichung umgeschrieben, so dass eine Trennung der bekannten und unbekannten Koeffizienten erfolgen kann und ein LS Problem vorliegt. Matrix $\mathbf{A}_k$ und deren konjugiert komplexe Matrix mit $k = n, n+1, \ldots, m-1, m$ in Gleichung 4-1 ist nicht zu verwechseln mit Matrix $\mathbf{A}_j$ aus Gleichung A-21. Vielmehr beinhaltet $\mathbf{A}_k$ die Komponenten A_{eak} der jeweiligen k. Eigenmode. Genauso bilden die Komponenten R_{eah} die Matrix $\mathbf{R}_h$ und Matrix $\mathbf{R}_t$ besteht aus den Komponenten R_{eat}.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{G}(\omega_1) \\ \mathbf{G}(\omega_2) \\ \vdots \\ \mathbf{G}(\omega_{N_f}) \end{bmatrix} = \mathbf{\Lambda} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{A}_n \\ \vdots \\ \mathbf{A}_m \\ \mathbf{A}_n^* \\ \vdots \\ \mathbf{A}_m^* \\ \mathbf{R}_H \\ \mathbf{R}_T \end{bmatrix} \tag{4-1}$$

mit

$$\mathbf{\Lambda} = \begin{bmatrix} \frac{\mathbf{I}}{i\omega_1 - \lambda_n} & \cdots & \frac{\mathbf{I}}{i\omega_1 - \lambda_m} & \frac{\mathbf{I}}{i\omega_1 - \lambda_n^*} & \cdots & \frac{\mathbf{I}}{i\omega_1 - \lambda_m^*} & \mathbf{I} & -\frac{\mathbf{I}}{\omega_1^2} \\ \frac{\mathbf{I}}{i\omega_2 - \lambda_n} & \cdots & \frac{\mathbf{I}}{i\omega_2 - \lambda_m} & \frac{\mathbf{I}}{i\omega_2 - \lambda_n^*} & \cdots & \frac{1}{i\omega_2 - \lambda_m^*} & \mathbf{I} & -\frac{\mathbf{I}}{\omega_2^2} \\ \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\mathbf{I}}{i\omega_{N_f} - \lambda_n} & \cdots & \frac{\mathbf{I}}{i\omega_{N_f} - \lambda_m} & \frac{\mathbf{I}}{i\omega_{N_f} - \lambda_n^*} & \cdots & \frac{1}{i\omega_{N_f} - \lambda_m^*} & \mathbf{I} & -\frac{\mathbf{I}}{\omega_{N_f}^2} \end{bmatrix} \tag{4-2}$$

Dabei sind ω_1 die untere Frequenzgrenze und ω_{N_f} die obere Frequenzgrenze, λ_n die niedrigste und λ_m die höchste berücksichtigte Eigenfrequenz und $\mathbf{I}$ die Einheitsmatrix. Da Matrix $\mathbf{\Lambda}$ in der Regel nicht quadratisch ist, erfordert die Umstellung von Gleichung 4-1 nach den Unbekannten die Bildung der Pseudo-Inversen

$$\mathbf{\Lambda}^+ = (\mathbf{\Lambda}^H \mathbf{\Lambda})^{-1} \mathbf{\Lambda}^H \tag{4-3}$$

mit der zu $\mathbf{\Lambda}$ transponiert-konjugierten Matrix $\mathbf{\Lambda}^H$. Die Koeffizienten werden dann mittels

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}_n \\ \vdots \\ \mathbf{A}_m \\ \mathbf{A}_n^* \\ \vdots \\ \mathbf{A}_m^* \\ \mathbf{R}_H \\ \mathbf{R}_T \end{bmatrix} = (\mathbf{\Lambda}^H \mathbf{\Lambda})^{-1} \mathbf{\Lambda}^H \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{G}(\omega_1) \\ \mathbf{G}(\omega_2) \\ \vdots \\ \mathbf{G}(\omega_{N_f}) \end{bmatrix} = \mathbf{\Lambda}^+ \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{G}(\omega_1) \\ \mathbf{G}(\omega_2) \\ \vdots \\ \mathbf{G}(\omega_{N_f}) \end{bmatrix} \tag{4-4}$$

berechnet.

4.4.2 Reglerentwicklung

Moderne Methoden und Modelle zur Entwicklung Robuster Regler sind Anhang A2 zu entnehmen. Die Systematik der Reglerentwicklung in dieser Arbeit orientiert sich an der in Anhang A2.1 vorgestellten Systematik nach SKOGESTAD UND POSTLETHWAITE [SKO05]. Wesentliche Elemente der weiteren Ausführungen im Anhang sind Berechungen anhand von Zustandsraummodellen, die eine mathematische Prüfung der Beobachtbarkeit, Steuerbarkeit und Regelbarkeit erlauben. Darüber hinaus wurden umsetzbare Konzepte zur Robustheit und Stabilität recherchiert und zusammengefasst, die zu dem in dieser Arbeit angewandten Prinzip des stabilisierenden Reglers führen. Der stabilisierende Regler kann mithilfe der koprimen Faktorisierung mit vorab definiertem Unsicherheitsbereich für beliebige mit Vor- und Nachfiltern umgeformte Regelstrecken generiert werden. Ein stabilisierender Regler, sofern er

existiert, sorgt dafür, dass Definition 2-2 erfüllt ist. Die zusammgetragenen Methoden und Modelle finden insbesondere für komplexe, nicht diagonalisierbare MIMO-Regelaufgaben Anwendung.

Die Optimierung der Filter für die Umformung der Regelstrecke ist nicht trivial, zumal die Regelbarkeit nach Definition 2-1 maximiert werden soll. Mathematisch bedeutet dies, dass die Filter die Regelstrecke so umformen sollen, dass die Anforderungen in Tabelle A-1 erfüllt sind. Dies ist vor allem dann erfüllt, wenn Gleichung A-65 gelöst wird, oder eine Lösung nahe dem geforderten Minimum gefunden wird, die über die nötige Robustheit verfügt. Da dies auf direktem mathematischen Weg für komplexe MIMO-Systeme kaum möglich ist, muss ein numerisches Verfahren verwendet werden. Bei Optimierungsaufgaben, mit großem Parameterräumen bietet sich die Anwendung von GA an.

Jedem Piezoaktor wird eine zu optimierender Filter zugeordnet. Die Filter werden in Form von Nullstellen-Polstellen-Verstärkungs-Modelle (ZPK-Modelle) eingesetzt und haben die Form

$$\mathbf{W}_1 = \mathrm{diag}\left\{k_1 \frac{s - n_1}{s - p_1} \quad k_2 \frac{s - n_2}{s - p_2} \quad k_3 \frac{s - n_3}{s - p_3}\right\}. \tag{4-5}$$

Die Durchführung der GA-basierten Optimierung erfordert die Vorgabe von Grenzwerten für den Leistungsfilter und beinhaltet entsprechend der Anzahl der Aktoren des vorliegenden Systems je drei rein reelle stabile Pol- und Nullstellen sowie drei Verstärkungsfaktoren. Als Grenzen für die Nullstellen wird $-2\cdot\pi\cdot10.000 \le n_i \le -2\cdot\pi\cdot2.000$ gewählt. Die Polstellen werden in den Grenzen $-2\cdot\pi\cdot1.000 \le p_i \le -2\cdot\pi\cdot200$ definiert. Für die Verstärkungen werden die Grenzen $0 < k_i \le 1000$ festgelegt.

Durch den Filter bleibt die Differenz zwischen Ordnung der Nullstellen und Ordnung der Polstellen erhalten. Es ist zudem gewährleistet, dass die Amplituden der System-TF zwischen Pol- und Nullstelle abfallen. Darüber hinaus ist der Tiefpassfilter $\mathbf{W}_1$ ab f = 2.000 Hz wirksam. Variationen des Leistungsfilters hinsichtlich Anzahl der Pol- und Nullstellen sind möglich, werden aber im Rahmen dieser Arbeit nicht weiter untersucht. Bei der GA-basierten Optimierung werden 100 Parametervariationen pro Generation mit maximal 200 Generationen miteinander verglichen. Darüber hinaus sind Aussagen über die tatsächlich notwendige Anzahl an Iterationen jedoch schwer zu treffen. Die Randbedingungen und Einstellparameter üben einen wesentlichen Einfluss auf die Effizienz der GA aus. Aus diesem Grund ist die Optimierung durch Verwendung von GA selbst Bestandteil von Optimierungsbestrebungen [GRE86].

5 Selbstoptimierendes System zur aktiven Schwingungskompensation

Der Entwicklungsprozess eines SASK mit Plug-and-Play Funktionalität umfasst die Festlegung von Anforderungen als Rahmen für mögliche Einsatzbereiche, die simulationsgestützte Konstruktion und die Realisierung, wobei die Realisierung die Teilschritte Fertigung und Montage sowie die automatisierten Teilschritte Systemidentifikation, Reglerentwurf und Reglerimplementierung beinhaltet. Ausgangspunkt des Entwicklungsprozesses ist die Anwendung einer Methode zur Schwachstellenanalyse des Versuchsstands, in den das Demonstrator-SASK zu Versuchszwecken integriert wird.

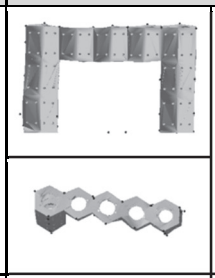
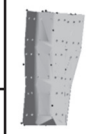
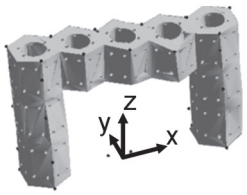
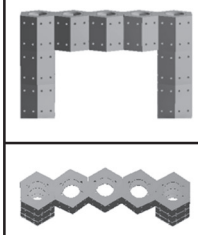
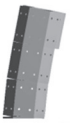
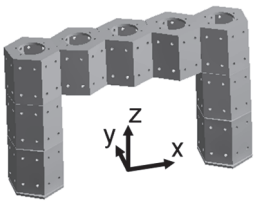
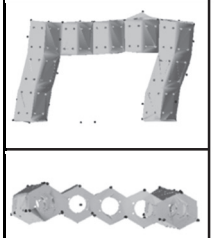
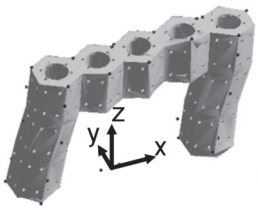
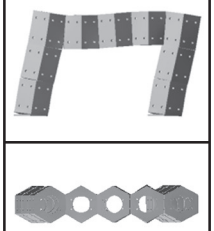
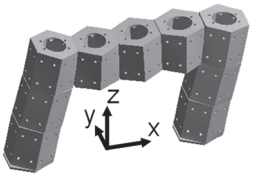
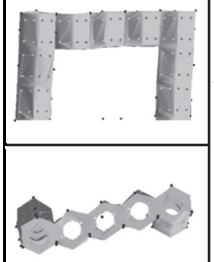
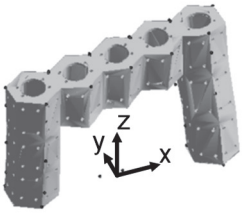
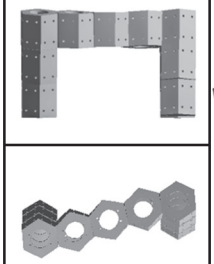
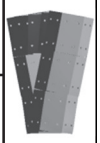
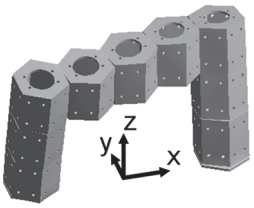
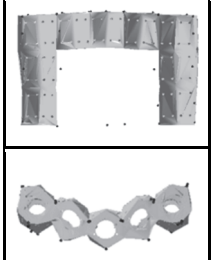
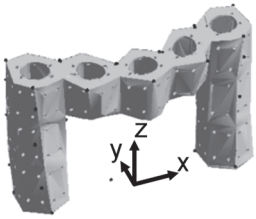
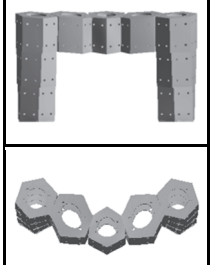
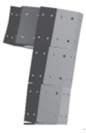
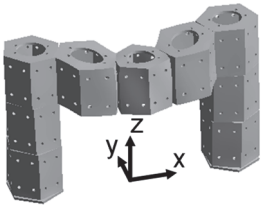
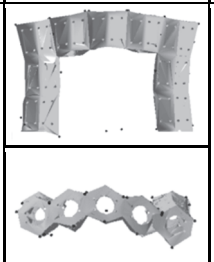
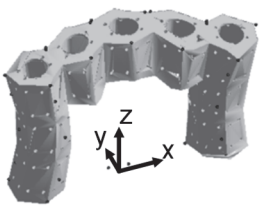
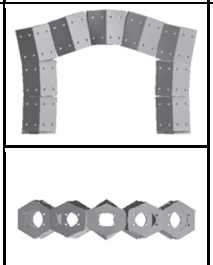
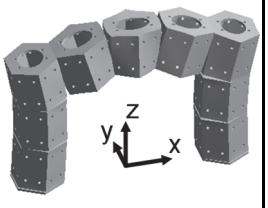
5.1 Dynamisches Verhalten der Versuchsstruktur

WAIBEL erarbeitete eine zustandsraumbasierte Methode zur bestmöglichen Platzierung eines Relativerregers in einer zu versteifenden Werkzeugmaschine [WAI13]. Da die Maschine aus monolithischen Strukturen bestand, die über Führungsschienen miteinander verknüpft sind, war es nicht das Ziel, einen Aktor im Kraftfluss des Gestells zum Zweck der Erhöhung der dynamischen Steifigkeit zu platzieren, sondern eine Strebe mit dem größtmöglichen Effekt hinzuzufügen. Darüber hinaus wurde unbewiesen die Annahme getroffen, dass es grundsätzlich bessere Ergebnisse liefert, wenn Aktoren parallel zur existierenden Struktur angebracht werden, als Teile der Struktur zu substituieren. Unabhängig von dieser Annahme wird auf Basis des Ansatzes von PREUMONT [PRE11], den Aktor für einen größtmöglichen Dämpfungseffekt dort zu platzieren, wo das Verhältnis der Verformungsenergien u_k am größten ist, ein Teil der existieren Struktur durch entsprechend dimensionierte Aktoren ersetzt, so dass diese sich seriell im Kraftfluss befinden. Der hier deduzierte Ansatz zielt darauf ab, die modale elastische Mises-Vergleichsdehnung, im Weiteren modale Vergleichsdehnung genannt, als Vergleichsgröße heranzuziehen. Es kann gezeigt werden, dass die Verformungsenergie und die modale Vergleichsdehnung für eine qualitative Aussage äquivalent verwendet werden können.

Modalanalyse

Die modale Vergleichsdehnung kann im Rahmen einer FE-basierten Modalanalyse mit ANSYS Workbench 14.0 simulativ für die Versuchsstruktur ermittelt werden. Auch wenn die Modalanalyse keine quantitative Aussage zulässt, so kann dennoch eine Aussage über die Verteilung der modalen Vergleichsdehnung getroffen werden. Die Rand- und Kontaktbedingungen der FE-Simulationen sind in Kapitel 4.3.1 beschrieben. In Tabelle 5-1 und Tabelle 5-2 sind die Ergebnisse der Modalanalysen für die Versuchsstruktur ohne SASK in Form von simulierten und gemessenen Eigenfrequenzen und Eigenformen zusammengefasst. Es sind alle simulativ ermittelten Moden im Frequenzbereich von f = 0 Hz bis f = 1.000 Hz berücksichtigt. Die Eigenmoden und -frequenzen der realen Versuchsstruktur wurden entsprechend der in Kapitel 4.2 beschriebenen Messkonfiguration und Analyseeinstellungen ermittelt. Die Module der Versuchsstruktur sind mittels Schrauben miteinander verbunden, deren Anziehmoment M_a = 30 Nm beträgt. Ein erster visueller Vergleich der Eigenmoden lässt auf eine gute Übereinstimmung zwischen simulierten und messtechnisch ermittelten Ergebnissen schließen. Die an der Stabilität der Pole orientierte Auswahl der Moden bei der experimentellen Modalanalyse beinhaltet dabei in ähnlichem Maße Unsicherheiten, wie die Rand- bzw. Kontaktbedingungen bei den FE-Simulationen.

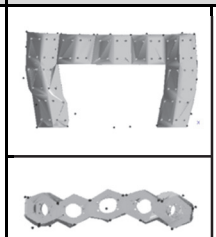
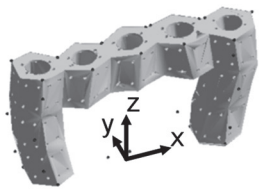
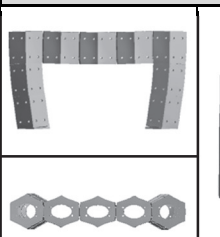
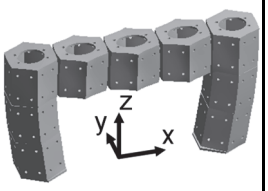
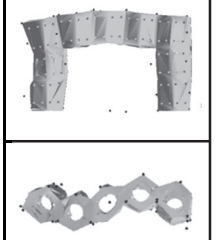
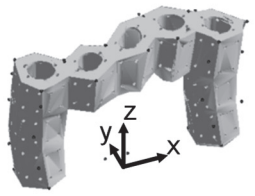
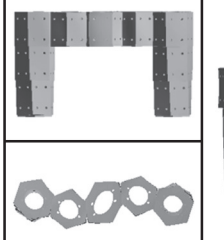
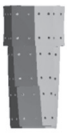
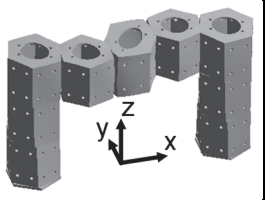
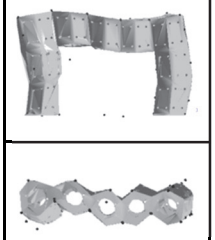
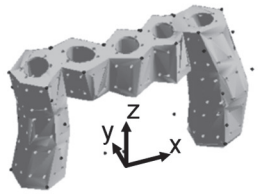
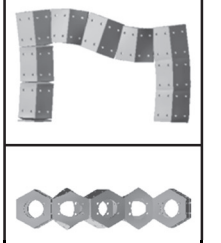
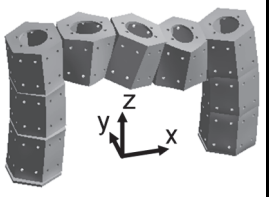
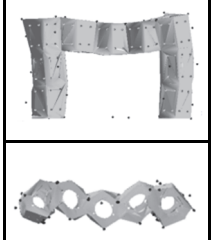
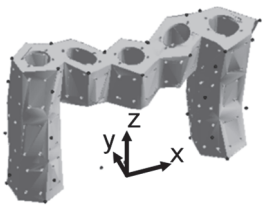
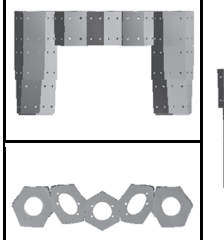
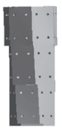
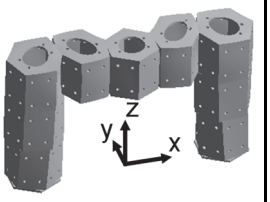
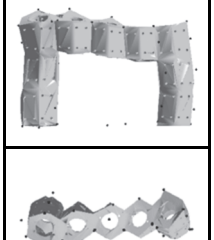
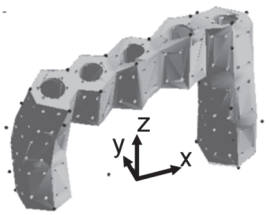
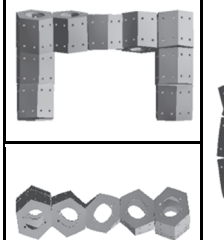
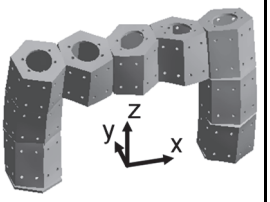
Tabelle 5-1: 1. bis 5. gemessene und simulierte Eigenfrequenzen und -formen der Versuchsstruktur

	Gemessene Eigenmoden	Simulierte Eigenmoden
1. Eigenmode	   f = 104 Hz	   f = 138 Hz
2. Eigenmode	  f = 149 Hz	  f = 194 Hz
3. Eigenmode	  f = 171 Hz	   f = 236 Hz
4. Eigenmode	  f = 391 Hz	   f = 390 Hz
5. Eigenmode	  f = 422 Hz	  f = 425 Hz

Bis auf die ersten drei Eigenfrequenzen stimmen die simulativ und die messtechnisch ermittelten Ergebnisse mit einem relativen Fehler von deutlich weniger als 5 % überein, obwohl wenig Aufwand bei der Ermittlung der Kontaktbedingungen betrieben wurde. Die geringe Übereinstimmung mit relativen Fehlern zwischen 30 % und 40 % bei den ersten drei Eigenmoden ist vermutlich darauf zurückzuführen, dass die Versuchsstrukturmodule aufgrund der unterschiedlichen Abstände der für die Verschraubung vorgesehenen Bohrungen und der

bereits bestehenden T-Nuten im Stahltisch lediglich mit jeweils zwei Schrauben fixiert werden konnten.

Tabelle 5-2: 6. bis 10. gemessene und simulierte Eigenfrequenzen und -formen der Versuchsstruktur

	Gemessene Eigenmoden			Simulierte Eigenmoden		
6. Eigenmode			 f = 630 Hz			 f = 630 Hz
7. Eigenmode			 f = 690 Hz			 f = 691 Hz
8. Eigenmode			 f = 806 Hz			 f = 840 Hz
9. Eigenmode			 f = 901 Hz			 f = 897 Hz
10. Eigenmode			 f = 970 Hz			 f = 973 Hz

Die besonders hohe Konzentration der modalen Vergleichsdehnung bei den ersten drei Moden im Bereich der Kontaktzone zwischen Versuchsstruktur und Stahltisch, welche an dieser Stelle vorgreifend angebracht wird, kann als Begründung dafür herangezogen werden, dass die

Kontaktbedingungen in diesem Bereich insbesondere bei diesen Moden einen signifikanten Einfluss ausüben.

Trotz der glättenden Systemidentifikation zeigen die Messergebnisse eine Überlagerung mit Schwingungsanteilen, die in der Simulation nicht identifiziert wurden. Es ist deutlich zu erkennen, dass die ersten drei Eigenmoden von Biegeschwingungen der Portalständer dominiert werden. Fast alle anderen Eigenmoden weisen eine Biege- oder eine Normalschwingung in der Traverse auf. Eines der Teilziele ist die Reduzierung der Nachgiebigkeit am TCP. Im Falle der Versuchsstruktur kann dies lediglich mit einer Reduzierung der absoluten Auslenkung der Module der Traversen angenähert werden, da ein Z-Schlitten für gewöhnlich hier angebracht ist, jedoch im vorliegenden Fall fehlt. Die 1., 2., 4., 5. und 8. Eigenform deuten auf hohe Auslenkungen dieser Module hin und sollten, den Ergebnissen der Modalanalyse zufolge, gedämpft werden.

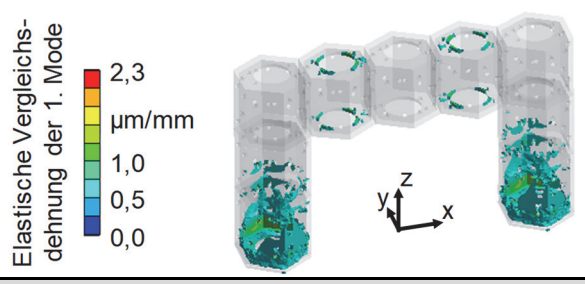
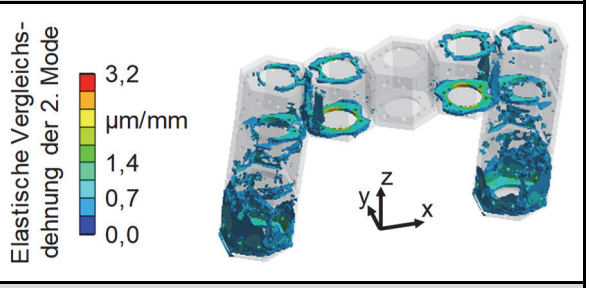
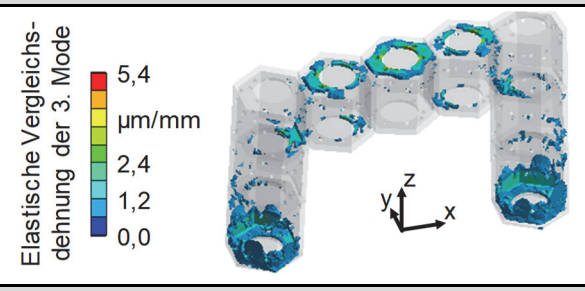
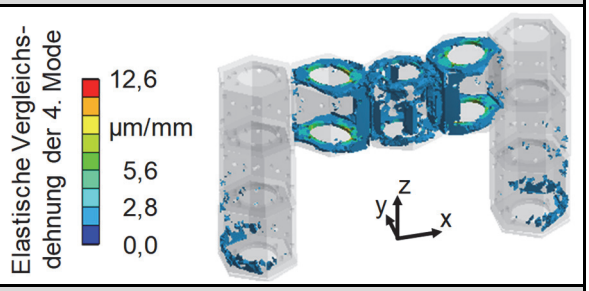
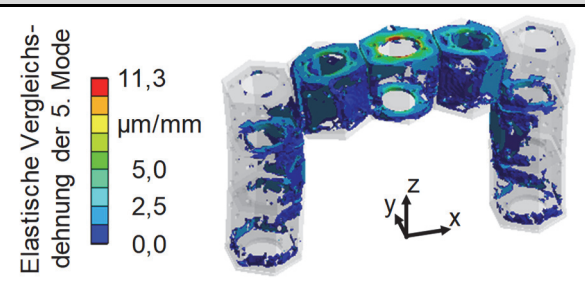
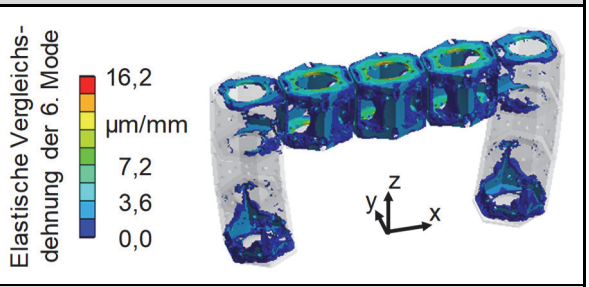
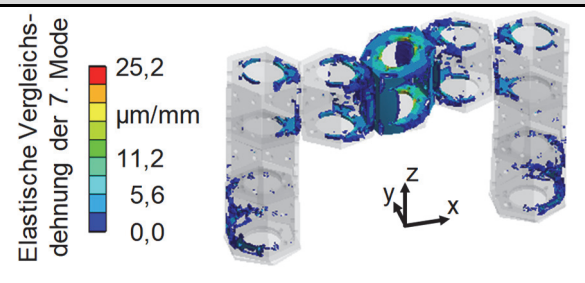
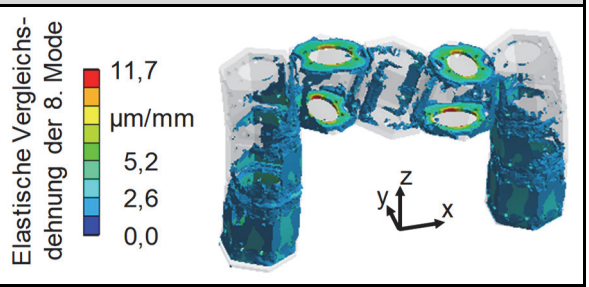
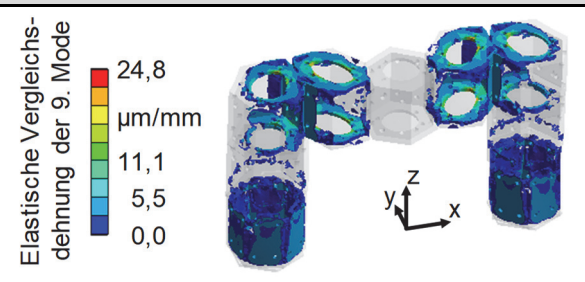
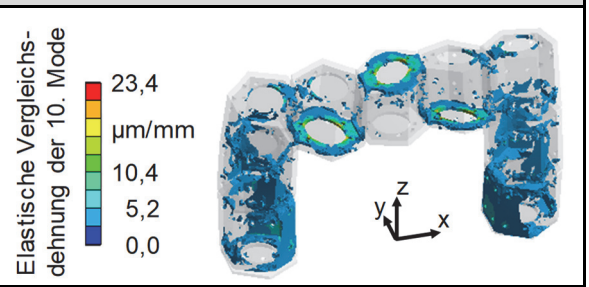
Regelungsorientierte Identifikation des Aktor-Einsatzortes

Wie eingangs dieses Kapitels angedeutet, der Bereich der Versuchsstruktur, in der die modale Verformungsenergie am höchsten ist, ist auch der Bereich, in dem die modale Vergleichsdehnung maximal wird. In beiden Fällen hat ein kraftgeregelter Aktor, der an dieser Position eingesetzt wird, die höchste Autorität über die jeweilige Mode. Wird also der identifizierte Bereich durch das SASK ersetzt, so ist die jeweilige Mode der Gesamtstruktur direkt durch den Aktor beeinflussbar.

Tabelle 5-3 beinhaltet für die ersten zehn Eigenmoden der Versuchsstruktur eine Gegenüberstellung der modalen Vergleichsdehnungen. Diese sind in Form von begrenzten Isoflächen dargestellt. Es werden nur die Werte der modalen Vergleichsdehnungen bei der Darstellung berücksichtigt, die größer als ein definierter prozentualer Anteil der maximalen modalen Vergleichsdehnung sind. Die unterschiedlichen Grenzwerte wurden aus Gründen der Anschaulichkeit festgelegt. Mithilfe der Skala können weitere wichtige Informationen über die modale Vergleichsdehnungsverteilung aus den Abbildungen in Tabelle 5-3 entnommen. Dabei ist jedoch zu berücksichtigen, dass die Skala relativ zu verstehen ist. Das bedeutet, die simulative Modalanalyse lässt lediglich Aussagen qualitativer Natur zu. Die Nachgiebigkeit am TCP und damit die Mode mit dem signifikantesten Einfluss auf Auslenkungen am TCP muss gesondert ermittelt werden.

Aus den Ergebnissen ist klar ersichtlich, dass insbesondere bei den ersten drei Eigenmoden eine hohe Konzentration der modalen Vergleichsdehnung in den Modulen vorliegt, die mit dem Stahltisch verbunden sind. Ähnlich kann dies die 6., 8., 9. und 10. Eigenmode beobachtet werden. Das zentrale Modul in der Traverse weist für die 4., 5., 6., 7. und 10. Eigenmode eine verhältnismäßig hohe modale Vergleichsdehnung auf. Ein signifikanter Anteil der modalen Vergleichsdehnung liegt auch im linken und rechten Modul der Traverse, also den beiden Modulen neben dem zentralen Modul, für die 2., 4., 5., 6., 8. und 9. Eigenmode vor. Gemessen an der modalen Vergleichsdehnung sind die beiden oberen Module des linken, beziehungsweise rechten Ständers für die 2., 5., 6., 8., 9. und 10. Eigenmode relevant.

Tabelle 5-3: Modale Vergleichsdehnung der Eigenmoden der Versuchsstruktur

Isoflächen der modalen elastische Mises-Vergleichsdehnung begrenzt bei	
25 % (1. Eigenmode)	**20 % (2. Eigenmode)**
	
20 % (3. Eigenmode)	**12 % (4. Eigenmode)**
	
10 % (5. Eigenmode)	**10 % (6. Eigenmode)**
	
10 % (7. Eigenmode)	**20 % (8. Eigenmode)**
	
10 % (9. Eigenmode)	**15 % (10. Eigenmode)**
	

Es wird deutlich, dass die jeweiligen Module der Versuchsstruktur einen unterschiedlich hohen Einfluss auf die verschiedenen Eigenmoden besitzen und, dass keines der passiven Module eindeutig für eine Substitution mit einem aktiven Modul allgemeingültig favorisiert werden kann. Eine zentrale Anforderung an Werkzeugmaschinengestelle ist die einer möglichst hohen ersten Eigenfrequenz, mit dem Ziel, eine möglichst hohe dynamische Steifigkeit für den unterkritischen Frequenzbereich zu erhalten. Eine hohe erste Eigenfrequenz wird auch dadurch motiviert, dass der Ruck, wie in Kapitel 2.2.5 kurz erläutert, insbesondere im niedrigen Frequenzbereich eine hohe Wirkung hat. Deshalb wird, trotz der vermutlich geringeren Autorität über die als ebenfalls wichtig für die Nachgiebigkeit am TCP erachtete 4. und 5. Eigenmode, der Dämpfung niedriger Eigenfrequenzen ein höherer Nutzen beigemessen und die Substitution eines mit dem Stahltisch verbundenen Moduls präferiert.

5.2 Anforderungsanalyse

Grundlage einer jeden strukturierten Konstruktion ist die Erstellung von begründeten Anforderungen an das zu konstruierende System. Dabei werden die Anforderungen zunächst so allgemein wie möglich und konkret wie nötig beschrieben, um den Lösungsraum im Vorfeld nicht einzuschränken. Durch die Vorgabe, ein Modul der in Bild 4-1 beschriebenen Versuchsstruktur zu substituieren, wurden bereits der Einsatzort und die äußeren Dimensionen definiert. Im Folgenden werden funktionale wie nichtfunktionale Anforderungen aufgestellt. Anschließend werden die Anforderungen kurz konkretisiert und erweitert. Abschließend steht eine erweiterte Anforderungsliste als Grundlage für die anschließende Konzeptionierung zur Verfügung.

5.2.1 Funktionale Anforderungen

Ziel der vorliegenden Arbeit ist die systematische Integration eines zu entwickelnden Zusatzsystems zur Ausübung von Kontrolle über die Schwingungen einer beliebigen Struktur. Insbesondere soll die Nachgiebigkeit der Struktur durch Einsatz des SASK im Kraftfluss der Struktur reduziert werden. Da die Piezoaktor-Technologie bereits vielfach erfolgreich eingesetzt wurde und aufgrund der geringen Reaktionszeit sowie dem Vermögen, hohe Kräfte zu erzeugen, werden diese für die weitere Konstruktion bevorzugt. Dadurch lassen sich bereits einige funktionale Nebenanforderungen ableiten.

Mechanische Lasten

Je nach Einbauort der Aktorik werden unterschiedliche Lasten zu erwarten sein. Sowohl das SASK als auch die Aktoren im Einzelnen müssen in der Lage sein, diesen Lasten standzuhalten und gegebenenfalls an diese Lasten angepasst werden können. Hierzu sind sowohl statische als auch dynamische Belastungen abzuschätzen.

Steifigkeit

Die statische Steifigkeit des SASK sollte im Vergleich zur Gesamtsteifigkeit des Maschinengestells so groß wie möglich sein, um auch im passiven Fall die Funktionsfähigkeit der Maschine zu gewährleisten. Im Falle des Einsatzes in der Versuchsstruktur sollte die Steifigkeit des SASK, wenn möglich, wenigstens der Steifigkeit eines hexagonalen Moduls entsprechen, damit die Eigenschaften des Portals so gut es geht beibehalten werden.

Geometrische Anforderungen

Das zu entwickelnde SASK soll ein Modul austauschen, damit die Piezoaktoren direkt im Hauptkraftfluss der Versuchsstruktur liegen. Dies bedeutet, dass die Anschlussmaße sowie das Bohrmuster der Module beibehalten werden müssen.

Kinematische Anforderungen

Das SASK soll mindestens einen translatorischen Freiheitsgrad aufweisen, um Schwingungen in dieser freien Bewegungsrichtung kontrollieren zu können. Zudem soll das SASK seriell im Kraftfluss liegen, was zum Beispiel die Integration aktiver Streben, die lediglich der Versteifung des bestehenden Gestells dienen, ausschließt.

Dynamische Anforderungen

Die Reduzierung der dynamischen Nachgiebigkeit soll insbesondere für die ersten zehn Eigenmoden erfolgen. Dies erfordert ein System, das mit wenigstens f = 1.000 Hz betreibbar ist. Die Piezoaktoren und die Verstärker müssen entsprechend ausgelegt werden.

Regelungstechnische Anforderungen

Es soll wie bereits angedeutet, eine robuste Regelung mit automatischer Systemidentifikation und automatischer Optimierung der Regelstreckenfilter möglichst allgemein einsetzbar zur Störgrößenminimierung umgesetzt werden. Dies setzt einen Zentralregler voraus, da dezentrale Regler bei starken Interaktionen der Aktoren nicht stabilisieren könnten. Darüber hinaus soll der Einfachheit halber kollokierte Sensor-Aktor Paare eingesetzt werden, um den bereits angesprochenen Polstellen-Nullstellenwechsel zu vermeiden.

Nichtfunktionale Anforderungen an das SASK

Aus Gründen der Wirtschaftlichkeit soll das SASK möglichst kostengünstig sein. Eine Plug-and-Play Funktionalität impliziert die Forderung nach einer einfachen Montage und Demontage sowie die Gewährleistung einer unkomplizierten Reparatur. Darüber hinaus soll sich das SASK mit möglichst geringem Aufwand in die Versuchsstruktur integrieren lassen. In Tabelle 5-4 ist eine Zusammenfassung der Anforderungen gegeben.

5.2.2 Spezifizierung der Anforderungen

Ausgehend von den bisher teilweise allgemein gehaltenen Anforderungen soll das SASK entwickelt werden. Auch wenn der Einsatzbereich so allgemein wie möglich gehalten werden soll, ist es insbesondere in Hinblick auf die zu erwartenden Kosten notwendig, Grenzen bezüglich der Anforderungen festzulegen. Vor allem funktionale Anforderungen wirken sich hierbei deutlich aus und werden klar hinsichtlich des Einsatzes in der bereits beschriebenen Versuchsstruktur spezifiziert. Das betrifft insbesondere die zu erwartenden mechanischen Lasten und die sich daraus ergebenden Anforderungen an die eingesetzten Piezoaktoren.

Abschätzung der statischen und dynamischen Belastungen

Die Analyse der modalen Vergleichsdehnung macht bereits deutlich, dass je nach Einbauort verschiedene Belastungsfälle vorliegen. Hinzu kommen fertigungstoleranzbedingte elastische Verspannungen in der verschraubten Versuchsstruktur. Die kritische statische Belastung ist in diesem Fall die größtmögliche Gewichtskraft, welche auf das SASK wirken darf. Die Gesamtmasse der Struktur beträgt m_{str} = 149,4 kg. Ruht die gesamte Masse auf dem Aktorsystem, so wirkt eine statische Kraft von

$$F_{str} = m \cdot g = 149{,}4\ kg \cdot 9{,}81 \frac{m}{s^2} = 1465{,}6\ N \qquad (5\text{-}1)$$

zuzüglich einer festzulegenden Sicherheit bezüglich toleranzbedingter oder thermisch induzierter Spannungen. Zudem ist eine Sicherheit angemessen, da die Versuchsstruktur ausschließlich eine tragende Struktur ist. Kämen noch weitere Achsen, ein Z-Schlitten und eine Frässpindel hinzu, so wäre die Gewichtskraft höher sein als F_{strukt}. Die Versuchsstruktur wird auf beiden Seiten mit dem Nutentisch verschraubt und somit wirkt maximal nur die Hälfte dieser Last auf das SASK, was einer statischen Kraft von $F_{sta} = 0{,}5 \cdot F_{str} = 732{,}8$ N entspricht. Wird ein Sicherheitsfaktor $S_f = 2$ gefordert, so entspricht die maximale statische Last $F_{sta} = F_{str} = 1465{,}6$ N.

Tabelle 5-4: Übersicht der Anforderungen für den zu entwickelnden aktiven Schwingungsdämpfer

Kategorie	Anforderung	Beschreibung
Produkteinsatz	Integrationsfähigkeit	Das Modul soll in die Portalstruktur integriert werden können.
Funktionale Anforderungen	Kontrolle über Strukturschwingungen	Es soll ein Modul entwickelt werden, mit dessen Hilfe sich eine aktive Schwingungsdämpfung auf piezoelektrischer Basis realisieren lässt.
	Mechanische Lasten	Das Modul muss den statischen und dynamischen Belastungen standhalten können.
	Steifigkeit	Die passive Steifigkeit des SASKs sollte möglichst der Steifigkeit eines hexagonalen Blockes entsprechen.
	Geometrische Anforderungen	Beibehaltung des Bohrungsbildes und der Abmessungen eines hexagonalen Blockes.
	Kinematische Anforderungen	Das Modul soll mindestens einen Freiheitsgrad aufweisen.
	Regelungstechnische Anforderungen	Umsetzung der Regelstrategie IFF mit Kollokation von Aktor und Sensor.
Nicht-funktionale Anforderungen	Kosten	Möglichst kostengünstige Umsetzung.
	Montagetechnische Anforderungen	Einfache Montage wie auch Demontage.

Die Versuchsstruktur verfügt weder über Linearachsen, noch über eine Werkzeugspindel. Es wirkt demzufolge keine dynamische Last, sofern es nicht zu einer Anregung über das Fundament kommt. Dennoch soll für eine grobe Abschätzung möglicher dynamischer Kraftamplituden beispielhaft eine für Aluminiumfräsprozesse geeignete Motorspindel in einem den Dimensionen der Versuchsstruktur entsprechenden Leistungsbereich ausgewählt werden. Eine Frässpindel für die Aluminiumbearbeitung mit einer HSK40 Aufnahme und einer maximalen Drehzahl von $n = 40.000$ U/min bringt üblicherweise und bewertet nach Betriebsart S1 ein Drehmoment von etwa $M_{sp} = 2{,}5$ Nm auf. Wird ein Fräser mit einem Durchmesser von $D_w = 16$ mm zur Bearbeitung eingesetzt, beträgt die maximale auf den Fräser wirkende Kraft $F = 2\ M_{sp} / D_w = 312{,}5$ N. Bei Reduzierung des Fräserdurchmessers steigt die aufgrund des Spindeldrehmoments erzeugbare Kraft und lediglich die Schnitt-

geschwindigkeit und die in den Fräserschneiden herrschenden Spannungen sind die limitierenden Größen. Bei einer geforderten Schnittgeschwindigkeit von wenigstens v_c = 400 m/min ist aufgrund der Maximaldrehzahl ein Fräswerkzeug mit einem Durchmesser von D_w > 3,18 mm erforderlich. Für den Fall, dass D_w = 4 mm ist, beträgt die maximale Kraft F_c = 1.250 N. Dies würde mit Sicherheit zu einem Schneiden- oder sogar zu einem Werkzeugbruch führen. Die prozessbedingte, dynamische Belastung kann also für die betrachteten Rahmenbedingungen bis zu F_{dyn} = 1.250 N betragen. Es wird jedoch im Weiteren in Anbetracht realistischer Prozessparameter mit höchstens F_{dyn} = 400 N gerechnet.

Anforderungen an die Piezoaktoren

Piezoaktoren eignen sich aufgrund ihrer Eigenschaften sehr gut für die aktive Schwingungskompensation, was auch aus dem dargestellten Stand der Technik hervorgegangen ist. JENDRITZA ET AL. [JEN98] widmet den größten Anteil seiner umfassenden Buch-Veröffentlichung zum technischen Einsatz neuer Aktoren den Piezoaktoren und ihren Anwendungsmöglichkeiten. Es sind bei der Anwendung von Piezoaktoren und insbesondere bei der konstruktiven Integration in ein Gesamtsystem jedoch einige wichtige Eigenschaften zu berücksichtigen, die sich als mechanische, thermische und elektrische Anforderungen an die Piezoaktoren formulieren lassen.

Am häufigsten werden heutzutage keramische Piezoaktoren, genauer PZT-Keramiken, eingesetzt, die jedoch als spröde Materialien angesehen werden. Das bedeutet, dass die kritische Biege-, Torsions- und Zugbelastung im Vergleich zu duktilen Werkstoffen sehr gering ist. Dafür sind diese Piezoaktoren in Druckrichtung überaus belastbar. Als Anhaltswert kann für PZT-Keramiken eine kritische uniaxiale Druckspannung von circa σ_{krit} = 250 MPa herangezogen werden. Im Betrieb ist diese kritische Druckbelastung jedoch zu vermeiden, da sie mit einer Depolarisation der Keramik einhergeht. Bei Druckspannungen bis zu 30 % von σ_{krit} ist die Depolarisation sehr gering. Daher können keramische Piezoaktoren im Betrieb mit Druckspannungen von σ_{max} = 50 MPa bis σ_{max} = 75 MPa belastet werden, ohne zu depolarisieren. Die Zugbelastung einer PZT-Keramik beträgt lediglich 5 % bis 10 % der maximalen Druckbelastung, was einer Zugspannung von σ_{min} = -7,5 MPa bis σ_{min} = -2,5 MPa entspricht [PI09]. Gemäß den in Bild 5-1 anschaulich dargestellten herstellerseitigen Handhabungshinweisen sind zur Minimierung von Biege- und Torsionsbelastungen, geeignete Führungs- und Koppelelemente zu integrieren.

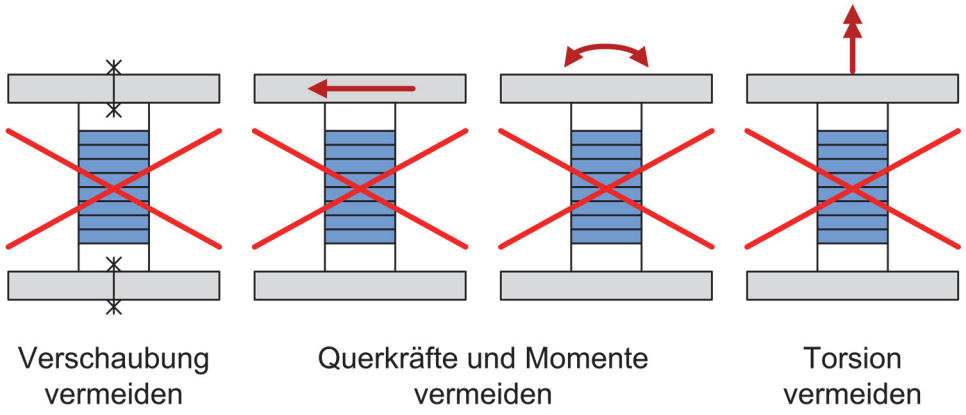


Bild 5-1: Handhabungshinweise für keramische Piezoaktoren [PI09]

Die Vermeidung von Torsions- und Biegemomenten ist eine weitere Anforderung an die Konstruktion. Durch eine Vorspannung der Piezoaktoren kann die Problematik der geringen

Zugbelastbarkeit umgangen werden. Es ist darauf zu achten, die Steifigkeit der dazu verwendeten Federelemente k_{vor} auf weniger als 10 % der Steifigkeit der Piezoaktoren k_{pie} zu beschränken. Eine direkte Verschraubung der Keramik sollte aus bekannten Gründen vermieden werden. Stattdessen wird empfohlen, die Keramik mit einem kaltaushärtenden Zweikomponenten-Epoxidharzkleber in Frästaschen mit der Basis und dem Arbeitskolben des Aktors zu fixieren.

Die für die Auslenkung von Piezoaktoren notwendige Spannung wird von einem Verstärker bereitgestellt. Damit die Piezoaktoren im gesamten geforderten Frequenzbereich ausgesteuert werden kann, muss ein entsprechend dimensionierter Verstärker gewählt werden. Die sogenannte Aussteuergrenze wird hierbei durch die Aktor-Verstärkerkonfiguration bestimmt und hängt maßgeblich von der Verstärkerleistung, dem Verstärkerdesign und der Kapazität c der Piezoaktoren ab. Für Piezoaktoren, welche als kapazitive Lasten verstanden werden können, werden von verschiedenen Verstärkerherstellern Grenzkurven zur Aussteuerung zur Verfügung gestellt. Diese gilt es bei der Aktor- und Verstärkerwahl zu beachten.

Erweiterte Anforderungsliste

Die konkretisierten Anforderungen erlauben die Erstellung einer erweiterten Anforderungsliste, welche in Tabelle 5-5 eingesehen werden kann. Die Anforderungen werden in drei wesentliche Arten unterschieden:

- Festanforderung (FF)
- Bereichsanforderung (BF)
- Wunschanforderung (WF)

Festanforderungen sind nicht änderbare Anforderungen, die zwingend erfüllt werden müssen. Bereichsanforderungen sind änderbare Anforderungen, die in einem definierten Bereich erfüllt werden müssen. Wunschanforderungen sind optionale Anforderungen. Die maximale Arbeitsfrequenz wurde mit f_{max} = 1.000 Hz festgelegt, um auf die ersten zehn Eigenmoden einwirken zu können. Da jedoch insbesondere die ersten drei Eigenmoden gedämpft werden sollen, gilt diese Grenze im Folgenden als Wunschanforderung und steht der Wunschanforderung möglichst geringer finanzieller Ausgaben entgegen. Stattdessen wird die Anforderung an die maximale Arbeitsfrequenz auf f_{max} = 500 Hz festgelegt. Die Bandbreite liegt somit im Bereich von f = 0…500 Hz. Dies ist ausreichend, um die ersten drei Eigenmoden zu beeinflussen und berücksichtigt mindestens einen Sicherheitsfaktor S_f = 2. Um die Eigenschaften der ursprünglichen Struktur möglich wenig zu verändern, sollte die passive Steifigkeit des SASK in etwa der passiven Steifigkeit eines der Versuchsstrukturmodule entsprechen. Eine simulationsbasierte Abschätzung der passiven Steifigkeit des Moduls ergab eine statische Steifigkeit von im Mittel k_{mod} = 600 N/µm. Diese Anforderung wird daher an das SASK gestellt.

Tabelle 5-5: Erweiterte Anforderungsliste des SASK

Kategorie	Quelle	Titel	Beschreibung/Wert	Art
Mechanische An-forderungen	Analytische Abschätzung	Statische Kraft F_{sta}	1.465,6 N	FF
	Realistischer Beispielprozess	Dynamische Kraft F_{dyn}	400 N	FF
	Vorgabe, Abschätzung	Passive Steifigkeit k_{mod} in Stellrichtung	600 N/µm	WF
	Hersteller von Piezoaktoren	Mechanische Belastbarkeit	Biege-, Torsions- und Zugbelastung sind zu vermeiden	FF
	Hersteller von Piezoaktoren	Druckbelastbarkeit	50 MPa - 75 MPa	BF
	Hersteller von Piezoaktoren	Zugbelastbarkeit	1,5 MPa - 7,5 MPa	BF
	Hersteller von Piezoaktoren	Federsteifigkeit der Vorspannung k_{vor}	< 10 % der passiven Aktorsteifigkeit	FF
Geo-metrische An-forderungen	CAD-Modell	Bohrungslayout	Vier Bohrungen Ø 10 mm im Abstand 120 mm x 60 mm	FF
	CAD-Modell	Höhe	200 mm	FF
Dynamische An-forderungen	FEM-Simulation	Arbeitsfrequenz f	0…500 Hz	BF
Thermische An-forderungen	Hersteller von Piezoaktoren	Max. zulässige Temperatur	Zulässige Temperatur abhängig Piezoaktoren	FF
Regelungs-technische An-forderungen	Vorgabe	Regelungskonzept	Robuste zentrale Regelung mit automatischer Optimierung	FF
	Vorgabe	Sensorik	Kollokal eingesetzte Kraftsensoren	FF
Elektrische An-forderungen	Hersteller von Piezoaktoren	Verstärkerleistung	Verstärkerleistung muss ausreichen, um den Betrieb bei 500 Hz in vollem Umfang zu gewährleisten	FF

5.3 Konzeptionierung

Ausgehend von den Anforderungen und den bereits bestehenden Rahmenbedingungen werden verschiedene Konzepte abgeleitet. Die Konzeptionierung beginnt mit drei prinzipiellen Entwürfen, die präsentiert und bewertet werden. Anschließend werden geeignete Piezoaktoren, der zugehörige Verstärker und die entsprechenden Kraftsensoren ausgewählt. Danach werden sowohl Elemente der Querkraftentkopplung als auch Vorspannelemente diskutiert und ausgewählt. Abschließend wird das Gesamtdesign entworfen und vorgestellt.

5.3.1 Aktorfreiheitsgrade

Die Frage nach der Anzahl der Freiheitsgrade des SASK ist eine Frage der Notwendigkeit, der Komplexität und der Kosten. Die im Folgenden vorgestellten Konzepte unterscheiden sich in der Anzahl der eingebrachten Aktoren und damit in ihren Freiheitsgraden voneinander. Die Konzepte werden letztendlich anhand einer Argumentenbilanz bewertet.

Einachsiges SASK

Das Funktionsprinzip des SASK mit einem translatorischen Freiheitsgrad ist in Form einer Konzeptskizze in Bild 5-2 dargestellt. Ein einzelnes Piezoaktoren presst mittels abgerundeten Endstücks auf eine Rüttelplatte, beziehungsweise einen Arbeitskolben. Dieser wird von Gleitlagern linear geführt und mittels Federn vorgespannt. Die Federn sind in diesem Fall auf Zug belastet.

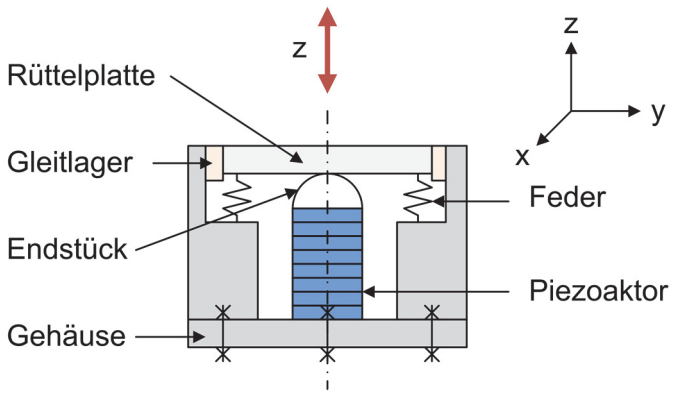


Bild 5-2: Konzeptskizze des einachsigen aktiven Schwingungsdämpfers

Zweiachsiges SASK

Ein SASK mit zwei Freiheitsgraden verfügt zwangsweise über zwei Aktoren. In Bild 5-3 ist die Konzeptskizze, in der die Piezoaktoren in dieselbe Richtung weisen.

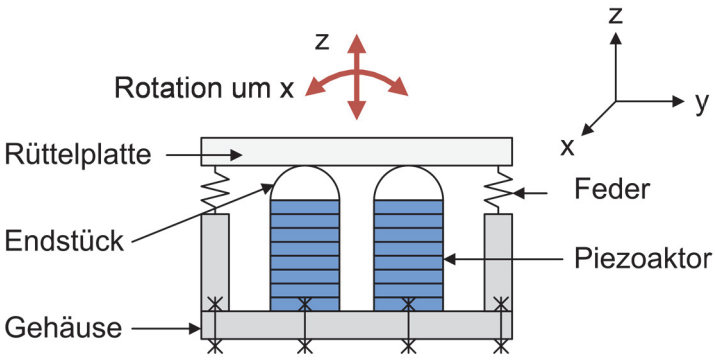


Bild 5-3: Konzeptskizze des zweiachsigen aktiven Schwingungsdämpfers

Demzufolge kommt ein rotatorischer zu dem translatorischen Freiheitsgrad hinzu. Streng genommen handelt es sich hierbei um ein parallelkinematisches System.

Dreiachsiges SASK

Die Integration eines dritten Aktors zur Erhöhung der Anzahl der Freiheitsgrade löst das Problem des zweiachsigen Schwingungsdämpfers, bei dem die Rotation um die y-Achse nur schwer zwangsgeführt werden kann. Ein weiterer Aktor, der parallel zu den beiden anderen angeordnet ist, fügt der Rüttelplatte einen weiteren rotatorischen Freiheitsgrad hinzu. Die Konzeptskizze mit Blick auf die Oberseite des SASK ist in Bild 5-4 dargestellt. Die Aktoren sind gleichmäßig um den Mittelpunkt des SASK verteilt. Das Design erinnert entfernt an die sogenannte Steward-Plattform [HEN02], hat jedoch nur drei Aktoren und damit auch nur drei Freiheitsgrade.

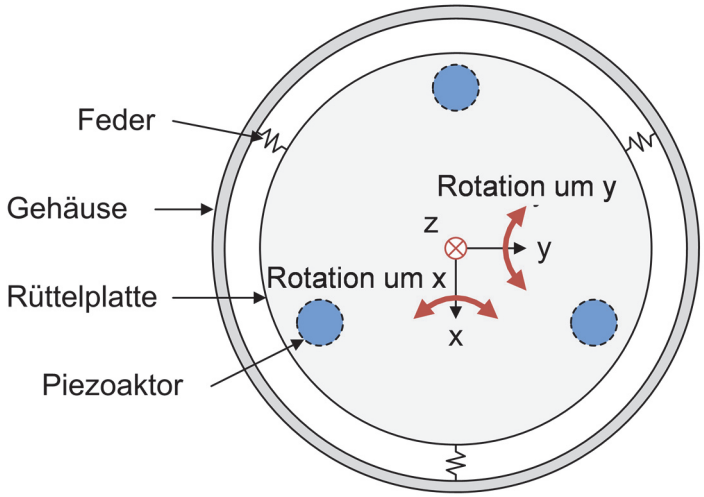


Bild 5-4: Konzeptskizze des dreiachsigen Schwingungsdämpfers

Bewertung der Konzepte

Das einachsige SASK zeichnet sich durch einen einfachen mechanischen Aufbau aus. Zudem wird nur ein Aktor und dementsprechend ein Verstärker sowie Kraftsensor benötigt. Zu regeln ist ein SISO-System und es können die einfachen Regler zur aktiven Dämpfung verwendet werden. Da das SASK jedoch seriell im Kraftfluss der Versuchsstruktur liegen soll, hat es sehr wahrscheinlich eine geringe Autorität über die ersten drei Eigenmoden. Wie bereits in einigen Forschungsarbeiten gezeigt, eignet sich ein einachsiges Aktorsystem vorrangig dazu, parallel zum Kraftfluss zu arbeiten. Somit scheidet dieses Konzept aus.

Das zweiachsige SASK ist in der Lage, die erste und die dritte oder die zweite Eigenmode zu dämpfen, da mit ihm ein Moment in die Struktur eingebracht werden kann. Zudem ist unter der Annahme, dass baugleiche Piezoaktoren verwendet werden, die Steifigkeit doppelt so hoch wie die des einachsigen SASK. Im Fall des zweiachsigen und des dreiachsigen SASK ist ein Regler zu verwenden, der ein MIMO-System mit starken Interaktionen zwischen den Aktoren regeln kann. In beiden Fällen ist das Regelungskonzept deutlich komplexer als im einachsigen Fall. Problematisch beim zweiachsigen SASK ist das sehr aufwändige Lagerungskonzept. Die Fixierung des Freiheitsgrades um die in Richtung der Piezoaktoren verlaufende Rotationsachse ist nicht möglich, da die Bewegung in z-Richtung nicht gesperrt werden darf. Der Aufwand einer anzunehmenden Lösung wird an dieser Stelle als sehr hoch eingeschätzt.

Das dreiachsige SASK kann aufgrund der Aktoranordnung Drehmomente entlang der x- und y-Achse aufbringen. Somit ist davon auszugehen, dass das SASK bei geeigneter Aktorik eine hohe Autorität über die ersten drei Eigenmoden besitzt. Es ist anzunehmen, dass die Steifigkeit höher ist als die des zweiachsigen SASK. In Tabelle 5-6 sind die Vor- und Nachteile der vorgestellten Konzepte zusammengefasst. Wie bereits deutlich wurde, eignet sich das dreiachsige SASK am besten für die serielle Integration in den Kraftfluss der Versuchsstruktur.

Tabelle 5-6: Zusammenfassung der Vor- und Nachteile der vorgestellten Konzepte zur Anzahl der Freiheitsgrade des SASK

Freiheitsgrade	Vorteile	Nachteile
1	Einfacher Aufbau Einfache Regelung (SISO) Günstige Variante Ein translatorischer Freiheitsgrad	Keine Dämpfung der Portalstruktur in serieller Anordnung möglich
2	Ein translatorischer und ein rotatorischer Freiheitsgrad Höhere Steifigkeit in z-Richtung durch Parallelschaltung der Aktoren	Komplexer Aufbau Schwieriges Lagerungskonzept der Rüttelplatte MIMO-Regelungskonzept notwendig
3	Ein translatorischer und zwei rotatorische Freiheitsgrade Höhere Steifigkeit in z-Richtung durch Parallelschaltung der Aktoren	Komplexer Aufbau Teuerste Variante MIMO-Regelungskonzept notwendig

5.3.2 Auswahl geeigneter Piezoaktoren, Verstärker und Kraftsensoren

Als zentrale Elemente des SASK können die Piezoaktoren angesehen werden. Werden drei Piezoaktoren parallel betrieben, so müssen sie ein Drittel der statischen Kräfte aufnehmen können. Damit beträgt die maximale erwartete Belastung eines der Piezoaktoren

$$F_{las} = \frac{1}{3}F_{sta} + F_{dyn} \approx 889\ \text{N} \tag{5-2}$$

und erlaubt die Veranschlagung eines weiteren Sicherheitsfaktors $S_f = 2$, der dynamische Belastungsspitzen und durch die Verschraubung induzierte mechanische Verspannungen der Versuchsstruktur Rechnung trägt. Die Blockierkraft F_b für die die Piezoaktoren ausgelegt werden müssen beträgt dann

$$F_b = 2 \cdot S \cdot F_{las} = 3.556\ \text{N} \approx 3.500\ \text{N} \tag{5-3}$$

Die Firma PHYSIKINSTRUMENTE GMBH & CO. KG, Karlsruhe, Deutschland, bietet einige Piezoaktoren an, die eine solche Blockierkraft aufweisen. Um die Auswahl einzuschränken, müssen weitere Anforderungen herangezogen werden. Es gibt zum Beispiel keine Einschränkungen bezüglich der Längenänderung der Piezoaktoren, was bedeutet, dass auch kleine Keramiken in Betracht gezogen werden können. Die Forderung nach einer hohen

Gesamtsteifigkeit von mindestens k_{mod} = 600 N/µm bedeutet, dass die Piezoaktoren eine Steifigkeit von wenigstens k_{pie} = 200 N/µm aufweisen sollen. Darüber hinaus soll die Arbeitsfrequenz verhältnismäßig hoch sein. Piezoaktoren mit niedriger Kapazität können schneller geladen werden und arbeiten demnach auch in einer größeren Bandbreite als Piezoaktoren, die eine hohe Kapazität aufweisen. Der Piezoaktor P-888.31 aus dem Material PIC252 ist ein Niedervoltaktor und besitzt eine Steifigkeit von k_{pie} = 267 N/µm. Er kann die geforderte Blockierkraft aufbringen und arbeitet im Spannungsbereich von U = -20 bis U = 120 V. Die geringe maximale Leerlaufauslenkung von δ_f = 13 µm ist von sekundärer Bedeutung und kann demnach aus ausreichend angesehen werden. Der zugehörige Verstärker E.505.00 erlaubt die Betreibung des Piezoaktors, welches eine Kapazität von c = 4,3 µF besitzt, ohne Einschränkungen bis zu einer Arbeitsfrequenz von f = 500 Hz. Bei f = 1.000 Hz ist die Leistungsfähigkeit in etwa halbiert.

Die Kraftsensoren sollen kollokal zu den Piezoaktoren angeordnet sein. Im Falle idealer Kollokation unterliegen die Sensoren somit den gleichen Belastungen wie die Piezoaktoren. Da jeder Piezoaktor eine maximale Blockierkraft von F_b = 3.500 N erzeugen kann, muss diese Kraft auch von den Sensoren erfasst werden können. Die Sensoren sollen darüber hinaus in der Lage sein, Messwerte mit dem 20-fachen der Arbeitsfrequenz abzutasten, um Alias-Effekte zu minimieren. Eine geringe Rauschempfindlichkeit und eine hohe Auflösung sind allgemeine Anforderungen an Sensoren. Es gibt einige Anbieter, die Kraftsensoren anbieten, welche die vorgegebenen Anforderungen erfüllen. Von daher wurde das günstigste Angebot für drei uniaxiale piezoelektrische Kraftsensoren des Typs 1051V5 wahrgenommen.

5.3.3 Vorspannung und Querkraftentkopplung

Die kraftübertragende Anbindung eines Piezoaktors ist von zentraler Bedeutung für dessen Lebensdauer. In Bild 5-1 sind die wesentlichen Handhabungshinweise dargestellt. Eine mechanische Vorspannung ist sinnvoll, um schwingungsbedingt hohe Zugbelastungen aufnehmen zu können. Die Dehnung des Piezoaktors wird dadurch nicht beeinträchtigt. Gemäß Anforderungsliste ist darauf zu achten, die Steifigkeit der Vorspannungselemente so auszulegen, dass sie eine Dimension kleiner ist als die Steifigkeit der Piezoaktoren. Da eine Vorspannung auf verschiedenen Wegen erfolgen kann, schlagen Hersteller die in Bild 5-5 abgebildeten Varianten vor.

Die Vorspannungsvarianten bilden gängige umsetzbare Systeme ab. Piezoaktoren mit interner Vorspannung werden direkt von den Herstellern angeboten. Die Vorspannung ist hier fest eingestellt und nicht variabel. Ein weiteres Verspannen des Piezoaktors ist nicht vorgesehen. Durch die serielle Einbindung des SASK in den Kraftfluss der Versuchsstruktur ist eine weitere Vorspannung zum Beispiel durch Gewichtskräfte nicht zu vermeiden. Mithilfe einer externen Vorspannung kann verhältnismäßig einfach zum Beispiel über eine Stellschraube auf dessen Höhe eingewirkt werden. Dabei ist darauf zu achten, dass die Frequenzen der durch die Vorspannelemente eingebrachten Eigenmoden deutlich oberhalb der Arbeitsfrequenz liegen.

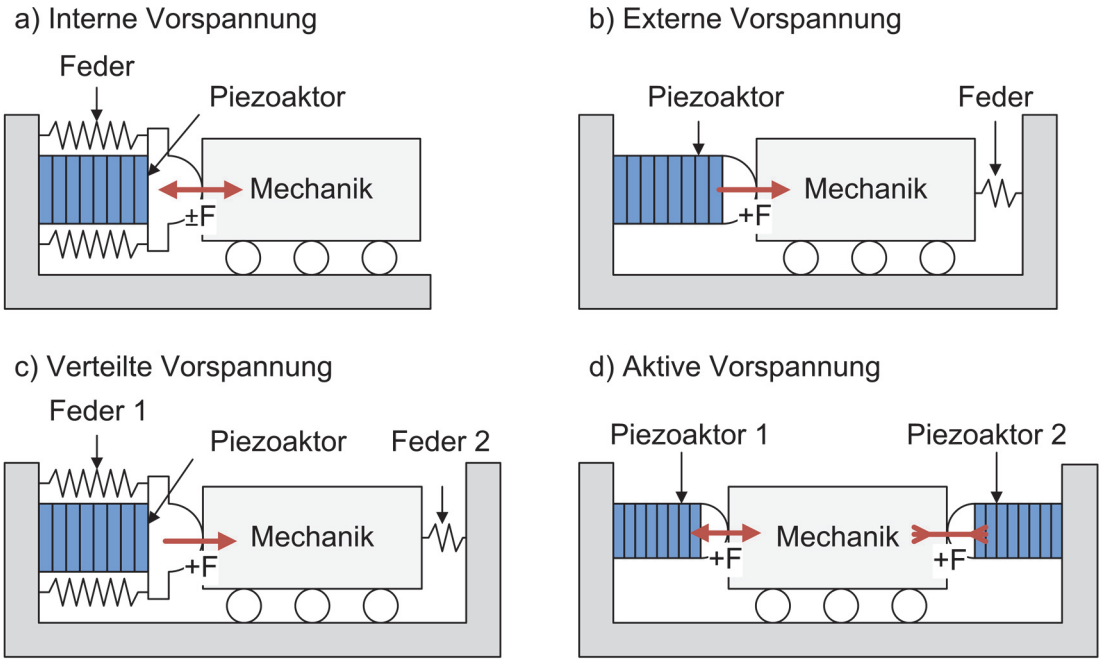


Bild 5-5: Konzepte zur Vorspannung von Piezoaktoren [PM10]

In Bild 5-6 sind drei gängige konstruktive Ansätze vorgestellt. Zur Bewertung der Ansätze hinsichtlich ihres Einsatzes bei dem zu entwickelnden SASK wird die jeweilige Steifigkeit untersucht. Die drei zu untersuchenden Varianten weisen ähnliche am einzusetzenden Piezoaktor orientierte Dimensionen auf. Bei den Untersuchungen ist darauf zu achten, dass die zulässige Pressung nicht überschritten wird. Eine Härtung der Kontaktpartner erhöht die Festigkeit und die Verschleißbeständigkeit und sorgte für eine höhere zulässige Pressung.

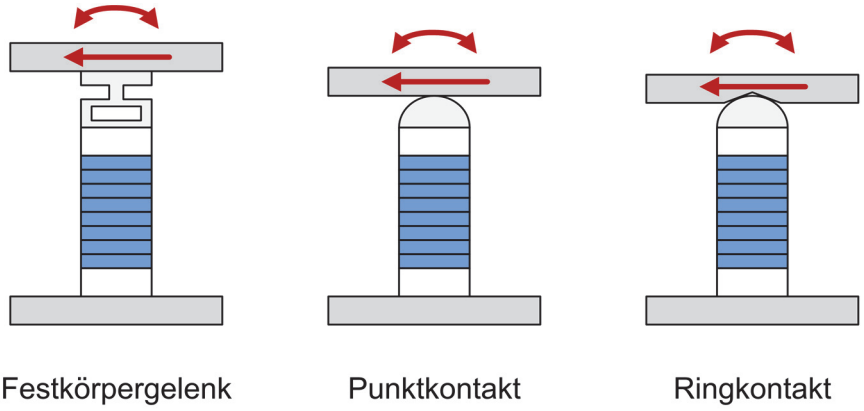


Bild 5-6: Konstruktive Lösungsmöglichkeiten zur homogenen Lasteinleitung [PI13]

In Tabelle 5-7 sind die Vor- und Nachteile der vier in Bild 5-5 dargestellten Varianten zusammengefasst. Variante c) und d) sind Kombinationen der Varianten a) und b). Die verteilte Vorspannung erlaubt eine Variation der Vorspannung über den Anteil an externer Vorspannung. Die aktive Vorspannung erlaubt aufgrund der Möglichkeit eines thermosymmetrischen Aufbaus eine sehr präzise Positionierung der Mechanik durch die Piezoaktoren. Der Ansteuerungsaufwand ist bei der aktiven Variante jedoch ungleich höher als bei den passiven Varianten. Aufgrund der Einfachheit und Variabilität sowie der überwiegenden Vorteile wird im Weiteren die Umsetzung des externen Vorspannungskonzepts verfolgt. Die Vorspannung einer PZT-Keramik soll etwa $\sigma_{v,pi}$ = 15 MPa

betragen [PI13]. Bei einer Fläche von $A = 10^{-4}$ m² entspricht das einer Vorspannkraft von $F_{v,pi}$ = 1.500 N. Die Überprüfung der Leistungsfähigkeit des SASK in Abhängigkeit von der Aktorvorspannung erfolgt in Kapitel 6.3.

Kaum ein Hersteller gibt einen konkreten Wert für die maximale zulässige Querkraft an, die auf einen Piezoaktor wirken darf. Stattdessen wird für den bereits ausgewählten Piezoaktor die zulässige Scherkraft des vergleichbaren Scheraktors P-153.10 herangezogen. Die zulässige Scherkraft für das Piezoaktor P-888.31 beträgt demzufolge $F_{z,s,p}$ = 50 N. Es existieren einige Lösungen zur homogenen Krafteinleitung.

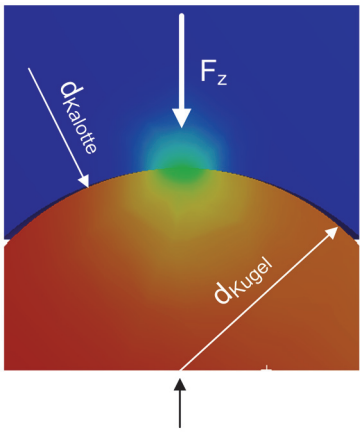
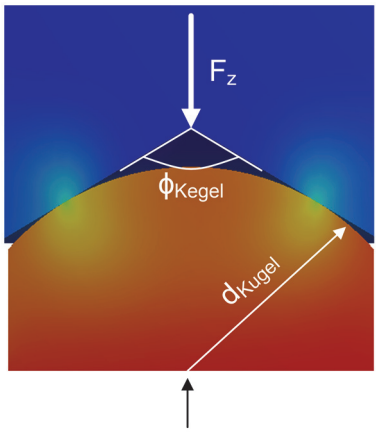
Tabelle 5-7: Zusammenfassung der Vor- und Nachteile der Vorspannungskonzepte

Vorspannung	Vorteile	Nachteile
Intern	Einfacher, günstiger Aufbau	Keine variable Vorspannung mit handelsüblicher Lösung möglich An der Koppelstelle kann ein Spiel auftreten
Extern	Einfacher, günstiger Aufbau Mechanisches Spiel an Koppelstelle wird vermieden Vorspannung kann kostengünstig variabel gestaltet werden	Bei schneller Kompression der PK können Zugkräfte auf die PK wirken
Verteilt	Mechanisches Spiel an Koppelstelle wird vermieden Vorspannung kann kostengünstig variabel gestaltet werden	Komplexer Aufbau Teurer als reine externe Vorspannung
Aktiv	thermosymmetrischer Aufbau höherer dynamischer Kraftbereich	Komplexer, teurer Aufbau Hoher Ansteuerungsaufwand

Es werden drei Varianten mittels FEM-Simulationen untersucht. Zum Zwecke des qualitativen Vergleichs, ist der eingesetzte Werkstoff Baustahl mit einer Dichte von ρ_{sta} = 7.850 kg/m³, einem E-Modul von E_{sta} = 210 MPa und der Poisson-Zahl ν = 0,3. Erstens werden die Steifigkeitseigenschaften des Standardgelenks P-176.60, PHYSIKINSTRUMENTE GMBH & CO. KG zu Verifikationszwecken untersucht. Zweitens wird der Fall des Punktkontaktes anhand der Steifigkeit eines Systems bestehend aus einer Kugel mit dem Durchmesser D_{kug} = 18 mm und einer Kugelkalotte mit dem Durchmesser D_{kal} = 18,5 mm und drittens die Steifigkeit für den Fall eines Ringkontaktes zwischen einer Kugel mit dem Durchmesser D_{kug} = 18 mm und einer entsprechenden Kegelkalotte mit einem Öffnungswinkel von ϕ_{keg} = 118 ° analysiert. Dazu wird die piezoseitige Fläche fixiert und die gegenüberliegende Seite mit einer Blockierkraft von F_b = 3.500 N in Richtung des Piezoaktors belastet. Die Ergebnisse der Simulation sind in Tabelle 5-8 zusammengefasst. Die Simulationsergebnisse zeigen deutlich, dass die Variante mit Ringkontakt die höchste Steifigkeit aufweist. Bei einer ermittelten maximalen Flächenpressung von $\sigma_{z,ma}$ = 460 MPa kann ein beliebiger Vergütungsstahl

verwendet werden. Im Falle der Konstruktion wird auf den Vergütungsstahl 42CrMo4 zurückgegriffen, welcher eine zulässige dynamische Flächenpressung von σ_{zul} = 980 MPa aufweist und bis zu 60 HRC gehärtet werden kann.

Tabelle 5-8: Ergebnisse der FEM-Simulationen zum Vergleich der Steifigkeiten in z-Richtung der Entkopplungslemente

Festkörpergelenk P-176.60	**Punktkontakt Kugel in Kugelkalotte**	**Ringkontakt Kugel in Kegelkalotte**
		
$k_{z,fl}$ = 350 N/µm	$k_{z,pu}$ = 233 N/µm	$k_{z,ri}$ = 813 N/µm

Die Entkopplung der Querkraft ist der nächste konstruktive Schritt. Er wird mittels Gleitlager und eines Federbleches umgesetzt. Der prinzipielle Aufbau des Gleitlagers ist in Bild 5-7 gezeigt.

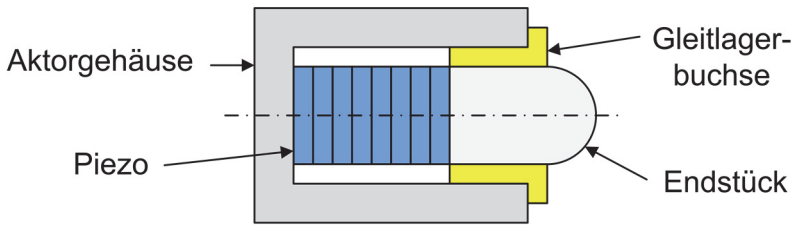


Bild 5-7: Prinzipieller Aufbau des Piezoaktors mit Gleitlager

Das Gleitlager wird auf eine Übergangspassung mit Tendenz zur Presspassung ausgelegt. Der Innendurchmesser des hohlzylinderförmigen Gleitlagers beträgt D_{gle} = 20 mm und ist mit H5 toleriert. Der Außendurchmesser des Endstücks ist D_{end} = 20 mm und ist mit m5 toleriert. Die Gleitlagerbuchse besteht aus Iglidur J, IGUS GMBH, Köln, Deutschland, welcher ohne Schmiermittel betrieben werden kann und gemäß einer kurzen, abschätzenden FEM-Simulation für die Passung geeignet ist.

Das Federblech beziehungsweise die Membran wird entsprechend der Darstellung in Bild 5-8 parametrisiert und mittels Parametervariation in ANSYS hinsichtlich seiner radialen und axialen Steifigkeit sowie seiner Torsionssteifigkeit optimiert. Gemäß FEM-Simulation sind dies für einen wirksamen Außendurchmesser $D_{a,\,wi}$ = 298 mm und einen wirksamen Innendurchmesser von $D_{i,\,wi}$ = 232 mm bei einer Blechdicke von b_{fed} = 1 mm die axiale

Steifigkeit $k_{a,bl}$ = 23 N/µm, die radiale Steifigkeit $k_{r,bl}$ = 4736 N/µm und die Torsionssteifigkeit $k_{t,bl} = 4{,}4 \cdot 10^7$ Nm/rad. Wird der Feinkornstahl S420MC verwendet, so besteht gemäß Simulation ausreichend Sicherheit bezüglich der Streckgrenze.

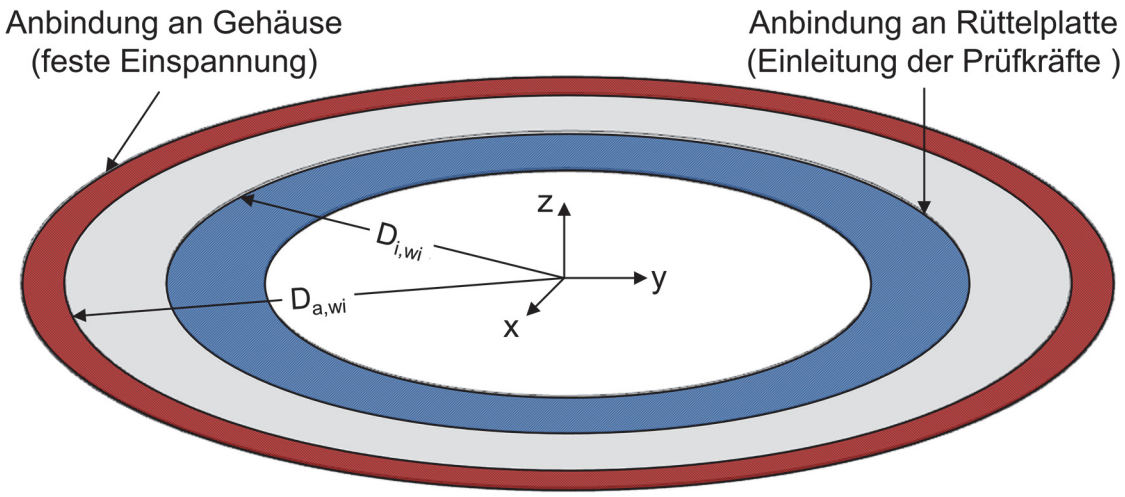


Bild 5-8: Vereinfachtes CAD-Modell der parametrisierten Festkörperfeder

5.4 Simulationsunterstützte CAD-Konstruktion

Ein erheblicher Teil der Konzeptionierung wurde bereits mithilfe von FEM-Simulationen durchgeführt. Damit existieren bereits einzelne Bauteile der CAD-Konstruktion, welche den zuvor gestellten Anforderungen entsprechen. Es wird im Folgenden darauf verzichtet, alle Iterationsschleifen der CAD-Konstruktion zu beschreiben. Stattdessen wird die finale Version des SASK vorgestellt und anschließend die Ergebnisse der simulativen Untersuchungen des dynamischen Verhaltens, des Aktorverhaltens, sowie der zu erwartenden Beobachtbarkeit und Steuerbarkeit präsentiert.

5.4.1 System zur aktiven Schwingungskompensation

Die aus der Konzeptionierung abgeleitete CAD-Konstruktion des SASK, die in Schnittansicht in Bild 5-9 dargestellt ist, wird der Übersicht halber in drei Hauptkomponenten zerlegt:

- Drei **Aktormodule**, die die Piezoaktoren und Kraftsensoren aufnehmen und über die entsprechenden Entkopplungselemente verfügen.
- Die **Rüttelplatte**, über die die Anbindung an die Versuchsstruktur realisiert wird. Diese wird über die Membran am Gehäuse gelagert.
- Das **Gehäuse**, das die Rüttelplatte und die Aktormodule lagert sowie die Aktormodule zur Rüttelplatte positioniert.

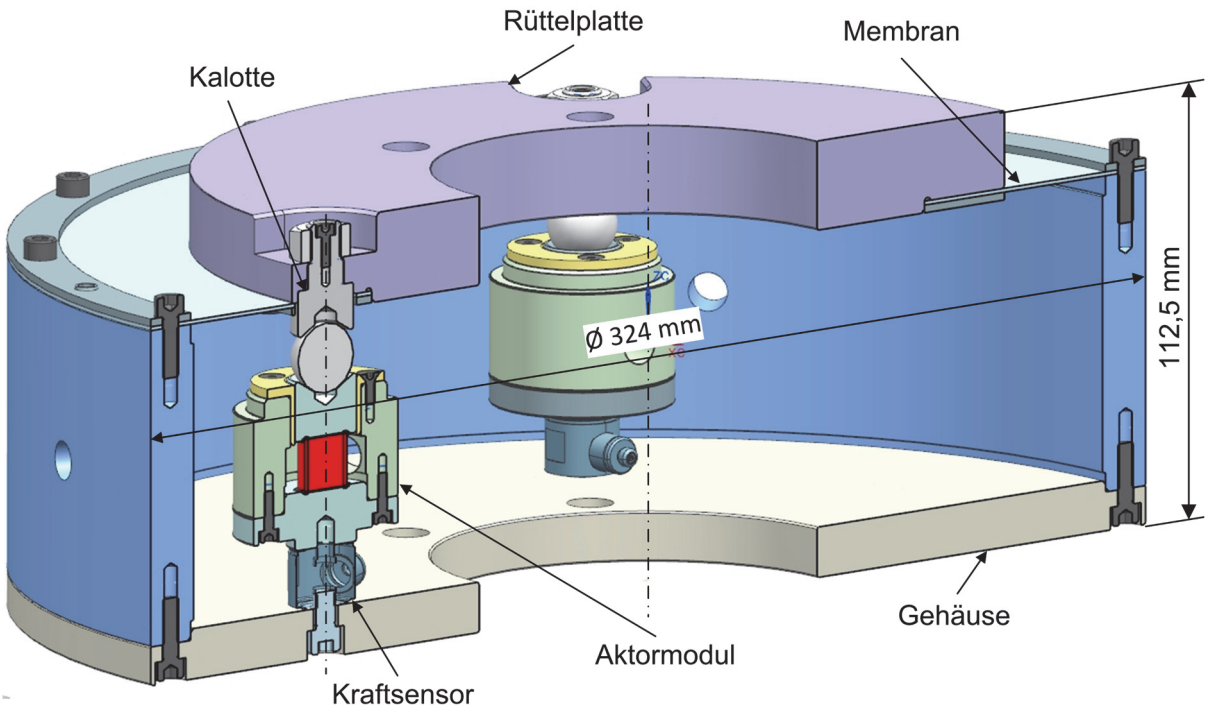


Bild 5-9: CAD-Modell des aktiven Schwingungsdämpfers in Schnittansicht

Das Kernstück der Konstruktion bilden die modular verwendbaren Aktormodule. Von Ihnen ausgehend wird die gesamte restliche Konstruktion umgesetzt. Hauptaugenmerk liegt auf der Zentrierung der einzelnen Komponenten zueinander. Die Koaxialität der in der Rüttelplatte verschraubten Kegelkalotte zum im Gehäuseboden verschraubten Kraftsensor wird bei der Montage mithilfe eines zusätzlichen Zentrierelements realisiert. In Bild 5-10 ist eine Explosionsansicht des Aktormoduls in Schnittdarstellung inklusive der Typen- und Werkstoffbezeichnungen der einzelnen Kompoenten zu sehen.

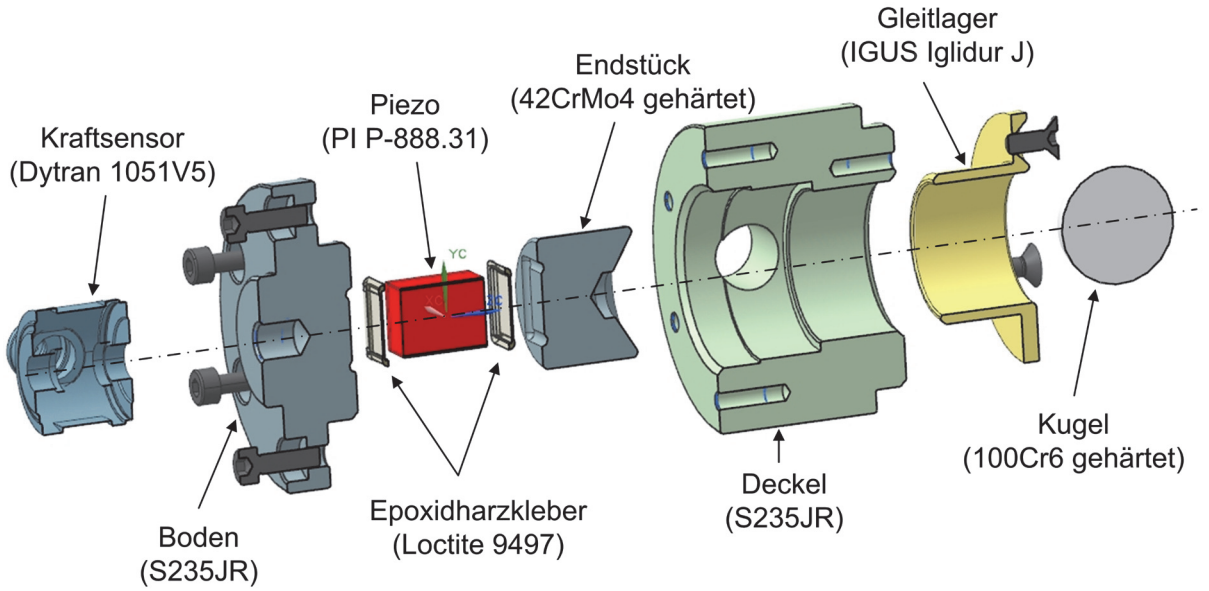


Bild 5-10: CAD-Explosionsansicht des Aktormoduls in Schnittdarstellung

Die Rüttelplatte beinhaltet die Bauteile zur Realisierung der Vorspannung, der Anbindung des SASK an die Versuchsstruktur und Zentrierungselemente. Die Kegelkalotte ist das Koppelelement zwischen Aktormodul und Rüttelplatte. Sie weist einen Härtegrad von 58 HRC

auf und hat neben einem Zentrierabsatz ein Feingewinde zur Einstellung der Aktorvorspannung. Bild 5-11 zeigt Schnittdarstellungen der Rüttelplattenbaugruppe in CAD-Explosionsansicht sowie den Ausschnitt um eine Kegelkalotte im Detail.

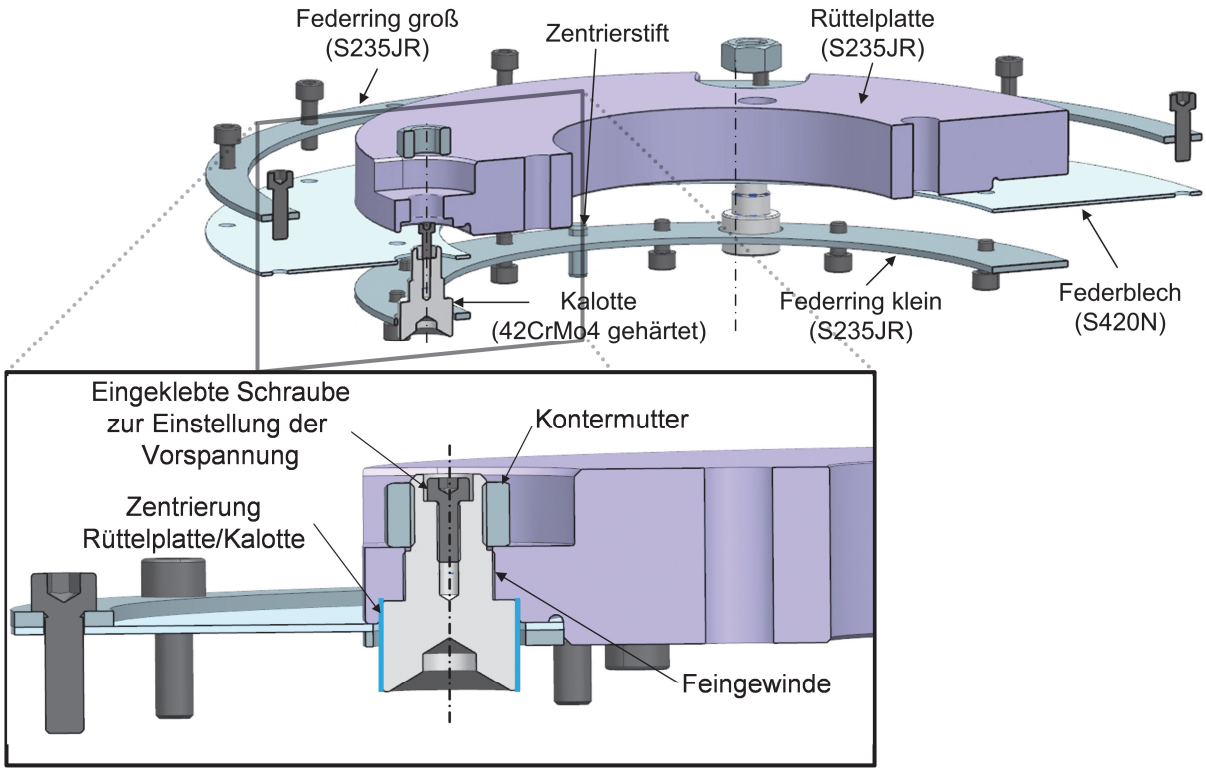


Bild 5-11: CAD-Explosionsansicht der Rüttelplatte in Schnittdarstellung und Detailansicht der Kalotte in Schnittansicht mit blau hinterlegten Zentrierabsätzen

Der Piezoaktor wird in den entsprechenden Frästaschen mittels des Epoxidharzklebers Loctite Hysol 9497, HENKEL AG & CO. KGAA, Düsseldorf, Deutschland, mit Boden und Endstück verklebt. Eine detaillierte Anleitung ist Anhang A3 zu entnehmen. Endstück und Kugel sind gehärtet, wobei das Endstück einen Härtegrad von 58 HRC und die Kugel einen Härtegrad über 60 HRC besitzen soll. Wie in Bild 5-12 ersichtlich, besitzt der Deckel des Aktormoduls einige Flächen zur Zentrierung. Das Gleitlager wird mittels Presspassung und Schrauben im Deckel fixiert.

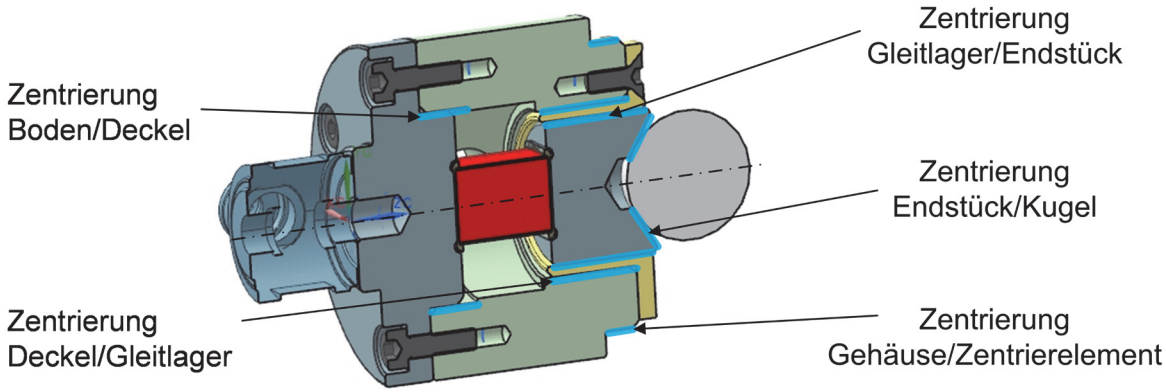


Bild 5-12: CAD-Modell des Aktormoduls in Schnittansicht mit blau hinterlegten Zentrierabsätzen

5.4.2 Simulation des dynamischen Verhaltens des Gesamtsystems

Das dynamische Verhalten des passiven Moduls ist bereits simulativ und messtechnisch untersucht worden. Es ist zu prüfen, welchen Einfluss die serielle Integration in den Kraftfluss durch Austausch eines passiven Moduls mit dem SASK auf das dynamische Verhalten des Gesamtsystems hat. Dazu werden die Moden simulativ und messtechnisch ermittelt, analysiert und verglichen. Zudem wird die Nachgiebigkeit in der Mitte der Traverse der Versuchsstruktur für das aktive und das passive System simulativ ermittelt und verglichen.

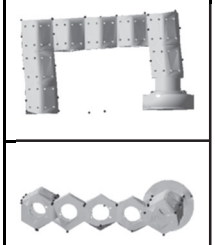
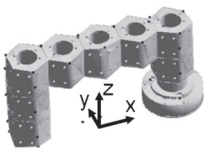
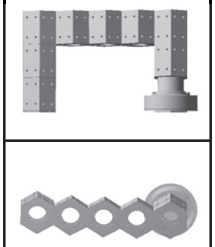
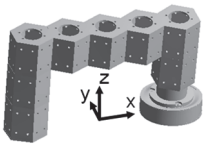
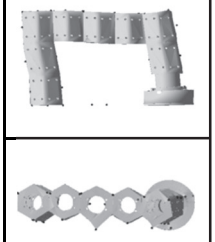
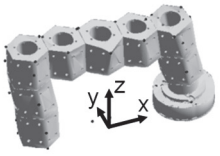
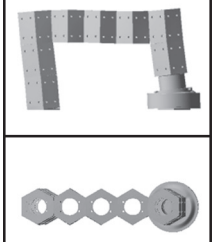
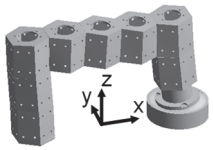
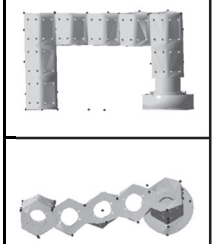
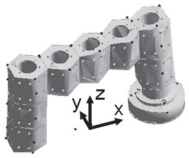
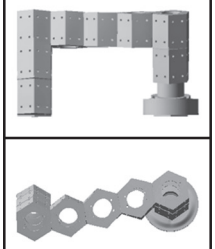
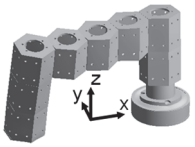
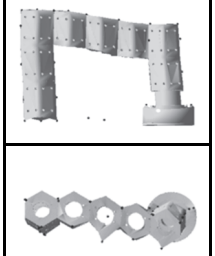
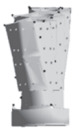
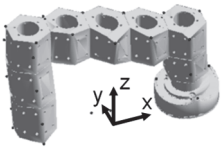
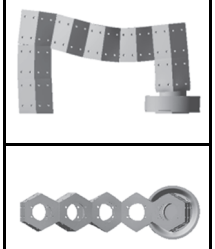
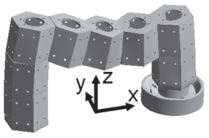
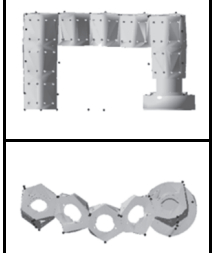
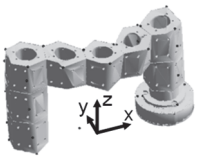
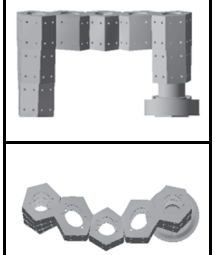
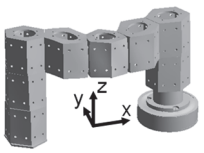
Es wird davon ausgegangen, dass die Versuchsstruktur in die Vorspannungserzeugung einbezogen ist. Die Ergebnisse der statisch-mechanischen FE-Analyse sind in Tabelle 5-9 zusammengefasst. Sie zeigen, dass eine Vorspannung von rund $F_{v,pi}$ = 900 N pro Piezoaktor aufgrund der Verformung der Versuchsstruktur mit Querkräften in x- und y-Richtung verbunden ist und darüber hinaus eine Anschrägung der Rüttelplatte bewirkt. Die Höhenunterschiede, die durch die Erzeugung der Vorspannung von $F_{v,pi}$ = 900 N für jeden Piezoaktor durch die jeweilige Kegelkalotte mittels Feingewinde resultieren, sind sehr gering. Mit der Gewindesteigung von dh = 0,5 mm ist eine derart präzise Justierung der Vorspannkraft unter Umständen mit Schwierigkeiten verbunden. Eine Reduzierung der Feingewindesteigung auf dh = 0,25 mm ist jedoch nicht ratsam, da dies mit einer deutlichen Verringerung der Gewindetiefe verbunden ist und die Anfälligkeit des Gewindes erhöht.

Tabelle 5-9: Vorspannungsbedingte statische Reaktionskräfte auf die Kraftsensoren

Aktor	**Vorspannlänge**	**Reaktionskräfte**		
	l_{vor}	**F_x**	**F_y**	**F_z**
1	0,2614 mm	-97 N	-12 N	927 N
2	0,2478 mm	-76 N	28 N	922 N
3	0,2342 mm	-49 N	-15 N	910 N

Die Vorspannung und damit der gesamte Spannungszustand in der Versuchsstruktur werden bei der simulativen Modalanalyse berücksichtigt und geben alle Randbedingungen vor. Der Frequenzbereich der Modalanalyse wurde auf das dreifache der in der Anforderungsliste festgelegten maximalen Arbeitsfrequenz beschränkt. Bei der folgenden Analyse und Evaluation wurden jedoch nur die Eigenmoden berücksichtigt, deren Frequenzen unterhalb der maximalen Arbeitsfrequenz von f = 500 Hz liegen. Die ersten fünf messtechnisch und simulativ ermittelten Eigenmoden sind in Tabelle 5-10 gegenübergestellt.

Tabelle 5-10: 1. bis 5. gemessene und simulierte Eigenmode der Versuchsstruktur mit SASK

	gemessene Eigenmoden			simulierte Eigenmoden		
1. Eigenmode			 f = 71 Hz			 f = 103 Hz
2. Eigenmode			 f = 153 Hz			 f = 182 Hz
3. Eigenmode			 f = 170 Hz			 f = 226 Hz
4. Eigenmode			 f = 228 Hz			 f = 342 Hz
5. Eigenmode			 f = 407 Hz			 f = 399 Hz

Außer bei der fünften Eigenmode werden die ersten Eigenfrequenzen in der Simulation zu hoch eingeschätzt. Auch wenn die Eigenformen weitestgehend übereinstimmen, so sind die Abweichungen bei den Eigenfrequenzen überraschend hoch. Insbesondere bei der vierten Eigenmode liegt die simulativ ermittelte Frequenz 50 % über der messtechnisch ermittelten. Offenbar führen Modellvereinfachungen sowie Ungenauigkeiten bei der Dimensionierung der

Koppelstellen des SASK zu mitunter deutlichen Fehlern in den Simulationsergebnissen. Da die Eigenformen jedoch gut übereinstimmen, werden im anschließenden Kapitel 5.4.3 Rückschlüsse aus den Simulationsergebnissen über Beobachtbarkeit und Steuerbarkeit gezogen.

Ein Vergleich zwischen passiver und aktiver Versuchsstruktur im Sinne eines Vergleichs der Eigenmoden und Eigenfrequenzen in Tabelle 5-1 mit denen in Tabelle 5-10 zeigt generell ein Absinken der Eigenfrequenzen durch Substitution eines passiven Moduls mit dem SASK. Eine Ausnahme, zumindest bei der experimentalen Modalanalyse bildet zum einen die zweite Eigenfrequenz, die durch die Integration des SASK geringfügig ansteigt. Die ersten drei Eigenmoden entsprechen einander in ihrer Form vor und nach Einführung des SASK. Die vierte und die fünfte Eigenmode sind miteinander vertauscht. Die vierte Eigenmode der passiven entspricht der fünften Eigenmode der aktiven Versuchsstruktur. Darüber hinaus steigt auch in diesem Fall die Eigenfrequenz sowohl für die simulationsbasierte als auch für die gemessene Modalanalyse leicht an. Die fünfte Eigenmode der Ausgangsstruktur ist nicht direkt mit der vierten Eigenmode der Versuchsstruktur mit SASK vergleichbar. Jedoch ist sie augenscheinlich in diese übergegangen und weist aufgrund der veränderten mechanischen Eigenschaften nun eine deutliche Asymmetrie auf.

Ein erstes Indiz für die Autorität der Aktoren des SASK über vereinzelte zu beeinflussende Eigenmoden ist die Reaktionskraft $F_{m,re}$, die auf die Aktoren bei Schwingungen der Struktur mit den jeweiligen Eigenfrequenzen wirkt. In Tabelle 5-11 sind die Beträge der relativen modalen Reaktionskräfte in den drei Aktoren für die ersten fünf Eigenmoden zusammengetragen. Für jede Mode werden die Reaktionskräfte auf die jeweils höchste Reaktionskraft bezogen. Da die auf Superposition basierende Modalanalyse in ANSYS Workbench keine Aussage über Absolutwerte der Strukturverformungen erlaubt, sind aus diesen Werten abgeleitete Schlussfolgerungen mit Vorsicht zu genießen. Sie zeigen jedoch im vorliegenden Fall die relative Bedeutung eines jeden Aktors hinsichtlich der betreffenden Eigenmode.

Tabelle 5-11: Relative modale Reaktionskräfte auf die Piezoaktoren

Mode	**Betrag der relativen modalen Reaktionskraft $F_{m,re}$**		
	Aktor 1	**Aktor 2**	**Aktor 3**
1.	0,50	1,00	0,50
2.	1,00	0,32	0,35
3.	0,50	1,00	0,50
4.	1,00	0,98	0,95
5.	0,50	1,00	0,50

Die Auswertung der relativen modalen Reaktionskräfte zeigt, dass Aktor II voraussichtlich die höchste Autorität über die Eigenmoden haben wird. Aktor I wird für die Beeinflussung der zweiten Eigenmoden am bedeutendsten sein und Aktor III besitzt den geringsten Einfluss über die betrachteten Eigenmoden. Bei der vierten Eigenmode weisen die Reaktionskräfte eine Besonderheit auf. Anders als bei den anderen Eigenmoden sie sind für alle drei Aktoren annähernd gleich groß.

Von großem Interesse ist die Veränderung des Nachgiebigkeitsfrequenzgangs an relevanten Strukturpositionen. In diesem Fall wird die Nachgiebigkeit mittels harmonischer Analyse für einen zentralen Punkt auf dem mittleren Modul der Traverse der Versuchsstruktur vor und nach Substitution eines Moduls mit dem SASK simulativ bestimmt. Die Anregung dazu erfolgt an diesem Punkt in Anlehnung an die experimentelle Anregung mittels Impulshammer mit dem normierten Kraftvektor $\mathbf{F}_{\text{anregung}}$ = [-0,500 0,866 0,000] in entgegengesetzte Richtung zum Normalenvektor der SASK-seitigen Oberfläche des mittleren Moduls. In Bild 5-13 sind die Ergebnisse der Simulationen dargestellt. Der Übersichtlichkeit halber sind die wesentlichen Informationen in Tabelle 5-12 zusammengefasst. Der Vergleich mit den gemessenen Nachgiebigkeitsfrequenzgängen erfolgt im Rahmen der Analyse des geregelten Verhaltens des SASK in Kapitel 6.

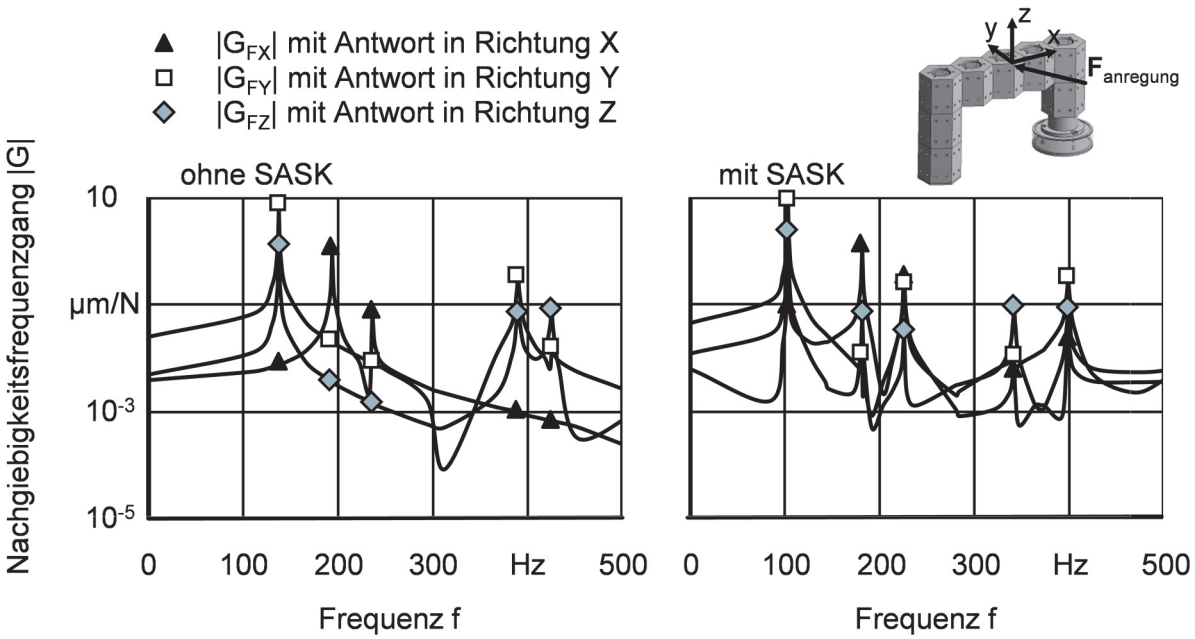


Bild 5-13: Simulativ ermittelte Nachgiebigkeitsfrequenzgänge am Mittelpunkt der Traverse der Versuchsstruktur mit und ohne SASK

Tabelle 5-12: Maxima der simulativ ermittelten Nachgiebigkeitsfrequenzgänge am Mittelpunkt der Traverse der mit und ohne SASK

Mode	**Versuchsstruktur ohne SASK**				**Versuchsstruktur mit SASK**			
	Eigen-frequenz	**Amplitude**			**Eigen-frequenz**	**Amplitude**		
	f in [Hz]	X	Y	Z	f in [Hz]	X	Y	Z
		in [µm]				in [µm]		
1.	138	0,008	7,800	1,470	103	1,120	13,200	2,890
2.	194	1,060	0,020	0,004	182	1,220	0,010	0,073
3.	236	0,077	0,008	0,002	226	0,429	0,369	0,035
4.	390	0,001	0,342	0,100	342	0,007	0,013	0,090
5.	425	0,001	0,015	0,074	399	0,024	0,268	0,083

Es wird deutlich, dass sich das dynamische Verhalten durch Einbringung des SASK zum Teil signifikant ändert. Tendenziell sinken die Eigenfrequenzen durch Einbringung des SASK und die Nachgiebigkeit am Mittelpunkt der Traverse steigt. Das bislang passive SASK hat im Frequenzbereich der Eigenmoden eine negative Auswirkung auf das dynamische Verhalten der Versuchsstruktur, sofern das Verhalten des SASK korrekt modelliert ist und die Simulationsergebnisse eine ausreichende Prognosegenauigkeit aufweisen.

5.4.3 Simulationsbasierte Evaluation des Systems bezüglich der Steuerbarkeit und der Beobachtbarkeit

Von entscheidender Bedeutung für die Leistungsfähigkeit des SASK ist die technische Regelbarkeit im Frequenzbereich, in dem Kontrolle über die Schwingungen ausgeübt werden soll. Grundlegend für die Regelbarkeit sind die Beobachtbarkeit und die Steuerbarkeit, sowie deren verknüpfende Elemente. Das bedeutet, ist ein Zustand eines Systems beobachtbar und dieser beobachtete Zustand steuerbar, so ist das System hinsichtlich dieses Zustands regelbar.

Übertragen auf die Versuchsstruktur mit SASK ist die Beobachtbarkeit von der Art und der Position der Sensoren abhängig und die Steuerbarkeit ist abhängig von der Fähigkeit der Aktoren, bestimmte Zustände an bestimmten Positionen der Versuchsstruktur hervorzurufen. Technisch gesehen bedeutet dies, dass die Kraftsensoren in der Lage sein müssen, relevante Schwingungen, die am Mittelpunkt der Traverse auftreten, messtechnisch zu erfassen und die Piezoaktoren in der Lage sein müssen, diese Schwingungen am Mittelpunkt der Traverse zu beeinflussen.

Zur Evaluation der Beobachtbarkeit werden die harmonischen Simulationen, die bereits in Kapitel 5.4.2 zur Analyse herangezogen wurden, hinsichtlich der Reaktionskräfte in den Kraftsensoren und in den Piezoaktoren bei den Eigenfrequenzen des Gesamtsystems ausgewertet. Die in den Kraftsensoren simulativ ermittelten Kraftamplituden und zugehörigen Phasen bezüglich der Anregung am Mittelpunkt der Traversen sind in Tabelle 5-13 zusammengetragen. Bei den Kraftsensoren treten auch Querkräfte auf, die bei den ersten fünf Eigenmoden weniger als 17 % und im Mittel für jeden Sensor weniger als 6 % der Normalkraft betragen. Bei den höheren Eigenmoden sind die Anteile der Querkräfte mitunter deutlich höher. Jedoch sind die Amplituden der Reaktionskräfte bei den höheren Eigenmoden auch deutlich geringer.

Tabelle 5-13: Relative modale Reaktionskräfte auf die Piezoaktoren

Mode	**Eigenfrequenz**	**Amplitude und Phase der modalen Reaktionskraft $F_{m,re}$ in Aktorrichtung**					
		Kraftsensor 1		**Kraftsensor 2**		**Kraftsensor 3**	
	f in Hz	Amplitude in [N]	Phase in [°]	Amplitude in [N]	Phase in [°]	Amplitude in [N]	Phase in [°]
1.	103	149,8	88,5	299,8	-91,6	150,1	88,4
2.	182	53,7	-90,5	17,4	-87,8	18,9	91,1
3.	226	14,5	-89,2	29,0	89,5	14,6	-90,9
4.	342	7,4	-90,5	7,2	-89,2	7,0	-91,4
5.	399	2,9	-87,7	5,8	87,7	2,9	-89,3

Es ist bemerkenswert, dass bei der in der Simulation angewendeten Dämpfung durch eine Anregung von $|\mathbf{F}_{\text{anregung}}| = 1$ N, bei einer Schwingung mit der Eigenfrequenz f = 103 Hz eine in z-Richtung orientiert Reaktionskraft in den Kraftsensoren des SASK mit einer Amplitude von $|F_{m,re}| = 150$ N, beziehungsweise im Fall von Kraftsensor 2 mit einer Amplitude von $|F_{m,re}| = 300$ N auftritt. Unter der Annahme eines linearen Verhaltens bewirkt bei dieser Verstärkung eine harmonische Anregung $F = 100\,\text{N}\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot103\cdot t)$ eine harmonische Reaktionskraft in den Aktoren mit einem Betrag von $|F_{m,re}| = 30$ kN. Dies würde die zulässige Druckbelastung in den Piezoaktoren von $\sigma_{max} = 75$ MPa deutlich und sogar die kritische Druckspannung von $\sigma_{kri} = 250$ MPa übersteigen. Eine experimentelle Evaluation ist notwendig zur Bestätigung dieser simulativ gewonnenen Ergebnisse. Die Amplitudenfrequenzgänge der Reaktionskräfte in den Kraftsensoren sind in Bild 5-14 dargestellt.

Den Simulationsergebnissen zufolge können die Eigenmoden mit den drei Kraftsensoren gut erfasst und gemessen werden. Die Amplituden sinken mit steigender Eigenfrequenz, was auf eine Verringerung des SRV hinausläuft und sich limitierend auf die Leistungsfähigkeit der Regelung auswirken wird. Die ersten drei Frequenzen sind jedoch in der Versuchsstruktur mit SASK sehr gut mit den Kraftsensoren beobachtbar.

Die Steuerbarkeit kann auf ähnliche Art und Weise abgeschätzt werden wie die Beobachtbarkeit. In vorliegenden Fall ist mittels Simulation abzuschätzen, welche Autorität die Aktoren im Frequenzbereich von f = 0 Hz bis f = 500 Hz über die Auslenkungen am Mittelpunkt der Traverse besitzen. Hierzu wird das gleiche Simulationsmodell verwendet. Lediglich die Anregung $\mathbf{F}_{\text{anregung}} = [0\ 0\ 1]$ N greift nun in den einzelnen Aktoren an und nicht mehr am Mittelpunkt der Traverse. Aufgrund der Natur der harmonischen Simulation muss jeder einzelne Aktor die Struktur in einer separaten Simulation anregen, da sonst die Schwingungsantworten nicht den einzelnen Aktoren zugeordnet werden können. Die Amplituden der Übertragungsfunktionen bei den ersten fünf Eigenfrequenzen sind in Tabelle 5-14 zusammengetragen.

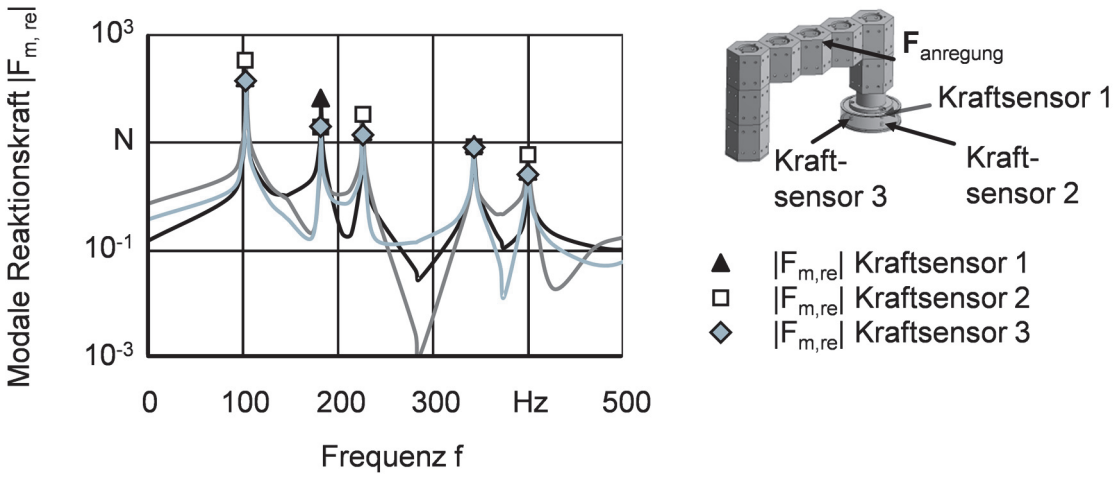


Bild 5-14: Simulativ ermittelte modale Reaktionskräfte in den Aktoren des SASK als Antwort auf eine harmonische Anregung am Mittelpunkt der Traverse der Versuchsstruktur

Je höher der Wert des Maximums, desto höher die Autorität des Aktors über die Schwingungen des mittleren Moduls. Die Aktoren können den Ergebnissen zufolge gut auf die Eigenmoden einwirken. Im Falle der ersten fünf Eigenmoden verfügt das SASK in der eingesetzten Position die geringste Autorität über die fünfte Eigenmode. Die Steuerbarkeit zeigt demnach eine ähnliche Entwicklung wie die Beobachtbarkeit, mit dem Unterschied, dass die dritte Autorität über die dritte Eigenmode geringer ist als die Autorität über die vierte Eigenmode.

Der Vollständigkeit halber sind die Übertragungsfunktionen in Bild 5-15 gegeben. Um die Befähigung des SASK, die Eigenmoden und insbesondere die Nachgiebigkeit am mittleren Modul der Traverse beeinflussen zu können, abschließend zu beurteilen, wird ein Vergleich zwischen den Maxima der Nachgiebigkeit gegeben in Tabelle 5-12, den modalen Reaktionskräften gegeben in Tabelle 5-13 und den Maxima der Übertragungsfunktionen in Tabelle 5-14 durchgeführt.

Tabelle 5-14: Maxima der simulativ ermittelten Auslenkung am Mittelpunkt der Traverse in Bezug zur Anregung durch die Aktoren des SASK

Eigen-fre-quenz	**Anregung Aktor 1**			**Anregung Aktor 2**			**Anregung Aktor 3**		
	Amplitude der Auslenkung am Mittelpunkt der Traverse								
f	X	Y	Z	X	Y	Z	X	Y	Z
in [Hz]	in [µm]								
103	0,062	0,728	0,160	0,124	1,460	0,320	0,062	0,730	0,160
182	0,434	0,004	0,026	0,141	0,037	0,008	0,153	0,018	0,009
226	0,047	0,040	0,004	0,093	0,081	0,008	0,047	0,040	0,004
342	0,021	0,022	0,264	0,020	0,022	0,258	0,020	0,021	0,251
399	0,001	0,014	0,006	0,002	0,028	0,010	0,001	0,014	0,006

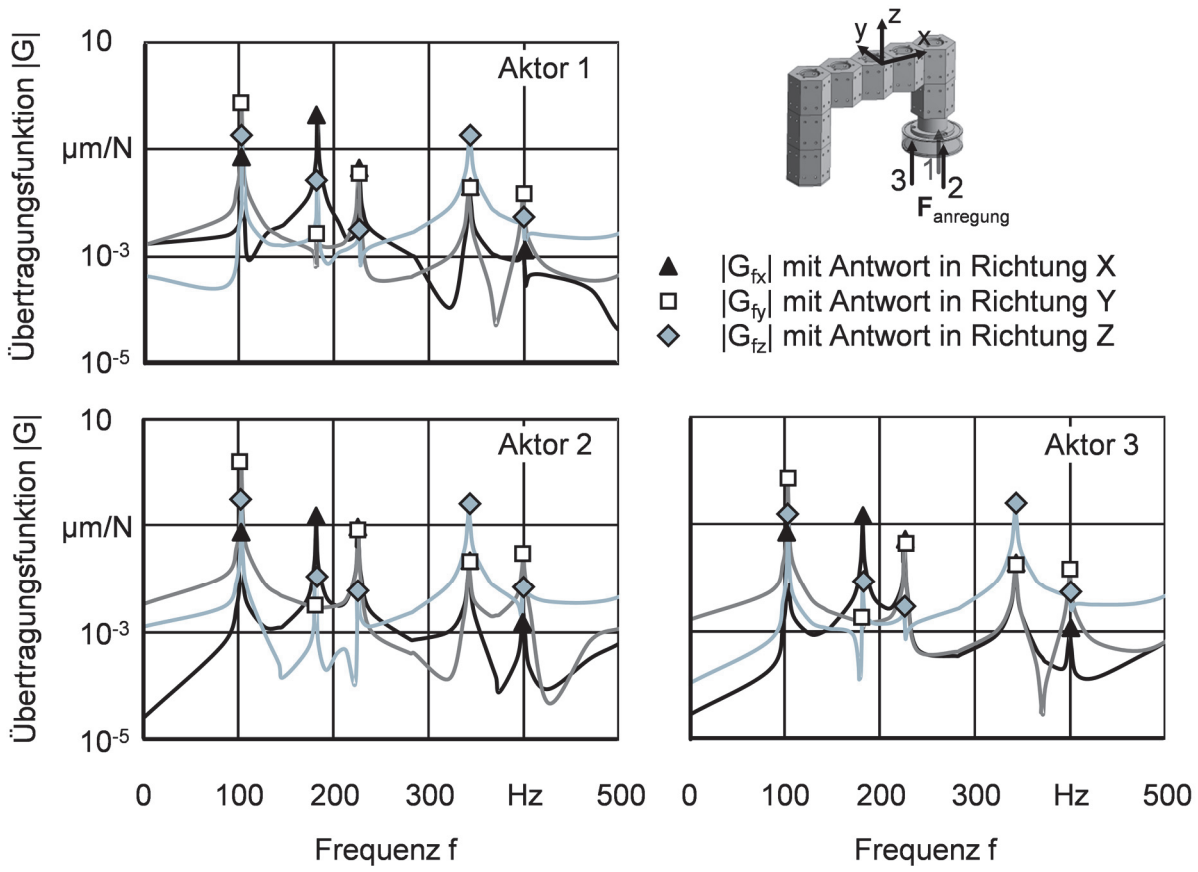


Bild 5-15: Simulativ ermittelte Übertragungsfunktionen mit harmonischen Aktorkräften und der Auslenkung am Mittelpunkt der Traverse der Versuchsstruktur

Prozessbedingte Störeinflüsse auf das Portal werden dort erwartet, wo der Z-Schlitten mit dem Portal verbunden ist, was üblicherweise in der Mitte der Traverse geschieht. Die Störeinflüsse in Form einer anregenden dynamischen Kraft am Mittelpunkt der Traverse führen zu einer Auslenkung des mittleren Moduls und zu messbaren dynamischen Kräften in den Aktormodulen des SASK. Die Aktoren sind in der Lage, diesen Kräften zumindest anteilig entgegenzuwirken beziehungsweise ihrerseits eine Auslenkung am Mittelpunkt der Traverse herbeizuführen. Die Wirkung der Störeinflüsse ist etwas höher als die Wirkung der Aktoren auf diese Auslenkung.

5.5 Montage und Inbetriebnahme

Die Montage erfolgt gemäß den Piktogrammen in Anhang A3. Besonderes Augenmerk ist auf die Zentrierungen zu richten. Diese sind notwendig, um den Piezoaktor während der Montage und während des Betriebs vor Querkräften zu schützen. Die Vorspannung wird nun durch die Feingewinde in der Kalotte eingestellt. Die Auflösung, mit der die Kraft eingestellt werden kann, ist auf ungefähr +/- 25 N limitiert. Eine genauere Einstellung ist mit zweitlichem Mehraufwand möglich. Bei weiterführenden Versuchen sollte jedoch eine alternative Vorrichtung zum Einstellen der Kraft, wie zum Beispiel ein hydraulischer Hebel oder ein Schraubsystem mit drei Komponten und zwei Gewinden unterschiedlicher Steigung, vorgesehen werden.

Die Dehnmessstreifen müssen für die Einstellung der Vorspannung kalibriert werden. Dafür wird die Auslenkung bei Aufbringung einer definierten Kraft mittels eines Lasertriangulators ILD2200-2, MICRO-EPSILON MESSTECHNIK GMBH & CO. KG, Ortenburg, Deutschland, gemessen. Die resultierenden Sensitivitäten der Dehnmessstreifen zur Ermittlung der auf die

Piezoaktoren wirkenden Kraft sind für Aktor 1 $s_{dms,1}$ = 43,8 N/mV, für Aktor 2 $s_{dms,2}$ = 39,5 N/mV und für Aktor 3 $s_{dms,3}$ = 43,8 N/mV. Für die Vorspannung können auch die Kraftsensoren herangezogen werden, jedoch sind diese nicht geeignet, statische Kräfte zu messen und erlauben damit keine präzise Einstellung der Vorspannung. Darüber hinaus messen sie nicht direkt die Vorspannkraft der Piezoaktoren, sondern die Kraft, die auf sie selbst wirkt. Das realisierte SASK ist in Bild 5-16 dargestellt.

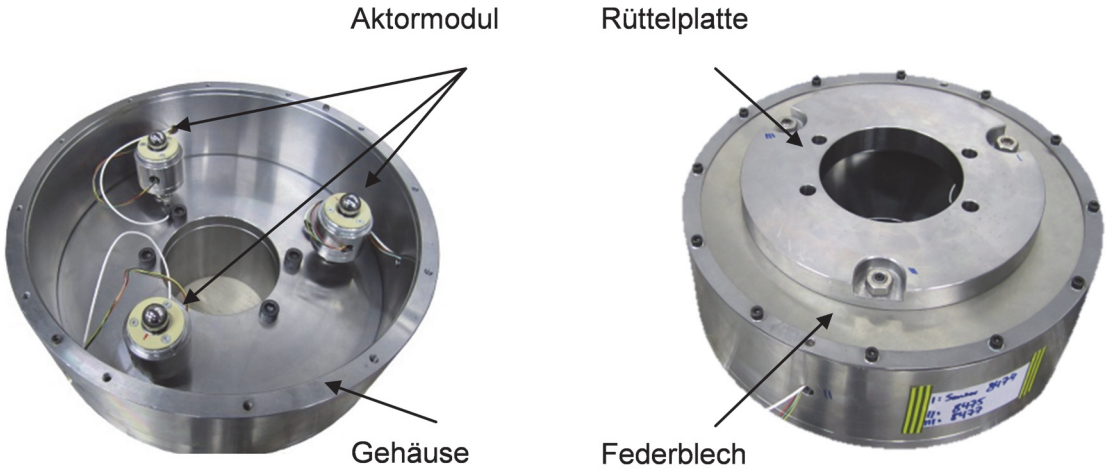


Bild 5-16: Realisiertes SASK mit drei Aktormodulen und Gehäuse für die Vorspannung

5.6 Systemidentifikation

Das assemblierte Gesamtsystem, welches in die Versuchsstruktur integriert wurde, weist ein von vielen Faktoren abhängiges Verhalten auf. Von besonderem Interesse für die Auslegung des Reglers ist die Regelstrecke. Diese muss simulativ oder bestenfalls messtechnisch ermittelt und modelliert werden, so dass ein möglichst präzises Modell beim Reglerentwurf verwendet werden kann.

5.6.1 Relevante Übertragungsfunktionen

In Kapitel 4.4.1 werden die Schätzmethoden beschrieben, die bei zur Verarbeitung der digitalisierten Messdaten angewendet werden. Die Regelstrecke wird im vorliegenden Fall maßgeblich von einem System beschrieben, dass bestimmte Eingangsgrößen und bestimmte Ausgangsgrößen aufweist. Das System selbst kann dabei beliebige Teilsysteme umfassen. Im vorliegenden Fall besteht das System aus den Piezospannungsverstärkern, den Piezoaktoren und der umgebenden Struktur, sowie den Kraftsensoren. Eingangsgrößen sind die von dem DS1103 ausgegebenen Spannungen, welche wiederum als Eingangsgröße für die Verstärker fungieren und als äquivalent für die spannungsinduzierte Dehnung der Piezoaktoren verstanden werden kann. Ausgangsgrößen sind die von den Kraftsensoren erfassten Aktorkräfte.

Die Piezoaktoren werden also als Inertialsystem verwendet, um die Übertragungsfunktionen der Regelstrecke zu ermitteln. Dabei können verschiedene Signale eingesetzt werden, welche Vor- und Nachteile aufweisen. Es wird ein neues Erregersignal eingeführt, dass als Verknüpfung eines harmonischen mit einem stochastischen Signal verstanden werden kann. Dabei wird die Frequenz eines Sinussignals in den gegebenen Grenzen zufällig in regelmäßigen Zeitabständen verändert. Die abrupte Änderung der Frequenz bewirkt eine zufällige Änderung der Amplitude, wodurch die Vorteile des bandbreitenbegrenzten weißen Rauschens (BWR) mit den Vorteilen des schrittweisen Sinus verknüpft werden können. Die

neue Erregungsart weist ein besseres SRV und eine höhere Leistungsdichte als das BWR auf und ist auf der anderen Seite besser als der schrittweise Sinus zur Linearisierung durch Mittelung geeignet. Die Erregungsart wird im Folgenden als gleichmäßig verteilter Zufallssinus (ZS) bezeichnet. Sie eignet sich sehr gut zur gleichzeitigen Erregung eines MIMO-Systems.

Zur Digitalisierung der Eingangs- und Ausgangsgrößen wird die NI-Messkarte verwendet. Der Kistler-Ladungsverstärker wird zur Verstärkung der Kraftsensorspannungen verwendet und gibt die kraftproportionale Spannung mit einem Verstärkungsfaktor von 5 an die NI-Messkarte weiter. Für die Messung wurde eine Abtastfrequenz von f_s = 10 kHz eingestellt. Die Messdauer bei Anwendung des ZS beträgt t = 200 s. Die Frequenz der ZS-Anregung wird in einem Intervall von dt = 50 ms verändert. Zur Prüfung der tatsächlich vom DS1103 ausgegebenen Spannung wird diese direkt von den drei Analogausgängen an die NI-Messkarte weitergegeben. Für die hier dargestellten Messungen wurde eine Vorspannung von F = 1.500 N pro Aktor mit maximalen Abweichung von weniger als 10 % eingestellt. Die Zeitsignale der ZS-Anregung mit der Amplitude U = 0,5 V sind in Bild 5-17 und die Zeitsignale der Aktorkräfte sind in Bild 5-18 dargestellt.

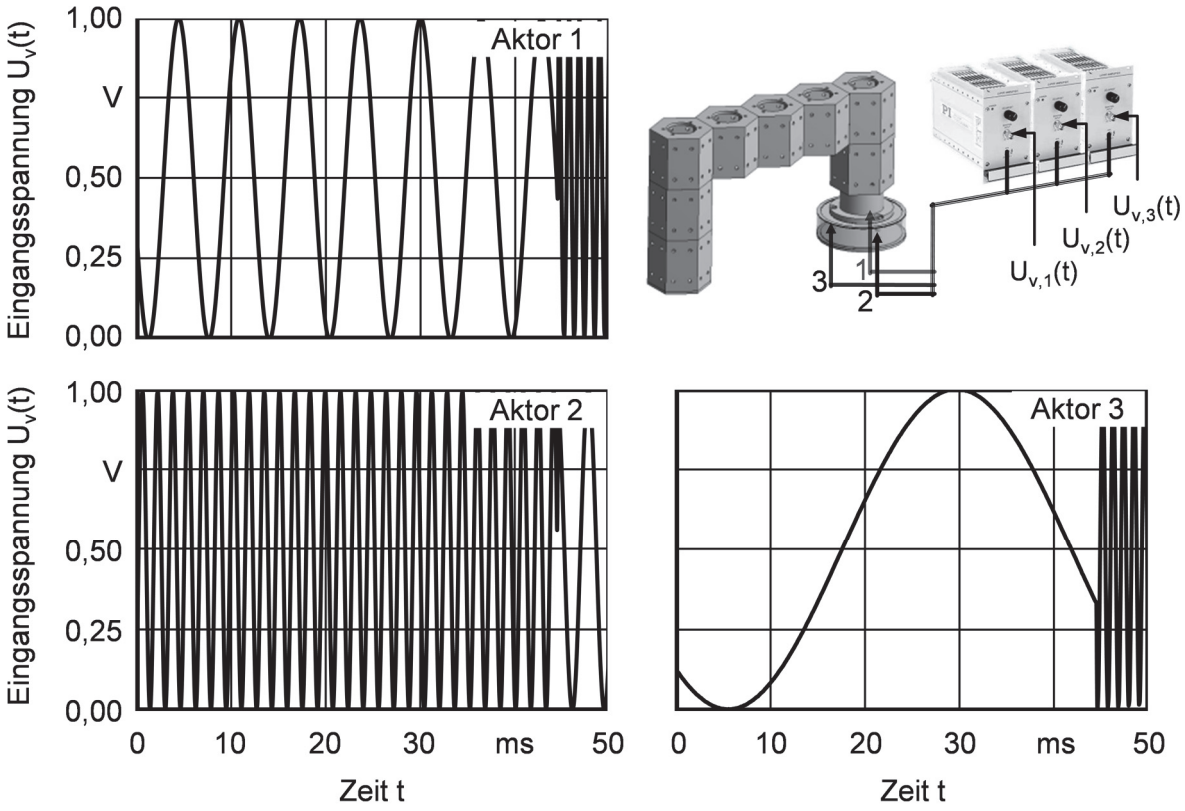


Bild 5-17: Repräsentative Zeitsignale Eingangsspannungen der Aktorverstärker zur ZS-Anregung mit 5 % der maximalen Aktorleistung bei einer Vorspannung von F = 1.500 N pro Aktor

Der Übersichtlichkeit halber ist nur ein kurzer Ausschnitt der simultan aufgenommenen Zeitsignale dargestellt. Es ist ersichtlich, dass die drei Aktoren mit Sinussignalen verschiedener Frequenzen angesteuert werden. Darüber hinaus ist bei t = 44 ms eine sprunghafte Veränderung der Frequenz sichtbar. Es ist eine Notwendigkeit bei der simultanen Ansteuerung der drei Aktoren, unterschiedliche Signale zu verwenden, damit eine Korrelation zwischen den Eingangssignalen und den Ausgangssignalen besteht. Die Verwendung identischer Signale würde zu einem linear abhängigen System führen und eine Zuordnung der

Systemantwort auf die Anregung eines jeden einzelnen Aktor ist nicht möglich. Die verhältnismäßig kurze Anregungsdauer entspricht einer Dauer, die bei der Anregung mit weißem Rauschen üblich ist. Die Anregung mit einem schrittweisen Sinus für eine Auflösung im Frequenzbereich von df = 1 Hz würde bei Einrechnung einer Sekunde zum Einschwingen und einen Frequenzbereich von 500 Hz eine Gesamtdauer von t = 3.000 s benötigen. Der ZS ist also durchaus auch hinsichtlich des Aufwandes von Vorteil.

Die dargestellten Bereiche der Antwortsignale in Bild 5-18 entsprechen, zeitlich gesehen, den Bereichen der Erregersignale in Bild 5-17. Es ist zu erkennen, dass Aktor 1 und Aktor 3 ihre Signale für die gegebenen Frequenzen gegenseitig um 180° phasenverschoben aufprägen und dies mit annähernd der gleichen Amplitude wie bei sich selbst. Das bedeutet, dass Aktor 1 einen hohen Einfluss auf Aktor 3 ausübt und vice versa. Das Signal von Aktor 2, welches eine höhere Frequenz aufweist, ist nicht so deutlich bei den anderen Aktoren sichtbar. Dafür ist aber das Erregersignal von Aktor 1 deutlich beim Antwortsignal bei Aktor 2 sichtbar. Dies wird sich in hohen Amplituden der Kreuz-TF der System-TF-Matrix **G** wiederspiegeln und deutet auf eine eher schlecht diagonalisierbare System-TF-Matrix **G** hin.

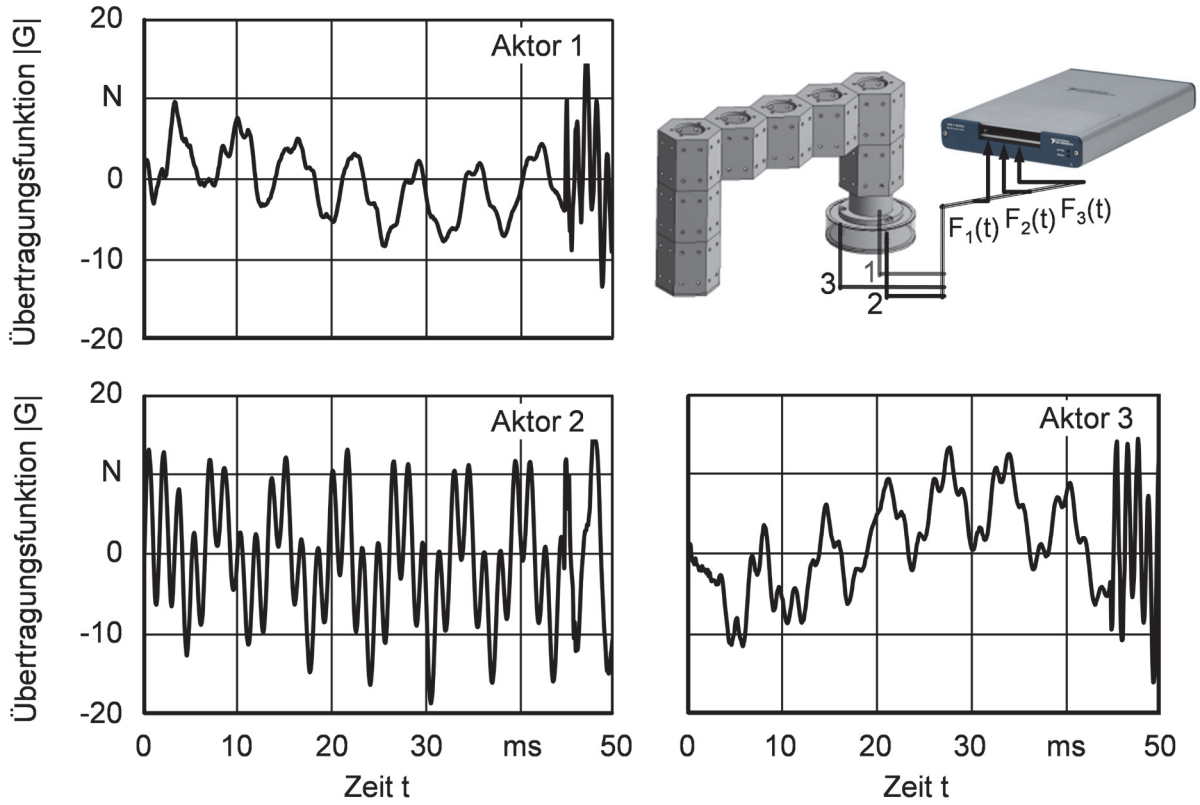


Bild 5-18: Repräsentative Zeitsignale der auf die Aktoren wirkenden Kräfte bei ZS-Anregung mit 5 % der maximalen Aktorleistung und einer Vorspannung von f = 1.500 N pro Aktor

Das Eingangssignal wird digital vorgegeben und es wird angenommen, dass deshalb kein Rauschen auf dem Eingangssignal liegt. Das Ausgangssignal hingegen beinhaltet ein Messrauschen. Deshalb wird die H1-Schätzmethode gemäß Gleichung A-7 bei der Ermittlung der TF angewendet, welche eine Rauschfilterung des Ausgangssignals beinhaltet. Die piezobasierten Kraftsensoren sind nicht dafür geeignet, statische Kräfte aufzunehmen. Zur weiteren Verarbeitung werden deshalb von den Zeitsignalen der Mittelwert sowie eine Ausgleichsgerade abgezogen, um den Einfluss einer möglichen Sensordrift zu minimieren. Daraufhin werden die Gleichungen A-1, A-2, A-3, A-6 und A-7 auf die Zeitsignale der

Eingänge und der Ausgänge angewendet, so dass die System-TF-Matrix **G**(s) entsteht. Diese wird abschließend auf Basis der berechneten MIMO-Kohärenz hinsichtlich ihrer Linearität und des SNR beurteilt. Dazu wird Gleichung A-13 für jeden Kraftsensor angewendet und ausgewertet. Die MIMO-Kohärenzen $\gamma_{(a)}$ sind zusammen mit den über alle Eingänge gemittelten System-TF $\widetilde{G}_{(a)}$ in Bild 5-19 dargestellt.

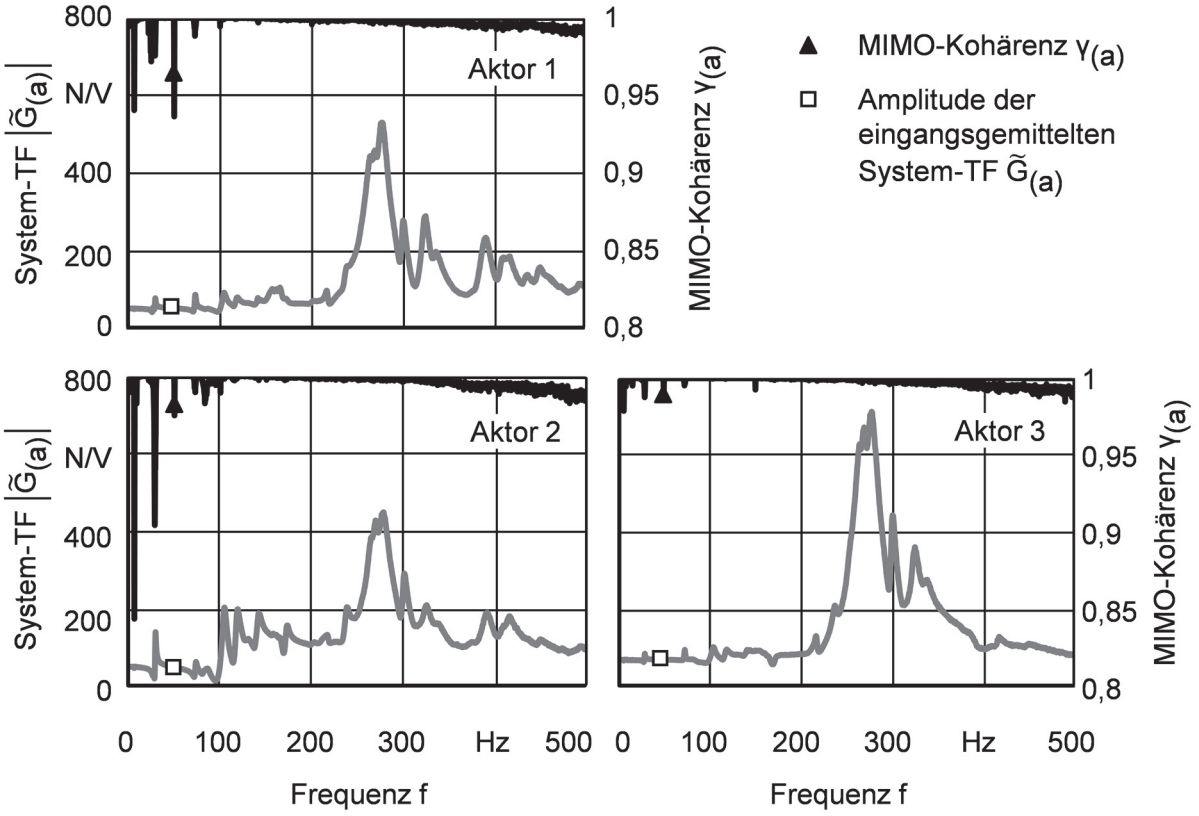


Bild 5-19: Gegenüberstellung der MIMO-Kohärenzen $\gamma_{(a)}$ und der Amplituden der eingangsgemittelten System-TF $\widetilde{G}_{(a)}$

Die Kohärenz ist in allen Fällen deutlich größer als $\gamma_{(a)} = 0{,}8$. Schließt man den irrelevanten Fall bei ca. f = 2 Hz aus, dann ist die Kohärenz sogar immer größer als $\gamma_{(a)} = 0{,}9$. Es besteht bei der verwendeten ZS-Anregung eine Korrelation, und damit ein linearer Zusammenhang zwischen simultan angesteuerten Eingängen und den Ausgängen. Darüber hinaus ist sichtbar, dass die Korrelation mit steigender Frequenz sinkt. Das SRV weist offenbar eher hochfrequente Signale auf. Es ist denkbar, den ZS hinsichtlich seiner Intervalle der Frequenzänderung und hinsichtlich seiner Amplitude zu optimieren, so dass das SRV bei hochfrequenten Signalen höher ist. Jedoch ist im vorliegenden Fall die Kohärenz trotz des mit der Frequenz abnehmenden SRV ausreichend hoch für die weitere Modellierung.

Die eingangsgemittelten System-TF $\widetilde{G}_{(a)}$ weisen darauf hin, dass Aktor 3 mit dem größten Maximum der Antwortkräfte bei f = 277 Hz auf die Anregung durch die Aktoren reagiert. Aktor 2 hingegen besitzt im betrachteten Frequenzbereich das kleinste Maximum und reagiert demnach zumindest bei f = 277 Hz am wenigsten auf die Anregung. Wie zu erwarten ist, ist das SRV höher, wenn der Energieeintrag höher ist. Dies zeigt sich in der höchsten Kohärenz $\gamma_{(a)}$ bei den TF mit Ausgangssignal bei Aktor 3 und der niedrigsten Kohärenz $\gamma_{(a)}$ im Falle der TF mit Ausgangssignal bei Aktor 2. Der größte Anteil der durch die Aktoren in die Struktur eingebrachten Energie konzentriert sich also bei Aktor 3 und der kleinste Anteil bei

Aktor 2. Dies ist vermutlich der Konstellation der drei Aktoren geschuldet, bei der Aktor 2 auf einer Achse liegt, die für die Eigenmoden relevant ist.

Zur Durchführung einer möglichst effektiven Regleroptimierung sollten die Störgrößen bekannt sein. So können die Filter besser hinsichtlich Leistungsfähigkeit und zu berücksichtigender Modell-Unsicherheit optimiert werden. Die Ermittlung einer Störgrößen-TF-Matrix $\mathbf{G}_d(s)$ erleichtert die Optimierung signifikant. Wie bereits bei der Konstruktion des SASK erläutert, wird eine fräsprozessbedingte Anregung in der Mitte des Portals angenommen. Der Einfachheit halber wird die Anregung durch eine impulsartige Krafteinleitung in der x-y-Ebene in Anlehnung an die Simulationen in Kapitel 5.4.2 und 5.4.3 repräsentiert. Der normierte Kraftvektor des Eingangssignals ist $\mathbf{F}_{anr}$ = [-0,5 0,866 0]. Die Ausgänge sind die Kraftsignale der Kraftsensoren der Aktormodule.

Das SIMO-System ist leicht einzubinden, weil die Regelgröße in Form der Kräfte, die auf die Aktormodule wirken, auch direkt von der Störgröße beeinflusst wird. Auf die Darstellung der Zeitsignale wird verzichtet. Die Störgrößen-TF-Matrix $\mathbf{G}_d(s)$ wird für das mit F = 1.500 N vorgespannte System, mit einer Abtastrate von f_s = 10 kHz und einer Messdauer von im Durchschnitt t = 30 s messtechnisch ermittelt. Dazu werden mit dem Impulshammer fünf Schläge durchgeführt. Der Vollständigkeit halber ist die Kohärenz γ zusammen mit den Störgrößen-TF $\mathbf{G}_d$ in Bild 5-20 dargestellt.

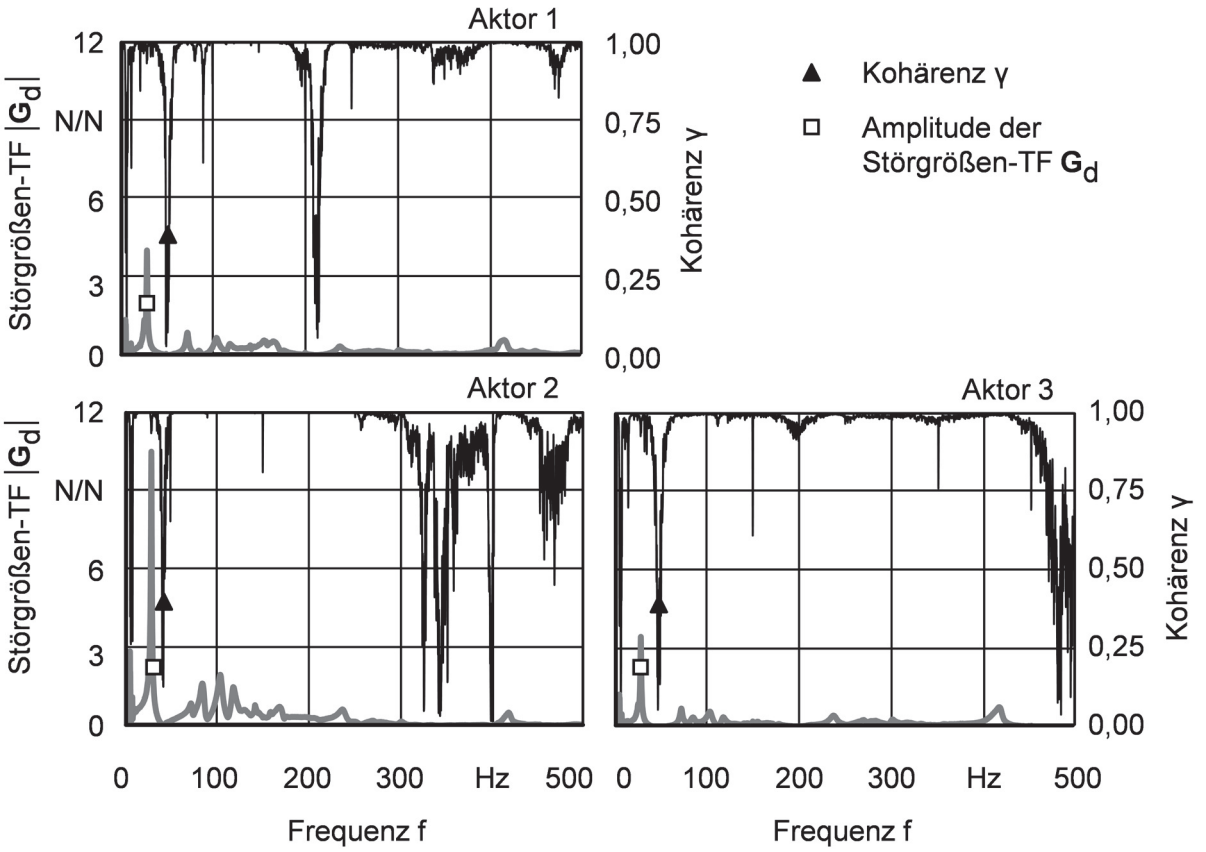


Bild 5-20: Gegenüberstellung der Kohärenzen γ und der Amplituden der Störgrößen-TF G_d

Es ist deutlich zu erkennen, dass die Kohärenz γ teilweise sehr niedrig ist. Dies ist vor allem bei Nullstellen beziehungsweise lokalen Minima der TF der Fall, da hier offenbar ein sehr geringes SRV vorherrscht. Da auch in diesem Falle mit der H1-Schätzmethode gearbeitet wird,

könnte die niedrige Kohärenz γ bei den Nullstellen des Systems an dem ungefilterten Eingangssignal liegen.

5.6.2 Automatische Systemidentifikation auf Basis der p-LSCF-Methode

Die System-TF-Matrix **G**(s) bildet den Kern der Regelstrecke und sollte deshalb so genau wie möglich modelliert werden. Jede Unsicherheit kann sich entscheidend auf die Stabilität und die Leistungsfähigkeit der Regelung auswirken. Andererseits sind Modelle, die viele Pol- und Nullstellen aufweisen, beziehungsweise Zustandsraummodelle mit einer hohen Anzahl an Dimensionen aufwändig zu berechnen. Somit muss ein gutes Mittelmaß zwischen Rechenaufwand und Modellgenauigkeit gefunden werden.

Die Durchführung der p-LSCFM zur Ermittlung der modalen Parameter in Gleichung A-18 ist ausführlich in den Kapiteln 4.4.1 und A1.3 behandelt worden. Als Gewichtungsfunktion wurde

$$W_a(\omega_f) = W_e(\omega_f) := \frac{1}{N_a^2}\left[\sum_{a=1}^{N_a} \gamma_{ea}(\omega_f)\right]\left[\sum_{a=1}^{N_a} |G_{ea}(\omega_f)|\right] \tag{5-4}$$

gewählt. Einerseits wird durch die Gewichtung mit der über den Ausgängen gemittelten Kohärenz der Einfluss nichtlinearer Anteile reduziert und andererseits werden die Bereiche, in denen die ebenfalls über die Ausgänge gemittelten TF-Amplituden hohe Beträge aufweisen, entsprechend höher gewichtet. Die Wahl der Gewichtung ist beliebig und hat lediglich einen Einfluss darauf, in welchen Frequenzbereichen eine höhere Genauigkeit bei der Modellierung der TF gefordert wird. Sie wirkt sich jedoch nur geringfügig auf die Verteilung der Polstellen aus. Die Herleitung der Gewichtung in Gleichung 5-4 entspringt einer Trial-and-Error-Versuchsreihe, auf die hier nicht weiter eingegangen wird.

Das wesentliche Ergebnis der Lösung des LS Problems sind stabile und instabile Polstellen für verschiedene Modellordnungen. Dabei ist die Modellordnung multipliziert mit der Anzahl der Ausgänge gleich der Anzahl der Polstellen. Die Polstellen können in einem Stabilitätsdiagram dargestellt werden, siehe Bild 5-21, was üblicherweise die graphische Auswahl strukturell stabiler Polstellen ermöglicht. Im vorliegenden Fall ist die kleine Modellordnung $o = 40$ und die größte Modellordnung ist $o = 60$. Die Schrittweite bei der Erhöhung der Modellordnung beträgt $\Delta o = 2$. Es ist zu erkennen, dass mit der Höhe der Modellordnung auch die Anzahl der stabilen Polstellen steigt. Darüber hinaus können die Polstellen meistens einem Maximum der Amplitude der TF zugeordnet werden. An einigen Stellen liegen die Polstellen sehr nah bei einander. Dies erschwert oftmals die manuelle Auswahl stabiler Polstellen für die Systemidentifikation.

Der manuelle Prozess kann durch die Einführung eines Modenqualitätsindex (MQI) automatisiert werden [UHL18]. Der visuelle Polstellenauswahlprozess basiert darauf, Maxima der TF sowie die Anzahl stabiler Polstellen in einem bestimmten Frequenzband und die breite dieses Frequenzbandes zu vergleichen und somit die relevanten Moden zu identifizieren. Dies erfordert Erfahrung und bei einer hohen Anzahl zu modellierender TF auch viel Zeit. Der Ansatz zur Automatisierung besteht darin, eine Gruppierung der Polstellen vorzunehmen, um diese drei Kriterien mittels eines Algorithmus automatisiert anwenden zu können. Die Gruppierung erfolgt in Anlehnung an den von UHLMANN ET AL. [UHL18] vorgestellten neuartigen Algorithmus, welcher hier kurz vorgestellt und angepasst wird. Der Übersichtlichkeit

halber ist die Matrixsummennorm der System-TF-Matrix **G** in Bild 5-21 als Funktion der Frequenz dargestellt. Die Matrixsummennorm $||.||_{sum}$ ist in Anhang A2.4 definiert.

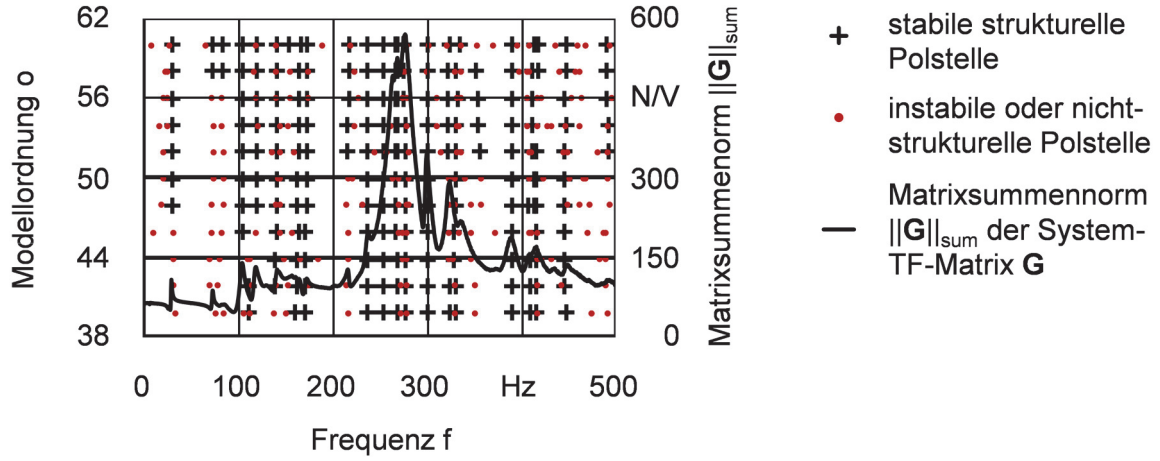


Bild 5-21: Stabilitätsdiagramm für die System-TF-Matrix des mit F = 1.500 N vorgespanntem SASK

Ausgangspunkt ist das Ergebnis des ersten Lösungsschrittes der p-LSCFM in Form einer Matrix mit allen ermittelten Polstellen, von denen nur die strukturellen Polstellen relevant sind. Als strukturelle Polstellen werden im folgenden Polstellen verstanden, deren Realteil negativ ist und die in konjugiert komplexen Paaren auftreten. Das Resultat ist eine Matrix $\mathbf{S}_p \in C^{q \times m}$ mit stabilen Polstellen ω_{kl}, wobei $k \in [1,2,\ldots,q]$ und $l \in [1,2,\ldots,m]$ die Indizes der Komponenten ω_{kl} der Matrix $\mathbf{S}_p$ sind. Die Komponenten beziehungsweise Polstellen ω_{kl} sind zudem entlang jeder Spalte l nach dem Betrag ihres Imaginärteils aufsteigend sortiert. Es existieren somit m Modelle verschiedener Ordnung mit maximal q strukturellen Polstellen.

Der Gruppierungsalgorithmus ist in Tabelle 5-15 notiert. Matrix $\mathbf{A}_p \in C^{q-1 \times m}$ beinhaltet die in Gruppen umsortierten strukturellen Polstellen. Der Algorithmus basiert auf der Bildung von Abstandsmatrizen $\mathbf{R}_l \in R^{q \times q}$ deren Komponenten $R_{(l)kr}$ mit $r \in [1,2,\ldots,q]$ mithilfe der Gleichung

$$R_{(l)kr} = \left| |\mathrm{imag}(\omega_{kl})| - |\mathrm{imag}(\omega_{r1})| \right| \tag{5-5}$$

berechnet werden. Dabei sind der Operator |.| zur Berechnung des Betrages Zahl und der Operator imag(.) verwendet worden, welcher zusammen mit dem Operator real(.) in dieser Arbeit zur Beschreibung einer komplexen Zahl herangezogen wird, so dass für $x \in \mathbb{C}$, $x = \mathrm{real}(x) + i\,\mathrm{imag}(x)$ mit $\mathrm{real}(x) \in \mathbb{R}$ und $\mathrm{imag}(x) \in \mathbb{R}$ sowie $i = \sqrt{-1}$.

Sei u_r der Zeilenindex der kleinsten Komponente der Spalte r von $\mathbf{R}_l$. Dann wird die Komponente $\omega_{u_r l}$ von $\mathbf{S}_p$ in Zeile r und Spalte l der Matrix $\mathbf{A}_p$ geschrieben. Es ist also $A_{(p)rl} = \omega_{u_r l}$. Dabei können doppelte Polstellen in einer Spalte von Matrix $\mathbf{A}_p$ entstehen, was entsprechend Schritt 6 des Algorithmus aufgelöst wird.

Tabelle 5-15: Algorithmus zur automatischen Polstellengruppierung in Anlehnung an [UHL18]

Eingabe: Matrix $\mathbf{S}_p$ Ausgabe: Matrix $\mathbf{A}_p$	
Schritt 1	$A_{(p)k1} = \omega_{k1}\ \forall\ k$
Schritt 2	Wiederhole Schritte 3 bis 5 für jede Spalte $l > 1$
Schritt 3	Berechne $\mathbf{R}_l$ entsprechend Gleichung 5-5 $\forall$ k,r
Schritt 4	Finde das Minimum einer jeden Zeile von $\mathbf{R}_l$, so dass $e_r = \min_k R_{(l)kr}$ $u_r = k$ mit dem Zeilenindex k der kleinsten Komponenten der Spalte r von Matrix $\mathbf{R}_l$
Schritt 5	Wiederhole für $r \in [1,2,\ldots,q-1]$ wenn $e_r < R_{(l)u_r r+1}$ dann $A_{(p)rl} = \omega_{u_r l}$ wenn $e_r > R_{(l)u_r r+1}$ dann $A_{(p)rl} = 0$
Schritt 6	Wiederhole für jede Spalte l und für $r \in [1,2,\ldots,q-2]$ wenn $A_{(p)rl} = A_{(p)r+1l}$ dann $A_{(p)r+1l} = 0$

Mit den gruppierten Polstellen werden Indikatoren ermittelt, die eine Bewertung der Standardabweichung der Komponenten von $\mathbf{A}_p$, die ungleich Null sind und dem Grad der Stabilität in Form der gewichteten Anzahl der Komponenten von $\mathbf{A}_p$, die ungleich Null sind. Sei std(.) der Operator zur Berechnung der Standardabweichung und nnz(.) der Operator für die Isolation von Komponenten ungleich Null. Dann lässt sich ein MQI

$$MQI_k = \alpha u_k + (\alpha - 1)v_k \tag{5-6}$$

definieren, wobei $\alpha \in [0,1]$ ein beliebiger reeller Gewichtungsfaktor,

$$u_k = \frac{\hat{u}_k}{\max_k(\hat{u}_k)} \text{ mit } \hat{u}_k = \frac{1}{\text{std}(A_{(p)kl})}\ \forall l,\ A_{(p)k,l} \neq 0 \tag{5-7}$$

die auf das Maximum bezogene Standardabweichung einer Polgruppe in $\mathbf{A}_p$ und

$$v_k = \frac{\hat{v}_k}{\max_k(\hat{v}_k)} \text{ mit } \hat{v}_k = \text{nnz}\left(A_{(p)k,l}\right)\ \forall l \tag{5-8}$$

die auf das Maximum bezogene Anzahl von Polgruppenkomponenten in $\mathbf{A}_p$ die ungleich Null sind. Da auch $u_k \in (0,1]$ und $v_k \in (0,1]$, ist $MQI_k \in [0,1]$. In Bild 5-22 sind die MQI der einzelnen Polstellen der System-TF-Matrix in einem Balkendiagramm zusammengefasst. Dabei ist $\alpha = 0{,}5$.

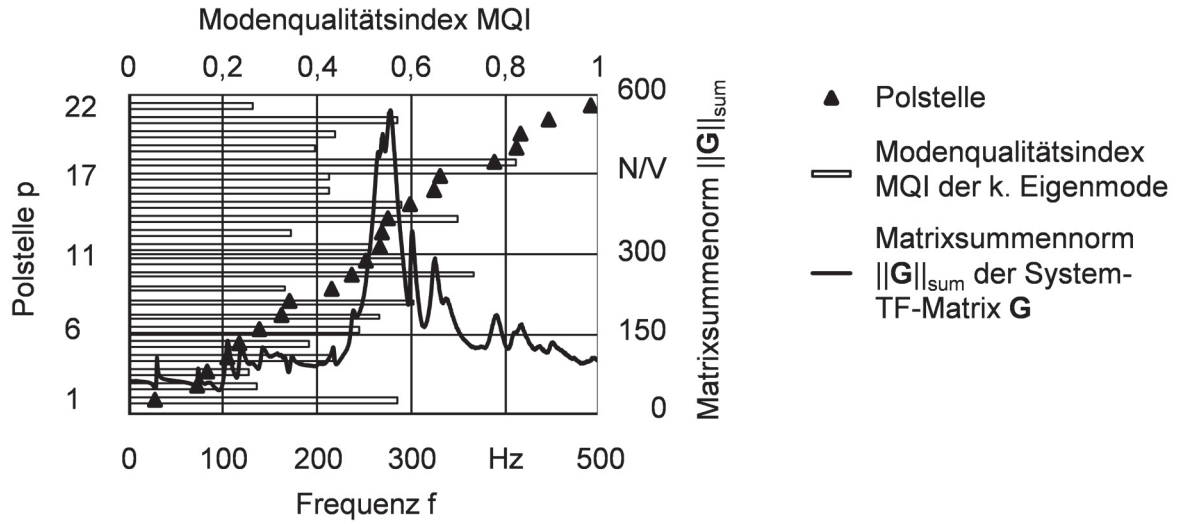


Bild 5-22: MQI der Polstellen der System-TF-Matrix mit F = 1.500 N vorgespanntem SASK

Es wird deutlich, dass zur Begrenzung der Ordnung des Modells, ein Grenzwert eingeführt werden muss. Dies kann auch deswegen notwendig sein, weil einige der mit der p-LSCFM ermittelten Polstellen, insbesondere, wenn sie sehr nah beieinander liegen, bei der Transformation in den Zustandsraum numerisch bedingt zu positiven Eigenwerten in der Systemmatrix und damit zu instabilen Zuständen führen. Dies kann neben der Definition einer MQI-Grenze durch die bei der Polstellenermittlung verwendeten Modellordnungen beeinflusst werden.

Die Entscheidung, ab welchem MQI eine Mode als relevant betrachtet wird, obliegt dem Anwender. Im Falle des vorliegenden Beispiels wurde eine Grenze von MQI = 0,1 festgelegt. In diesem Fall werden alle ermittelten Polstellen weiter genutzt. Die System-TF für die Aktorvorspannung von F = 1.500 N weist lediglich 22 Polstellen im betrachteten Frequenzbereich auf, was eine verhältnismäßig geringe Anzahl darstellt und rechnerisch gut zu bewältigen ist. Es sei an dieser Stelle angemerkt, dass noch andere Methoden zur Modellordnungsreduktion existieren, auf die im Kapitel 5.7 zurückgegriffen wird, die jedoch im Rahmen dieser Arbeit nicht detailliert behandelt werden. Tiefergreifende Einblicke zum Thema Modellordnungsreduktion gibt die Arbeit von WINTERING [WIN17].

Bislang sind lediglich die Polstellen des Systems identifiziert. Um jedoch die Nullstellen und Residuen in Gleichung A-18 zu bestimmen und damit das Modell zu komplettieren, bedarf es eines letzten Schrittes, welcher die Lösung von Gleichung 4-4 umfasst. Da die tieffrequenten Anteile in die Modellierung eingegangen sind, wird $R_{eat} = 0$ gesetzt. Die ermittelten Polstellen und Residuen werden in MATLAB in ein ZPK-Modell umgewandelt. Dazu ist eine weitere Umrechnung notwendig, da komplexe Polstellen in ZPK-Modellen in MATLAB in konjugiert-komplexen Paaren auftreten. Es sind also die Nullstellen und die Verstärkungen für jedes berücksichtigte Polstellenpaar zu finden, so dass

$$K_{eak}\frac{i\omega - Z_{eak}}{(i\omega - \omega_k)(i\omega - \omega_k^*)} = \frac{A_{eak}}{i\omega - \omega_k} + \frac{A_{eak}^*}{i\omega - \omega_k^*} \tag{5-9}$$

mit $\omega_k = 2\pi\lambda_k$. Es ergeben sich nach einigen Umformungen die folgenden Nullstellen- und Verstärkungsmatrixkomponenten des k. Polstellenpaars.

$$Z_{eak} = 2\pi \left(real(\lambda_k) + \; imag(\lambda_k) \frac{imag(A_{eak})}{real(A_{eak})} \right) \tag{5-10}$$

$$K_{eak} = 2real(A_{eak}) \tag{5-11}$$

Somit gilt Gleichung 5-12 für das modellierte System $\mathbf{G}_{zpk}$ mit dem Schurprodukt $\times$.

$$\mathbf{G}_{zpk} = \sum_{k=n}^{m} \mathbf{K}_k \times \frac{i\omega \mathbf{I} - \mathbf{Z}_k}{(i\omega - \omega_k)(i\omega - \omega_k^*)} + \mathbf{R}_H \tag{5-12}$$

5.6.3 Evaluation des Modells

Die direkten TF des mit den mathematischen Mitteln von Kapitel 5.6.2 erstellten ZPK-Modell $\mathbf{G}_{zpk}$ sind zusammen mit den gemessenen TF für die mit F = 1.500 N vorgespannten, in die Versuchsstruktur integrierten Aktormodule in Bild 5-23 in Form von Co-Quad-Darstellungen graphisch gegenübergestellt. Die sehr gute Übereinstimmung der Real- und Imaginärteile der TF zeigt sich anhand der geringen Abweichungen. Es treten jedoch Abweichungen auf, die im vorliegenden Fall bei allen TF geringer als 60 N/N waren. Auf die Darstellung der Kreuz-TF wird aufgrund des Umfangs verzichtet. Die Übereinstimmung der gemessenen und modellierten Kreuz-TF ist vergleichbar mit der Übereinstimmung der direkten TF. Die Diagonalisierbarkeit wird in Kapitel 5.7 anhand der im Anhang A2.4 definierten relativen Verstärkungsmatrix-Zahl (RVM-Zahl) Λ_{rvm}, siehe Gleichung A-61, und der Konditionszahl γ_k, siehe Gleichung A-59, diskutiert.

Die in Kapitel 5.7 verwendeten Algorithmen können nicht direkt mit den ZPK-Modellen eingesetzt werden. Die Algorithmen zur Berechnung eines stabilisierenden Reglers erfordern Zustandsraummodelle. Die Übertragung der ZPK-Modelle $\mathbf{G}_{zpk}$ und $\mathbf{G}_{d,zpk}$ in Zustandsraummodelle erfolgt mithilfe der MATLAB Funktion ss(.). Die Transformation von TF in den Zustandsraum und damit die Systemzustände im Zustandsraum sind nicht einzigartig. Es ist jedoch das Eingangs-Ausgangsverhalten identisch und das System selbst damit ähnlich. Der interessierte Leser wird an dieser Stelle auf weiterführende Literatur zur Umwandlung von TF in Zustandsraummodelle verwiesen [OGA95, HOW10, WIL15].

Die Transformation in den Zustandsraum erfolgt mit ZPK-Modellen, keine weitere Polstellen-Nullstellen-Kürzung möglich ist. Das Modell hat somit keine versteckten instabilen Zustände und ist darüber hinaus beobachtbar und steuerbar. Die Ordnung des Zustandsraummodells wird dann weiter reduziert, indem zuerst eine Gram'sche Ausgleichrechnung mittels der in MATLAB zur Verfügung stehenden Funktion balreal(.) durchgeführt wird. Das resultierende dem ursprünglichen Modell ähnliche Modell besitzt nun die Eigenschaft, dass die Gram'sche Steuerbarkeits- und Beobachtbarkeitsmatrix gleich und diagonal sind. Die Diagonaleinträge dieser Matrizen bestehen darüber hinaus aus den Hankel-Singulärwerten, deren Höhe eine Bewertung der Relevanz eines Zustands für das Gesamtsystem erlaubt.

Im nächsten Schritt wird das Zustandsraummodell mithilfe der MATLAB Funktion modred(.) auf maximal 100 wesentliche Zustände limitiert. In einem letzten Schritt wird die kanonische Modalform des Zustandsraummodells erstellt, dessen Systemmatrix in dieser Form und aufgrund der konjugiert-komplexen Polpaare eine Blockdiagonalmatrix ist. Auch bezüglich der Modellordnungsreduktion im Zustandsraum sei an dieser Stelle auf weiterführende Literatur verwiesen [AOK90, OHT99, LUM02, LEV10, SCH10, WIN17].

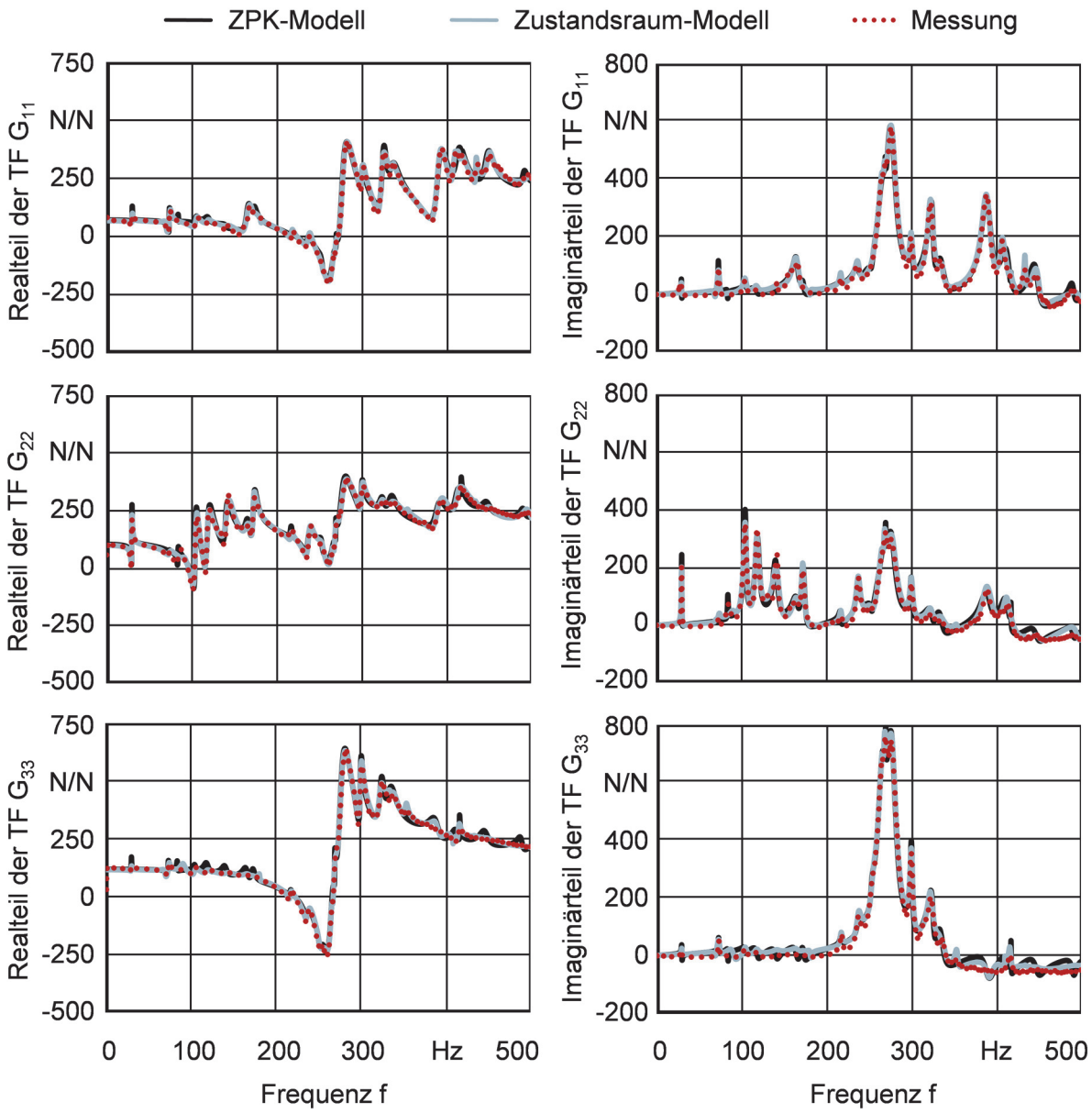


Bild 5-23: Vergleich der direkten TF des gemessenen Systems **G** und des modellierten Systems $\mathbf{G}_{zpk}$ für eine Aktorvorspannung von F = 1.500 N und eine 5 %-ige Aktoraussteuerung

Das resultierende reduzierte Zustandsraummodell $\mathbf{G}_{ss}$ ist ebenfalls in Bild 5-23 zum graphischen Vergleich zusammen mit dem Real- und Imaginärteil der direkten TF von $\mathbf{G}_{zpk}$ und **G** dargestellt. Die Abweichungen von **G** sind in etwa so hoch wie im Falle des ZPK-Modells. Die TF korrelieren mit einem Wert von mindestens 0,95 im Vergleich zwischen $\mathbf{G}_{zpk}$ und **G**. Der kleinste Korrelationswert beim Vergleich der TF von $\mathbf{G}_{ss}$ und **G** beträgt 0,97. Das System erfährt durch die Überführung in den Zustandsraum und der damit verbundenen Modelordnungsreduktion eine Glättung, was in diesem Fall zu einer Erhöhung der Übereinstimmung führt.

Die Linearität des Systems lässt sich prüfen, indem die zur Strukturanregung verwendete Energie erhöht wird. Die Ergebnisse sind in Form eines Vergleichs der über alle Ein- und Ausgänge summierten Amplitudenfrequenzgänge der System-TF-Matrix in Bild 5-24 zusammengefasst. Mit steigender Verstärkerauslastung, steigt die Amplitude der TF im Mittel an. Dies weist insbesondere im Frequenzbereich um f = 270 Hz in dem die Amplituden der

Matrixsummennorm der System-TF-Matrix **G** am höchsten sind, auf ein nichtlineares Verhalten hin. Es ist im vorliegenden Fall nicht ersichtlich, ob dieses nichtlineare Verhalten aus dem dynamischen Verhalten des SASK resultiert, aus dem Koppelstellenverhalten der Versuchsstruktur, oder aus dem Einfluss des Stahltischs auf dem die Versuchsstruktur montiert ist.

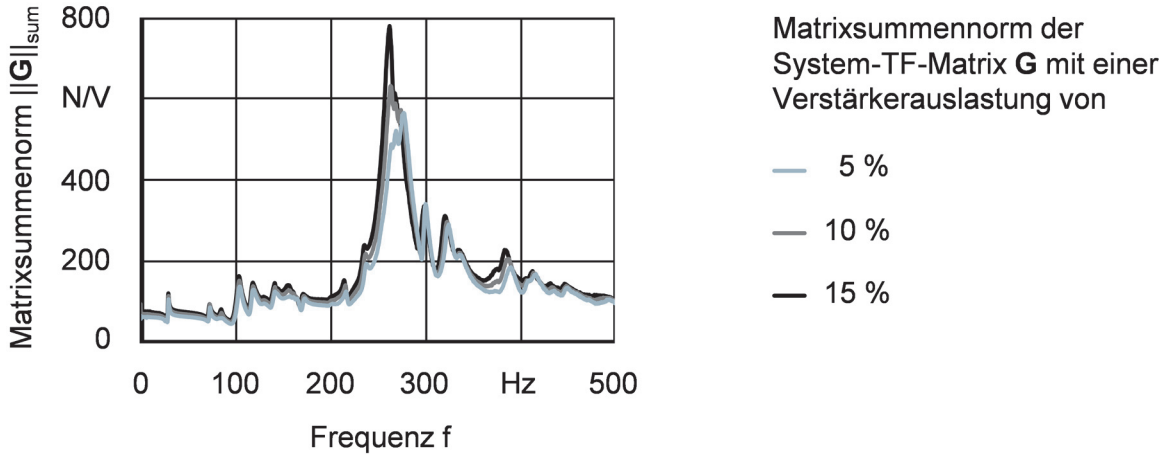


Bild 5-24: Matrixsummennormen des mit F = 1.500 N vorgespannten, messtechnisch ermittelten Systems **G** für 5 %, 10 % und 15 % der maximalen Aktorleistung

Darüber hinaus zeigt das Diagramm in Bild 5-24, dass auch die ZS-Anregung nur bedingt dazu geeignet ist, eine Linearisierung durch Mittelung hervorzurufen. Auch hier ist eine Optimierung der Parameter der Anregungsfunktion denkbar. Untersuchungen diesbezüglich sind jedoch an dieser Stelle nicht zielführend und würden den Rahmen dieser Arbeit sprengen.

Die Störgrößen-TF-Matrix wird als SIMO-System in ZPK-Form auf ähnliche Weise wie die System-TF-Matrix modelliert. Der Vergleich der in Bild 5-25 abgebildeten TF zeigt ebenfalls eine sehr gute Übereinstimmung. Es ist ersichtlich, dass zwei Polstellen bei f = 6,4 Hz und f = 72,9 Hz nicht in das Modell übergegangen sind. Es handelt sich hierbei um instabile Polstellenpaare mit positivem Realteil. Darüber hinaus ist die Übereinstimmung zwischen Modell und Messung ausreichend für die weiteren Anwendungen.

Eine Analyse der Störgrößen-TF zeigt, dass am Mittelpunkt der Versuchsstrukturtraverse angeregte Schwingungen insbesondere in niedrigeren Frequenzbereichen gut von den Kraftsensoren erfasst werden können. Es gibt jedoch auch Frequenzbereiche, die über keine gute Abdeckung bezüglich Beobachtbarkeit oder Steuerbarkeit erkennen lassen. So wird zum Beispiel das Maximum der Amplituden der System-TF bei f = 275 Hz von dem Impulshammer kaum angeregt. Bei dieser Frequenz hat der Aktor aber die höchste Autorität über die Versuchsstruktur.

Ein Vergleich der in Bild 5-14 präsentierten Simulationsergebnisse mit den gemessenen Störgrößen-TF zeigt zudem deutliche Unterschiede. Das erste lokale Amplitudenmaximum liegt bei der Simulation bei f = 103 Hz. Das erste lokale Maximum der gemessenen Störgrößen-TF liegt bei f = 28,8 Hz. Die im Rahmen der Modalanalyse beobachtete Schwingform weist auf eine Eigenschwingung des Stahltisches bei dieser niedrigen Frequenz hin. Eine derart hohe Verstärkung, wie sie bei der Simulation aufgetreten ist, zeigt sich nicht bei den gemessenen TF. Dies liegt vermutlich daran, dass mit dem Impulshammer nicht

harmonisch angeregt wird, es sich bei der Simulation aber um eine harmonische Anregung handelt. Die Vergleichbarkeit ist demnach nur bedingt gegeben.

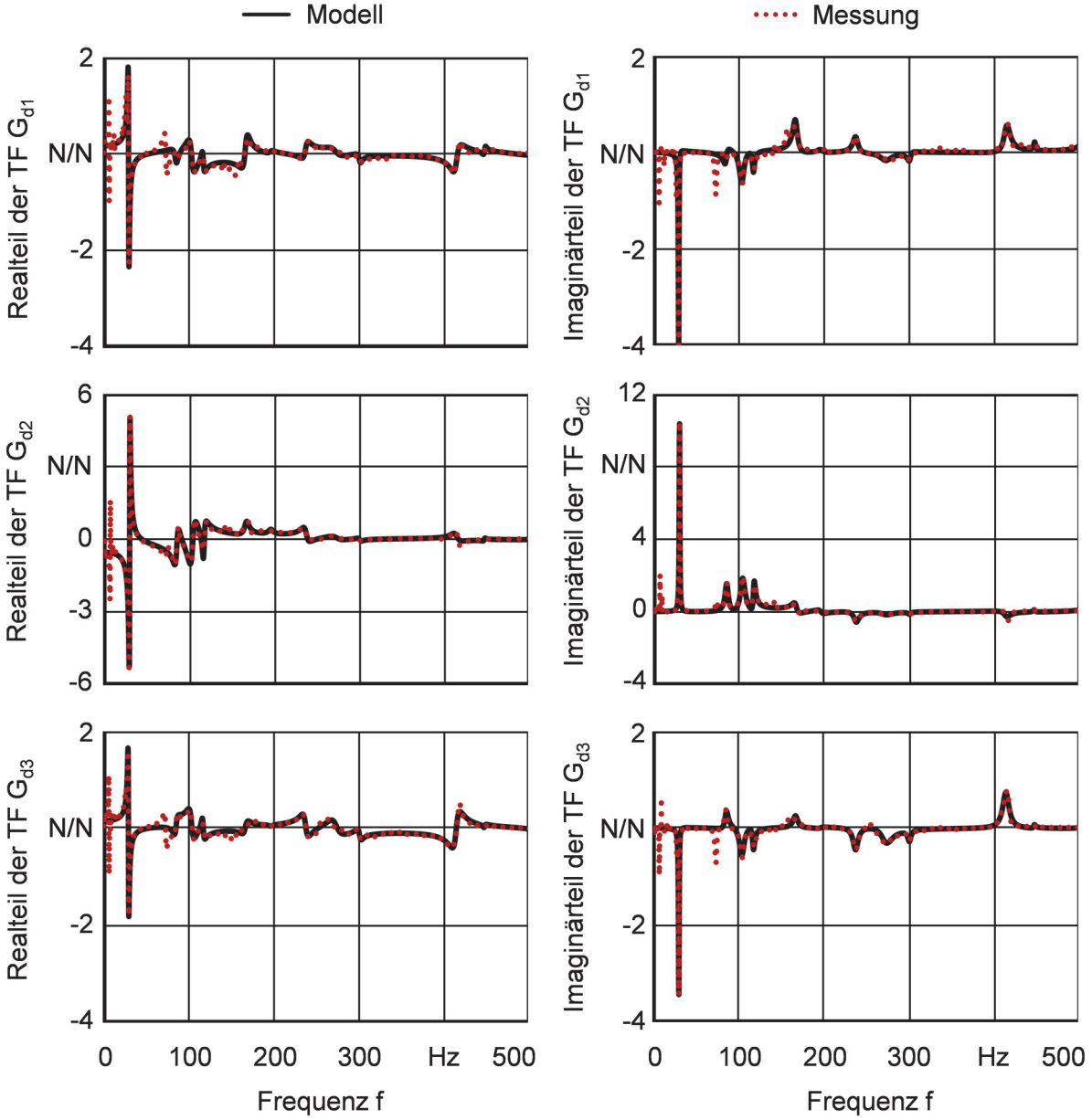


Bild 5-25: Vergleich der gemessenen Störgrößen-TF $\mathbf{G}_d$ und der modellierten Störgrößen-TF $\mathbf{G}_{d,zpk}$

Zur Präzisierung der Beobachtungen bezüglich der Steuerbarkeit harmonischer Kräfte im SASK, kann beim vorliegenden System mit der gleichen Anzahl an Ein- und Ausgängen der kleinste Singulärwert $\underline{\sigma}$ der System-TF-Matrix **G** für die jeweilige Frequenz ω als Maß für die technische Regelbarkeit herangezogen werden [SKO05]. Die zugehörigen Ausgänge lassen sich mithilfe der bei der SVD berechneten unitären Ausgangsmatrix **U** ebenfalls ermitteln. Diese Informationen bilden ein sehr gutes Hilfsmittel zur Beurteilung eines Systems hinsichtlich dessen voraussichtlicher Leistungsfähigkeit und zur Ableitung von Verbesserungsansätzen bei einem bestehenden System. In Bild 5-26 sind die Singulärwerte von **G** und $\mathbf{G}_{zpk}$ über der Frequenz aufgetragen. Darüber hinaus beinhaltet das Diagramm die Anteile der Sensoren bei den jeweiligen Frequenzen.

Der kleinste Singulärwert $\underline{\sigma}$ der gemessenen Störgrößen-TF weist ein lokales Maximum bei f = 26,4 Hz auf. Das Maximum hat eine Amplitude von 23,6 N/V. Das bedeutet, dass selbst die Aktorkombination mit der geringsten Autorität über Schwingungen bei dieser Frequenz immer noch dazu in der Lage sind, bei einer maximalen Verstärkereingangsspannung von U_v = 10 V eine deutlich messbare Kraftamplitude bei dieser Frequenz von maximal F_{max} = 236 N zu erzeugen.

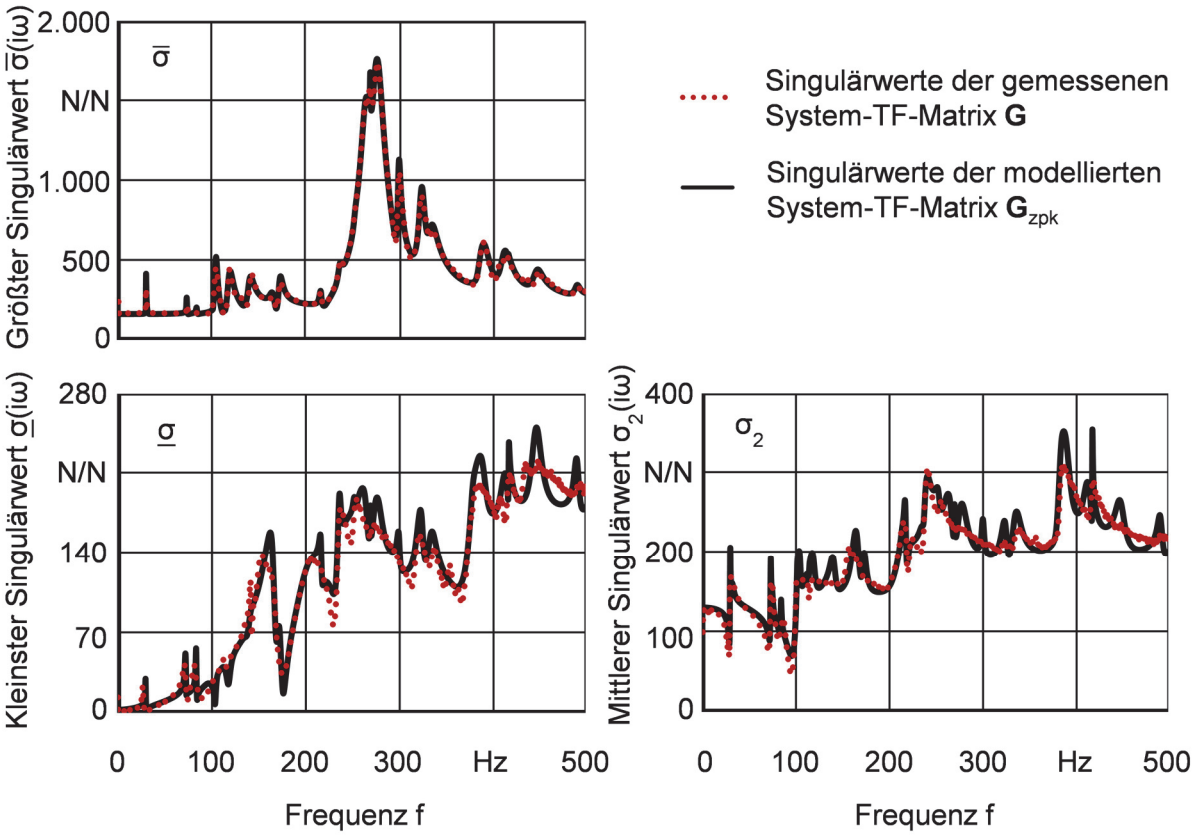


Bild 5-26: Vergleich der Singulärwerte der gemessenen und der modellierten System-TF-Matrix

Um die Regelbarkeit besser analysieren und darstellen zu können, wird als Maß für die Regelbarkeit das Produkt aus kleinstem Singulärwert der System-TF-Matrix und Amplitude der Störgrößen-TF definiert. Der Ansatz basiert auf der Überlegung, dass die Beobachtbarkeit bei hohen Werten der Amplitude der Störgrößen-TF gegeben ist und die technische Regelbarkeit bei hohen Werten des kleinsten Singulärwertes der System-TF-Matrix vorliegt. Dadurch können Frequenzbereiche hervorgehoben werden, in denen die Aktoren eine hohe Autorität besitzen. Es ist bei gegebenem System schwierig, Frequenzbereiche zu beeinflussen, die einen niedrigen Wert der auf diese Art definierten Regelbarkeit aufweisen, da sie entweder sehr schlecht beobachtbar und/oder sehr schlecht steuerbar beziehungsweise technisch regelbar sind. In Bild 5-27 ist die Regelbarkeit für die Versuchsstruktur mit SASK bei einer Aktorvorspannung von F = 1.500 N für alle drei Störgrößen-TF dargestellt.

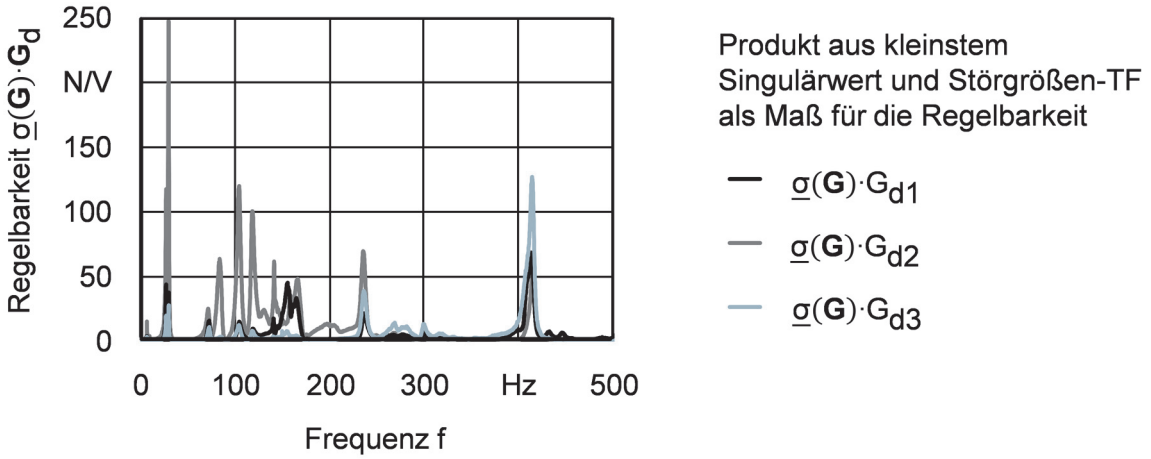


Bild 5-27: Regelbarkeit des Mittelpunktes der Traverse der Versuchsstruktur

Es wird deutlich, dass die in Tabelle 5-10 aufgeführten Eigenmoden im geregelten Betrieb beeinflusst werden können. Bei allen Eigenfrequenzen weist die Regelbarkeit Maxima auf. Darüber hinaus ist das größte Maximum im betrachteten Frequenzbereich bei f = 29,3 Hz. Außerdem wird aus dem Diagramm in Bild 5-27 deutlich, dass Aktor 2 mit Ausnahme bei der fünften Eigenmode die höchste Autorität über die Eigenmoden und die Schwingung bei f = 28,8 Hz besitzt.

5.7 Entwurf des selbstoptimierenden robusten Reglers

5.7.1 Vorgehensweise beim Reglerentwurf

Der Prozess des Reglerentwurf orientiert sich an den praxisorientierten Empfehlungen von SKOGESTAD [SKO05]. Das SASK wird im Rahmen von Kapitel 5.2, 5.3, 5.4 und 5.5 konstruiert und entsprechend der Untersuchungsergebnisse in Kapitel 5.1 in die Versuchsstruktur integriert. Die System-TF-Matrix sowie die Störgrößen-TF-Matrix werden messtechnisch ermittelt und ZPK- und Zustandsmodelle werden entsprechend der Messungen automatisch mithilfe der in Kapitel 5.6 vorgestellten Algorithmen dimensioniert. Ziel des vorliegenden Kapitels, ist die Darstellung der Entwicklung eines Reglerkonzepts, dessen Kern automatisiert ablaufende Prozeduren zur Optimierung eines robusten, leistungsfähigen Reglers sind.

Voraussetzungen für eine automatische Optimierung ist die Ermöglichung einer von System zu System übertragbaren Bewertung der Leistungsfähigkeit. Eine Skalierung oder Normierung der relevanten Systemgrößen erlaubt die Festlegung von konkreten Optimierungszielen, die für alle skalierten Systeme gleichermaßen gültig sind. Die Ausarbeitung beziehungsweise Adaption eines möglichst universell einsetzbaren Reglerkonzeptes, welches eine ausreichende Robustheit bei maximierter Leistungsfähigkeit erlaubt, ist zentraler Bestandteil des Reglerentwurfs. Das Ziel der automatisierten Optimierung legt dabei klare Anforderungen und damit auch Grenzen fest. Zur Optimierung der Reglerparameter werden in dieser Arbeit GA mit unterschiedlichen Fitness- beziehungsweise Zielfunktionen eingesetzt. GA sind sehr vielfältig einsetzbar und bieten sinnvolle Lösungen auch für nichtlineare, komplexe Problemstellungen. Sie werden zur stochastischen Suche globaler Maxima eingesetzt. Es ist jedoch nicht garantiert, dass das globale Maximum auch gefunden wird. Von daher ist die Simulation des Regelverhaltens unabdingbar, bevor die praktische Implementierung und abschließend die Untersuchung der wesentlichen Eigenschaften des geregelten Systems erfolgen kann.

5.7.2 Skalierung

Systemrelevante Größen sind die Regelabweichung $\hat{\mathbf{e}} \in R^{N_a}$, die Störgröße $\hat{\mathbf{d}} \in R^{n_d}$, sowie die Stellgröße $\hat{\mathbf{u}} \in R^{N_e}$. n_d stellt die Anzahl der Störgrößen dar. Im Falle der Anregung mit dem Impulshammer ist $n_d = 1$. Alle unskalierten Skalare, Vektoren und Matrizen werden in diesem Kapitel mit einem Dach $\hat{}$ gekennzeichnet. Die Übertragung der Gleichungen 2-16 und 2-17 auf MIMO-Systeme erfolgt mithilfe von Diagonalmatrizen und der Singulärwertzerlegung. Die Stellgrößen sind die Eingangsgrößen von $\hat{\mathbf{G}} \in R^{N_a \times N_e}$. Die maximal erlaubten N_e Stellgrößen $\hat{u}_{max,i}$ finden sich in der Matrix $\hat{\mathbf{D}}_u \in R^{N_e \times N_e}$ wieder. Die maximalen, erwarteten n_d Störgrößen $\hat{d}_{max,n_d}$ sind die Diagonalelemente der Matrix $\mathbf{D}_d \in R^{n_d \times n_d}$. Im Falle der maximal erlaubten Regelabweichung $\mathbf{D}_e$, die zur Normierung der Regelgröße $\hat{\mathbf{y}} \in R^{N_a}$, der Führungsgröße $\hat{\mathbf{r}} \in R^{N_a}$ und der Regelabweichung $\hat{\mathbf{e}} \in R^{N_a}$ verwendet wird, ist zuerst ein Blick auf die Reglerstruktur notwendig. Denn bei einem Regelkreis mit stabilisierendem Regler und Leistungsfiltern wie in Bild A-5 besitzt $\hat{\mathbf{y}}$ unter Umständen eine andere Dimension als $\hat{\mathbf{r}}$ und $\hat{\mathbf{e}}$. Es sind dann individuelle Skalierungsmatrizen für die Regelgrößen, die Führungsgrößen und die Regelabweichungen einzuführen. Die Diagonalelemente der Skalierungsmatrix $\mathbf{D}_r \in R^{N_e \times N_e}$ für die Führungsgrößen $\hat{\mathbf{r}}$ sind dann die maximal erlaubten beziehungsweise erwarteten Änderungen der Führungsgrößen. Bei der Skalierungsmatrix $\mathbf{D}_y \in R^{N_a \times N_a}$ für die Regelgrößen $\hat{\mathbf{y}}$ spielt die Verstärkung der System-TF-Matrix $\hat{\mathbf{G}}$ eine wesentliche Rolle. Jede Stellgröße nimmt höchstens einen Wert von $U_{max} = 10$ V an. Die maximal mögliche Verstärkung von $\hat{\mathbf{G}}$ findet sich beim höchsten Singulärwert oder in Form der H_∞-Norm von $\hat{\mathbf{G}}$ wieder. Hinzu kommt der Einfluss des Maximums aller erwarteten Störgrößen $\hat{d}_{max} = \max(\mathbf{D}_d)$. Die Skalierungsmatrix $\mathbf{D}_y$ kann demzufolge mittels Gleichung 5-13 berechnet werden.

$$\mathbf{D}_y = \max_a \left[\max_f \left[\overline{\sigma} \left(\hat{\mathbf{D}}_u \hat{\mathbf{G}}_{(a)}(\omega_f) \right) \right] \right] + \max_a \left[\max_f \left[\overline{\sigma} \left(\mathbf{D}_d \hat{\mathbf{G}}_{d,(a)}(\omega_f) \right) \right] \right] \cdot \mathbf{I} \tag{5-13}$$

Dabei ist $\mathbf{I} \in R^{N_a \times N_a}$ eine Einheitsmatrix, $\hat{\mathbf{G}}_{(a)}$ die a. Zeile der System-TF-Matrix $\hat{\mathbf{G}}$ und $\hat{\mathbf{G}}_{d,(a)}$ die a. Zeile der Störgrößen-TF-Matrix $\hat{\mathbf{G}}_d \in R^{N_a \times n_d}$, mit der Anzahl an Erregern n. Es wäre auch denkbar, nicht dasselbe Maximum in allen Diagonalelementen von $\mathbf{D}_y$ festzulegen, sondern die in Gleichung 5-14 dargestellte Skalierungsmatrix $\mathbf{D}_y$ zu verwenden. Die Diagonalelemente entsprechen dann den maximalen Singulärwerten der TF zwischen allen Eingängen und dem jeweiligen Ausgang a.

$$\mathbf{D}_y = \max_f \left[\overline{\sigma} \left(\hat{\mathbf{D}}_u \hat{\mathbf{G}}_{(a)}(\omega_f) \right) \right] + \max_f \left[\overline{\sigma} \left(\mathbf{D}_d \hat{\mathbf{G}}_{d,(a)}(\omega_f) \right) \right] \tag{5-14}$$

Stattdessen wird jedoch auf Basis der Prämisse, die maximale Konditionszahl

$$\gamma_{max} = \max_f \left[\gamma_k \left(\hat{\mathbf{G}}(\omega_f) \right) \right] \tag{5-15}$$

müsse minimiert werden [SKO05], das System $\hat{\mathbf{G}}(\omega_f)$ mittels Diagonalmatrizen so umgeformt, dass $\gamma_{max}(\omega_f) \rightarrow \Lambda_{rvm,max}(\omega_f)$.

$$\Lambda_{rvm,max} = \max_f \left[\left\| \mathbf{\Lambda}(\mathbf{G}(\omega_f)) \right\|_{sum} \right] \tag{5-16}$$

Die RVM-Zahl $\Lambda_{rvm,max}$ ist invariant gegenüber dieser Transformation und bleibt daher gleich. Mittels GA werden die Diagonalmatrizen $\mathbf{D}_i$ und $\mathbf{D}_a$, deren reelle Komponenten zwischen null und eins liegen, ermittelt, für die $\gamma_{max}\left(\mathbf{D}_a^{-1}\, \hat{\mathbf{G}}(\omega_f)\, \mathbf{D}_i\right)$ für alle möglichen $\mathbf{D}_i$ und $\mathbf{D}_a$ minimal wird. Die RVM-Zahl der System-TF-Matrix $\hat{\mathbf{G}}(\omega_f)$ und die Konditionszahl des skalierten Systems

$\mathbf{G}(\omega_f) = \mathbf{D}_a^{-1}\,\widehat{\mathbf{G}}(\omega_f)\,\mathbf{D}_i$ als Funktion der Kreisfrequenz ω_f für die Vorspannung F = 1.500 N für verschiedene Verstärkerauslastungen in Bild 5-28 gegenübergestellt.

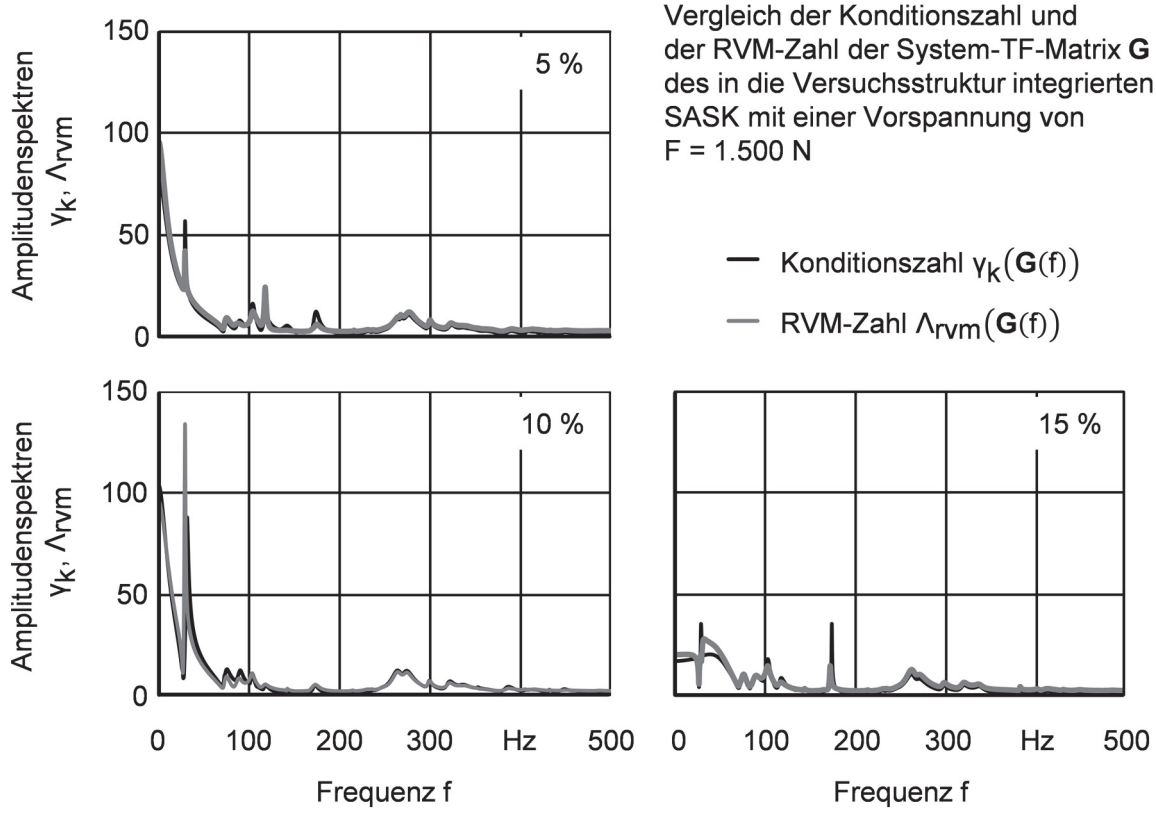


Bild 5-28: RVM- und Konditionszahl der skalierten System-TF-Matrix $\mathbf{G}(\omega_f)$

SKOGESTAD UND POSTLETHWAITE [SKO05] geben einige nützliche Anwendungen der RVM $\mathbf{\Lambda}(\mathbf{G})$. Insbesondere die Diagonaldominanz einer Matrix kann mithilfe der RVM-Zahl bestimmt werden. Liegt der Wert $\Lambda_{rvm}(\omega_f)$ nahe Null, so kann das System diagonalisiert und ein dezentraler Regler eingesetzt werden. Bei einer RVM-Zahl $\Lambda_{rvm}(\omega_f) > 1$ sollte ein dezentraler Regler eingesetzt werden, da Interaktionen zwischen den Aktoren auftreten. Ist der Wert $\Lambda_{rvm}(\omega_f) > 10$, so ist mit einem schwierig zu regelnden System zu rechnen.

Der Vergleich der RVM-Zahlen in Bild 5-28 zeigt keine Korrelation mit der Verstärkerauslastung. Die Konditionszahl γ_k des optimierten Systems liegt sehr nah bei der RVM-Zahl. Auffällig sind die hohen Amplituden unter f = 50 Hz und insbesondere bei f = 27,4 Hz. Diese Maxima sind darauf zurückzuführen, dass um f = 27,4 Hz zwei nahe beieinanderliegende Polstellen sind, die bei den verschiedenen TF von **G** unterschiedlich gewichtet sind.

Eine testweise Reduzierung der maximalen Modellordnung bei der Anwendung der p-LSCFM führte zur Vernachlässigung eines der beiden Pole und zu einer deutlichen Verringerung der RVM-Zahl bei f = 27,4 Hz. Dennoch zeigte sich das signifikante Maximum bei dieser Frequenz. Da die Konditionszahl bei verschiedenen Frequenzen deutlich über den Grenzwert von 10 steigt, ist davon auszugehen, dass ein zentraler Regler notwendig ist, um das SASK robust zu regeln.

Die GA-Optimierung erfolgt mithilfe der MATLAB-Funktion ga(.). Die Größe einer Population beträgt 100 und es werden 50 Generationen durchlaufen. Alle übrigen Parameter sind mit den

MATLAB-internen Standardwerten versehen. Die Skalierungsmatrix für die Regelgröße wird als Folge der vorangegangenen Überlegungen mithilfe von Gleichung 5-17 ermittelt.

$$\mathbf{D}_y = \max_a \left[\max_f \left[\bar{\sigma} \left(\tilde{\mathbf{G}}_{(a)}(\omega_f) \right) \right] \right] \mathbf{D}_a \tag{5-17}$$

Dabei ist $\tilde{\mathbf{G}}(\omega_f) = \mathbf{D}_a^{-1}\, \hat{\mathbf{G}}(\omega_f)\, \mathbf{D}_u + \mathbf{D}_a^{-1}\, \mathbf{G}_d\, \mathbf{D}_d$ und $\tilde{\mathbf{G}}_{(a)}(\omega_f)$ die a. Zeile von $\tilde{\mathbf{G}}(\omega_f)$. Wie aus Gleichung 5-18 ersichtlich, ist die kumulierte Stellgrößenmatrix $\mathbf{D}_u$ das Produkt aus Eingangsmatrix $\mathbf{D}_i$ und Stellgrößenskalierungsmatrix $\hat{\mathbf{D}}_u$.

$$\mathbf{D}_u = \mathbf{D}_i \begin{bmatrix} \hat{u}_{max,1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \hat{u}_{max,N_a} \end{bmatrix} \tag{5-18}$$

Die Skalierung erfolgt nach dem Schema in Bild 5-29. Demnach ist die skalierte Störgrößen-TF-Matrix $\mathbf{G}_d = \mathbf{D}_y^{-1}\, \hat{\mathbf{G}}_d\, \mathbf{D}_d$ und die skalierte System-TF-Matrix $\mathbf{G} = \mathbf{D}_y^{-1}\, \hat{\mathbf{G}}\, \mathbf{D}_u$.

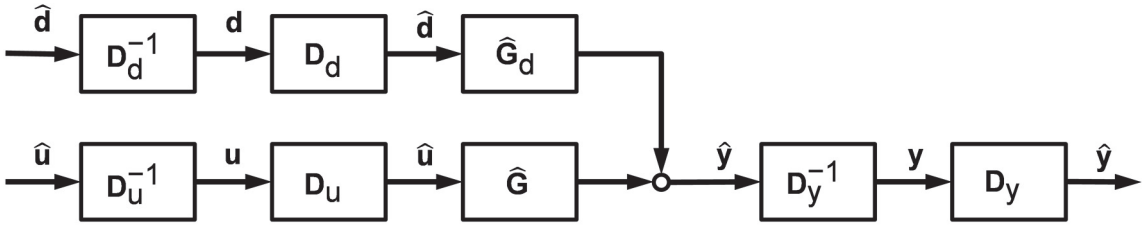


Bild 5-29: Schema der Skalierung

Es wird deutlich, dass die Skalierung keine tatsächliche Änderung des Regelkreises bewirkt, sondern zur Normierung der relevanten Systemgrößen herangezogen wird, mithilfe derer dann hinsichtlich systemübergreifend anwendbarer Zielgrößen optimiert werden kann. Nur mittels Skalierung kann die Beschränkung der Komponenten des Regelabweichungsvektors $|e_i| \leq 1$ erreicht und auf MIMO-Systeme übertragen werden, wobei dann die H_∞-Norm der Größen in Gleichung A-65 kleiner als eins ist. Die Skalierung ist essentiell für die Automatisierung des Reglerentwurfs.

Bei dem mit F = 1.500 N vorgespannte System ergeben sich für die Messung der System-TF-Matrix mit 5 % Verstärkerauslastung die in den Gleichungen 5-19 angegeben diagonalen Skalierungsmatrizen. Dabei ist angenommen worden, dass die Anregung mit einem Impulshammer eine maximale Kraft von F = 1.000 N am Anregungspunkt hervorruft.

$$\begin{aligned} \mathbf{D}_u &= \mathrm{diag}\{0{,}622 \quad 0{,}748 \quad 0{,}603\} \\ \mathbf{D}_y &= \mathrm{diag}\{9.682 \quad 10.498 \quad 12.162\} \\ \mathbf{D}_d &= \mathrm{diag}\{1.000 \quad 1.000 \quad 1.000\} \end{aligned} \tag{5-19}$$

Mithilfe dieser Skalierung kann die maximale Konditionszahl für das betrachtete System um etwas mehr als 10 % von $\gamma_{max} = 88{,}6$ auf $\gamma_{max} = 79{,}4$ reduziert werden. Diese Konditionszahl ist immer noch als vergleichsweise hoch einzustufen und weist damit auf ein schwer regelbares System hin.

5.7.3 Reglerkonzept

Entscheidend für die Auswahl eines der vielen verfügbaren Reglerkonzepte sind das zu regelende System und dessen Verhalten. Darüber hinaus sind die Anforderungen durch das Konzept zu erfüllen. In diesem Sinne sind bestimmte Kriterien zu bewerten. Erstens ist die

Frage zu klären wie allgemein das jeweilige Konzept angewendet werden kann. Zweitens soll das Konzept robust bezüglich Stabilität sein. Drittens soll der Prozess der Regleroptimierung automatisierbar sein. Viertens ist der Aufwand abzuschätzen, den die Realisierung des jeweiligen Reglerkonzepts bedeuten würde.

Das erste Konzept wird aus einem Ansatz der aktiven Schwingungskompensation abgeleitet. Es handelt sich dabei um den PPF-Regler aus Kapitel 2.3.3, der auf bestimmte Eigenmoden getrimmt werden kann. Auf MIMO-Systeme übertragen kann dieser Regler theoretisch als zentraler Regler eingesetzt werden. Dies bedeutet jedoch auch, dass eine Vielzahl an Parametern bei der Optimierung berücksichtigt werden müssen. Eine Automatisierung ist mithilfe von GA denkbar. Realistisch ist ein Einsatz als dezentraler Regler. In diesem Fall ist die robuste Stabilität gewährleistet, da der PPF-Regler in diesem Falle bedingungslos stabil ist [PRE11]. Kommt es jedoch zu starken Interaktionen zwischen den Aktoren, so ist die robuste Stabilität nicht mehr gewährleistet. Der Aufwand der Realisierung eines PPF-Reglers ist aufgrund seiner Einfachheit gering.

Das zweite Konzept beinhaltet die Umsetzung eines MIMO-PID-Reglers. Im Unterschied zum PPF-Regler handelt es sich hierbei um unecht-gebrochen rationale Übertragungsfunktionen, also um Polynome, die auch Nullstellen beinhalten. Daher ist die Stabilität selbst bei einem Einsatz als dezentraler Regler nicht bedingungslos gewährleistet. Um robust stabil sein zu können, müssen demnach weitere Voraussetzungen bezüglich des Verstärkungsspielraums und des Phasenrands erfüllt sein. Dieser hauptsächlich erfahrungsbasierte Regler ist ebenso wie der PPF-Regler in der Lage, Interaktionen zu berücksichtigen und somit als zentraler Regler zu fungieren. Jedoch ist auch hier die Anzahl zu optimierender Parameter sehr hoch und es bedarf einiger erfahrungsbasierter Hilfsregeln zur Optimierung [SKO05]. Auch in diesem Falle ist eine auf GA basierte Optimierung umsetzbar. Der Aufwand ist bei einem PID Regler geringfügig höher als bei dem PPF-Regler.

Das dritte Konzept basiert auf den Ansätzen der modernen Regelungstechnik. Dabei werden die Anforderungen mithilfe gezielter Regelstreckenumformung in Form eines dezentralen Leistungsfilters und eines darauf abgestimmten stabilisierenden robusten Reglers vollständig erfüllt. Das bedeutet, der Regler ist auf alle Systeme anwendbar, deren TF im Zustandsraum beschrieben werden können. Es ist ein sehr allgemein verwendbarer Regler. In diesem Fall ist die robuste Stabilität des zentralen Reglers zwangsweise gewährleistet und der Grad der Robustheit direkt beeinflussbar. Die Anzahl der Parameter der Leistungsfilter ist deutlich geringer als im Falle der ersten beiden Konzepte. Auch bei diesem Ansatz ist eine GA basierte Optimierung zielführend. Der Aufwand wird bei diesem Konzept als deutlich höher eingeschätzt als bei den ersten beiden Konzepten.

Das dritte Konzept wurde der Einfachheit halber „Robust“ genannt. Die Namen der anderen beiden Konzepte lauten entsprechend des verwendeten Reglers. Es ist bereits ersichtlich, dass das Konzept des robusten Reglers am vielversprechendsten ist und soll daher bei der weiteren Reglerentwicklung umgesetzt werden. Bei dieser Entscheidung spielt die hohe Konditions- beziehungsweise RVM-Zahl eine wesentliche Rolle. Diese deutet darauf hin, dass starke Interaktionen zwischen den Aktoren auftreten. Ein Vergleich der Amplituden der Kreuz-TF mit den direkten TF in Bild 5-30 bestätigt diese Annahme, denn die Kreuz-TF weisen ähnliche hohe Amplituden auf wie die direkten TF.

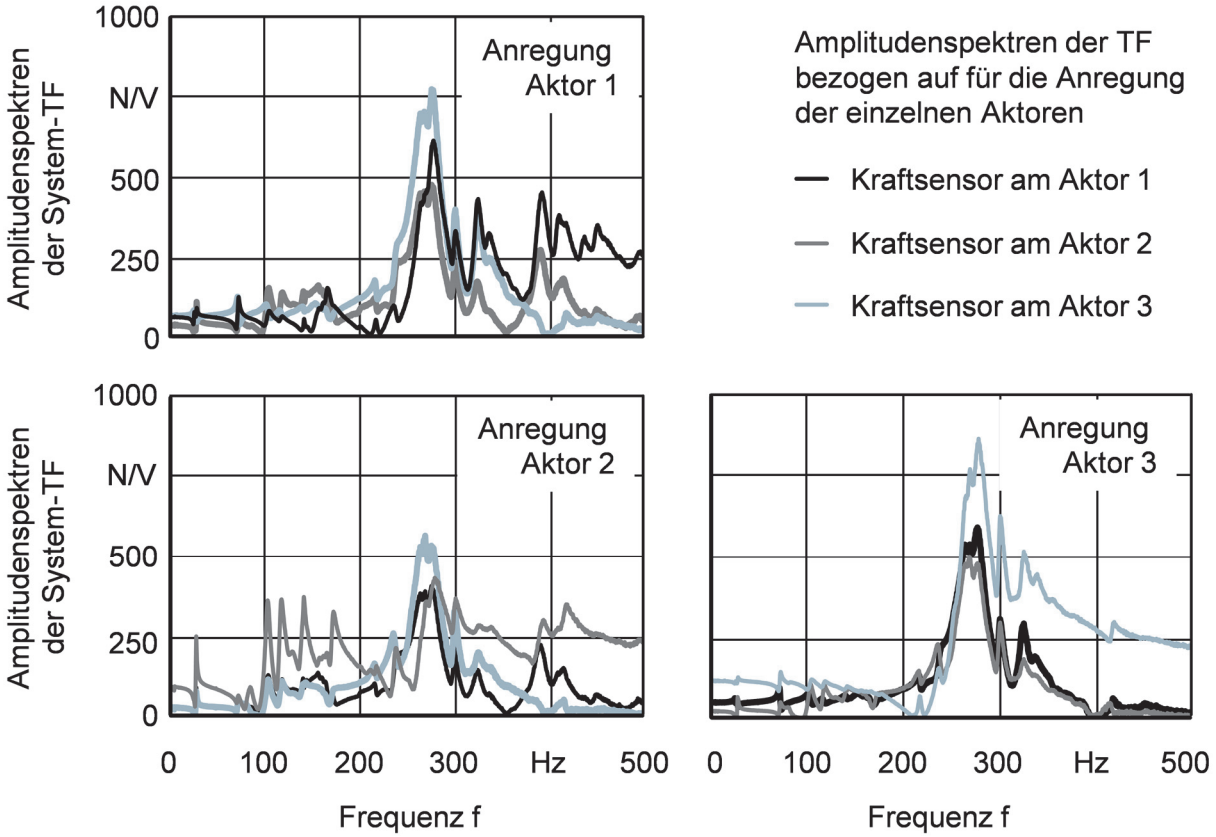


Bild 5-30: Amplituden der gemessenen direkten und Kreuz-TF des in die Struktur integrierten mit F = 1.500 N vorgespannten SASK

Die Vor- und Nachteile der Regelungskonzepte sind in Tabelle 5-16 zusammengefasst. Da bei allen Konzepten eine automatische Regleroptimierung möglich ist, wird dieser Punkt nicht weiter aufgeführt. Vorversuche haben gezeigt, dass die beiden ersten Konzepte mit den gewählten Ansätzen zwar stabil, jedoch aufgrund der deutlichen Interaktion zwischen den Aktoren hinsichtlich ihrer Leistungsfähigkeit stark eingeschränkt sind. Die auf GA basierte Optimierung eines zentralen Reglers mit den Ansätzen der ersten beiden Regelungskonzepte ist nicht zielführend. Hier ist die Menge der für die Optimierung zu variierenden Parameter zu hoch, um in allgemein verwendbaren Grenzen zu sinnvollen Ergebnissen zu gelangen.

Tabelle 5-16: Zusammenfassung der Vor- und Nachteile der Regelungskonzepte

Konzept	Vorteile	Nachteile
PPF	Kann als zentraler Regler verwendet werden Als dezentraler Regler bedingungslos stabil Geringer Aufwand	Begrenzte Anzahl an berücksichtigten Eigenmoden Als dezentraler Regler nicht bedingungslos robust stabil und allgemeine Anwendbarkeit dadurch real beschränkt auf Anwendung als dezentraler Regler Hoher Aufwand bei der Optimierung als zentraler Regler aufgrund hoher Anzahl Parameter
PID	Kann als zentraler Regler verwendet werden Geringer Aufwand	Begrenzte Anzahl an berücksichtigten Eigenmoden Hoher Aufwand bei der Optimierung als zentraler Regler aufgrund hoher Anzahl Parameter Herstellung robuster Stabilität während des Optimierungsprozesses sehr aufwändig
Robust	Ist ein zentraler Regler Robuste Stabilität direkt herstellbar Berücksichtigung aller modellierten Eigenmoden	Hoher, einmaliger Aufwand bei der Implementierung

Der Regler soll vorrangig zur Schwingungskompensation eingesetzt werden. Von daher wird ausgehend von den bereits erarbeiteten Grundlagen und der Auswahl des dritten Konzeptes die in Bild 5-31 dargestellte Reglerstruktur verwendet. Der Leistungsfilter $\mathbf{W}_1$ und der Tiefpassfilter $\mathbf{W}_2$ werden zur Regelstreckenumformung verwendet. Der robuste Regler K stabilisiert den Regelkreis. Die Skalierungsmatrizen $\mathbf{D}_u$ und $\mathbf{D}_y$ dienen der Normierung der zur Optimierung des Reglers eingesetzten exogenen Systemausgänge. Die Führungsgröße ist immer null, denn es soll eine Schwingungskompensation realisiert werden. Somit repräsentiert der einzige berücksichtigte exogene Systemeingang die mittels $\mathbf{D}_d$ skalierte Störgröße **d**.

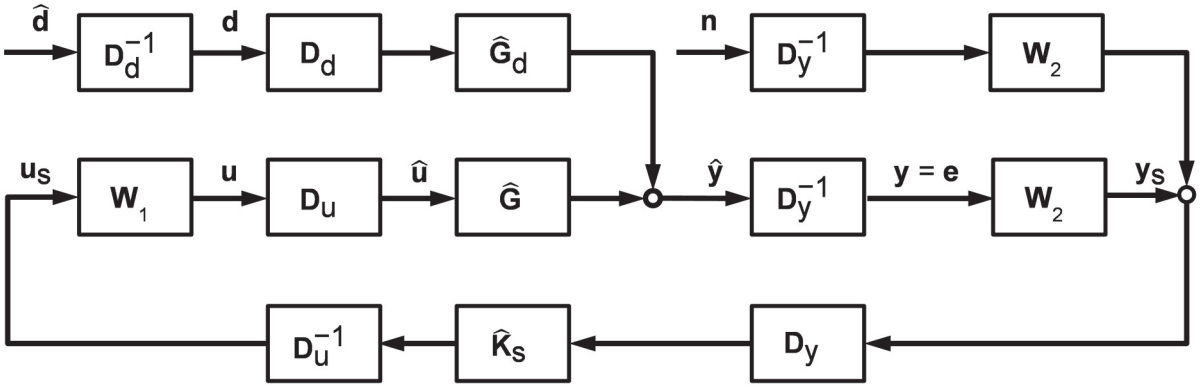


Bild 5-31: Regelkreis mit skalierten TF, Leistungsfilter $\mathbf{W}_1$, Tiefpassfilter $\mathbf{W}_2$ und stabilisierendem Regler $\mathbf{K}_s$

Es ist wichtig hinzuzufügen, dass die Form der Darstellung in Bild 5-31 für diagonalbesetzte Filter- und Skalierungsmatrizen gilt. Andernfalls ist ein zum Aufstellen des in Bild 5-31

gezeigten Regelkreises notwendiger Austausch von Filter- und Skalierungsmatrizen mit einigen weiteren Überlegungen verbunden.

5.7.4 Optimierung des Reglers

Es sind die Parameter des Leistungsfilters $\mathbf{W}_1$ so zu optimieren, dass die Leistungsfähigkeit möglichst hoch, die Robustheit in definierten Grenzen gewährleistet und der Energieaufwand des Reglers minimiert wird. Die Komplexität ist durch die Beschränkung auf die Parameter des Leistungsfilters $\mathbf{W}_1$ verhältnismäßig gering und die Optimierungsergebnisse weitestgehend transparent. Der stabilisierende robuste Regler $\mathbf{K}$ aus Gleichung A-87 wird für jeden im Rahmen der auf GA basierten Optimierung getesteten Leistungsfilterparametersatz berechnet, so dass für jede Variation die Robustheit validiert ist.

Die Optimierung des Leistungsfilters wird hinsichtlich verschiedener Zielgrößen durchgeführt. Die Anwendung von GA in Matlab mittels der Funktion ga(.) erfordert die Definition einer Zielfunktion zur Bestimmung einer Zielgröße, die ihr Minimum annehmen soll. Es wird demnach eine Optimierung durch eine Minimierung durchgeführt, so wie mit Gleichung A-65 aufgezeigt. Sollen mehrere Zielgrößen geprüft werden, so müssen die einzelnen Zielgrößen über eine Gewichtung, wie in Gleichung 5-20 gezeigt, miteinander zu einer einzigen Zielgröße kombiniert werden, da der GA in Matlab nur eine Zielgröße minimieren kann. Die Zielgröße lässt sich mit

$$t_{ga} = \frac{w_l H_l + w_r H_r + w_e H_e}{L_w} \tag{5-20}$$

berechnen, wobei die Normierung $L_w = \sqrt{w_l^2 + w_r^2 + w_e^2}$, so dass $t_{ga} \in [0, 1]$, wenn H_l, H_r und $H_e \in [0, 1]$.

In Gleichung 5-20 ist t_{ga} die zu minimierende, reelle Zielgröße des GA. w_l, w_r und w_e sind Variablen aus dem Bereich der reellen Zahlen zur Gewichtung des Leistungsfähikgeitsindikators H_l, des Robustheitsindikators H_r und des Energieaufwandsindikators H_e. Die Gleichung 5-21 für die Führungsgröße $\mathbf{y}$ und Gleichung 5-22 die Stellgröße $\mathbf{u}$, welche aus dem Regelkreis in Bild 5-31 hergeleitet werden, beinhalten alle Beziehungen, die für die Definition der Zielgrößen benötigt werden. Es ist bei der Aufstellung der Gleichungen darauf zu achten, dass die Störgröße nach der betrachteten Regelgröße auftritt.

$$\mathbf{y} = \overbrace{\mathbf{D}_y^{-1}\hat{\mathbf{G}}_d\mathbf{D}_d}^{\mathbf{G}_d}\mathbf{d} + \overbrace{\mathbf{D}_y^{-1}\hat{\mathbf{G}}\mathbf{D}_u}^{\mathbf{G}}\mathbf{u} \tag{5-21}$$

$$\mathbf{u} = \underbrace{\mathbf{W}_1\overbrace{\mathbf{D}_u^{-1}\hat{\mathbf{K}}_s\mathbf{D}_y}^{\mathbf{K}_s}\mathbf{W}_2}_{\hat{\mathbf{K}}}\mathbf{y} + \mathbf{W}_1\mathbf{D}_u^{-1}\hat{\mathbf{K}}_s\mathbf{D}_y\mathbf{W}_2\mathbf{D}_y^{-1}\mathbf{n} \tag{5-22}$$

Die Gleichungen 5-21 und 5-22 dienen der Herleitung der Zielgrößen. Auf Basis des umgeformten Systems $\mathbf{G}_s$ in Gleichung 5-23 wird der stabilisierende Regler $\mathbf{K}_s$ in Gleichung 5-24 ermittelt.

$$\mathbf{y}_s = \mathbf{W}_2\overbrace{\mathbf{D}_y^{-1}\hat{\mathbf{G}}_d\mathbf{D}_d}^{\mathbf{G}_d}\mathbf{d} + \underbrace{\mathbf{W}_2\overbrace{\mathbf{D}_y^{-1}\hat{\mathbf{G}}\mathbf{D}_u}^{\mathbf{G}}\mathbf{W}_1}_{\mathbf{G}_s}\mathbf{u}_s \tag{5-23}$$

$$\mathbf{u}_s = \overbrace{\mathbf{D}_u^{-1}\hat{\mathbf{K}}_s\mathbf{D}_y}^{\mathbf{K}_s}\mathbf{y}_s + \mathbf{D}_u^{-1}\hat{\mathbf{K}}_s\mathbf{D}_y\mathbf{W}_2\mathbf{D}_y^{-1}\mathbf{n} \tag{5-24}$$

Es wird bereits deutlich, dass $\mathbf{W}_2$ einen direkten Einfluss auf das Messrauschen n hat. Deshalb wird $\mathbf{W}_2$ als dezentraler Tiefpassfilter erster Ordnung mit einer Grenzfrequenz von f = 2.000 Hz verwendet, um den Einfluss hochfrequenten Rauschens in den Kraftmesssignalen zu reduzieren. Der Filter $\mathbf{W}_2$ wird bei der Optimierung nicht weiter verändert.

Leistungsfähigkeit

Der Leistungsfähikgeitsindikators H_I wird auf Basis der TF des offenen Regelkreises **L** definiert. Eine 0 entnommene Forderung zum Erreichen einer hohen Leistungsfähigkeit ist die Maximierung des kleinsten Singulärwertes der TF der offenen Regelstrecke $\underline{\sigma}(\mathbf{L})$. Dies kann verstanden werden als Maximierung der Verstärkung der offenen Regelstrecke. Die Formulierung als Minimum erfordert die Invertierung des kleinsten Singulärwertes. Da die Verstärkung im gesamten Frequenzbereich gleichermaßen hoch sein soll, wird bei der Formulierung das Maximum des über alle Frequenzen gebildeten Mittelwertes des kleinsten Singulärwertes gefordert. Mit dieser sehr direkten Methode wird aufgrund der hohen resultierenden Verstärkung eine entsprechend hohe Leistungsfähigkeit erwartet.

$$H_I = \frac{1}{\frac{1}{M}\sum_{f=0}^{M-1}\underline{\sigma}\left(\mathbf{L}(\omega_f)\right)} \tag{5-25}$$

Robustheit

Da die Störgrößen-TF und die Störgröße bekannt sind und berücksichtigt werden können, verringert sich die Modellunsicherheit bei der Reglersynthese, was eine entsprechende Erhöhung der Robustheit zur Folge hat. Dies setzt voraus, dass der Einfluss der Störgröße **d** auf die Regelgröße **y** oder die Regelgröße des umgeformten Systems $\mathbf{y}_s$ minimiert wird. Die Regelgrößen $\mathbf{y}_s$ und insbesondere die Stellgrößen $\mathbf{u}_s$ werden verwendet, weil bei der Skalierung nicht bekannt ist, welche Verstärkung durch den Filter $\mathbf{W}_1$ eingebracht wird. Von daher kann nicht garantiert werden, dass die errechnete Stellgrößen **u** zwischen null und eins liegt. Die Stellgrößen des umgeformten Systems $\mathbf{u}_s$ jedoch liegen zwischen null und eins, weil der stabilisierende Regler die Amplitude der System-TF ausschließlich reduziert. Die Stellgrößen **u** werden aufgrund der Beschränkung der Spannung höchstens in die Sättigung gehen und die Regelgrößen $\mathbf{y}_s$ sowie **y**, welche sich nur durch einen Tiefpassfilter voneinander unterscheiden, werden daher in den erwarteten Grenzen bleiben. Die maximal erwarteten Stellgrößen **u** können aber a priori nicht gegeben werden, ganz im Gegensatz zu den Stellgrößen $\mathbf{u}_s$.

Durch Einsetzen von Gleichung 5-24 in Gleichung 5-23 und einigen Umformungen, ergeben sich die TF $\mathbf{y}_s\mathbf{d}^+$, welche den Einfluss der Störgrößen auf die Regelgrößen beschreiben. Dabei ist $\mathbf{d}^+$ die Pseudo-Inverse des Störgrößenvektors **d**. In Gleichung 5-26 sind darüber hinaus $\mathbf{L}_s = \mathbf{G}_s\mathbf{K}_s$ die offenen Regelstrecken, $\mathbf{S}_s$ die Sensitivitätsfunktionen und $\mathbf{T}_s$ die komplementären Sensitivitätsfunktionen.

$$\mathbf{y}_s\mathbf{d}^+ = \overbrace{(\mathbf{I} - \mathbf{L}_s)\backslash}^{\mathbf{S}_s}\mathbf{W}_2\mathbf{G}_d + \overbrace{(\mathbf{I} - \mathbf{L}_s)\backslash\mathbf{L}_s}^{\mathbf{T}_s}\mathbf{W}_2\mathbf{D}_y^{-1}\mathbf{n}\mathbf{d}^+ \tag{5-26}$$

Ist das SRV hoch, so ist $\mathbf{y}_s \gg \mathbf{n}$ und das Rauschen kann vernachlässigt werden. Die Vernachlässigung des Messrauschens kann auch damit begründet werden, dass, wenn $\mathbf{S}_s$ und $\mathbf{L}_s$ stabil im Sinne von Definition 2-2 sind, $\mathbf{T}_s$ ebenfalls stabil ist und demzufolge das Messrauschen keinen instabilen Zustand im modellierten Frequenzbereich hervorrufen kann. Der Einfluss hochfrequenter, nicht modellierter Eigenmoden wird durch den Tiefpassfilter $\mathbf{W}_2$ reduziert. Dennoch ist nach der Optimierung zu prüfen, ob die innere Stabilität im Sinne von Definition A-4 gegeben ist. Somit ist die Leistungsfähigkeit ebenso wie die Robustheit im Sinne der Berücksichtigung des Störgrößeneinflusses durch die TF $\mathbf{S}(\omega_f)\mathbf{G}_d(\omega_f)$ gegeben und der Robustheitsindikator

$$H_r = \max_{\omega} \left(\overline{\sigma}\left(\mathbf{S}_s(\omega_f)\mathbf{W}_2\mathbf{G}_d(\omega_f) \right) \right) \tag{5-27}$$

zu minimieren.

Energieaufwand des Reglers

Die Amplituden der Stellgrößen können als Maß für den Energieaufwand herangezogen werden, der notwendig ist, um das System zu regeln. Wie bereits begründet, werden die Stellgrößen des umgeformten Systems $\mathbf{u}_s$ für die Optimierung herangezogen. Die TF von den Störgrößen $\mathbf{d}$ zu den Stellgrößen $\mathbf{u}_s$ beschreibt den Aufwand, der zum Zwecke der Schwingungskompensation der Störgrößeneinwirkung auf das System betrieben wird. Geringere Amplituden bedeuten zugleich einen geringeren Aufwand. Insbesondere bei der Frequenz, bei der die TF maximal werden, soll der Energieaufwand reduziert werden, da hier das größte Einsparpotential erwartet wird. Durch Einsetzen von Gleichung 5-23 in Gleichung 5-24 und nach einigen Umformungen ergeben sich die TF $\mathbf{u}_s\mathbf{d}^+$.

$$\mathbf{u}_s\mathbf{d}^+ = \overbrace{(\mathbf{I} - \mathbf{K}_s\mathbf{G}_s)\backslash}^{\mathbf{S}_{su}} \mathbf{K}_s\mathbf{W}_2\mathbf{G}_d + \overbrace{(\mathbf{I} - \mathbf{K}_s\mathbf{G}_s)\backslash\mathbf{K}_s}^{\mathbf{T}_{su}} \mathbf{W}_2\mathbf{D}_y^{-1}\mathbf{n}\mathbf{d}^+ \tag{5-28}$$

Auch in Gleichung 5-28 kann das Messrauschen unter ähnlichen Voraussetzungen wie bei Gleichung 5-26 vernachlässigt werden. Der Energieaufwandsindikator kann demnach zur Berücksichtigung des Störgrößeneinflusses auf die Stellgrößen durch die TF $\mathbf{S}_{su}(\omega_f)\mathbf{K}_s(\omega_f)\mathbf{W}_2\mathbf{G}_d(\omega_f)$ gegeben werden. Zur Reduzierung des Energieaufwandes ist Gleichung 5-29 zu minimieren.

$$H_e = \max_{\omega} \left(\overline{\sigma}\left(\mathbf{S}_{su}(\omega_f)\mathbf{K}(\omega_f)\mathbf{G}_d(\omega_f) \right) \right) \tag{5-29}$$

Wie bereits erwähnt, ist es zweckmäßig, die erarbeiteten Indikatoren zu verknüpfen. Es ist zum Beispiel vorstellbar, dass eine Minimierung von Gleichung 5-25 zu einer hohen Leistungsfähigkeit führt, aber im Gegenzug Abstriche bei der Robustheit gemacht werden müssen. Genauso kann eine Minimierung von Gleichung 5-29 den Energieaufwand minimieren, was jedoch dazu führen kann, dass die Verstärkung so gering ist, dass die Anforderungen an die Regelung nicht mehr erfüllt werden können. Bestandteil der Analysen in Kapitel 6 ist daher die experimentelle Untersuchung der Auswirkung verschiedener Gewichtungsfaktoren auf die Leistungsfähigkeit und Robustheit der Regelung. Die bei der Anwendung der GA genutzte Zielgrößenfunktion ist mit Gleichung 5-30 gegeben.

$$t_{ga} = \tilde{w}_l \frac{1}{\frac{1}{M}\sum_{f=1}^{M} \underline{\sigma}\left(\mathbf{L}(\omega_f)\right)} + \tilde{w}_r \max_f\left[\overline{\sigma}\left(\mathbf{S}_s(\omega_f)\mathbf{W}_2\mathbf{G}_d(\omega_f)\right)\right] + \tilde{w}_e \max_f\left[\overline{\sigma}\left(\mathbf{S}_{su}(\omega_f)\mathbf{K}_s(\omega_f)\mathbf{W}_2\mathbf{G}_d(\omega_f)\right)\right] \tag{5-30}$$

mit den normierten Gewichtungsvariablen $\tilde{w}_l = w_l/L_w$, $\tilde{w}_r = w_r/L_w$ und $\tilde{w}_e = w_e/L_w$.

Für das vorliegende System mit einer Vorspannung von F = 1.500 N sind für die Gewichtungsvariablen $w_l = 5$, $w_r = 2$ und $w_e = 1$ die in Tabelle 5-17 präsentierten Leistungsfilter $\mathbf{W}_1$ ermittelt worden. Die Pol- und Nullstellen in Tabelle 5-17 sind aus Verständnisgründen mittels der Beziehung $f = \frac{\omega}{2\pi}$ auf eine Frequenz skaliert angegeben. Zu Testzwecken werden die Leistungsfilterparameter für drei Varianten optimiert. Bei Variante 1 wird mit einer berücksichtigten Systemunsicherheit von 25 % und bei Variante 2 mit einer Systemunsicherheit von 50 % gerechnet. Variante 3 ergibt sich aus der Überlegung heraus, dass der Regelkreis in der Realität ein Verzögerungsglied beinhaltet, da Messwerte vom Controller Board DS1103 verarbeitet und erst im nächsten Zyklus bei der Ausgabe der Stellgröße berücksichtigt werden können. Demnach wird bei Variante 3 der Verzögerungsfilter

$$\mathbf{W}_{1\,\underline{z}} = \mathrm{diag}\left\{\frac{1}{z} \quad \frac{1}{z} \quad \frac{1}{z}\right\} \overset{f_s=50\ \mathrm{kHz}}{\widehat{=}} \mathrm{diag}\left\{\frac{-(s - 10^5)}{s + 10^5} \quad \frac{-(s - 10^5)}{s + 10^5} \quad \frac{-(s - 10^5)}{s + 10^5}\right\} \tag{5-31}$$

mit dem Tiefpass $\mathbf{W}_2$ verknüpft und die Vorfilterparameter entsprechend des sich ergebenden Systems optimiert.

Tabelle 5-17: Pol- und Nullstellen sowie Verstärkungen der drei untersuchten Leistungsfiltervarianten und die zugehörigen simulativ ermittelten Leistungsindikatoren

Variante	Leistungsfilter W_1 nach Optimierung	H_l	H_r	H_e
1	$\mathrm{diag}\left\{609\frac{s+8.951}{s+430} \quad 846\frac{s+6.775}{s+114} \quad 927\frac{s+6.713}{s+400}\right\}$	0,028	0,272	0,112
2	$\mathrm{diag}\left\{613\frac{s+2.112}{s+379} \quad 702\frac{s+3.234}{s+565} \quad 761\frac{s+3.963}{s+764}\right\}$	0,089	0,525	0,378
3	$\mathrm{diag}\left\{948\frac{s+3.831}{s+330} \quad 742\frac{s+6.295}{s+210} \quad 718\frac{s+9.608}{s+113}\right\}$	0,062	0,375	0,102

Die optimierten Leistungsfilter unterscheiden sich deutlich voneinander. Die Verstärkungsfaktoren k_i ähneln sich zwar in ihrer Höhe, jedoch scheinen die Polstellen mehr oder weniger willkürlich, da sie für jede Variante unterschiedlich sind und auch kein linearer Zusammenhang zwischen den Polstellenverteilungen der einzelnen Varianten erkennbar ist. Die Nullstellen haben die gleichen Charakteristiken wie die Polstellen. Variante 1 weist den kleinsten Leistungsindikator und damit die höchste mittlere Verstärkung auf und ist, gemessen an Parameter H_R am robustesten. Danach folgt Variante 3 mit dem Verzögerungsglied. Die geringste Verstärkung und scheinbar auch die geringste Robustheit weist Variante 2 auf. Gemessen an den Indikatoren führt Variante 2 mit 50 % berücksichtigter Systemunsicherheit zum schlechtesten Optimierungsergebnis. Es ist fragwürdig, ob der Indikator H_r tatsächlich als Maß für die Robustheit herangezogen werden kann, beziehungsweise unter den Systemen vergleichbar ist, da ja Variante 2 aufgrund des sich bei möglichen 50 % Systemunsicherheit

deutlich höheren Verstärkungsspielraums, entsprechend robuster sein müsste. Deswegen wird an dieser Stelle noch einmal hervorgehoben, dass die Minimierung von H_r nur aufgrund der Berücksichtigung der Störgrößen-TF zu einer Erhöhung der Robustheit und ansonsten, ähnlich wie H_l zur Maximierung der Leistungsfähigkeit führt. In diesem Sinne wird mit dem Robustheitsindikator H_r vorrangig die robuste Leistungsfähigkeit optimiert.

Die Betrachtung der Leistungsfilter $\mathbf{W}_2$ allein ist jedoch nicht ausreichend. Wichtig für die Analyse des Übertragungsverhaltens des Regelkreises ist die offene Regelstrecke $\mathbf{L} = \mathbf{G}\mathbf{W}_1\mathbf{K}_s\mathbf{W}_2$ und demzufolge das Produkt aus Tiefpassfilter $\mathbf{W}_1$, stabilisierendem Regler $\mathbf{K}_s$ und Leistungsfilter $\mathbf{W}_2$. Die kleinsten Singulärwerte von $\underline{\sigma}(\mathbf{L}(\omega))$ zeigen die Verstärkung bei den jeweiligen Frequenzen für den Fall auf, dass die Aktoren die geringstmögliche Autorität besitzen. Da sich ihre Form wie in Bild 5-32 ersichtlich im Wesentlichen an der System-TF-Matrix orientiert und lediglich die Amplituden durch den Leistungsfilter beeinflusst werden, spiegeln sie die Inverse des Leistungsindikators H_l wieder. Variante 1 führt eindeutig zur größten Verstärkung und damit zur höchsten Leistungsfähigkeit.

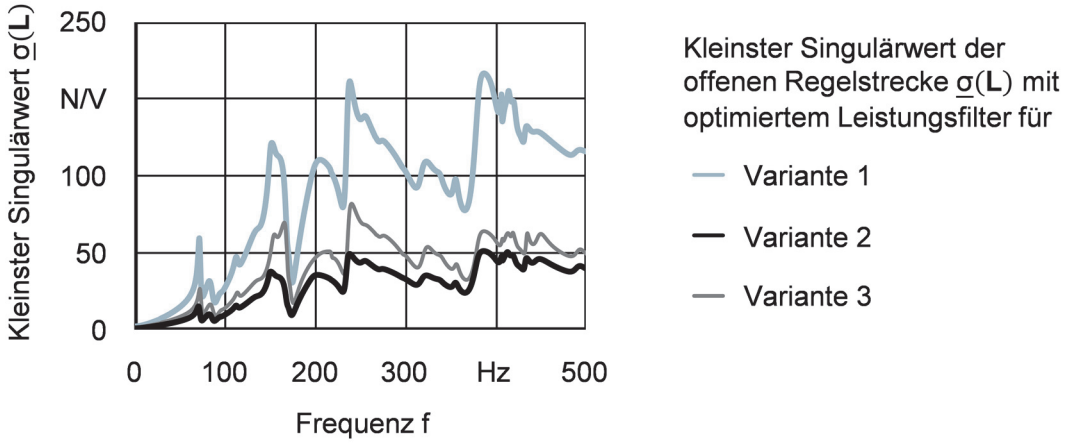


Bild 5-32: Kleinste Singulärwerte der offenen Regelstrecke für verschiedene Leistungsfilter

Die GA-basierte Optimierung konvergierte bereits nach wenigen Generationen für alle drei Varianten. Die Darstellung der Parameterentwicklung ist daher nicht sehr aussagekräftig und wird an dieser Stelle nicht vertieft. Es ist jedoch erwähnenswert, dass die Filterparameter entscheidend von der Wahl der Grenzen für die Verstärkungsfaktoren sowie für die Null- und Polstellen abhängen. Dies erschwert die Automatisierung jedoch, da vorab festgelegte Grenzwerte lokale Maxima beinhalten mögen, aber ein globales Maximum eventuell ausgrenzen. Die Wahl der Grenzwerte der Filterparameter insbesondere für die Verstärkung sollte daher geprüft werden, wenn die Leistungsfähigkeit nach der Optimierung nicht den Anforderungen entspricht.

5.7.5 Simulation des Regelverhaltens

Die Ermittlung tiefergreifender Informationen über das Regelverhalten sowie die Durchführung weiterführender Analysen bezüglich der Robustheit und Stabilität des Regelkreises werden durch Simulationen ermöglicht. Im vorliegenden Fall ist entsprechend des Regelkreises in Bild 5-33 ein Modell bestehend aus verknüpften Schaltblöcken in MATLAB Simulink implementiert worden. Dabei wird der Verzögerungsfilter $\mathbf{W}_{1/z}$ ebenfalls implementiert, da das System ansonsten eine sogenannte „algebraische Schleife“ aufweisen würde.

Die Implementierung auf dem DS1103 und damit auch die Implementierung in MATLAB Simulink erfordert die z-Transformation aller relevanter im Zustandsraum beschriebenen TF, da die Digitalisierung der Regelgrößen und die Verarbeitung auf dem DS1103 sowie die darauffolgende Ausgabe der Stellgröße eine bestimmte Zeit dauern. Die Transformation erfolgt mittels Anwendung der Tustin-Methode, welche eine bilineare Transformation ist [OPP10]. Die Tustin-Methode wird dann bevorzugt eingesetzt, wenn eine möglichst gute Übereinstimmung des kontinuierlichen und des diskreten Modells im Frequenzbereich gefordert wird. Zur Transformation wird bereits die bei der Regelung verwendete Abtastfrequenz f_s = 50 kHz berücksichtigt. Das bedeutet, dass das DS1103 die Regelgröße $\hat{\mathbf{y}}$ genau 50.000 mal pro Sekunde digitalisiert, entsprechend des stabilisierenden Reglers und der Filter verarbeitet und als Stellgröße ausgibt.

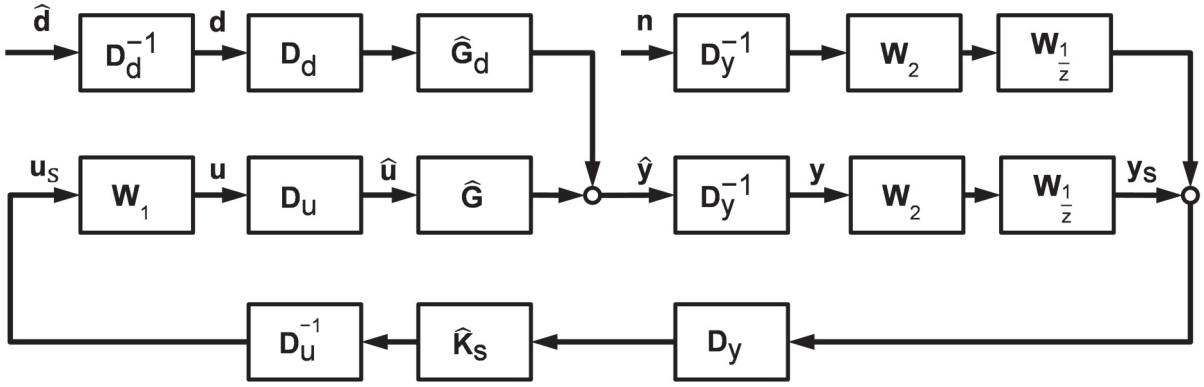


Bild 5-33: Regelkreis mit skalierten TF, Leistungsfilter $\mathbf{W}_1$, Tiefpassfilter $\mathbf{W}_2$ und stabilisierendem Regler $\mathbf{K}_s = \mathbf{D}_u^{-1}\hat{\mathbf{K}}_s\mathbf{D}_y$

Bei der Simulation wird in Anlehnung an die Messung der Nachgiebigkeit in der Mitte der Traverse ein Kraftimpuls mit einem Maximum von F_{max} = 1.000 N als Störgröße eingeführt. Darüber hinaus wird ein Sättigungsblock eingeführt, der das Maximum und das Minimum der ausgegebenen Stellgröße auf U_{max} = 10 V und U_{min} = -1 V beschränkt. Das Messrauschen wird als bandbreitenbegrenztes weißes Rauschen modelliert. Testmessungen ergeben eine spektrale Leistungsdichte des Messrauschens von maximal $F_{PSD} = 10^{-5}$ N. Für die Regler und Filter der drei untersuchten Varianten wird der Dämpfungseffekt anhand der frequenzabhängigen Verstärkung in Dezibel auf Basis der Störgrößen-TF mit und ohne aktiver Schwingungskompensation ermittelt. Dazu wird einerseits zur Reglereffizienzanalyse innerhalb des SASK Gleichung 5-33 verwendet, in der $\tilde{\mathbf{G}}_d$ die TF von Störgröße $\hat{\mathbf{d}}$ zur Regelgröße $\hat{\mathbf{y}}$ des geregelten Systems ist und andererseits wird Gleichung 5-34 zur Analyse der Effizienz des Gesamtsystems hinsichtlich der Dämpfung am Mittelpunkt der Traverse der Versuchsstruktur angewendet, wobei $\hat{\mathbf{G}}_t$ die TF von der Anregung zum dreiachsigem Beschleunigungssensor im ungeregelten Betrieb und $\tilde{\mathbf{G}}_t$ das Pendant im geregelten Betrieb sind. Da $\tilde{\mathbf{G}}_t$ nicht direkt simulativ bestimmt wird, sondern mittels der auf die TF-Matrix $\hat{\mathbf{G}}_{ft}$ angewendeten simulativ bestimmten Regelgrößen $\hat{\mathbf{y}}_{sim}$ berechnet wird, muss die TF-Matrix $\hat{\mathbf{G}}_{ft}$, welche das Übertragungsverhalten von den Aktoren zum Beschleuingungssensor am Mittelpunkt der Traverse beschreibt, vorab messtechnisch ermittelt werden.

$$\mathbf{H}_d = 20 \cdot \log_{10}\left(\tilde{\mathbf{G}}_d \times \hat{\mathbf{G}}_d^{T^+}\right) \tag{5-32}$$

$$\mathbf{H}_t = 20 \cdot \log_{10}\left(\widetilde{\mathbf{G}}_t \times \widehat{\mathbf{G}}_t^{T^+}\right) \tag{5-33}$$

Matrix $\widetilde{\mathbf{G}}_d$ und die Pseudoinverse $(\cdot)^+$ der Transponierten $(\cdot)^T$ von $\widehat{\mathbf{G}}_d$ sind über das Schurprodukt x miteinander verknüpft. Die Ergebnisse sind in Form von gerichteten Singulärwerten der Dämpfungsmatrizen $\mathbf{H}_d$ und $\mathbf{H}_t$ für alle drei Varianten in den Diagrammen von Bild 5-34 und Bild 5-35 mit und ohne Messrauschen dargestellt.

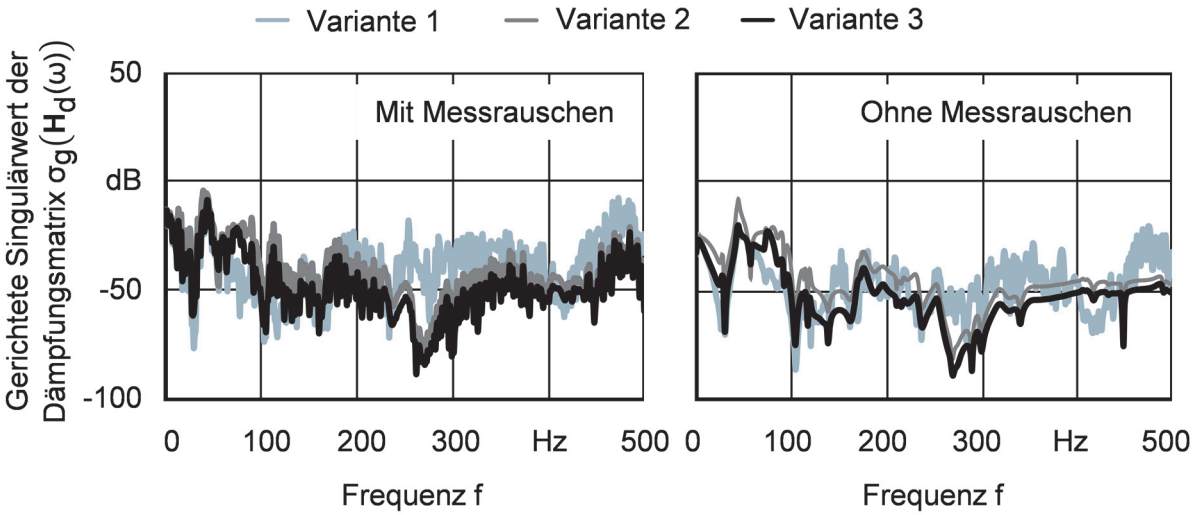


Bild 5-34: Simulativ ermittelter Dämpfungseffekt des SASK auf die Störgrößen-TF für verschiedene Filter mit und ohne Messrauschen

Singulärwerte sind grundsätzlich positiv. Sie dienen der Skalierung der Raumachsen. Die Ausrichtung wird jedoch durch die unitäre Matrix **U** bestimmt. Im Falle des vorliegenden Systems sind $\mathbf{H}_d$ und $\mathbf{H}_t$ Zeilenvektoren und **U** ein Skalar, das entweder 1 oder -1 ist. Der gerichtete Singulärwert σ_g wird infolgedessen im Rahmen dieser Arbeit für Zeilenvektoren definiert als $\sigma_g(\cdot) \coloneqq \sigma(\cdot)U(\cdot)$.

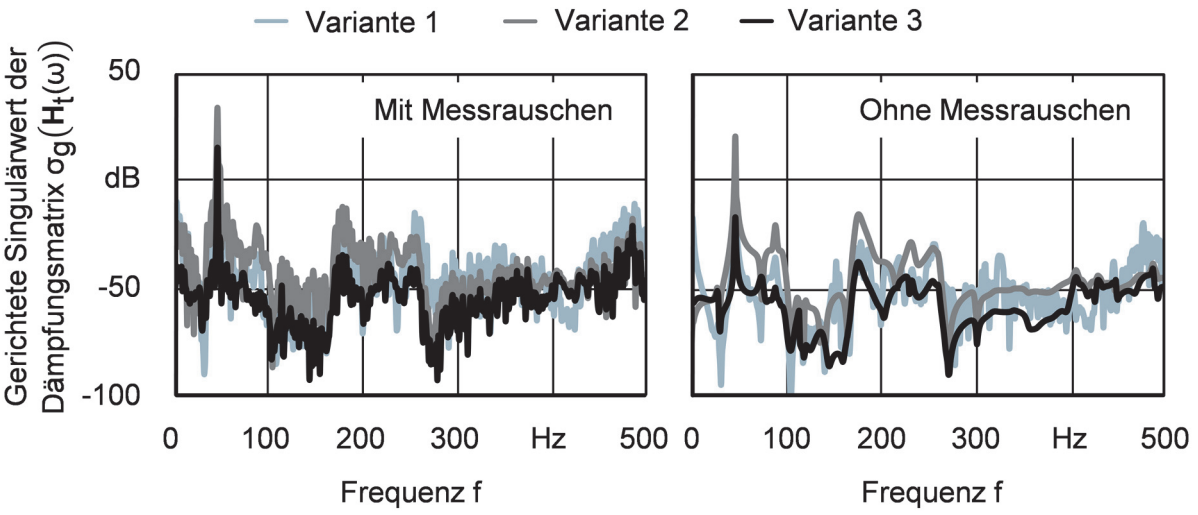


Bild 5-35: Simulativ ermittelter Dämpfungseffekt des SASK auf die Nachgiebigkeit der Mitte der Traverse der Versuchsstruktur für verschiedene Filter mit und ohne Messrauschen

Ein Dämpfungseffekt in der abgebildeten Bandbreite ist klar ersichtlich. Auffällig ist eine Verstärkung bei f = 46 Hz im Falle der Dämpfungsmatrix $\mathbf{H}_t$. Es handelt sich hierbei um

Schwingungsamplituden, die in der Nähe von System-Nullstellen auftreten und durch den Regelkreis eine Verstärkung erfahren. Die Amplituden sind sehr gering und nicht signifikant.

In Tabelle 5-18 sind die Mittelwerte der Singulärwerte für verschiedene Frequenzbereiche zusammengefasst. Es wird deutlich, dass der Regelkreis für alle drei Filtervarianten bis zu einer Frequenz von f = 1.000 Hz stabil und sehr effizient ist. Darüber hinaus findet für alle drei Varianten eine erhebliche Verstärkung des Messrauschens im Frequenzbereich über f = 5.000 Hz statt, obwohl ein Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz bei f = 2.000 Hz verwendet wird.

Tabelle 5-18: Simulativ ermittelte Mittelwerte der Singulärwerte der Dämpfungsmatrizen für ausgewählte Frequenzbereiche

Variante			**Mittelwerte der Singulärwerte für die Frequenzbereiche**			
			f = 0…500 Hz	**f = 0…1.000 Hz**	**f = 0…5.000 Hz**	**f = 0…20.000 Hz**
Mit Messrauschen	$\mathbf{H}_d$	1	-38,4 dB	-27,6 dB	22,0 dB	57,6 dB
		2	-40,2 dB	-33,7 dB	16,0 dB	43,2 dB
		3	-48,0 dB	-38,1 dB	16,0 dB	43,0 dB
	$\mathbf{H}_t$	1	-45,2 dB	-33,8 dB	12,8 dB	48,5 dB
		2	-42,3 dB	-38,0 dB	-0,3 dB	26,2 dB
		3	-54,6 dB	-45,9 dB	-2,5 dB	23,3 dB
Ohne Messrauschen	$\mathbf{H}_d$	1	-47,3 dB	-40,1 dB	2,1 dB	38,2 dB
		2	-44,6 dB	-42,5 dB	-21,3 dB	1,3 dB
		3	-52,4 dB	-47,3 dB	-20,1 dB	0,3 dB
	$\mathbf{H}_t$	1	-51,8 dB	-46,4 dB	-5,1 dB	29,9 dB
		2	-46,1 dB	-43,5 dB	-22,9 dB	0,2 dB
		3	-57,7 dB	-50,3 dB	-21,6 dB	0,2 dB

Variante 1 weist im Gegenteil zu den Varianten 2 und 3 eine deutliche Verstärkung im Frequenzbereich bis f = 20 kHz auf, was auf die Instabilität des Regelkreises zurückzuführen ist. Es ist von erheblicher Bedeutung, dass die Stabilität bei fehlender Berücksichtigung des Verzögerungsfilters nicht zwangsläufig gegeben ist. Die Verringerung der Modellgenauigkeit, die mit der Vernachlässigung einhergeht, führt bei der Simulation des Regelkreisverhaltens mit Filtervariante 1 zur Instabilität. Eine Reduzierung der Gesamtverstärkung um den Faktor 2 wirkt sich stabilisierend auf das System aus. Genauso ist die Berücksichtigung von 50 % Modellunsicherheit wie mit Filtervariante 2 geschehen ausreichend hoch, um das Verzögerungsglied vernachlässigen zu können. Es wird jedoch deutlich, dass Variante 3 eine höhere Effizienz als Variante 2 besitzt und dazu robust stabil bis zu einer Modellunsicherheit von 25 % ist.

Auf den ersten Blick sind alle drei Varianten stabil und sehr performant. Dennoch ist Variante 1 instabil. Die Instabilität des Regelkreises mit Filtervariante 1 zeigt sich anhand der starken Oszillationen im Frequenzbereich, obwohl kein Messrauschen vorliegt. Offenbar reicht eine berücksichtigte Modellunsicherheit von 25 % nicht aus, um die Änderung des Systemverhaltens aufgrund des Verzögerungsgliedes abzudecken. Die Filter von Variante 2 ergeben zwar einen weniger leistungsfähigen Regelkreis, dafür aber einen stabilen. Das Verzögerungsglied wird innerhalb der 50 % Unsicherheit effektiv ausgeregelt. Dennoch ist unklar, wie groß der restliche Verstärkungsspielraum ist und damit welche Modellabweichung zur Instabilität des Regelkreises führt. Der Regelkreis mit Variante 3 ist am leistungsfähigsten und er ist stabil. Darüber hinaus ist eine unstrukturierte Modellunsicherheit von 25 % möglich, ohne dass es zur Instabilität kommt. Der diskretisierungsbedingte Verzögerungsfilter ist demnach signifikant und muss berücksichtigt werden.

5.7.6 Implementierung

Die Implementierung der Filter und des stabilisierenden Reglers erfolgt auf dem DS1103, welches über das Combi Panel CP1103 externe Signale aufnehmen und abgeben kann. Die Eingänge der Verstärker für die Piezoaktoren sind mit Analogausgängen des CP1103 verknüpft und bilden somit die beschränkten Stellgrößen $\hat{\mathbf{u}}_b$ ab. Die Ausgänge der Ladungsverstärker der Kraftsensoren sind mit Analogeingängen des CP1103 verbunden. Sie stellen die noch als Spannung vorliegenden Regelgrößen $\hat{\mathbf{y}}_u$ dar. Der Regelkreis wird durch die in Bild 5-36 schematisch abgebildeten Skalierungs-, Filter-, Regler- und Sättigungsgrenzblöcke geschlossen. Diese werden zuerst in MATLAB Simulink verknüpft sowie kompiliert und anschließend auf das DS1103 gespielt.

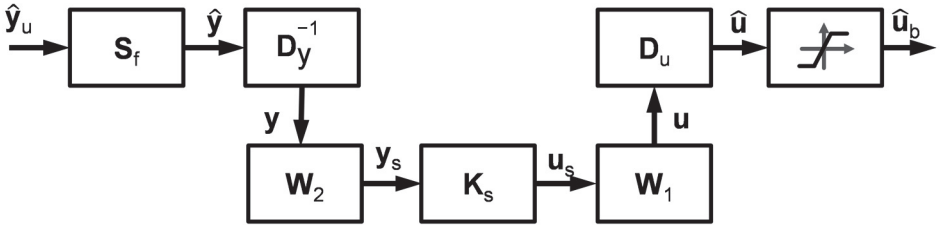


Bild 5-36: Schema der Realisierung des Regelkreises mit Skalierungsmatrizen $\mathbf{S}_f$, $\mathbf{D}_y^{-1}$ und $\mathbf{D}_u$, Leistungsfilter $\mathbf{W}_1$, Tiefpassfilter $\mathbf{W}_2$ und stabilisierendem Regler $\mathbf{K}_s$

Bei der Kompilierung muss eine Taktfrequenz angegeben werden. Diese beträgt, wie auch bei den Simulationen, f_s = 50 kHz. Der Sättigungsblock, der nach der Stellgröße $\hat{\mathbf{u}}$ eingefügt wird, stellt sicher, dass die ausgegebene Spannung in den erlaubten Grenzen der Eingangsgröße für die Verstärker bleibt. Die Skalierungsmatrix $\mathbf{S}_f$ beinhaltet die Sensitivitäten der Kraftsensoren und im Ladungsverstärker eingestellte Verstärkungen und formt somit die Ausgangsspannung der Ladungsverstärker in eine auswertbare Kraft um.

6 Bewertung der Dämpfungsfähigkeit des aktiven Systems

6.1 Vorgehensweise

Die theoretische Leistungsfähigkeit und Stabilität des SASK wird in Kapitel 5 gezeigt. Kapitel 6 dient der Analyse der experimentellen Untersuchungen, die zur Ermittlung der tatsächlichen Dämpfungsfähigkeit des SASK, zur Bestimmung des Einflusses der Aktorvorspannung auf die Leistungsfähigkeit des SASK und zur Feststellung des Einflusses der Filteroptimierung in Form der Gewichtungsfaktoren auf des Reglerverhalten durchgeführt wurden. Abschließend wird das dynamische Verhalten der Versuchsstruktur mit SASK mit dem dynamischen Verhalten der Versuchsstruktur ohne SASK anhand von Modalanalysen und Nachgiebigkeitsmessungen verglichen, um den Nutzen eines direkt in den Kraftfluss integrierten Dämpfungssystems feststellen zu können.

6.2 Dämpfungsfähigkeit des aktiven Systems

In Anlehnung an die simulationsbasierte Ermittlung der Dämpfungsmatrizen mithilfe der Gleichung 5-32 und 5-33 wird die Effizienz der implementierten Regler evaluiert. Dafür sind die Nachgiebigkeitsfrequenzgänge am Mittelpunkt der Traverse und die Störgrößen-TF mit und ohne Regelung für die drei in Tabelle 5-17 zusammengetragenen Leistungsfilter und die zugehörigen stabilisierenden Regler messtechnisch ermittelt worden. Die Anregung erfolgte mittels Impulshammers 9722A500 und die Schwingungen wurden mit den dreiachsigen Beschleunigungssensoren PCB 356A15 sowie den Kraftsensoren des SASK aufgenommen. Die Regelung ist in einem Frequenzbereich bis zur Grenzfrequenz des Tiefpassfilters f = 2.000 Hz wirksam und minimiert die auftretenden Störgrößen. In Bild 6-1 sind die Singulärwerte der Dämpfungsmatrizen der drei Varianten im relevanten Frequenzbereich bis f = 500 Hz dargestellt. Da der Regelkreis mit Variante 1 auch bei den Experimenten instabil ist, wurde die Verstärkung der Leistungsfilter halbiert. Dies führte zur Stabilisierung des Regelkreises.

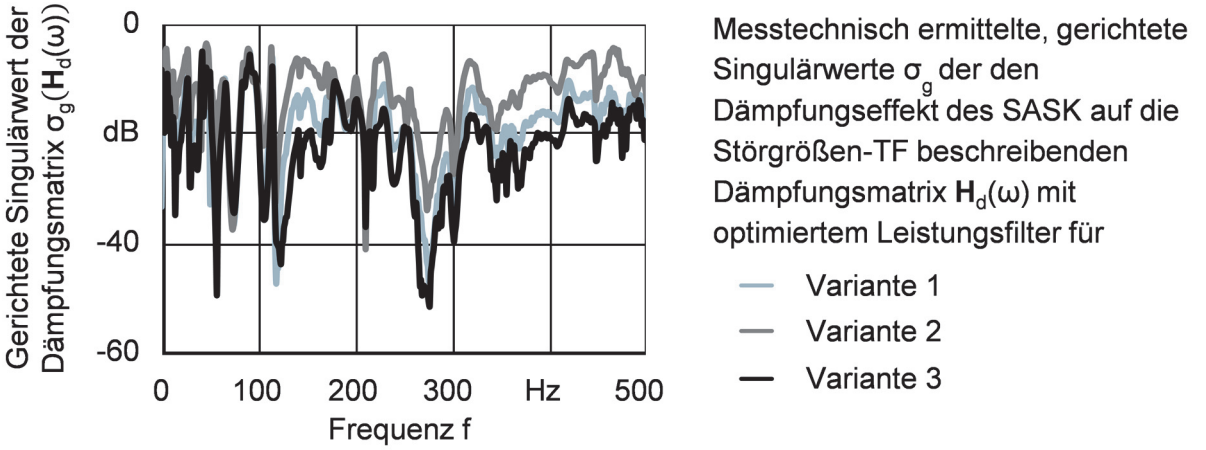


Bild 6-1: Messtechnisch ermittelter Dämpfungseffekt des SASK auf die Störgrößen-TF für die Leistungsfiltervarianten aus Tabelle 5-17

Es wird schnell deutlich, dass der Dämpfungseffekt deutlich geringer ist, als dies mittels Simulation prognostiziert wird. Bei der Frequenz f = 276 Hz befindet sich ein Minimum, welches auch bei den simulativ ermittelten Singulärwerten bei der etwas geringeren Frequenz f = 271 Hz auftritt. Zwar ist auch in diesem Falle die Variante 3 hinsichtlich der Dämpfung am effizientesten, jedoch ist Variante 1 leistungsstärker als Variante 2. Dies kann vor allem darauf

zurückzuführen sein, dass die Verstärkung von Variante 1 so angepasst wurde, dass der Regelkreis stabil ist.

Die Leistungsfähigkeit der Regelung hinsichtlich der Dämpfung des Mittelpunktes der Portaltraverse ist anhand der Singulärwerte der entsprechenden Dämpfungsmatrizen in Bild 6-2 dargestellt. Es ist ein deutliches Minimum bei f = 61 Hz zu sehen, dass vermutlich auf eine gedämpfte Starrkörperbewegung zurückzuführen ist. Ein Maximum wie es bei den simulativ ermittelten Dämpfungswerten in Bild 5-35 bei f = 46 Hz festgestellt wird, tritt bei den messtechnisch ermittelten Dämpfungswerten nicht auf.

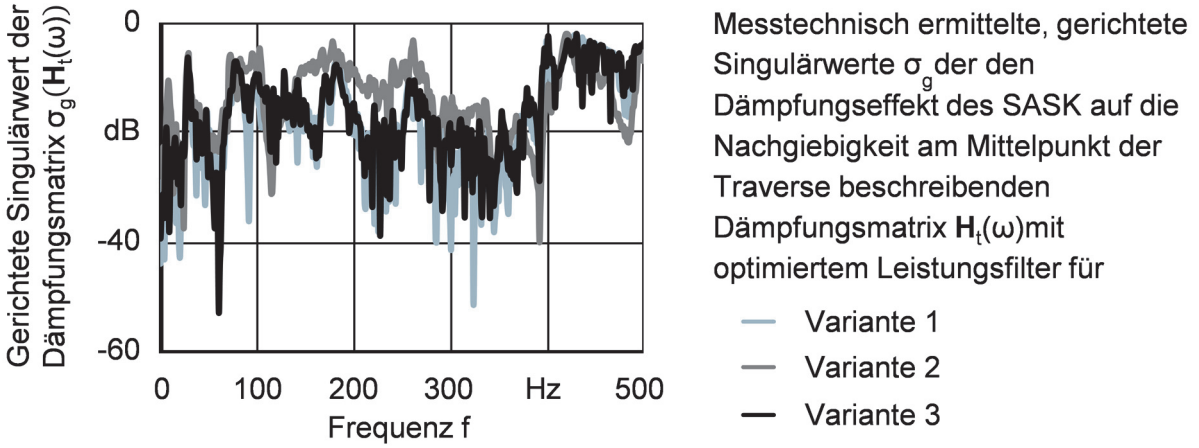


Bild 6-2: Messtechnisch ermittelter Dämpfungseffekt des SASK auf die Nachgiebigkeit in der Mitte der Traverse der Versuchsstruktur für die Leistungsfiltervarianten aus Tabelle 5-17

In Tabelle 6-1 sind zu Vergleichszwecken die Mittelwerte der Singulärwerte zusammengefasst. Die realen Dämpfungswerte sind deutlich kleiner als die simulativ ermittelten. Dies ist vermutlich auf Modellunsicherheiten und das vernachlässigte nichtlineare Verhalten zurückzuführen.

Tabelle 6-1: Mittelwerte der gerichteten Singulärwerte der messtechnisch ermittelten Dämpfungsmatrizen für ausgewählte Frequenzbereiche

Variante		**Mittelwerte der Singulärwerte für die Frequenzbereiche**	
		f = 0…500 Hz	**f = 0…1.000 Hz**
$\mathbf{H}_d$	1	-19,1 dB	-14,5 dB
	2	-13,1 dB	-10,8 dB
	3	-22,6 dB	-17,2 dB
$\mathbf{H}_t$	1	-17,0 dB	-13,6 dB
	2	-14,4 dB	-12,5 dB
	3	-18,6 dB	-14,6 dB

6.3 Einfluss der Vorspannung

Gemäß JENDRITZA ET AL. [JEN98] hat die Vorspannung einen wesentlichen Einfluss auf die dynamische Piezoaktorkraft. In dem von ihm umgesetzten piezoelektrischen Schwingerreger veränderte sich die dynamische Piezoaktorkraft bei einer Arbeitsfrequenz von f = 250 Hz in erheblichem Maße bei Variation der Vorspannkraft. Bei einer Vorspannkraft von F = 500 N betrug die erreichbare Piezoaktorkraft lediglich F_{dyn} = 1.000 N. Die Erhöhung der Vorspannkraft auf $F_{v,pi}$ = 3.000 N erhöhte die erreichbare Piezoaktorkraft auf F_{dyn} = 3.000 N. Dafür kann vor allem die Änderung des dynamischen Verhaltens verantwortlich gemacht werden, die mit einer Veränderung der Vorspannkraft einhergeht. Da die Vorspannung des SASK direkt über die Versuchsstruktur erfolgt, wird der Einfluss der Vorspannung auf die Leistungsfähigkeit des SASK ermittelt und beurteilt.

Der Vorspannungseinfluss wird im Speziellen anhand von sechs Vorspannungskonfigurationen ermittelt. Drei der Versuche beinhalten eine symmetrische Verteilung der Vorspannkraft $F_{v,pi}$. Die drei anderen Versuche weisen eine asymmetrische Verteilung der Vorspannkraft $F_{v,pi}$ auf. Die Vorspannungskonfigurationen können Tabelle 6-2 entnommen werden.

Tabelle 6-2: Vorspannungskonfigurationen der drei Aktoren

Vorspannungs-Konfiguration	**Vorspannkraft $F_{v,pi}$**		
	Aktor 1	**Aktor 2**	**Aktor 3**
1	750 N	750 N	750 N
2	900 N	900 N	900 N
3	1.500 N	1.500 N	1.500 N
4	450 N	900 N	900 N
5	900 N	450 N	900 N
6	900 N	900 N	450 N

Nach Einstellung der Vorspannungen erfolgt die automatische Ermittlung der Filter und des stabilisierenden Reglers, wobei die Gewichtung in Anlehnung an erfahrungsbasierte Wahl in Kapitel 5.7.4 mit w_l = 5, w_r = 2 und w_e = 1 gewählt wurde. Die ermittelten Leistungsfilter und die zugehörigen Leistungsindikatoren sind in Tabelle 6-3 zusammengefasst.

Die Polstellen liegen bei den asymmetrischen Vorspannungskonfigurationen nah beieinander, wohingegen bei den Verstärkungen und den Nullstellen signifikante Unterschiede bestehen. Alle drei Vorspannungskonfigurationen weisen einen vergleichsweise niedrigen Leistungsindikator auf, was ein Hinweis auf eine hohe Leistungsfähigkeit ist. Die Robustheitsindikatoren liegen mit Ausnahme von Vorspannungskonfiguration 6 im Bereich der in Tabelle 5-17 zusammengefassten Indikatoren. Vorspannungskonfiguration 6 erscheint auf Kosten der Leistungsfähigkeit besonders robust. Eventuell ist dies darauf zurückzuführen, dass die Polstellen bei Vorspannungskonfiguration 6 sehr nah beieinanderliegen und diese Fokussierung auf eine Polstelle sich positiv auf die Leistungsfähigkeit auswirkt. Die Optimierung eines Leistungsfilters mit identischen Diagonaleinträgen führte zu sehr guten

Ergebnissen bei der Störgrößenminimierung [UHL18]. Nichtsdestotrotz weist die GA-Optimierung in den meisten Fällen auf Minima bei ungleicher Pol-, Nullstellen- und Verstärkungsverteilung hin. Der Energieaufwandsindikator liegt für Vorspannungskonfiguration 5 und 6 deutlich unter dem Indikator von Vorspannungskonfiguration 4. Dies kann damit begründet werden, dass Aktor 2 und Aktor 3 positionsbedingt weniger ausgelenkt werden müssen, um die gleiche Wirkung zu erzeugen wie Aktor 1.

Die optimierten Leistungsfilter für die symmetrischen Vorspannungskonfigurationen weisen deutlich unterschiedliche Pol- und Nullstellen sowie Verstärkungen auf. Gemäß den Indikatoren erweist sich Vorspannungskonfiguration 1 hinsichtlich Leistungsfähigkeit und Robustheit am ungeeignetsten, wohingegen der Energieaufwand sehr gering ausfällt. Es wird deutlich, dass die Verstärkungen dieser Vorspannungskonfiguration im Mittel am geringsten sind und die Polstelle bei Aktor 1 doppelt so hoch ist wie die Polstellen bei den anderen beiden Aktoren. Zumindest in Hinblick auf die errechneten Indikatoren erscheint die Asymmetrie hinsichtlich der Leistungsfilterparameter auffällig. Jedoch unterscheiden sich auch die Polstellen des Leistungsfilters von Vorspannungskonfiguration 3 deutlich voneinander, wobei nur eine geringfügige Verringerung von Leistungsfähigkeit und Robustheit erkennbar ist. Die beschriebene Auffälligkeit sowie die Ursache hierfür sollten aufgrund der vorliegenden Daten in weiterführenden Arbeiten ergründet werden.

Tabelle 6-3: Pol- und Nullstellen sowie Verstärkungen der Leistungsfilter der sechs untersuchten Vorspannungskonfigurationen und deren simulativ ermittelte Leistungsindikatoren

Vorspannungs-konfiguration	**Leistungsfilter W_1 nach Optimierung**	H_l	H_r	H_e
1	$\mathrm{diag}\left\{297\frac{s+2.324}{s+601} \quad 670\frac{s+6.097}{s+283} \quad 377\frac{s+7.681}{s+300}\right\}$	0,326	0,763	0,056
2	$\mathrm{diag}\left\{952\frac{s+9.724}{s+213} \quad 667\frac{s+9.744}{s+284} \quad 999\frac{s+9.516}{s+235}\right\}$	0,034	0,150	0,072
3	$\mathrm{diag}\left\{948\frac{s+3.831}{s+330} \quad 742\frac{s+6.295}{s+210} \quad 718\frac{s+9.608}{s+113}\right\}$	0,062	0,375	0,102
4	$\mathrm{diag}\left\{822\frac{s+5.919}{s+208} \quad 691\frac{s+8.642}{s+220} \quad 657\frac{s+8.873}{s+202}\right\}$	0,028	0,272	0,112
5	$\mathrm{diag}\left\{600\frac{s+9.767}{s+216} \quad 787\frac{s+9.562}{s+203} \quad 551\frac{s+9.476}{s+236}\right\}$	0,029	0,242	0,031
6	$\mathrm{diag}\left\{795\frac{s+9.567}{s+229} \quad 984\frac{s+5.733}{s+229} \quad 548\frac{s+6.837}{s+212}\right\}$	0,070	0,094	0,016

Die Ergebnisse der experimentellen Untersuchungen der symmetrischen Vorspannungskonfigurationen in Form von gerichteten Singulärwerten sind in Bild 6-3 gegenübergestellt. Der Dämpfungseffekt ist deutlich zu erkennen. Wie auch in den vorangehenden Versuchen dämpft das SASK Störgrößen, die direkt auf das SASK wirken effektiver als Störgrößen, die an einem weiter entfernten Punkt liegen. Dies liegt vor allem daran, dass das SASK auf sich selbst die höchste Autorität beziehungsweise das höchste Maß an Steuerbarkeit aufweist, wohingegen eine weitere Übertragungsfunktion zwischen SASK und lokal verschiedenem Wirkungsort zu weiteren Restriktionen hinsichtlich Steuerbarkeit beziehungsweise Autorität führt.

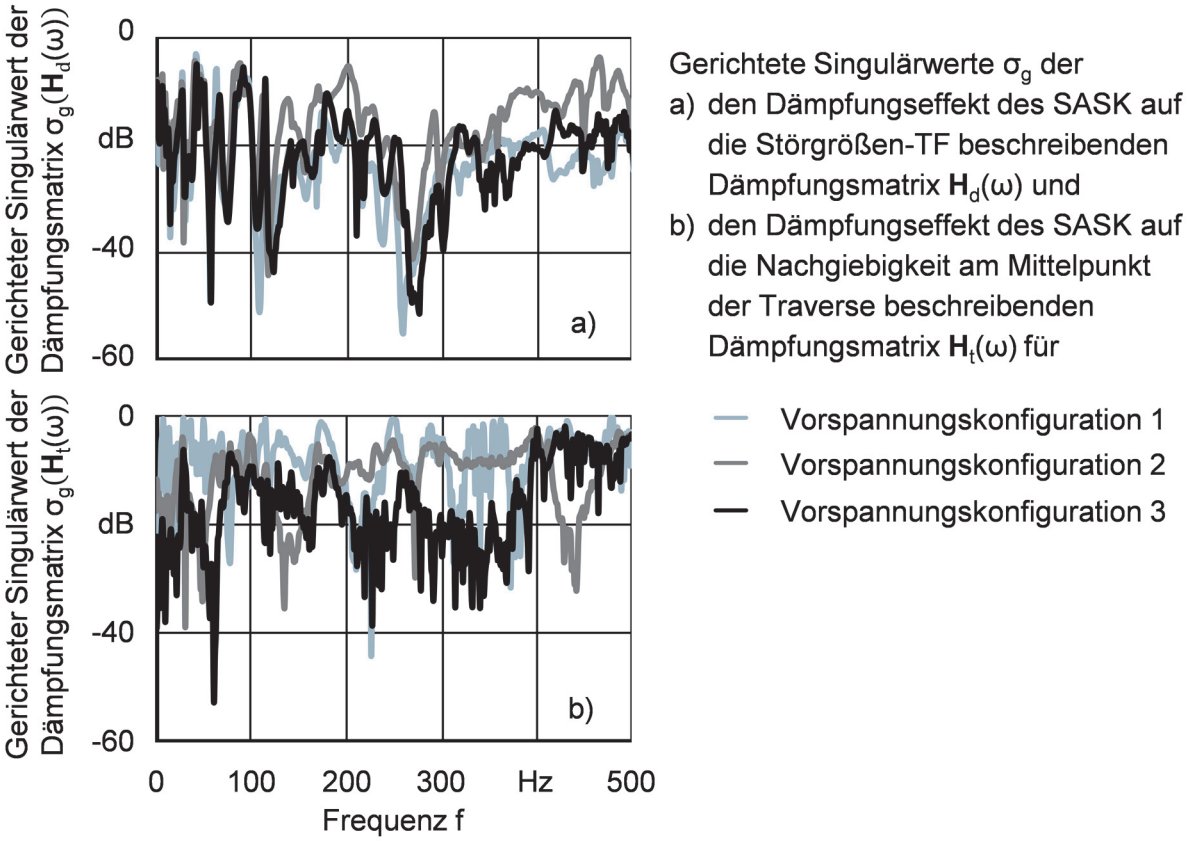


Bild 6-3: Messtechnisch ermittelter Dämpfungseffekt des SASK auf a) die Störgrößen-TF und b) die Nachgiebigkeit am Traversenmittelpunkt für die symmetrischen Vorspannungskonfigurationen aus Tabelle 6-2

Die Dämpfungsfähigkeit im SASK ist für die drei Vorspannungskonfigurationen sehr ähnlich. Einige Minima bei Frequenzen unter f = 100 Hz weisen auf Dämpfung von Schwingungen hin, die der Stahltisch einbringt, auf dem die Versuchsstruktur aufgebaut ist. Weitere deutliche Minima sind bei ungefähr f = 110 Hz und bei f = 270 Hz zu beobachten. Insbesondere das im dargestellten Frequenzbereich deutlichste Minimum bei f = 270 Hz kann klar mit dem in Bild 5-30 dargestellten Amplitudenfrequenzspektrum der System-TF **G** in Verbindung gebracht werden. Die Regelung ist hier sehr effizient.

Die Dämpfungsfähigkeit am Mittelpunkt der Traverse ist wiederum deutlich reduziert und weist gemäß Bild 6-3 eine klare Abhängigkeit von der Vorspannung auf. Mit steigender Vorspannung erhöht sich die Dämpfungsfähigkeit. Auch in diesem Fall können die Minima den in Tabelle 5-10 zusammengefassten modalen Eigenfrequenzen der Versuchsstruktur zugeordnet werden.

Bild 6-4 zeigt die Ergebnisse der asymmetrischen Vorspannungskonfigurationen. Die Dämpfungsfähigkeit im SASK ist ähnlich dem symmetrischen Fall. Die System-TF sind offenbar nicht signifikant von der Vorspannungsänderung beeinflusst worden, sondern führen lediglich zu geringfügigen Verschiebungen der relevanten Eigenfrequenzen.

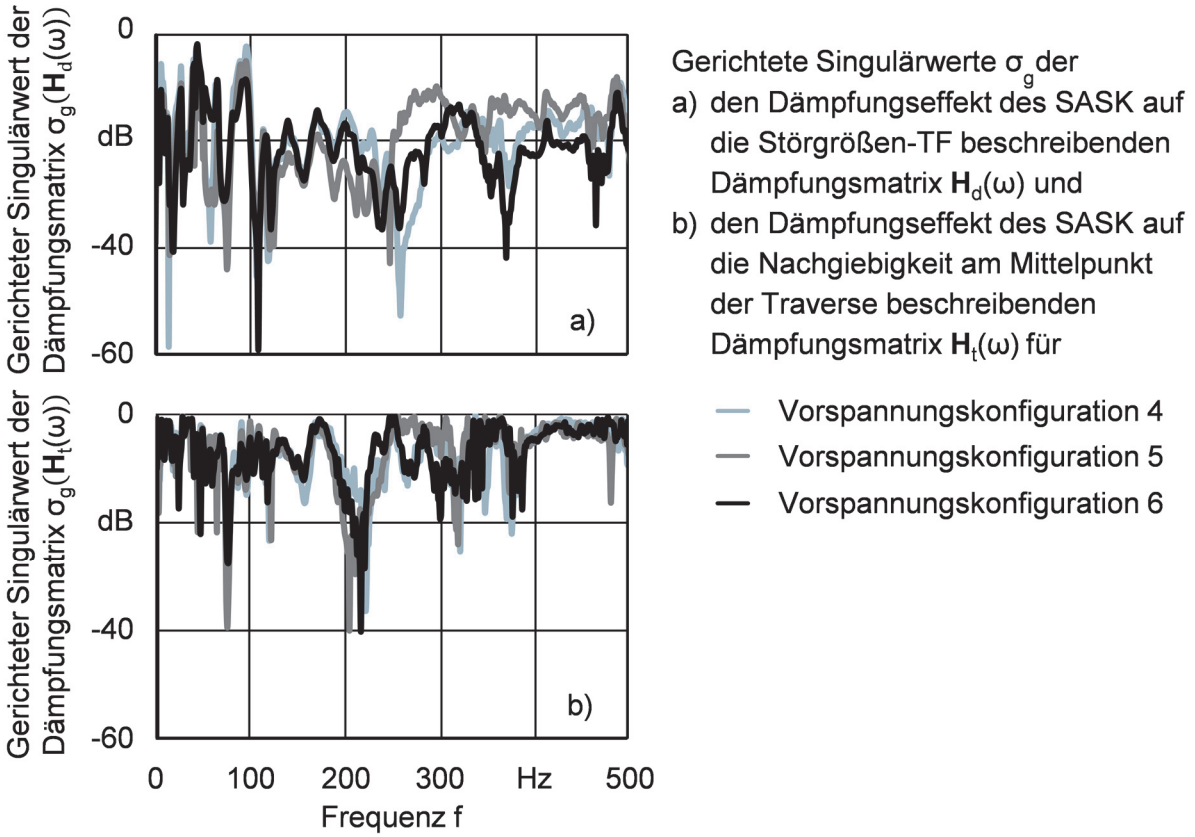


Bild 6-4: Messtechnisch ermittelter Dämpfungseffekt des SASK auf a) die Störgrößen-TF und b) die Nachgiebigkeit am Mittelpunkt der Traverse für die asymmetrischen Vorspannungskonfigurationen aus Tabelle 6-2

Hinsichtlich der Dämpfungsfähigkeit am Mittelpunkt der Traverse unterscheiden sich die asymmetrischen Vorspannungskonfigurationen ebenfalls nicht wesentlich voneinander. Die gerichteten Singulärwerte der Dämpfungsmatrix $\sigma_g(H_t(\omega))$ weisen insbesondere im Bereich der modalen Eigenfrequenzen deutliche Minima auf, sind jedoch in den sonstigen Bereichen deutlich höher als die gerichteten Singulärwerte der Dämpfungsmatrizen im Falle der symmetrischen Vorspannungskonfigurationen.

Zu Vergleichszwecken sind die Mittelwerte der gerichteten Singulärwerte für zwei relevante Frequenzbereiche in Tabelle 6-4 aufgelistet. Anhand dieser Werte wird ersichtlich, dass die Vorspannung nur einen geringen Einfluss auf die Dämpfungsfähigkeit am Wirkungsort direkt beim SASK hat. Im Gegenzug dazu, wirkt sich die Vorspannung aber deutlich auf die Effizienz des SASK hinsichtlich der Dämpfungsfähigkeit an weiter entfernten Wirkungsorten, in diesem Falle am Mittelpunkt der Traverse, aus. Basierend auf den vorliegenden Daten spielen dabei die Symmetrie der Vorspannung und die Höhe der Vorspannung eine entscheidende Rolle. Da die Versuchsreihe auf drei symmetrische Vorspannungsniveaus beschränkt ist, kann nicht erörtert werden, ob Vorspannungskonfiguration 3 ein globales Maximum hinsichtlich der Dämpfungsfähigkeit darstellt, beziehungsweise ob eine weitere Erhöhung der Vorspannung zu einer weiteren Verbesserung führen würde.

An dieser Stelle ist anzumerken, dass auch die asymmetrischen Vorspannungskonfigurationen bei den modalen Eigenfrequenzen der Versuchsstruktur effektiv sind und es sich bei den Werten in Tabelle 6-4 um Mittelwerte handelt, anhand derer eine Tendenz ableitbar sein soll.

Tabelle 6-4: Mittelwerte der gerichteten Singulärwerte der messtechnisch ermittelten Dämpfungsmatrizen für ausgewählte Frequenzbereiche

Vorspannungs-konfiguration		**Mittelwerte der Singulärwerte für die Frequenzbereiche**	
		f = 0…500 Hz	**f = 0…1.000 Hz**
$\mathbf{H}_d$	1	-23,8 dB	-18,7 dB
	2	-16,3 dB	-12,1 dB
	3	-22,6 dB	-17,2 dB
	4	-20,4 dB	-15,4 dB
	5	-21,9 dB	-17,6 dB
	6	-19,7 dB	-16,4 dB
$\mathbf{H}_t$	1	-8,7 dB	-8,0 dB
	2	-11,8 dB	-10,0 dB
	3	-18,6 dB	-14,6 dB
	4	-7,5 dB	-5,7 dB
	5	-7,4 dB	-6,1 dB
	6	-7,5 dB	-6,1 dB

Unabhängig von dem Vergleich zwischen asymmetrischer und symmetrischer Vorspannungskonfiguration, ist sowohl graphisch als auch anhand der Mittelwerte eine klare Abhängigkeit der Dämpfungsfähigkeit von der Höhe der Vorspannung zu erkennen. Da die erzielbare Dämpfung am SASK unabhängig von der Vorspannung zu sein scheint, ist zu schließen, dass das dynamische Verhalten am Mittelpunkt der Traverse der Versuchsstruktur und damit die Übertragungsfunktionen zwischen diesem Mittelpunkt und den Aktoren mit der Vorspannungshöhe variiert.

Zum Zwecke der Analyse sind in Bild 6-5 die am Mittelpunkt der Traverse gemessenen Amplitudenfrequenzgänge der Beschleunigbarkeit für die drei symmetrischen Vorspannungskonfigurationen gegenübergestellt. Die Beschleunigbarkeit wird der Nachgiebigkeit vorgezogen, da Amplitudenfrequenzgänge der Nachgiebigkeit gegenüber der Beschleunigbarkeit mit der Frequenz zum Quadrat sinken. Höherfrequente Effekte sind demzufolge bei Verwendung der Beschleunigbarkeit deutlicher erkennbar.

Es ist zu erkennen, dass das sich die dargestellten Frequenzgänge voneinander unterscheiden. Es können charakteristische Maxima und Minima ausgemacht werden. Insbesondere das Maximum bei der fünften Eigenfrequenz bei f = 407 Hz ist dabei auffällig. Bis auf das Verhalten in x-Richtung scheint eine Erhöhung der Vorspannung zu einem Absenken der Amplitudenmaxima zu führen. Das Verhalten in z-Richtung ist ebenfalls auffällig, da die Amplituden der Minima mit der Vorspannung ansteigen und die Beschleunigbarkeit im Mittel bei einer Vorspannung von F = 1.500 N am höchsten liegt. Dennoch sinken bei genauer Betrachtung auch hier die Maxima mit steigender Vorspannung. In x-Richtung ist aus den

Messwerten keine klare Tendenz abzulesen. Die Minima sind bei einer Vorspannung von F = 1.500 N auffallend niedriger als bei einer Vorspannung von F = 750 N. Jedoch liegen die Minima der Beschleunigbarkeit in x-Richtung bei der Vorspannung F = 900 N wiederum erheblich darüber.

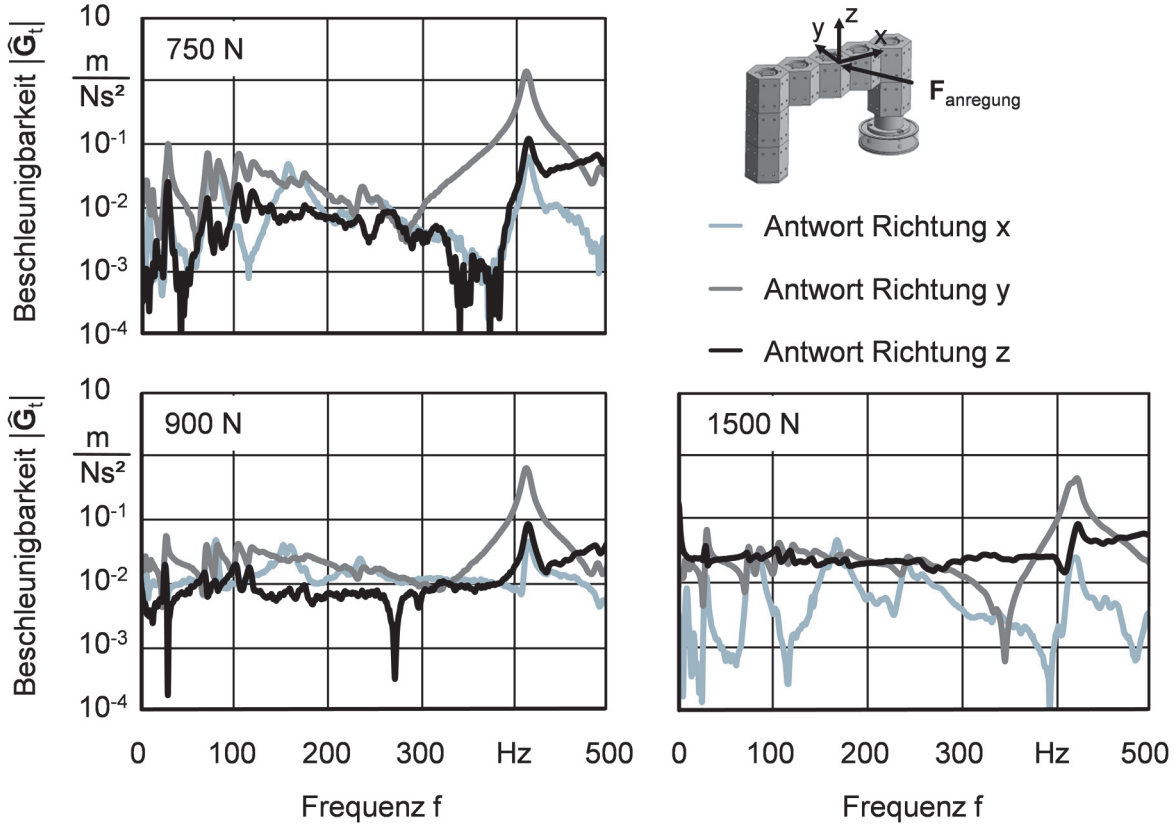


Bild 6-5: Messtechnisch ermittelte Beschleunigbarkeiten am Mittelpunkt der Traverse der Versuchsstruktur für die symmetrischen Vorspannungskonfigurationen aus Tabelle 6-2

Es wird deutlich, dass die Vorspannung das dynamische Verhalten am Mittelpunkt der Traverse beeinflusst. Die Änderung der Vorspannung führt zu einer signifikanten Veränderung der Amplitudenfrequenzgänge am Mittelpunkt der Traverse bei den Nullstellen. Darüber hinaus sinken die Amplituden bei den Polstellen mit steigender Vorspannung. Generell scheint die Erhöhung der Vorspannung mit einer Verschiebung der Pol- und Nullstellen zu höheren Frequenzen verbunden zu sein. Die in Bild 6-6 dargestellte auf die Störgrößen-TF bezogene Regelbarkeit deutet nicht auf einer Verbesserung der Dämpfungsfähigkeit hin. Stattdessen hilft ein Blick auf die in Bild 6-7 abgebildeten maximalen Singulärwerte der TF zwischen Aktorkraft und Beschleunigung am Mittelpunkt der Traverse.

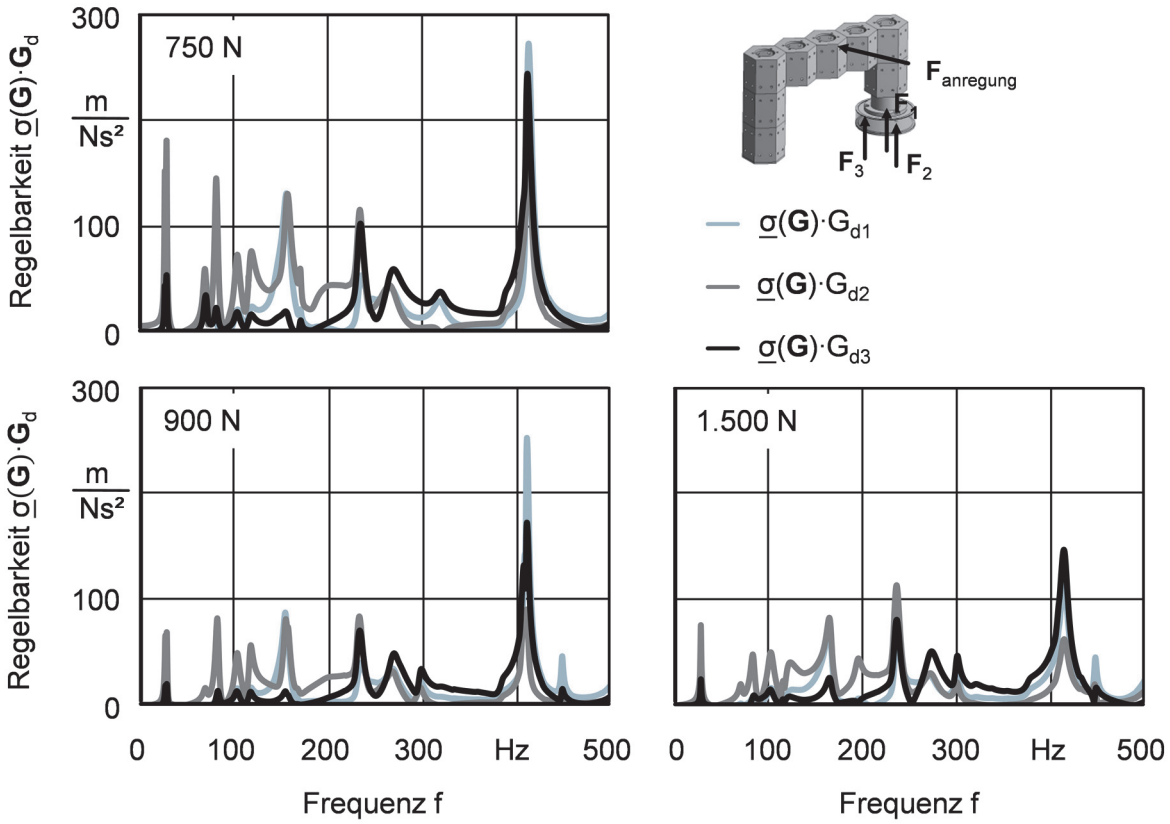


Bild 6-6: Störgrößenbasierte Regelbarkeit zur Ermittlung des Einflusses der Aktoren auf die Störgröße

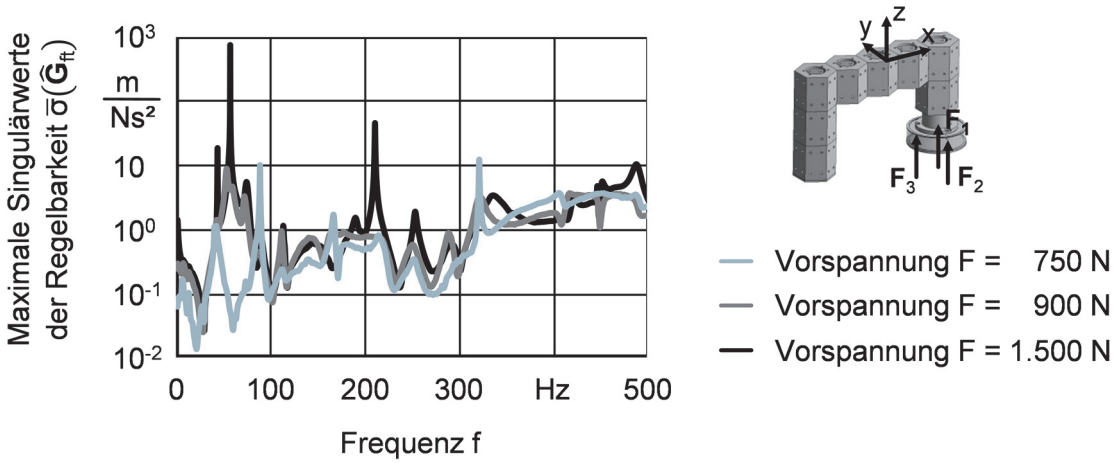


Bild 6-7: Maximale Singulärwerte der TF-Matrix zwischen den Aktoren und den Beschleunigungen am Mittelpunkt der Traverse

Hier ist deutlich erkennbar, dass der Einfluss des Aktors auf die Beschleunigung mit steigender Vorspannung ebenfalls steigt. Insbesondere die Beschleunigungen in z-Richtung, welches die Hauptwirkrichtung der Aktoren ist, sind durch die Aktoren bei steigender Vorspannung besser beeinflussbar. Dies kann Bild 6-8 entnommen werden, in dem sich die TF teilweise um mehrere Dimensionen unterscheiden. Somit wird die Regelbarkeit im Sinne der Autorität der Aktoren über die Beschleunigung am Mittelpunkt der Traverse besser durch die entsprechenden TF repräsentiert. Die Regelbarkeit hinsichtlich der Störgrößenquelle scheint am Mittelpunkt der Traverse weniger von Bedeutung. Dies ist nicht trivial, da die Störgröße sowohl

für die Beschleunigung als auch für die auf die Aktoren wirkenden Kräfte dieselbe ist und daher anzunehmen ist, dass eine Minimierung dieser Störgröße mithilfe des SASK auch eine Minimierung der Wirkung sowohl auf die Aktoren als auch auf die Beschleunigung am Mittelpunkt der Traverse ist.

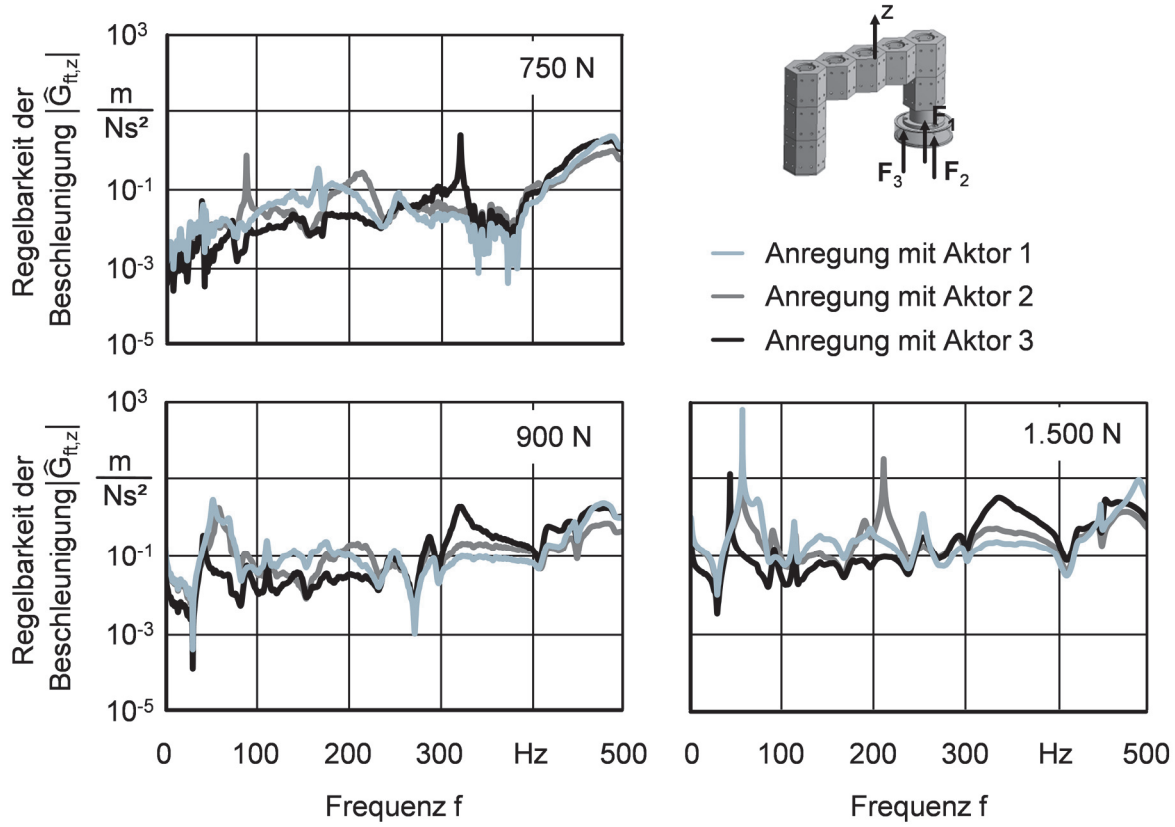


Bild 6-8: Aktorvorspannungseinfluss auf die TF zwischen den Aktoren und der Beschleunigung in z-Richtung am Mittelpunkt der Traverse

Ein Vergleich zwischen der störgrößenbasierten Regelbarkeit in Bild 6-6 der und der aktorbasierten Regelbarkeit in Bild 6-8 zeigt jedoch deutlich, dass beide Fälle unterschiedlich zu betrachten sind und das Übertragungsverhalten zwischen Zielgröße und Wirkgröße von wesentlicher Bedeutung ist.

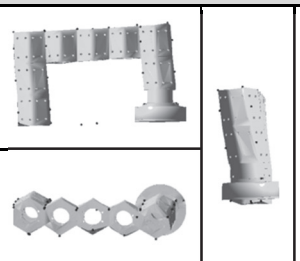
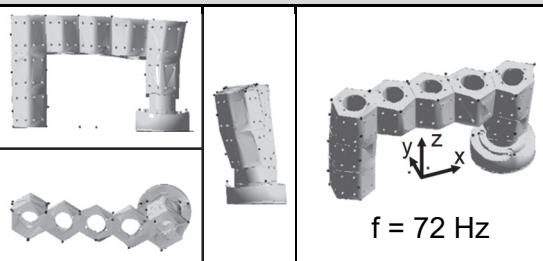
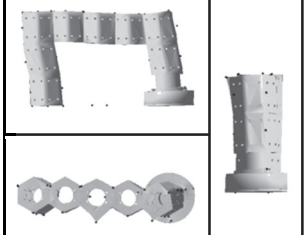
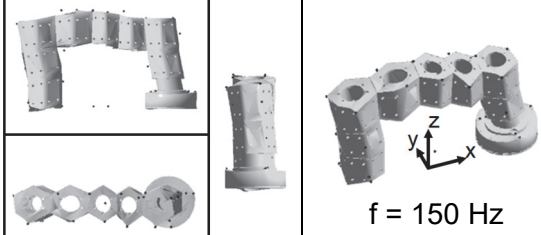
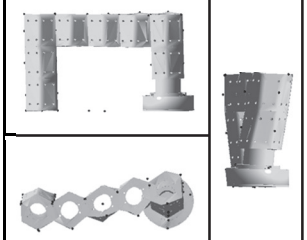
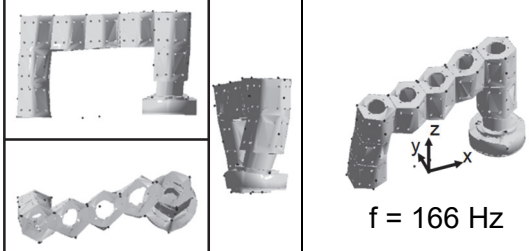
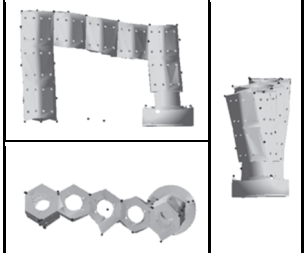
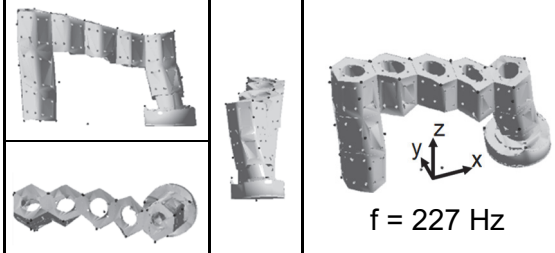
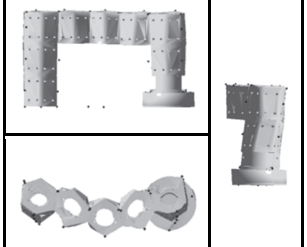
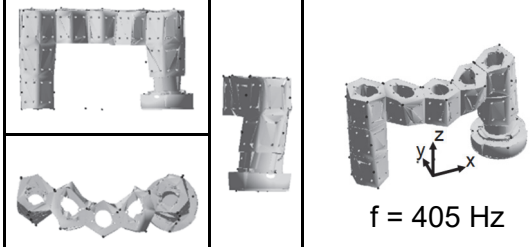
6.4 Dynamisches Verhalten der ungedämpften und der gedämpften Struktur

6.4.1 Modalanalyse

Die aktiv gedampfte Versuchsstruktur weist ein von der ungedämpften Struktur abweichendes dynamisches Verhalten auf. Zur genaueren Analyse der Abweichungen wurde eine Modalanalyse der Versuchsstruktur mit geregeltem und ungeregeltem SASK in Anlehnung an die in Kapitel 5.1 und 5.4.2 vorgestellten Ergebnisse und unter Anwendung der in Kapitel 4.2 beschriebenen Vorgehensweise und Messtechnik durchgeführt. Die Ergebnisse sind in Tabelle 6-5 mit den Ergebnissen der Modalanalyse der Versuchsstruktur mit SASK ohne Regelung und mit Regelung vergleichend gegenübergestellt. Es sind nur geringfügige Unterschiede der Eigenfrequenzen zu beobachten. Für den aktiv gedämpften Fall liegen die Eigenfrequenzen tendenziell unter den Eigenfrequenzen des ungedämpften Systems, was jedoch hinsichtlich der Auflösung im Frequenzbereich vernachlässigbar wirkt. Auf die Form hat

die Regelung keinen wesentlichen Einfluss. Hinsichtlich der ermittelten Amplituden der TF werden weiterführende Beobachtungen im anschließenden Kapitel 6.4.2 präsentiert und diskutiert.

Tabelle 6-5: 1. bis 5. gemessene Eigenfrequenzen und -formen der Versuchsstruktur mit SASK mit und ohne Regelung

	Ohne Regelung	**Mit Regelung**
1. Eigenmode	 f = 71 Hz	 f = 72 Hz
2. Eigenmode	 f = 153 Hz	 f = 150 Hz
3. Eigenmode	 f = 170 Hz	 f = 166 Hz
4. Eigenmode	 f = 228 Hz	 f = 227 Hz
5. Eigenmode	 f = 407 Hz	 f = 405 Hz

6.4.2 Beschleunigbarkeit an der Traverse

Drei relevante Punkte der Versuchsstruktur werden für die abschließende Analyse des dynamischen Verhaltens des geregelten SASK im Vergleich zum ungeregelten Fall und im Vergleich zur Versuchsstruktur ohne SASK untersucht. Ziel ist die Ermittlung des realen Nutzens des SASK. Die Messwerte, auf denen die folgenden Analysen stützen, sind im Rahmen der Modalanalyse aufgenommen worden. Die glättende Fensterfunktion der FFT bewirkt eine deutliche Reduktion des Rauschens und deswegen einen sehr glatten Verlauf der Amplitudenfrequenzspektren.

Die Analyse wird zuerst anhand des Vergleichs der Singulärwerte der Amplitudenfrequenzgänge der Beschleunigbarkeit durchgeführt. In Bild 6-9 ist die Versuchsstruktur mit den drei Messpunkten P_1, P_2 und P_3 sowie dem Anregungspunkt dargestellt. Darüber hinaus sind die Singulärwerte der Beschleunigbarkeit für die drei Punkte für den ungeregelten und den geregelten Fall sowie für die Versuchsstruktur ohne SASK in Graphen gegenübergestellt. Die Aktorvorspannung beträgt F = 1.500 N.

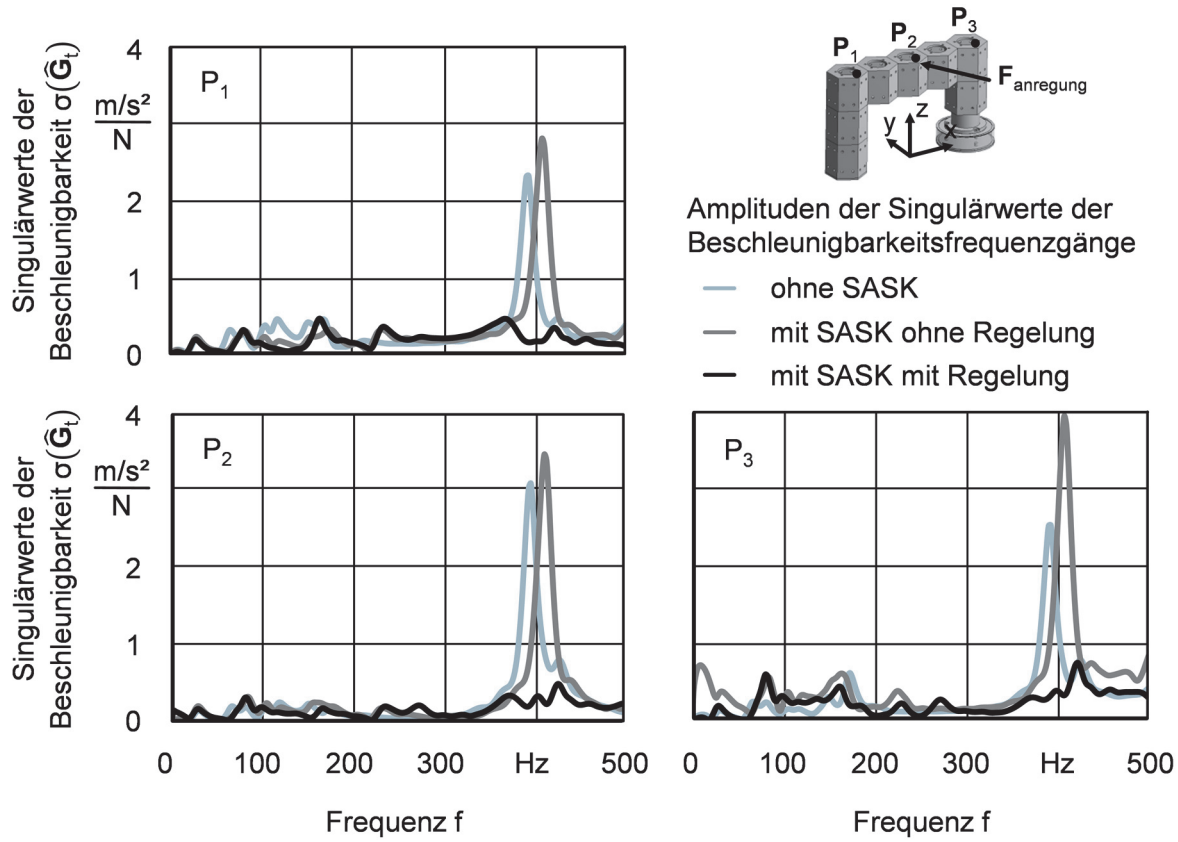


Bild 6-9: Singulärwerte der Amplitudenfrequenzgänge der Beschleunigbarkeit an drei repräsentativen Punkten der Versuchsstruktur ohne SASK sowie mit geregeltem und ungeregeltem SASK

Es ist zu erkennen, dass die Amplitudenfrequenzspektren im geregelten Fall insbesondere bei der fünften Eigenfrequenz deutlich geringer ausfallen. Anhand der Beschleunigbarkeit bei der fünften Eigenmode ist auch die Symmetrie hinsichtlich der Punkte P_1 und P_3 um den Punkt P_2 bei der Versuchsstruktur ohne SASK offensichtlich. Diese Symmetrie wird durch die Integration des SASK deutlich gestört. Es ist klar erkennbar, dass die Beschleunigbarkeit bei der Versuchsstruktur mit SASK im ungeregelten Fall bei Punkt P_3 deutlich höher ist als bei den

Punkten P_1 und P_2. Das dynamische Verhalten verschlechtert sich im Sinne einer steigenden Beschleunigbarkeit also erst einmal durch die Integration des SASK vor allem in den Teilen der Versuchsstruktur, die näher am SASK liegen.

In Bild 6-10 sind für die drei Punkte P_1, P_2 und P_3 die Verhältnisse der Singulärwerte p_σ der Beschleunigbarkeit mit geregeltem SASK zu den Singulärwerten der Beschleunigbarkeit der Versuchstruktur ohne SASK, sowie die Verhältnisse der Singulärwerte der Beschleunigbarkeit mit geregeltem SASK zu den Singulärwerten der Beschleunigbarkeit mit ungeregeltem SASK in Dezibel gegenübergestellt. Im Gegensatz zur Auswertung gemäß Gleichung 5-33 und Gleichung 5-34 sind bei der vorliegenden Analyse die Verhältnisse der Singulärwerte von Interesse und nicht die Singulärwerte der Dämpfungsmatrizen. Singulärwerte können, in Analogie zu Eigenwerten, als Skalierung des Raumes verstanden werden. Bei den vorliegenden TF ist für jede Frequenz nur jeweils ein Singulärwert ungleich 0. Dieser Singulärwert beschreibt die maximale Amplitude in Richtung der jeweiligen Hauptschwingungsachse. Der Vergleich wird also verstanden als Betrachtung der Verhältnisse der maximalen frequenzabhängigen Schwingungsamplituden des jeweiligen Versuchsaufbaus.

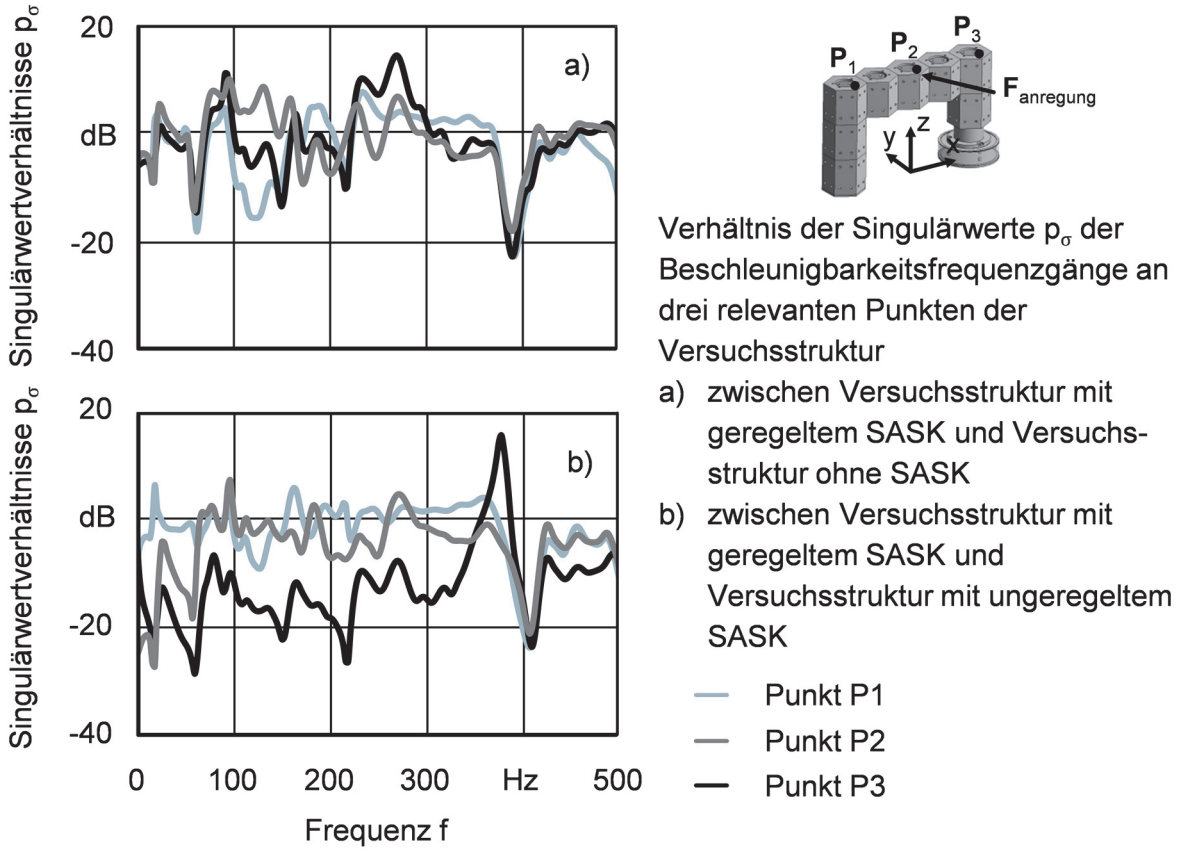


Bild 6-10: Singulärwertverhältnisse von Amplitudenfrequenzgängen der Beschleunigbarkeit an drei repräsentativen Punkten a) zwischen Versuchstruktur mit geregeltem SASK und Versuchstruktur ohne SASK sowie b) zwischen Versuchsstruktur mit geregeltem SASK und Versuchstruktur ungeregeltem SASK

Es ist jedoch zu beachten, dass die Richtung der Hauptschwingungsachsen bei den einzelnen Frequenzen für die verschiedenen Versuchsaufbauten unterschiedlich sein kann. Die effektive Dämpfung kann aus dieser Analyse demnach nicht ermittelt werden.

Wie deutlich in Bild 6-10 zu sehen ist, führt das geregelte SASK zu einer Reduktion der Amplitudenfrequenzgänge der Beschleunigbarkeit. Wie bereits dargestellt, geht mit der Einführung des SASK eine Schwächung der Struktur einher, welche die Regelung zusätzlich kompensieren muss. Dies führt dazu, dass die Effizienz geringer ausfällt, als dies bei alleiniger Betrachtung der Versuchsstruktur mit SASK mit und ohne Regelung der Fall wäre. Zu Vergleichszwecken sind in Bild 6-11 die in Anlehnung an Gleichung 5-32 und Gleichung 5-34 berechneten gerichteten Singulärwerte der Punkte P_1, P_2 und P_3 der Verhältnisse der Beschleunigbar-keitsfrequenzgänge der Versuchsstruktur mit geregeltem SASK und ohne SASK dargestellt. Im Mittel beträgt die Dämpfungsfähigkeit bei allen drei Punkten ungefähr 13 dB. Gemäß Tabelle 6-4 ist die Regelung aber durchaus in der Lage, die Schwingungen am Mittelpunkt der Traverse im Mittel um 18,6 dB zu dämpfen.

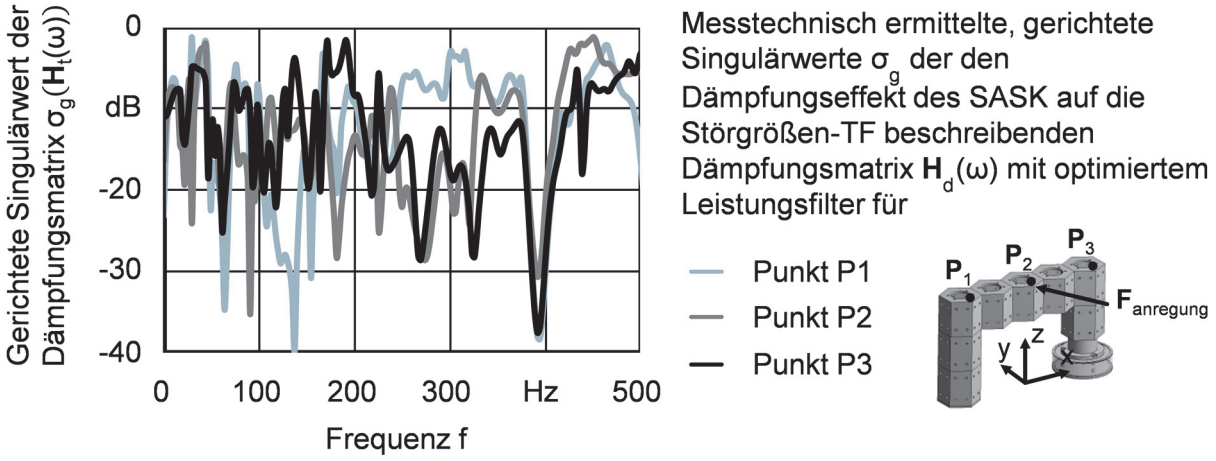


Bild 6-11: Dämpfungsfähigkeit an drei repräsentativen Punkten der Versuchsstruktur in Bezug zur Versuchsstruktur ohne SASK

Es ist abschließend anzumerken, dass wie schon in anderen Arbeiten angenommen [WAI13], eine parallele Anordnung des schwingungsdämpfenden Systems im Allgemeinen von Vorteil ist, da hier die dynamische Nachgiebigkeit des ursprünglichen, passiven Systems nicht erhöht wird. Das SASK, welches im Kraftfluss in die Struktur integriert wird, kann hingegen ähnlich einem Isolator funktionieren, was in den Fällen, in denen die dynamische Nachgiebigkeit des SASK höher ist als bei dem substituierten Teil der Struktur, zu einer Erhöhung der Nachgiebigkeit führt. Wie jedoch auch WAIBEL [WAI13] geschlossen hat, kann eine parallele Anordnung nicht in allen Fällen umgesetzt werden. Darüber hinaus ist zu hinterfragen, ob eine simple passive Versteifung beziehungsweise Dämpfung in paralleler Anordnung nicht auch den gewünschten Effekt erzielen könnte. Ein seriell im Kraftfluss liegendes SASK kann ebenfalls nicht bedingungslos integriert werden, hat jedoch das Potential deutlich kompakter zu sein als eine parallele Lösung.

7 Zusammenfassung und Fazit

Die Werkzeugmaschinenindustrie ist durch einen hohen Innovationsgehalt gekennzeichnet. Neue Technologien werden durch teilmodularisierte Maschinen immer schneller integriert. Gewinnbringende Wettbewerbsvorteile können vor allem durch die Entwicklung neuer Technologien erarbeitet werden. Insbesondere der junge Technologiezweig Adaptronik bietet ein hohes Potential für innovative Neuentwicklungen, die zu deutlichen Verbesserungen bestehender Produktionssysteme führen.

Schwerpunkt der vorliegenden Arbeit ist die Entwicklung eines selbst optimierenden Systems zur aktiven Schwingungskompensation, in dieser Arbeit mit „SASK“ abgekürzt. Dafür waren Modelle und Algorithmen zu erarbeiten, die in ein Gesamtsystem integrierbar sind und eine robuste Regelung ermöglichen. Jegliche Modellparameter sollen zuverlässig und automatisch ermittelt werden. Die Optimierung der Reglerparameter soll ebenfalls automatisch erfolgen.

Ausgehend vom dynamischen Verhalten der modularen Versuchsstruktur mit und ohne SASK, welches messtechnisch und simulativ ermittelt und analysiert wurde, ist die Position für das SASK bestimmt worden, an der es die höchste Autorität über zu beeinflussende Moden aufweist. Im Falle eines aktiven Systems, das seriell im Kraftfluss der Struktur liegt, ist dies genau dort, wo die modale Verformungsenergie, beziehungsweise die modale Vergleichsdehnung am höchsten ist. Auf Basis der Analysen des dynamischen Verhaltens ist auch die konstruktive Ausarbeitung des SASK mit drei Aktorfreiheitsgraden erfolgt. Es konnten bereits einige experimentell bestätigte Aussagen getroffen werden. Die Nachgiebigkeit am Mittelpunkt der Traverse der Versuchsstruktur steigt durch Integration des SASK. Zudem weist die Integration einen signifikanten Einfluss auf die Eigenfrequenzen auf. Die Aktoren besitzen eine ausreichende Autorität über die Eigenmoden der Versuchsstruktur und sind in der Lage, diese beeinflussen. Andererseits konnte experimentell nicht bestätigt werden, dass eine harmonische Anregung der Eigenfrequenzen zu einer vielfach verstärkten modalen Reaktionskraft führt.

Von zentraler Bedeutung für die Regleroptimierung ist die präzise Erfassung und durchgängige Modellierung des Systemverhaltens und der Störgrößen. Das System wird auf Basis der p-LSCF-Methode modelliert. Die Kräfte an den Aktoren, die mittels gleichmäßig verteiltem Zufallssinus das Gesamtsystem anregen, werden digitalisiert. Unter Verwendung der H1-Schätzmethode werden die Übertragungsfunktionen ermittelt. Die p-LSCF-Methode wird genutzt, um Polstellen des Systems zu berechnen. Ein darüber hinaus entwickelter Gruppierungsalgorithmus sortiert die stabilen, strukturellen Polstellen entsprechend der Modellordnung und erlaubt die systematische Reduzierung der Modellordnung anhand eines definierten Modenqualitätsindexes. Abschließend werden die Residuen der modal entkoppelten Bewegungsgleichungen berechnet. Zur Nutzung im Rahmen einer robusten Regelung werden die ermittelten Polstellen-Nullstellen-Verstärkungsmodelle in Zustandsraummodelle überführt. Die Übereinstimmung zwischen modelliertem und gemessenen Mehrgrößen-Systemverhalten ist mit einer minimalen Korrelation von mehr als 0,97 sehr gut.

Aufgrund der signifikanten Interaktionen der Aktoren, welche einerseits deutlich an den hohen Amplituden der Kreuzübertragungsfrequenzgänge und andererseits anhand der hohen Summennorm der relativen Verstärkungsmatrix erkennbar sind, ist der Einsatz eines zentralen Reglers notwendig. Zentrale Regler weisen gegenüber dezentralen Reglern keine wesentlichen Nachteile auf. Lediglich Berechnungs- und Modellierungsaufwand sind bei

zentralen Reglern deutlich höher. Dafür sind zentrale Regler universeller einsetzbar als dezentrale Regler. Die robuste Regelung selbst wird mittels der Methode des stabilisierenden Reglers von GLOVER UND MCFARLANE umgesetzt. Die Umformung der Regelstrecke mittels Filtern erfolgt durch Optimierung mittels Genetischer Algorithmen. Dabei wird unter Berücksichtigung einer Gewichtung der einzelnen Optimierungsziele die Verstärkung maximiert, die Sensitivität minimiert und der Energiebedarf minimiert. Der vorzugebende Verstärkungsspielraum beträgt zwischen 25 % und 50 %. Mit diesem Reglerdesign ist theoretisch eine mittlere Dämpfung von mehr als 40 dB im Frequenzbereich f = 0…500 Hz.

Die abschließende Evaluation der Dämpfungsfähigkeit zeigte im Gegensatz zur Theorie geringere Dämpfungswerte auf. Das SASK ist in der Lage, die Nachgiebigkeit am Mittelpunkt der Traverse im Mittel um 18,6 dB zu senken. Die Übertragungsfunktion am SASK selbst konnte in Versuchen um 22,6 dB gesenkt werden. Es zeigte sich ein deutlicher Einfluss der Vorspannung auf die Dämpfungsfähigkeit. Mit steigender Vorspannung wurde eine bessere Schwingungskompensation erzielt. Asymmetrische Vorspannungskonfigurationen zeigten einen negativen Effekt. Weitere Untersuchungen die Regelbarkeit betreffend, zeigten auf, dass die Übertragungsfunktion von Störgröße zu Aktor nicht als Begründung für den Anstieg der Dämpfungsfähigkeit mit der Aktorvorspannung herangezogen werden kann. Stattdessen ist eine Korrelation direkt anhand der Übertragungsfunktionen zwischen Aktor und Beschleunigung am Mittelpunkt der Traverse ableitbar. Der Einfluss des Aktors auf die Beschleunigung ist demnach unabhängig vom Einfluss des Aktors auf die Störgröße zu betrachten, obwohl die Störgröße und Beschleunigung in direkter Beziehung zu einander stehen. Es konnte kein signifikanter Einfluss der Regelung auf die Eigenmoden festgestellt werden.

Anhand der Übertragungsfrequenzgänge, die im Rahmen der Modalanalysen ermittelt wurden, konnte das dynamische Verhalten der Versuchsstruktur mit und ohne SASK sowie mit und ohne Regelung an drei repräsentativen Punkten in Form von Amplitudenfrequenzgängen der Beschleunigbarkeit verglichen werden. Die Einbringung des SASK verschlechtert das dynamische Verhalten und die Regelung verbessert das dynamische Verhalten. Im Mittel erhöhen sich die Amplituden des Beschleunigungsfrequenzgangs durch das SASK um 5,6 dB. Durch die Regelung reduziert sich die Amplitude wieder um 18,6 dB. Effektiv hat die Einbringung des SASK einen positiven Effekt auf das dynamische Verhalten durch die mittlere Reduzierung der Amplitudenfrequenzgänge um 13 dB.

Mithin scheint die serielle Einbringung eines Aktorsystems in der Praxis nachteilig für die Optimierung des dynamischen Verhaltens des Gesamtsystems. Theoretisch sind Dämpfungen von mehr als 40 dB möglich. Praktisch ist jedoch eine deutlich geringere Dämpfung festgestellt worden. Gründe hierfür sind vor allem Vernachlässigungen des nichtlinearen Verhaltens der Versuchsstruktur, des nichtlinearen Aktorverhaltens, einiger Digitalisierungseffekte sowie einiger Effekte bei der Aktorsignalerzeugung und -verstärkung.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit ist es gelungen, ein durchgängiges, möglichst allgemein anwendbares Konzept zur Umsetzung eines robusten, selbstoptimierenden Aktorsystems zur Schwingungskompensation zu realisieren und zu analysieren. Weiterführende Arbeiten liegen vor Allem in der Integration prädiktiver Regelungsansätze, der Verbesserung des passiven Aktorverhaltens, Analysen weiterer Einflussfaktoren auf das Aktorverhalten und ein direkter Vergleich von serieller und paralleler Anordnung des schwingungsdämpfenden Systems.

8 Literaturverzeichnis

AGG13 Aggogeri, F.; Al-Bender, F.; Brunner, B; Elsaid, M.; Mazzola, M.; Merlo d, A; Ricciardi, D.; de la O Rodriguez, M.; Salvi, E.: Design of piezo-based AVC system for machine tool applications. Mechanical Systems and Signal Processing 36 (2013) 1, S. 53 - 65.

AGG16 Aggogeri, F.; Borboni, A.; Merlo, A.; Pellegrini, N.; Ricatto, R.: Real-Time Performance of Mechatronic PZT Module Using Active Vibration Feedback Control. Sensors 16 (2016) 10.

ALL98 Allemang, R. J.; Brown, D. L.: A unified matrix polynomial approach to modal identification. Journal of Sound and Vibration 211 (1998) 3, S. 301 - 322.

ALT95 Altintas, Y.; Budak, E.: Analytical prediction of stability lobes in milling. Annals of the CIRP 44 (1995) 1, S. 357 - 362.

ALT01 Altintas, Y.: Analytical prediction of three dimensional chatter stability in milling. International Journal Series C Mechanical Systems, Machine Elements and Manufacturing 44 (2001) 3, S. 717 - 723.

ALT08 Altintas, Y.; Stepan, G.; Merdol, D.; Dombovari, Z.: Chatter stability of milling in frequency and discrete time domain. CIRP Journal of Manufacturing Science and Technology 1 (2008) S. 35 - 44.

ALT12 Altintas, Y.: Manufacturing Automation - Metal Cutting Mechanics, Machine Tool Vibrations and CNC Design. New York: Campridge University Press, 2012.

AND89 Anderson, B. D. O.; Moore, J. B.: Optimal Control - Linear Quadratic Methods. London: Prentice-Hall International, 1989.

AOK90 Aoki, M.: State Space Modeling of Time Series. Berlin, Heidelberg: Springer, 1990.

ARI09 Arizmendi, M.; Campa, F. J.; Fernandez, J.; Lopez de Lacalle, L. N.; Gil, A.; Bilbao, E.; Veiga, F.; Lamikiz, A.: Model for surface topography prediction in peripheral milling considering tool vibration. CIRP Annals – Manufacturing Technology 58 (2009) 1, S. 93 - 96.

ARN46 Arnold, R. N.: The Mechanism of Tool Vibration in the Cutting of Steel. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers 154 (1946) 1, S. 261 - 284.

AST08 Ast, A.: Control Concepts for Machine Tools with Parallel Kinematics and Flexible Bodies. Schriften aus dem Institut für Technische und Numerische Mechanik der Universität Stuttgart. Hrsg.: Eberhard, P. Dissertation, Universität Stuttgart. Aachen: Shaker, 2008.

BAR08 Barthels, P.: Zur Modellierung, dynamischen Simulation und Schwingungsunterdrückung bei nichtglatten, zeitvarianten Balkensystemen. Schriftenreihe des Instituts für Technische Mechanik. Karlsruhe, Universität Karlsruhe, Dissertation, Karlsruhe: Universitätsverlag Karlsruhe, 2008.

BAU14 Baur, M.: Aktives Dämpfungssystem zur Ratterunterdrückung an spanenden Werkzeugmaschinen. Forschungsberichte IWB. München, Technische Universität München, Dissertation, München: Herbert Utz, 2014.

BEZ81 Bezdek, J. C.: Pattern Recognition with Fuzzy Objective Function Algorithms. New York: Plenum Press, 1981.

BIT91 Bittanti, S.; Laub, A. J.; Willems, J. C.: The Riccati Equation. Berlin, Heidelberg: Springer, 1991.

BOD45 Bode, H. W.: Network Analysis and Feedback Amplifier Design. Boston, New York: D. Van Nostrand Company, 1945.

BRA11 Brandt, A.: Noise and Vibration Analysis: Signal Analysis and Experimental Procedures. Hoboken: John Wiley & Sons, 2011.

BRE10 Brecher, C.; Hermes, R.; Sitte, B.; Klein, W.: Ratterfreie Maschinen und Prozesse. wt Werkstattstechnik online 100 (2010) 1/2, S. 81 - 88.

BRE16 Brecher, C.; Fey, M.; Daniels, M.: Modeling of Position-, Tool- and Workpiece-Dependent Milling Machine Dynamics. High Speed Machining 2 (2016) 1, S. 15 - 25.

BRE18 Brecher, C.; Fey, M.; Brockmann, B.; Chavan, P.: Multivariable Control of Active Vibration Compensation Modules of a Portal Milling Machine. Journal of Vibration and Control 24 (2018) 1, S. 3 - 17.

BRI66 Bristol, E. H.: On a New Measure of Interaction for Multivariable Process Control. IEEE Transactions on Automatic Control 11 (1966) 1, S. 133 - 134.

BRI80 Brittingham, J. N.; Miller, E. K.; Willows, J. L.: Pole Extraction from Real-Frequency Information. Proceedings fo the IEEE 68 (1980) 2, S. 263 - 273.

BRO79 Brown, D.; Allemang, R.; Zimmerman, R.; Mergeay, M.: Parameter Estimation Techniques for Modal Analysis. SAE Transactions 88 (1979) 1, S. 828 - 846.

BUD94 Budak, E.: Mechanics and Dynamics of Milling thin walled Structures. Vancouver, University of British Columbia, Dissertation, 1994.

BUD00 Budak, E.: Improving Productivity and Part Quality in Milling of Titanium based Impellers by Chatter Suppression and Force Control. Annals of the CIRP
49 (2000) 1, S. 31 - 36.

BUS14 Bustillo, A.; Oleaga, I.; Zulaika, J. J.; Loix, N.: New methodology for the design of ultra-light structural components for machine tools. International Journal of Computer Integrated Manufacturing 28 (2015) 4, S. 339 - 352.

CAR01 Caruso, G.: A critical analysis of electric shunt circuits employed in piezoelectric passive vibration damping. Smart Materials and Structures 10 (2001) 5, S. 1059 - 1068.

CAU05 Cauberghe, B.; Guillaume, P.; Verboven, P.; Vanlanduit, S.; Parloo, E.: On the Influence of the Parameter Constraint on the Stability of the Poles and the Discrimination Capabilities of the Stabilisation Diagrams. Mechanical Systems and Signal Processing 19 (2005) 5, S. 989 - 1014.

CHE11 Chen, S.-H.; Ho, W.-H.; Chou, J.-H.; Zheng, L.-A.: Robust-Optimal Active Vibration Controllers Design of Flexible Mechanical Systems via Orthogonal Function Approach and Genetic Algorithm. Journal of Vibration and Control 17 (2011) 2, S. 223 - 234.

CHO11 Cho, S.-K.; Kim, H.-J.; Chang, S.-H.: The application of polymer composites to the table-top machine tool components for higher stiffness and reduced weight. Composite Structures 93 (2011) 2, S. 492 - 501.

CHU06 Kuo, C.-P.; Ling, C.-C.; Chen, S.-H.; Chang, C.-W.: The prediction of cutting forces in milling Inconel-718. International Journal of Advanced Manufacturing Technology 27 (2006) 7, S. 655 - 660.

DEL92 Delio, T.; Tlusty, J.; Smith, S.: Use of Audio Signals for Chatter Detection and Control. Transactions of the ASME 114 (1992) 2, S. 146 - 157.

DEL13 Delgado, A. S.; Ozturk, E.; Sims, N.: Analysis of Non-Linear Machine Tool Dynamic Behavior. Procedia Engineering 63 (2013) S. 761 - 770.

DEN10 Denkena, B.; Möhring, H.-C.; Gümmer, O.: Hochdynamische ruckentkoppelte Werkzeugmaschine. wt Werkstattstachnik online 100 (2010) 1/2, S. 99 - 104.

DEN11 Denkena, B.; Möhring, H.-C.; Gümmer, O.: Adaptive Dämpfung für ruckentkoppelte Antriebe. Wt Werkstattstachnik online 101 (2011) 5, S. 321 - 327.

DEN13 Denkena, B.; Hollmann, F.: Process Machine Interactions – Predictions and Manipulation of Interactions between Manufacturing Processes and Machine Tool Structures. Berlin, Heidelberg: Springer, 2013.

DOY81 Doyle, J. C.; Stein, G.: Multivariable Feedback Design: Concepts for a Classical/Modern Synthesis. IEEE Transactions on Automatic Control 26 (1981) 1, S. 4 - 16.

DOY82 Doyle, J. C.: Analysis of Feedback Systems with Structured Uncertainty. IEEE Proceedings 129 (1982) 6, S. 242 - 250.

DOY83 Doyle, J. C.: Synthesis of Robust Controllers and Filters. In: Proceedings of the 22nd IEEE Conference on Decision and Control, San Antonio, USA, 1983, S. 109 - 114.

DOY84 Doyle, J.: Advanced Topics in Robust Control – Volume 1 – Advances in Multivariable Control. Lecture Notes and ONR/Honeywell Workshop. Minneapolis, Minnesota, USA, 8. - 10. Oktober, 1984.

DOY89 Doyle, J. C.; Glover, K.; Khargonekar, P. P.; Francis, B. A.: State-Space Solutions to Standard H_2 and H_∞ Control Problems. IEEE Transactions on Automatic Control 34 (1989) 8, S. 831 - 847.

DRO16 Drossel, W.-G.; Pagel, K.; Junker, T.; Großmann, K.; Müller, J.: Möglichkeiten zur Reduzierung der Schwingungseinleitung an Lineardirektantrieben. Fachkonferenz Schwingungen in Werkzeug- und Verarbeitungsmaschinen, 10. - 11. Mai 2016, Darmstadt, 2016.

EHM04 Ehmann, C.: Methoden und Komponenten für die Realisierung aktiver Schwingungsdämpfung. Hrsg.: Nordmann, R. Dissertation, Technische Universität Darmstadt. Aachen: Shaker, 2004.

ESS13 Eßmann, J.: Kompensation der Verlagerung an nachgiebigen Werkzeugmaschinengestellen am Beispiel von Fräsmaschinen für die Mikrobearbeitung. Berichte aus dem Produktionstechnischem Zentrum Berlin. Hrsg.: Uhlmann, E. Dissertation, Technische Universität Berlin. Stuttgart: Fraunhofer IRB, 2013.

EWI82 Ewins, D. J.; Gleeson, P. T.: A Method for Modal Identification of Lightly Damped Structures. Journal of Sound and Vibration 84 (1982) 1, S. 57 - 79.

EYN14 Eynian, M.: Frequency Domain Study of Vibrations Above and Under Stability Lobes in Machining Systems. Procedia CIRP 14 (2014) S. 164 - 169.

FAN90 Fanson, J. L.; Caughey, T. K.: Positive Position Feedback Control for Large Space Structures. AIAA Journal 28 (1990) 4, S. 717 - 724.

FON07a Fontaine, M.; Moufki, A.; Devillez, A.; Dudzinski, D.: Modelling of Cutting Forces in Ball-End Milling with Tool–Surface Inclination Part I: Predictive Force Model and Experimental Validation. Journal of Materials Processing Technology 189 (2007) 1, S. 73 - 84.

FON07b Fontaine, M.; Moufki, A.; Devillez, A.; Dudzinski, D.: Modelling of Cutting Forces in Ball-End Milling with Tool–Surface Inclination Part II: Influence of Cutting Conditions, Run-Out, Ploughing and Inclination Angle. Journal of Materials Processing Technology 189 (2007) 1, S. 85 - 96.

FOR79 Forward, R. L.: Electronic Damping of Vibration in Optical Structures. Applied Optics 18 (1979) 5, S. 690 - 697.

FOR81 Forward, R. L.: Electronic Damping of Orthogonal Bending Modes in a Cylindrical Mast – Experiment. Journal of Spacecraft and Rockets 18 (1981) 1, S. 11 - 17.

FOR02 Formenti, D.; Richardson, M.: Parameter Estimation from Frequency Response Measurements Using Rational Fraction Polynomials (Twenty Years of Progress). In: Proceedings of IMAC 20, the International Modal Analysis Conference, Los Angeles (CA), USA, February 2002.

FRA87 Francis, B. A.: A Course in H_∞ Control Theory. Berlin, Heidelberg, New York: Springer, 1987.

FRE90 Freeman, L. M.; Krishnakumar, K.; Karr, C. L.; Meredith, D. L.: Tuning Fuzzy Logic Controllers Using Genetic Algorithms - Aerospace Applications. Aerospace Applications of Artificial Intelligence Conference, Dayton (OH), USA, 1990.

FRE09 Fredin, J.: Modelling, Simulation and Optimisation of a Machine Tool. Blekinge Institute of Technology Licentiate Dissertation Series. Karlskrona, Schweden, Blekinge Institute of Technology, Dissertation, Karlskrona: Printfabriken, 2009.

GAN05 Ganguli, A.: Chatter Reduction through Active Vibration Damping. Brüssel, Belgien, Université Libre de Bruxelles, Dissertation, 2005.

GAT03 Gatti, P. L.; Ferrari, V.: Applied Structural and Mechanical Vibrations – Theory, Methods and Measuring Instrumentation. New York: Taylor & Francis Group LLC, 2003.

GAU73 Gaukroger, D. R.; Skingle, C. W.; Heron, K. H.: Numerical Analysis of Vector Response Loci. Journal of Sound and Vibration 29 (1973) 3, S. 341 - 353.

GEO99 George, K; Lee, J G; Lee, B.: Generalized Plants for H_∞ Robust Controller Design. Journal of Guidance, Control, and Dynamics 22 (1999) 2, S. 366 - 369.

GIL63 Gilbert, E. G.: Controllability and Observability in Multivariable Control Systems. Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics Series A Control 1 (1963) 2, S. 128 - 151.

GLO84 Glover, K.: All Optimal Hankel-Norm Approximations of Linear Multivariable Systems and Their L_∞-Error Bounds. International Journal of Control 39 (1984) 6, S. 1115 - 1193.

GLO88 Glover, K; Doyle, J. C.: State-Space Formulae for all Stabilizing Controllers that Satisfy an H_∞-Norm Bound and Relations to Risk Sensitivity. System and Control Letters 11 (1988) 3, S. 167 - 172.

GLO89 Glover, K.; McFarlane, D.: Robust Stabilization of Normalized Coprime Factor Plant Descriptions with H_∞-Bounded Uncertainty. IEEE Transactions on Automatic Control 34 (1989) 8, S. 821 - 830.

GOH85 Goh, C. J.; Caughey, T. K.: On the Stability Problem caused by Finite Actuator Dynamics in the Collocated Control of Large Space Structures. International Journal of Control 41 (1985) 3, S. 787 - 802.

GOH96 Goh, C. J.; Yan, W. Y.: Approximate Pole Placement for Acceleration Feedback Control of Flexible Structures. Journal of Guidance, Control, and Dynamics 19 (1995) 1, S. 256 - 259.

GOL89 Goldberg, D. E.: Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning. New York: Addison-Wesley Publishing, 1989.

GOL11 Goldstein, A. L.: Self-Tuning Multimodal Piezoelectric Shunt Damping. Journal of Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering 33 (2011) 4, S. 428 - 436.

GON10 Gonzalez, A. G.; Rodriguez, J.; Sagartzazu, X.; Schuhmacher, A.; Isasa, I.: Multiple coherence method in time domain for the analysis of the transmission paths of noise and vibrations with non-stationary signals. In: Proceedings of ISMA 2010, 24th International Conference on Noise and Vibration Engineering, Leuven, Belgien, 2010 S. 3927 - 3942.

GRE86 Grefenstette, J. J.: Optimization of Control Parameter for Genetic Algorithms. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics 16 (1986) 1, S. 122 - 128.

GRO07 Grote, K.-H.; Feldhusen, J.: Dubbel – Taschenbuch für den Maschinenbau. Berlin, Heidelberg, New York: Springer, 2007.

GRO11 Großmann, K.; Neugebauer, R.; Müller, J.; Kenny, P.: Gestaltung impulsentkoppelter Lineardirektantriebsachsen aus Anwendersicht. 7. Fachtagung Schwingungen in Antrieben, Leonberg. Düsseldorf: VDI-Verlag, 2011.

GUI92 Guillaume, P.: Identification of Multi-Input Multi-Output Systems using Frequency Domain Models. Brüssel, Belgien, Vrije Universiteit Brussel, Dissertation, 1992.

GUI03 Guillaume, P.; Verboven, P.; Vanlanduit, S.; Van der Auweraer, H.; Peeters, B.: A poly-reference implementation of the least-squares complex frequency-domain estimator. In: Proceedings of IMAC 21, the International Modal Analysis Conference, Kissimmee (FL), USA, February 2003.

HAG91 Hagood, N. W.; von Flotow, A.: Damping of Structural Vibrations with Piezoelectric Materials and Passive Electrical Networks. Journal of Sound and Vibration 146 (1991) 2, S. 243 - 268.

HAL43 Hall, A. C.: The analysis and Synthesis of Linear Servomechanisms. Cambridge: The Technology Press Massachusetts Institute of Technology, 1943.

HAU01 Hauck, M.: Geregelte Dämpfung für Traktor-Fahrersitze. Berlin, Technische Universität Berlin, Dissertation, 2001.

HEL76 Helton, J. W.: Operator Theory and Broadband Matching. In: Proceedings of the 14th Annual Allerton Conference on Circuit and System Theory, Monticello, USA, 1976.

HOL02 Holtermann, J.: Vibration Control of High-Precision Machines with Active Structural Elements. Enschede, Niederlande, Universät Twente, Dissertation, Enschede: Twente University Press, 2002.

HOS14 Hosseinabadi, A. H.; Altintas, Y.: Modeling and Active Damping of Structural Vibrations in Machine Tools. CIRP Journal of Manufacturing Science and Technology 7 (2014) 3, S. 246 - 257.

HUN82 Hung, Y. S.; MacFarlane, A. G. J.: Multivariable Feedback: A Quasi-Classical Approach. Berlin, Heidelberg, New York: Springer, 1982.

HUN92 Hunt, K. J.; Sbarbaro, D.; Zbikowski, R.; Gawthrop, P. J.: Neural Networks for Control Systems - a Survey. Automatica 28 (1992) 6, S. 1083 - 1112.

HUR06 Hurlebaus, S.; Gaul, L.: Smart Structure Dynamics. Mechanical Systems and Signal Processing 20 (2006) 2, S. 255 - 281.

HYD91 Hyde, R. A.: The Application of Robust Control to VSTOL Aircraft. Cambridge, Girton College, Dissertation, 1991.

IBR73 Ibrahim, S. R.; Mikulcik, E. C.: A Time Domain Modal Vibration Test Technique. In: The Shock and Vibration Bulletin, 43rd Symposium on Shock and Vibration, Pacific Grove, USA, 1972 S. 21 - 38.

IBR76 Ibrahim, S. R.; Mikulcik, E. C.: The Experimental Determination of Vibration Parameters from Time Responses. In: The Shock and Vibration Bulletin, 46th Symposium on Shock and Vibration, San Diego, USA, 1976 S. 187 - 196.

IBR87 Ibrahim, R. S.: An Upper Hessenberg Sparse Matrix Algorithm for Modal Identification on Minicomputers. Journal of Sound and Vibration 113 (1987) 1, S. 47 - 57.

IEE87 ANSI/IEEE 176 (1987) Standard on Piezoelectricity. New York, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.

ITO00 Ito, K.; Iwasaki, M.; Matsui, N.: GA-Based Practical Compensator Design for Motion Control System. In: Proceedings of the AMC 2000, 6th International Workshop on Advanced Motion Control, Nagoya, Japan, 2000 S. 453 - 458.

IVA34 Ivanoff, A.: Theoretical Foundations of the Automatic Regulation of Temperature. Journal of the Institute of Fuel 7 (1934) 33, S. 117 - 130.

JAE10 Jaeger, C.: Entwurf von Zustandsregelungen für hochdynamische Werkzeugmaschinen. Zürich, Eidgenössische Technische Hochschule Zürich, Dissertation, 2010.

JAN16 Jansson, R.: Simulation and Study of Passive Shunt Damping of a Composite Plate by Embedded PZT Transducers. Stockholm, Königliche Technische Hochschule, Masterarbeit, 2016.

JEN98 Jendritza, D. J.; Brüsewitz, M.; Döllgast, B.; Fleischer, M.; Kempe, W.; Kickel, H.; Kiesewetter, L.; Kormann, C.; Gehrmann, R.: Technischer Einsatz neuer Aktoren – Grundlagen, Werkstoffe, Designregeln und Anwendungsbeispiele (2. verbesserte Auflage). Hrsg.: Bartz, W. J. Technische Akademie Esslingen. Renningen – Malmsheim: Expert Verlag, 1998.

JON75 De Jong, K. A.: Analysis of the Behavior of a Class of Genetic Adaptive Systems. Ann Arbor, University of Michigan, Dissertation, 1975.

JUA85 Juang, J.-N.; Pappa, R. S.: An Eigensystem Realization Algorithm for Modal Parameter Identification and Model Reduction. Journal of Guidance, Control, and Dynamics 8 (1985) 5, S. 620 - 627.

JUN06a Jun, M. B. G.; Liu, X.; DeVor, R. E.; Kapoor, S. G.: Investigation of the Dynamics of Microend Milling – Part I: Model Development. Journal of Manufacturing Science and Engineering 128 (2006) 4, S. 893 - 900.

JUN06b Jun, M. B. G.; DeVor, R. E.; Kapoor, S. G.: Investigation of the Dynamics of Microend Milling – Part II: Model Validation and Interpretation. Journal of Manufacturing Science and Engineering 128 (2006) 4, S. 901 - 912.

KAI80 Kailath, T.: Linear Systems. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1980.

KAL60a Kalman, R. E.: Contributions to the Theory of Optimal Control. Boletin de la Sociedad Matematica Mexicana 5 (1960) 1, S. 102 - 119.

KAL60b Kalman, R. E.: On the General Theory of Control Systems. In: Proceedings of the 1st International Congress of the IFAC, Moscow 1960, S. 481 - 492.

KAL63 Kalman, R. E.: Mathematical Description of Linear Dynamical Systems. Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics Series A Control 1 (1963) 2, S. 152 - 192.

KLA07 Klar, R.: Sie gibt alles für den Kleinen. Industrieanzeiger, Mai, 2007.

KOL41 Kolmogoroff, A.: Interpolation und Extrapolation von stationären, zufälligen Folgen. Proceedings der Russischen Akademie der Wissenschaften - Mathematische Reihe 5 (1941) 1, S. 3 - 14.

KOE70 Koenigsberger, F.; Tlusty, J.: Machine Tool Structures – Volume 1. Oxford: Pergamon Press, 1970.

KRI92a Kristinsson, K.: System Identification and Control using Genetic Algorithms. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics 22 (1992) 5, S. 1033 - 1046.

KRI92b Krishnakumar, K.; Goldberg, D. E.: Control System Optimization using Genetic Algorithms. Journal of Guidance, Control, and Dynamics 15 (1992) 3, S. 735 - 740.

KRO11 Kroll, L.; Blau, P.; Wabner, M.; Frieß, U.; Eulitz, J.; Klärner, M.: Lightweight Components for Energy-Efficient Machine Tools. CIRP Journal of Manufacturing Science and Technology 4 (2011) 2, S. 148 - 160.

LEC14 Leclere, Q.; Roozen, B.; Sandier, C.: On the Use of the Hs Estimator for the Experimental Assessment of Transmissibility Matrices. Mechanical Systems and Signal Processing 43 (2014) 2, S. 237 - 245.

LEE98 Lee, D. G.; Chang, S. H.; Kim, H. S.: Damping Improvement of Machine Tool Columns with Polymer Matrix Fiber Composite Material. Composite Structures 43 (1998) 2, S. 155 - 163.

LEV10 Levine, W. S.: Control System Advanced Methods. New York: CRC Press, 2010.

LUM02 Lumkes, J. H.: Control Strategies for Dynamic Systems - Design and Implementation. New York: Marcel Dekker, 2002.

LUN05 Lunze, J.: Regelungstechnik 2 - Mehrgrößensysteme, Digitale Regelung. Berlin, Heidelberg: Springer, 2005.

LUN06 Lunze, J.: Regelungstechnik 1 - Systemtheoretische Grundlagen, Analyse und Entwurf einschleifiger Regelungen. Berlin, Heidelberg: Springer, 2006.

MAI88 Maia, N. M. M.: Extraction of Valid Modal Properties from Measured Data in Structural Vibrations. London, Imperial College of Science, Technology and Medicine, Dissertation, 1988.

MAR96 Marsh, E. R.; Slocum, A. H.: An Integrated Approach to Structural Damping. Precision Engineering 18 (1996) 2, S. 103 - 109.

MAR02 Marinescu, I. D.; Boboc, C. I. D.: Handbook of Machine Tool Analysis. New York: Marcel Dekker, 2002.

MAS48 Schutzrecht US2443471A Offenlegungsschrift (15.06.1948). Mason, W. P.: Piezoelectric Damping Means for Mechanical Vibrations.

MAX68 Maxwell, J. C.: On Governors. Proceedings of the Royal Society of London 100 (1868) S. 270 - 283.

MCF90 McFarlane, D. C.; Glover, K.: Lecture Notes in Control and Information Sciences - Robust Controller Design using Normalized Coprime Factor Plant Descriptions. Berlin, Heidelberg: 1990.

MIL92 Milberg, J.: Werkzeugmaschinen – Grundlagen. Berlin, Heidelberg: Springer, 1992.

MIL96 Miller, W. T.; Sutton, R. S.; Werbos, P. J.: Neural Networks for Control. Cambridge: The MIT Press, 1996.

MIU91 Miu, D. K.: Physical Interpretation of Transfer Function Zeros for Simple Control Systems with Mechanical Flexibilities. Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control 113 (1991) 3, S. 419 - 424.

MIU93 Miu, D. K.: Mechatronics, Electromechanics and Contromechanics. New York: Springer, 1993.

MÖH15 Möhring H.-C.; Brecher, C.; Abele, E.; Fleischer, J.; Bleicher, F.: Materials in Machine Tool Structures. CIRP Annals - Manufacturing Technology 64 (2015) 2, S. 725 - 748.

MOO90 De Moor, B.; Vandewalle, J.: A Unifying Theorem for Linear and Total Linear Least Squares. IEEE Transactions on Automatic Control 35 (1990) 5, S. 563 - 566.

MOR07 Moradi, H.; Bakhtiari-Nejad, F.; Movahhedy, M. R.: Tuneable Vibration Absorber Design to Suppress Vibrations: An Application in Boring Manufacturing Process. Journal of Sound and Vibration 318 (2008) 1, S. 93 - 108.

MUE96 Müller, K.: Entwurf robuster Regelungen. Stuttgart: B. G. Teubner, 1996.

NAR92 Narendra, K. S.; Mukhopadhyay, S.: Neural Networks in Control Systems. In: Proceedings of the 31st Conference on Decision and Control, Tucson (AR), USA, 1992.

NET84 Nett, C. N.; Jacobson, C. A.; Balas, M. J.: A Connection between State-Space and Doubly Coprime Fractional Representation. IEEE Transactions on Automatic Control 29 (1984) 9, S. 831 - 832.

NIE15 Niehues, K. K.: Identifikation linearer Dämpfungsmodelle für Werkzeugmaschinenstrukturen. München, Technische Universität München, Dissertation, 2015.

NOY98 De Noyer, M. P. B.; Hanagud, S. V.: Single Actuator and Multi-Mode Acceleration Feedback Control. Journal of Intelligent Material Systems and Structures 9 (1998) 7, S. 522 - 533.

NUR84 Nurre, G. S.; Ryan, R. S.; Scofield, H. N.; Sims, J. L.: Dynamics and Control of Large Space Structures. Journal of Guidance, Control, and Dynamics 7 (1984) 5, S. 514 - 526.

NYQ32 Nyquist, H.: Regeneration Theory. Bell System Technical Journal 11 (1932) S. 126 - 147.

NWO17 Nwoke, O. N.; Okonkwo, U. C.; Okafor, C. E.; Okokpujie, I. P.: Evaluation of Chatter Vibration Frequency in CNC Turning of 4340 Alloy Steel Material. International Journal of Scientific and Engineering Research 8 (2017) 2, S. 487 - 495.

OGA95 Ogata,K.: Discrete-Time Control Systems. London: Prentice Hall International, 1995.

OHT99 Ohta, Y.; Kojima, A.: Formulas for Hankel Singular Values and Vectors for a Class of Input Delay Systems. Automatica 35 (1999) 2, S. 201 - 215.

OLS56 Olson, H. F.: Electronic Control of Noise, Vibration and Reverberation. Journal of the Acoustical Society of America 28 (1956) 5, S. 966 - 972.

OLS60 Schutzrecht US2964272A Offenlegungsschrift (13.12.1960). Olson, H.F.: Vibration Control Apparatus.

OPP10 Oppenheim, A. V.; Schafer, R. W.: Discrete-Time Signal Processing. London: Pearson Education, 2010.

ORS12 Orszulik, R. R.; Shan, J.: Active Vibration Control using Genetic Algorithm-Based System Identification and Positive Position Feedback. Smart Materials and Structures 21 (2012) 5, S. 1 - 10.

OTK07 Otkur, M; Lazoglu, I.: Trochoidal Milling. International Journal of Machine Tools and Manufacture 47 (2007) 9, S. 1324 - 1332.

OZO14 Ozoegwu, C. G.: Stabilizing Wave Attenuation Effects in Turning Process. Production and Manufacturing Research 2 (2014) 1, S. 2 - 10.

PAR03 Park, C. H.; Inman, D. J.: Enhanced Piezoelectric Shunt Design. Shock and Vibration 10 (2003) 2, S. 127 - 133.

PEL11 Pelusi, D.: Optimization of a Fuzzy Logic Controller using Genetic Algorithms. In: Proceedings of IHMSC 2011. Third International Conference on Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics, Hangzhou, China, 2011.

PHI96 Phillips, A. W.; Allemang, R. J..: Single Degree-of-Freedom Modal Parameter Estimation Methods. In: Proceedings of IMAC 14, the International Modal Analysis Conference, Dearbron (MI), USA, February 1996.

PI09 Physik Instrumente (PI) GmbH & Co. KG: Grundlagen der Nanostelltechnik. Karlsruhe. Firmenschrift. 2009.

PI13 Physik Instrumente (PI) GmbH & Co. KG: Piezo Nano Positioning. Karlsruhe. Firmenschrift. 2013.

PLE17 Pleta, A.; Niaki, F. A.; Mears, L.: Investigation of Chip Thickness and Force Modelling of Trochoidal Milling. Procedia Manufacturing 10 (2017) S. 612 - 621.

PM10 Piezomechanik GmbH: Einstieg in die Piezoaktorik. München. 2010.

POT66 Potter, J. E.: Matrix Quadratic Solutions. Applied Mathematics 14 (1966) 3, S. 496 - 501.

PRE92 Preumont, A.; Dufour, J.-P.; Malekian, C.: Active Damping by a Local Force Feedback with Piezoelectric Actuators. Journal of Guidance, Control, and Dynamics 15 (1992) 2, S. 390 - 395.

PRE94 Preumont, A.; Loix, N.: Active Damping of a Stiff Beam-Like Structure with Acceleration Feedback. Experimental Mechanics 34 (1994) 1, S. 23 - 26.

PRE02 Preumont, A.: Vibration Control of Active Structures, an Introduction. Berlin, Heidelberg: Springer, 2002.

PRE11 Preumont, A.: Vibration Control of Active Structures, an Introduction. Berlin, Heidelberg: Springer, 2011.

PRI86 Price, S. M.; Bernhard, R. J.; Herrick, R. H.: Virtual Coherence: A Digital Signal Processing Technique for Incoherent Source Identification. In: Proceedings of IMAC 4, the International Modal Analysis Conference, Los Angeles (CA), USA, 1986.

PRO95 Prony, R.: Essai éxperimental et analytique: sur les lois de la dilatabilité de fluides élastique et sur celles de la force expansive de la vapeur de l'alkool, à différentes températures. Journal de l'École Polytechnique Floréal et Plairial 3 (1795) 1, S. 24 - 76.

QUE05 Queins, M.: Simulation des dynamischen Verhaltens von Werkzeugmaschinen mit Hilfe flexibler Mehrkörpermodelle. Berichte aus der Produktionstechnik. Hrsg.: Brecher, C. Dissertation, Rheinisch-Westfälischen Technischen Hochschule Aachen. Herzogenrath: Shaker, 2005.

QUI11 Quintana, G.; Ciurana, J.: Chatter in Machining Processes: A Review. International Journal of Machine Tools and Manufacture 51 (2011) 5, S. 363 - 376.

RAH01 Rahman, M.; Mansur, M. A.; Karim, M. B.: Non-Conventional Materials for Machine Tool Structures. JSME International Journal Series C Mechanical Systems, Machine Elements and Manufacturing 44 (2001) 1, S. 1 - 11.

RAH09 Rahnama, R.; Sajjadi, M.; Park, S. S.: Chatter Suppression in Micro End Milling with Process Damping. Journal of Materials Processing Technology 209 (2009) 17, S. 5766 - 5776.

RIC82 Richardson, M. H.; Formenti, D. L.: Parameter Estimation from Frequency Response Measurements using Rational Fraction Polynomials. In: Proceedings of IMAC 1, the International Modal Analysis Conference, Orlando (FL), USA, November 1982.

ROS70 Rosenbrock, H. H.: State-Space and Multivariable Theory. London: Thomas Nelson and Sons, 1970.

ROS05 Roshdi, A. A.: Robuste Regelung zur aktiven Schwingungsdämpfung elastischer Rotoren mit Piezo-Stapelaktoren. Forschungsberichte Mechatronik & Maschinenakustik. Hrsg.: Nordmann, R. Dissertation, Technische Universität Darmstadt. 2005.

ROT06 Rott, O.; Hömberg, D.; Mense, C.: A Comparison of Analytical Cutting Force Models. WIAS Preprint 1151, 2006.

RUH94 Ruhm, K.: Messung mechanischer Schwingungen. In: Handbuch der industriellen Meßtechnik. Hrsg.: Profos, P.; Pfeifer, T. München, Wien: De Gruyter Oldenbourg, 1994.

SCH10 Scherpen, J. M. A.: Balanced Realizations, Model Order Reduction, and the Hankel Operator. In: The Control System Handbook: Control System Advanced Methods. Section 1: Analysis Methods for MIMO Linear Systems. Hrsg.: Levine, W. S. New York: CRC Press, 2010.

SCH12 Schützer, K.; Uhlmann, E.; del Conte, E.; Mewis, J.: Improvement of Surface Accuracy and Shop Floor Feed Rate Smoothing through Open CNC Monitoring System and Cutting Simulation. Procedia CIRP 1 (2012) 1, S. 90 - 95.

SEL12 Sellmeier, V.: Über den Einfluss der Werkzeuggestalt auf die dynamische Stabilität des Fräsprozesses. Berichte aus dem IFW. Hrsg.: Denkena, B. Dissertation, Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover. Garbsen: TEWISS, 2012.

SID12 Siddhpura, M.; Paurobally, R.: A Review of Chatter Vibration Research in Turning. International Journal of Machine Tools and Manufacture 61 (2012) 1, S. 27 - 47.

SIM93 Sim, E.; Lee, S. W.: Active Vibration Control of Flexible Structures with Acceleration Feedback. Journal of Guidance, Control, and Dynamics 16 (1993) 2, S. 413 - 415.

SKO05 Skogestad, S.; Postlethwaite, I.: Multivariable Feedback Control – Analysis and Design. New York: John Wiley & Sons, 2005.

SPE89 Spector, V. A.; Flashner, H.: Sensitivity of Structural Models for Noncollocated Control Systems. Journal of Dynamics Systems, Measurement, and Control 111 (1989) 4, S. 646 - 655.

STR11 Strohschein, D.: Experimentelle Modalanalyse und aktive Schwingungsdämpfung eines biegeelastischen Rotors. Berichte des Instituts für Mechanik. Hrsg.: Irretier, H. Dissertation, Universität Kassel. Kassel: Kassel University Press, 2011.

TAY06 Taylor, F. W.: On the Art of Cutting Metals. New York: ASME, 1907.

THO12 Thomas, O.; Ducarne, J.; Deü, J.-F.: Performance of Piezoelectric Shunts for Vibration Reduction. Smart Materials and Structures 21 (2012) 1, S. 1 - 16.

TOB79 Tobias, S. A.: Proceedings of the Twentieth International Machine Tool Design and Research Conference. Oxford: Oxprint, 1979.

TÖN95 Tönshoff, H. K.: Werkzeugmaschinen – Grundlagen. Berlin, Heidelberg: Springer, 1995.

UHL06 Uhlmann, E.; Mense C.: New Structure Optimisation Procedure for Improving the Dynamic Behaviour of HPC-milling Maschines. 5th CIRP International Seminar on Intelligent Computation in Manufacturing Engineering 25. - 28. July 2006, Ischia, 2006.

UHL09 Uhlmann, E.; Rapser, P.: Temperaturabhängiges Stabilitätsverhalten. wt Werkstattstechnik online 99 (2009) 7, S. 464 - 469.

UHL11 Uhlmann, E.; Rasper, P.: Influences on Specific Cutting Forces and Their Impact on the Stability Behaviour of Milling Processes. Production Engineering Research and Development 5 (2011) 2, S. 175 - 181.

UHL12 Uhlmann, E.; Rasper, P.: Parametrisierung von Prozess-Struktur-Modellen. wt Werkstattstechnik online 102 (2012) 5, S. 267 - 275.

UHL16 Uhlmann, E.; Saoji, M.; Peukert, B.: Principles for interconnection of modular machine tool frames. Procedia CIRP 40 (2016) 1, S. 413 - 418.

UHL17 Uhlmann, E.; Mewis, J.; Baldo, C.; Ramos, L.; Peukert, B.; Schützer, K.; Conte, E.; Tamborlin, M.: Virtual Machining of Micro-Milling Processes for Prediction of Cutting Forces and Surface Quality. 6th International Conference on Virtual Machining Process Tehcnology (VMPT), Montreal, 29.05.2017 - 02.06.2017.

UHL18 Uhlmann, E.; Kushwaha, S.; Mewis, J.; Richarz, S.: Automatic Design and Synthesis of Control for a Plug and Play Active Vibration Control Module. Journal of Vibration and Control 24 (2018) 11, S. 2261 - 2273.

VDI2062-1 VDI 2062 Blatt 1 (05.2011) Schwingungsisolierung - Begriffe und Methoden. Berlin: Beuth.

VDI3833-1 VDI 3833 Blatt 1 (09.2014) Schwingungsdämpfer und Schwingungstilger - Begriffe, Kenngrößen, Realisierung, Anwendung. Berlin: Beuth.

VER02 Verboven, P.: Frequency-Domain System Identification for Modal Analysis. Brüssel, Belgien, Vrije Universiteit Brussel, Dissertation, 2002.

VER03 Verboven, P.; Guillaume, P.; Cauberghe, B.; Parloo, E.; Vanlanduit, S.: Stabilization Charts and Uncertainty Bounds for Frequency-Domain Linear Least Squares Estimators. In: Proceedings of IMAC 21, the International Modal Analysis Conference, Kissimmee (FL), USA, February 2003.

VER06 Verscheure, D.; Paijmans, B.; Brussel, H. V.; Swevers, J.: Vibration and Motion Control Design and Trade-Off for High-Performance Mechatronic Systems. In: Proceedings of the IEEE. International Conference on Control Applications, München, 04.10.2006 - 06.10.2006, S. 1115 - 1120.

VOL82a Vold, H.; Kundrat, J.; Rocklin, G. T.; Russel, R.: A Multi-Input Modal Estimation Algorithm for Mini-Computers. SAE Transactions 91 (1982) 1, S. 815 - 821.

VOL82b Vold, H.; Rocklin, G. T.: The Numerical Implementation of a Multi-Input Modal Estimation Algorithm for Mini-Computers. In: Proceedings of IMAC 1, the International Modal Analysis Conference, Orlando (FL), USA, November 1982.

WAI13 Waibel, M.: Aktive Zusatzsysteme zur Schwingungsreduktion an Werkzeugmaschinen. Forschungsberichte IWB. Hrsg.: Zäh, M. Dissertation, Technische Universität München. München: Herbert Utz, 2013.

WAR03 Warnecke, G.; Maus, D.: Identification and Modeling of Wear-Dependent Self-Excited Friction Vibrations in Cutting. Production Engineering Research and Development 10 (2003) 1, S. 43 - 46.

WEC06a Weck, M; Brecher, C.: Werkzeugmaschinen 5 - Messtechnische Untersuchung und Beurteilung, dynamische Stabilität. Berlin, Heidelberg: Springer, 2006.

WEC06b Weck, M; Brecher, C.: Werkzeugmaschinen - Konstruktion und Berechnung. Berlin, Heidelberg: Springer, 2006.

WEI91 Weinmann, A.: Uncertain Models and Robust Control. Wien: Springer, 1991.

WIE49 Wiener, N.: Extrapolation, Interpolation, and Smoothing of Stationary Time Series with Engineering Applications. Cambridge: The MIT Press, 1949.

WIE89 Wie, B.: On the Modeling and Control of Flexible Space Structures. Stanford, Stanford University, Dissertation, 1989.

WIL70 Willems, J. L.: Stability Theory of Dynamical Systems. London: Thomas Nelson and Sons, 1970.

WIL71 Willems, J. L.: Least Squares Stationary Optimal Control and the Algebraic Riccati Equation. IEEE Transactions on Automatic Control 16 (1971) 6, S. 621 - 634.

WIL85 Williams, R.; Crowley, J.; Vold, H.: The Multivariate Mode Indicator Function in Modal Analysis. In: Proceedings of IMAC 3, the International Modal Analysis Conference, Orlando (FL), USA, 1985.

WIL15 Wilson, D. I.: Advanced Control using Matlab or Stabilising the Unstabilisable. New Zealand: Auckland University of Technology, 2015.

WIN17 Wintering, J.: Niedrigdimensionale Modelle zur Simulation des dynamischen Verhaltens von Werkzeugmaschinen unter Berücksichtigung der Pose. Berichte aus dem Produktionstechnischen Zentrum Berlin. Hrsg.: Uhlmann, E. Dissertation, Technische Universität Berlin. Stuttgart: Fraunhofer IRB, 2017.

YOU76 Youla, D.C.; Jabr, H. A.; Bongiorno, J. J.: Modern Wiener-Hopf Design of Optimal Controllers - Part 2: The Multivariable Case. IEEE Transactions on Automatic Control 21 (1976) 3, S. 319 - 338.

ZAM66 Zames, G.: On the Input-Output Stability of Time-Varying Nonlinear Feedback Systems - Part 1: Conditions Derived Using Concepts of Loop Gain, Conicity, and Positivity. IEEE Transactions on Automatic Control 11 (1966) 2, S. 228 - 238.

ZAM81 Zames, G.: Feedback and Optimal Sensitivity: Modal Reference Transformations, Multiplicative Seminorms, and Approximate Inverses. IEEE Transactions on Automatic Control 26 (1981) 2, S 301 - 320.

ZHA86 Zhang, L.; Kanda, H.; Lembregts, F.: Some Applications of Frequency Domain Polyreference Modal Parameter Identification Method. In: Proceedings of IMAC 4, the International Modal Analysis Conference, Los Angeles (CA), USA, 1986.

ZHO96 Zhou, K.: Robust and Optimal Control. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1996.

ZHO99 Zhou, K.: Essentials of Robust Control. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1999.

ZHO08 Zhongqun, L.; Qiang, L.: Solution and Analysis of Chatter Stability for End Milling in the Time-Domain. Chines Journal of Aeronautics 21 (2008) 2, S. 169 - 178.

ZIE42 Ziegler, J. G.; Nichols, N. B.: Optimum Settings for Automatic Controllers. Transactions of the ASME 64 (1942) 1, S. 759 - 768.

ZIE43 Ziegler, J. G.; Nichols, N. B.: Process Lags in Automatic-Control Circuits. Transactions of the ASME 65 (1943) 1, S. 433 - 444.

ZIR08 Zirn, O.: Machine Tool Analysis - Modelling, Simulation and Control of Machine Tool Manipulators. Zürich, Eidgenössische Technische Hochschule Zürich, Habilitation, 2008.

Anhang

A1 Systemidentifikation

A1.1 Schätzmethoden

Angenommen die einem Messabschnitt b mit M Messwerten zugeordneten mit der Abtastrate t_s zum Zeitpunkt $t_m = mt_s$ mit $m = 0,\ldots, M - 1$ aufgenommenen N_e Ein- und N_a Ausgangssignale $\mathbf{f}_{b,m} \in \mathbb{R}^{N_e \times 1}$ und $\mathbf{x}_{b,m} \in \mathbb{R}^{N_a \times 1}$ werden mittels geeigneter Fensterfunktion w_m mithilfe der diskreten Fourier Transformation (DFT)

$$\mathbf{F}_b(\omega_f) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m=0}^{M-1} w_m \mathbf{f}_{b,m} e^{-\frac{i2\pi fm}{M}} = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m=0}^{M-1} w_m \mathbf{f}_{b,m} e^{-i\omega_f m t_s} \tag{A-1}$$

$$\mathbf{X}_b(\omega_f) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m=0}^{M-1} w_m \mathbf{x}_{b,m} e^{-\frac{i2\pi fm}{M}} = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m=0}^{M-1} w_m \mathbf{x}_{b,m} e^{-i\omega_f m t_s} \tag{A-2}$$

in den Frequenzbereich transformiert. Dabei ist die diskrete Kreisfrequenz $\omega_f = f\Delta\omega$ mit $\Delta\omega = 2\pi/Mt_s$ und $f = 0,\ldots,M - 1$. Dann lassen sich die über N_b Messabschnitte gemittelten Auto- und die Kreuzleistungsdichtespektren mit den Gleichungen

$$\mathbf{S}_{ff}(\omega_f) = \frac{1}{N_b} \sum_{b=1}^{N_b} \mathbf{F}_b(\omega_f)\, \mathbf{F}_b^H(\omega_f) \qquad \in \mathbb{C}^{N_e \times N_e} \tag{A-3}$$

$$\mathbf{S}_{xx}(\omega_f) = \frac{1}{N_b} \sum_{b=1}^{N_b} \mathbf{X}_b(\omega_f)\, \mathbf{X}_b^H(\omega_f) \qquad \in \mathbb{C}^{N_a \times N_a} \tag{A-4}$$

$$\mathbf{S}_{fx}(\omega_f) = \frac{1}{N_b} \sum_{b=1}^{N_b} \mathbf{F}_b(\omega_f)\, \mathbf{X}_b^H(\omega_f) \qquad \in \mathbb{C}^{N_e \times N_a} \tag{A-5}$$

$$\mathbf{S}_{xf}(\omega_f) = \frac{1}{N_b} \sum_{b=1}^{N_b} \mathbf{X}_b(\omega_f)\, \mathbf{F}_b^H(\omega_f) \qquad \in \mathbb{C}^{N_a \times N_e} \tag{A-6}$$

berechnen, wobei $(.)^H$ als konjugiert-transponiert komplexer Wert zu verstehen ist. Auf Basis dieser LDS können die TF rekonstruiert werden, wobei verschiedene Methoden zur Abschätzung verwendet werden, um den Einfluss des Messrauschens zu minimieren. Die einfachsten und am häufigsten verwendeten Schätzmethoden sind die H1- und die H2-Methode, sowie die verallgemeinerte Hs-TLS-Methode und die daraus abgeleitete Hv-TLS Methode. Die Abkürzung TLS steht für Total Least Square (absolute kleinste Fehlerquadrate) und die Bezeichnungen H1, H2 und Hs resultieren aus der im englischsprachigen Raum üblicherweise verwendeten Variable H für einen TF.

$$\mathbf{G}_{h1}(\omega_f) = \mathbf{S}_{xf}(\omega_f)\ \mathbf{S}_{ff}^{-1}(\omega_f) \tag{A-7}$$

$$\mathbf{G}_{h2}(\omega_f) = \mathbf{S}_{xx}(\omega_f)\ \mathbf{S}_{fx}^{+}(\omega_f) \tag{A-8}$$

$$G_{hs}(\omega_f) = \frac{s_h S_{xx}(\omega_f) - S_{ff}(\omega_f) + \sqrt{(s_h^2(S_{ff}(\omega_f)-S_{xx}(\omega_f))^2 + 4s_h^2|S_{xf}(\omega_f)|^2}}{2s_h^2 S_{xf}(\omega_f)} \tag{A-9}$$

$$\mathbf{G}_{hs}(\omega_f) = \mathbf{s}_f^{-1}\mathbf{U}_p\mathbf{V}_p^{-1}\mathbf{s}_x \tag{A-10}$$

Dabei steht $(.)^+$ für die Pseudo-Inverse und findet dann Anwendung, wenn $N_e \neq N_a$. Ist $\mathbf{S}_{xf}(\omega_f)$ quadratisch, $N_e = N_a$, so ist die Inverse $(.)^{-1}$ der Matrix zu bilden. Bei der H1 Methode wird das Messrauschen des Eingangssignals n_e und bei der H2 Methode das Messrauschen des Ausgangssignals n_a minimiert, sofern genügend Mittelungen durchgeführt werden und das Messrauschen nicht mit dem Eingangs- beziehungsweise dem Ausgangssignal korreliert. Bei der Hs-TLS Methode wird das Messrauschen von Eingangs- und Ausgangssignal mithilfe der Konstante s minimiert. Dabei repräsentiert s das Verhältnis von auf das Eingangssignal bezogene Messrauschen n_e und dem auf das Ausgangssignal bezogene Messrauschen n_a. s_h kann demnach als Skalierungsfaktor verstanden werden, mithilfe dessen der Einfluss des Messrauschens auf das Ein- und das Ausgangssignal abgeschätzt wird. Da die Wahl von s_h gezielt stattfinden muss, muss die Kenntnis über das Messrauschen a priori bekannt sein. Geht $s_h \rightarrow 0$, so erhält man die Gleichung der H2-Methode und geht $s_h \rightarrow \infty$, so erhält man die Gleichung der H1-Methode. Bei $s_h = 1$ erhält man die Gleichung der Hv-TLS Methode. In diesem Fall wird die Annahme getroffen, dass das Messrauschen n_e und n_a einen gleich großen Einfluss haben. Gleichung A-10 ist die Verallgemeinerung von Gleichung A-9 auf MIMO-Systeme. $\mathbf{U_p}$ und $\mathbf{V_p}$ sind Matrizen mit den Eigenvektoren der p größten Eigenwerte der mittels der Matrizen $\mathbf{s}_f$ und $\mathbf{s}_x$ skalierten globalen Matrix der Kreuzleistungsdichtespektren. Eine Herleitung geben LECLERE ET AL. [LEC14].

$$\gamma_{h1}^2(\omega_f) = \frac{|S_{xf}(\omega_f)|^2}{S_{ff}(\omega_f)\ S_{xx}(\omega_f)} \tag{A-11}$$

$$\gamma_{h2}^2(\omega_f) = \frac{|S_{FfxX}(\omega_f)|^2}{S_{ff}(\omega_f)\ S_{xx}(\omega_f)} \tag{A-12}$$

Gleichung A-11 wird angewendet, wenn die H1 Methode eingesetzt wurde und Gleichung A-12 findet Verwendung im Falle der H2 Methode [PRI86]. Diese bekannten

Gleichungen, welche für SISO-Systeme gilt, wurde erweitert auf MISO- und MIMO-Systeme [GON10]. Gleichung A-13 ist die Erweiterung von Gleichung A-11 auf MIMO-Systeme. Die MIMO-Kohärenz $\gamma^2_{(a)}$ sagt in diesem Fall aus, inwiefern die Energie aller Eingangssignale mit der Energie eines (jeden) Ausgangssignals a korreliert. Sind alle Eingangssignale in linearem Bezug zum Ausgangssignal a, so ist die Kohärenz $\gamma^2_{(a)} = 1$. Ist $\gamma^2_{(a)} = 0$ so besteht kein linearer Bezug und das Ausgangssignal a ist linear unabhängig von den Eingangssignalen.

$$\gamma^2_{(a)}(\omega_f) = \frac{\mathbf{S}^H_{xf(a)}(\omega_f)\mathbf{S}^{-1}_{xx}(\omega_f)\mathbf{S}_{xf(a)}(\omega_f)}{S_{ff(a)}(\omega_f)} \tag{A-13}$$

Dabei ist $\mathbf{S}^H_{xf(a)}$ die konjugiert-transponierte a. Spalte der Matrix $\mathbf{S}_{xf}$ und $S_{ff(a)}$ die Komponente der a. Zeile und a. Spalte von Matrix $\mathbf{S}_{ff}$.

A1.2 Modale Entkopplung der Bewegungsgleichungen

Wie einführend von PREUMONT [PRE11] dargestellt, kann mithilfe der aus dem frei schwingenden, ungedämpften System abgeleiteten Orthogonalitätsbedingungen und der Voraussetzung, dass auch die Dämpfungsmatrix $\mathbf{D}_c$ mithilfe der Eigenvektoren $\mathbf{\Phi}_k$ dieses Systems diagonalisierbar, das System also mit Proportionaldämpfung beschrieben ist, die Beziehung

$$\mathbf{G}(\omega) = [-\omega^2\mathbf{M} + i\omega\mathbf{D}_c + \mathbf{C}_k]^{-1} = \sum_{k=1}^{n} \frac{\mathbf{\Phi}_k\mathbf{\Phi}_k^T}{\mu_k(\omega_k^2 + 2i\xi_k\omega_k\omega + \omega^2)} \tag{A-14}$$

hergestellt werden. Dabei sind $\mathbf{\Phi}_k$ der Eigenvektor, μ_k die modale Masse, ω_k der Eigenwert und ξ_k die modale Dämpfung der k. Eigenform. Die Einführung des dynamischen Verstärkungsfaktors

$$D_k = \frac{1}{1 + 2i\xi_k\,\omega/\omega_k + \omega^2/\omega_k^2} \tag{A-15}$$

und die Definition einer oberen Beschränkung der Bandbreite bei ω_b führt unter den Annahmen, dass die Anregung **F** lediglich im Bereich der endlichen Bandbreite eine Auslenkung **X** bewirkt und dass die Bandbreite beschränkt ist auf den Frequenzbereich $0 \le \omega < \omega_m$ sowie unter Berücksichtigung, dass

$$\mathbf{G}(0) = \mathbf{K}^{-1} = \sum_{k=1}^{n} \frac{\mathbf{\Phi}_k\mathbf{\Phi}_k^T}{\mu_k\omega_k^2} \tag{A-16}$$

zu der Beziehung:

$$\mathbf{G}(\omega) \approx \sum_{k=1}^{m} \frac{\mathbf{\Phi}_k\mathbf{\Phi}_k^T}{\mu_k\omega_k^2} D_k(\omega) + \mathbf{K}^{-1} - \sum_{k=1}^{m} \frac{\mathbf{\Phi}_k\mathbf{\Phi}_k^T}{\mu_k\omega_k^2} = \sum_{k=1}^{m} \frac{\mathbf{\Phi}_k\mathbf{\Phi}_k^T}{\mu_k\omega_k^2} D_k(\omega) + \mathbf{R}_h \tag{A-17}$$

Der erste Term auf der rechten Seite von Gleichung A-17 beinhaltet die Beiträge aller Eigenmoden $\omega_k \le \omega_m$, welche direkt angeregt werden und die beiden anderen Terme, zusammengefasst im modalen Residuum R_H, beinhalten den konstanten Einfluss der höherfrequenten Eigenmoden $\omega_k > \omega_m$. Die Vernachlässigung der Residualterme hätte eine Erhöhung der Antiresonanzfrequenz zur Folge, was eine beträchtliche Ungenauigkeit bei der Modellierung des Systems bedeuten würde. Gleichung A-17 führt aufgrund der Verwendung

einer Proportionaldämpfung, wie zum Beispiel der Rayleigh-Dämpfung, zu realen Eigenmoden. Reale Systeme besitzen jedoch im Allgemeinen eine nicht-proportionale Dämpfung. Auf Basis von Gleichung A-17 kann mithilfe der Partialbruchzerlegung eine Gleichung hergeleitet werden, die auch komplexe Eigenmoden beschreiben kann. Für ein Mehrgrößensystem mit N_e Eingängen und N_a Ausgängen lautet sie in Komponentenschreibweise:

$$G_{ea}(\omega) = \sum_{k=n}^{m} \left(\frac{A_{eak}}{i\omega-\omega_k} + \frac{A^*_{eak}}{i\omega-\omega^*_k} \right) - \frac{R_{eat}}{\omega^2} + R_{eah} \tag{A-18}$$

wobei $(.)^*$ der konjugiert komplexe Wert ist. A_{eak} und A^*_{eak} können als Residuen der k. Mode bezogen auf Eingang e und Ausgang a betrachtet werden. Wie aus einem Vergleich mit Gleichung A-17 ersichtlich beinhalten sie die Eigenvektoren und einen modalen Skalierungswert. Gleichung A-18 kann weiter verallgemeinert werden, sofern sich die Bandbreite bei der Messung der Eigenschaften des zu modellierenden Systems auf mehrere Frequenzbereiche verteilt [PRE11]. Dies ist in den meisten Anwendungen aber nicht notwendig. Die Bandbreite des mit Gleichung A-18 beschreibbaren Systems liegt im Bereich $\omega_n < \omega < \omega_m$. Moden, die bei Eigenfrequenzen niedriger als ω_n oder höher als ω_m liegen werden vernachlässigt. Mithilfe des Residuums R_{eat}/ω^2 wird jedoch der Einfluss der niederfrequenten und mittels des Residuums R_{eah} der Einfluss der hochfrequenten vernachlässigten Moden auf die im betrachteten Frequenzbereich liegenden Moden berücksichtigt.

A1.3 Ermittlung der Modalparameter

Basierend auf der Annahme, dass eine TF-Matrix mittels Zähler- und Nennerpolynomen der Ordnung o beschrieben werden kann, so dass alle Ausgänge a = 1…N_a mit allen Eingängen e = 1…N_e verknüpft sind, gilt folgende Beziehung in Matrixschreibweise

$$\hat{\mathbf{G}}_a(\omega) = \hat{\mathbf{N}}_a(\omega) \cdot \hat{\mathbf{D}}^{-1}(\omega) \tag{A-19}$$

mit

$$\hat{\mathbf{N}}_a(\omega) = \sum_{j=0}^{o} \Omega_j(\omega)\, \mathbf{B}_{aj}, \quad \epsilon\, \mathbb{C}^{1xN_e} \tag{A-20}$$

$$\hat{\mathbf{D}}(\omega) = \sum_{j=0}^{o} \Omega_j(\omega)\, \mathbf{A}_j, \quad \epsilon\, \mathbb{C}^{N_e xN_e} \tag{A-21}$$

wobei einige Ansatzfunktionen für die Polynombasis $\Omega_j(\omega)$ möglich sind. Da die TF auf zeitdiskreten Messwerten basieren, wird üblicherweise die diskrete Basis $\Omega_j(\omega_f)=e^{-i\omega_f t_{sj}}$ verwendet. Die Matrizen

$$\boldsymbol{\beta}_a^T = [\mathbf{B}_{a0}\mathbf{B}_{a1},\ldots,\mathbf{B}_{an}] \text{ und } \boldsymbol{\alpha}^T = [\mathbf{A}_0,\mathbf{A}_1,\ldots,\mathbf{A}_n] \tag{A-22}$$

werden in eine Matrix

$$\boldsymbol{\Theta} = \left[\boldsymbol{\beta}_1^T,\boldsymbol{\beta}_2^T,\ldots,\boldsymbol{\beta}_{N_a}^T,\boldsymbol{\alpha}^T\right]^T \tag{A-23}$$

einsortiert. Mithilfe dieser Parametermatrix wird ein nichtlineares, gewichtetes LS Problem formuliert. Die Linearisierung erfolgt durch eine Approximation. Dabei wird die nichtlineare Fehlerfunktion rechtseitig mit $\widehat{\mathbf{D}}_a(\omega)$ multipliziert, so dass für die linearisierte Fehlerfunktion gilt:

$$\boldsymbol{\varepsilon}_a^{LS}(\omega_f) = W_a(\omega_f)\sum_{j=0}^{o}\left(\Omega_j(\omega_f)\mathbf{B}_{aj} - \Omega_j(\omega_f)\mathbf{G}_a(\omega_f)\mathbf{A}_j\right) \tag{A-24}$$

Hierbei ist $W_a(\omega_f)$ eine beliebige Funktion, mit der die Frequenzanteile der Ausgangssignale gewichtet werden und $\mathbf{G}_a(\omega_f)$ die a. Zeile der Matrix mit den gemessenen TF. Gleichung A-24 wird mithilfe der Gleichungen A-22 und A-23 umformuliert:

$$\boldsymbol{\varepsilon}_a^{LS}(\boldsymbol{\Theta}) = [\mathbf{C}_a \quad \mathbf{D}_a]\cdot\begin{bmatrix}\boldsymbol{\beta}_a\\ \boldsymbol{\alpha}\end{bmatrix} = [\mathbf{C}_a \quad \mathbf{D}_a]\cdot\boldsymbol{\Theta} = \mathbf{J}_a\cdot\boldsymbol{\Theta} \tag{A-25}$$

mit

$$\mathbf{C_a} = \begin{bmatrix}(W_a(\omega_1)[\Omega_0(\omega_1) & \dots & \Omega_o(\omega_1)])\otimes\mathbf{I}_{N_e}\\ \vdots & & \\ (W_a(\omega_{N_f})[\Omega_0(\omega_{N_f}) & \cdots & \Omega_o(\omega_{N_f})])\otimes\mathbf{I}_{N_e}\end{bmatrix} \tag{A-26}$$

und

$$\mathbf{D_a} = \begin{bmatrix}-(W_a(\omega_1)[\Omega_0(\omega_1) & \dots & \Omega_o(\omega_1)])\otimes\mathbf{G}_a(\omega_1)\\ \vdots & & \\ -(W_a(\omega_{N_f})[\Omega_0(\omega_{N_f}) & \cdots & \Omega_o(\omega_{N_f})])\otimes\mathbf{G}_a(\omega_{N_f})\end{bmatrix} \tag{A-27}$$

Dabei sind $\mathbf{I}_{N_e}$ die Identitätsmatrix und $\otimes$ das Kronecker-Produkt. Auf Basis von Gleichung A-25 wird das gewichtete lineare LS Problem durch Minimierung von

$$I_{LS}(\boldsymbol{\Theta}) = \sum_{a=1}^{N_a} Sp\left(\left(\varepsilon_a^{LS}(\boldsymbol{\Theta})\right)^H\cdot\varepsilon_a^{LS}(\boldsymbol{\Theta})\right) = \sum_{a=1}^{N_a} Sp\left(\boldsymbol{\Theta}^T\cdot\begin{bmatrix}\mathbf{R}_a & \mathbf{S}_a\\ \mathbf{S}_a^T & \mathbf{T}_a\end{bmatrix}\cdot\boldsymbol{\Theta}\right) \tag{A-28}$$

formuliert. Dabei ist Sp(.) der Spur-Operator, $\mathbf{R}_a = Re\left(\mathbf{C}_a^H\mathbf{C}_a\right)$, $\mathbf{S}_a = Re\left(\mathbf{C}_a^H\mathbf{D}_a\right)$ und $\mathbf{T}_a = Re\left(\mathbf{D}_a^H\mathbf{D}_a\right)$ mit dem Realteil Re(.). Mittels Definition der sogenannten Jacobi-Matrix

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix}\mathbf{C}_1 & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{D}_1\\ \mathbf{0} & \mathbf{C}_2 & & \mathbf{0} & \mathbf{D}_2\\ \vdots & & \ddots & & \vdots\\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & & \mathbf{C}_{N_f} & \mathbf{D}_{N_f}\end{bmatrix} \tag{A-29}$$

wird Gleichung A-28 zusammengefasst zu der Beziehung

$$I_{LS}(\boldsymbol{\Theta}) = Sp\left(\boldsymbol{\Theta}^T\cdot Re\left(\mathbf{J}^H\mathbf{J}\right)\cdot\boldsymbol{\Theta}\right) \tag{A-30}$$

Die Minimierung von Gleichung A-30 bedeutet, dass ihre Ableitungen nach $\boldsymbol{\beta}_a$ und $\boldsymbol{\alpha}$ null sein müssen.

$$\frac{\partial}{\partial\boldsymbol{\beta}_a} I_{LS}(\boldsymbol{\Theta}) = 2\left(R_a\boldsymbol{\beta}_a + \mathbf{S}_a\boldsymbol{\alpha}\right) = \mathbf{0} \tag{A-31}$$

$$\frac{\partial}{\partial \boldsymbol{\alpha}} l_{LS}(\boldsymbol{\Theta}) = 2\sum_{a=1}^{N_a}\left(\mathbf{S}_a^T\boldsymbol{\beta}_a+\mathbf{T}_a\boldsymbol{\alpha}\right) = \mathbf{0} \tag{A-32}$$

Substitution der Beziehung 4-31, $\boldsymbol{\beta}_a = \mathbf{R}_a^{-1}\mathbf{S}_a\boldsymbol{\alpha}$, in Gleichung (A-32) führt zu

$$\left[2\sum_{a=1}^{N_a}\left(\mathbf{T}_a-\mathbf{S}_a^T\mathbf{R}_a^{-1}\mathbf{S}_a\right)\right]\boldsymbol{\alpha} = \mathbf{M}\boldsymbol{\alpha} = \mathbf{0} \tag{A-33}$$

Die nichttriviale Lösung von Gleichung A-33 erfordert die Einführung einer Bedingung. Die Erweiterung des Nenners, siehe Gleichung A-21, um eine auf die Einheitsmatrix $\mathbf{I}_{N_e}$ festgelegte Koeffizientenmatrix $\mathbf{A}_{o+1}$ führt zu der folgenden Gleichung.

$$[\mathbf{M} \quad \mathbf{M}_{n+1}]\cdot\begin{bmatrix}\boldsymbol{\alpha}\\ \mathbf{I}_{N_e}\end{bmatrix} = \mathbf{0} \leftrightarrow \mathbf{M}\cdot\boldsymbol{\alpha} = -\mathbf{M}_{o+1} \leftrightarrow \boldsymbol{\alpha} = \mathbf{M}^{-1}\cdot-\mathbf{M}_{o+1} \tag{A-34}$$

Die Wahl der Bedingung wird von CAUBERGHE ET AL. [CAU05] diskutiert. Da es sich bei Gleichung A-33 um eine „reduzierte“ LS Formulierung handelt, wurde von KAILATH [KAI80] nachgewiesen, dass die Lösung der „vollen“ Formulierung zu denselben Koeffizienten führt.

Mithilfe der Gleichung A-31 können die restlichen unbekannten Koeffizienten $\boldsymbol{\beta}_a$ bestimmt werden. Die Polstellen ω_k in Gleichung A-18 werden bestimmt, indem die Eigenwerte λ_k der Begleitmatrix des zu normierenden Polynoms in Gleichung A-21 berechnet werden. Es gilt dann $\omega_k = \lambda_k$. Da die Erweiterung mittels der Einheitsmatrix durchgeführt wurde, $\mathbf{A}_{o+1} = \mathbf{I}_{N_e}$, ist das Polynom **D** bereits normiert und es folgt

$$\mathbf{D}_B = \begin{bmatrix}\mathbf{0} & \mathbf{I}_{N_e} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0}\\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{I}_{N_e} & \cdots & \mathbf{0}\\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{I}_{N_e}\\ -\mathbf{A}_0 & -\mathbf{A}_1 & -\mathbf{A}_2 & \cdots & -\mathbf{A}_n\end{bmatrix} \tag{A-35}$$

Bei Gleichung A-35 handelt es sich um die Kardinalform der Begleitmatrix. Das Eigenwertproblem lautet somit

$$(\mathbf{D}_B - \lambda_k\mathbf{I})\cdot\mathbf{V} = \mathbf{0} \tag{A-36}$$

wobei λ die Eigenwerte und **V** die Eigenvektoren sind.

Auf einer sogenannten Stabilitätskarte werden in einem Diagramm stabile und instabile Polstellen für jede berechnete Modellordnung über der Frequenz abgebildet. Eine Polstelle gilt als stabil, wenn sie einen negativen Realteil aufweist. Stabilitätskarten helfen bei der Auswahl von Polstellen mit strukturellem Ursprung. Die Ermittlung kann auf verschiedenen Wegen erfolgen [MOO90, VER02, GUI03, VER03].

Es liegt nah, dass eine Automatisierung der Polstellenidentifikation die Modellerstellung stark vereinfacht. Die Eigenschaften der Polstellen, die auf Basis der p-LSCFM berechnet wurden, können für die Gruppierung genutzt werden. VERBOVEN ET AL. [VER03] stellen eine Methode vor, bei der, ausgehend von einer Polstellenabstandsmatrix, eine Gruppierung erfolgt, wobei jede Gruppe eine Eigenmode repräsentiert. Der Anteil an stabilen Polstellen und die Standardabweichung in jeder Gruppe wird berechnet und dazu verwendet, die Signifikanz einer jeden Eigenmode zu ermitteln. Die dominantesten Eigenmoden werden dann für die

Modellerstellung genutzt. Ein früherer Ansatz von VERBOVEN [VER02] basiert auf einem iterativen Fuzzy-Gruppierungsalgorithmus. Zudem führte er einen Qualitätsindex als Indikator für strukturelle Eigenmoden ein [BEZ81, VER02].

A2 Reglerentwicklung

A2.1 Systematik

Die aktive Schwingungskompensation erfordert eine systematische Herangehensweise bei der Konstruktion und Integration des aktiven Zusatzsystems. Dies gilt ebenso für die Entwicklung des dafür notwendigen Reglers. Wohingegen die sogenannten Regulatoren bei rein mechanischen Systemen für eine Art adaptive Regulierung des Systemverhaltens sorgten und damit in den Konstruktionsprozess eingebunden werden mussten [MAX68], ist die Reglerentwicklung seit Mitte des 20. Jahrhunderts [ZIE43] bis heute [SKO05] weitestgehend vom Konstruktionsprozess entkoppelt und erfolgt häufig erst, wenn die Maschine bereits funktionsfähig ist. Eine systematische Vorgehensweise bei der Umsetzung einer Regelung der oftmals hochkomplexen Systeme ist daher unumgänglich. SKOGESTAD UND POSTLETHWAITE [SKO05] stellen die folgende Schritt-für-Schritt Prozedur für den Entwurf eines Reglersystems vor:

- Analyse des zu regelnden Systems und Definition der Anforderung an den Regler
- Modellierung des Systems
- Analyse des Modells zur Bestimmung seiner Eigenschaften
- Definition der Größen, die geregelt werden sollen (Ausgangsgrößen)
- Auswahl und Platzierung von Sensoren und Aktoren
- Festlegung einer Reglerstruktur
- Auswahl der Reglerart
- Festlegung des Lastenheftes basierend auf den Anforderungen an den Regler
- Entwicklung des Reglers
- Analyse des resultierenden geregelten Systems hinsichtlich der Erfüllung der Anforderungen
- Simulation des resultierenden geregelten Systemverhaltens
- Wiederholung von Schritt 2 an, falls Anforderungen nicht erfüllt und Systemverhalten nicht zufriedenstellend
- Wahl der Hard- und Software sowie Implementierung des Reglers
- Experimentelle Validierung des Reglers und finale Anpassung der Reglerparameter

Die Punkte 1. bis 5. beinhalten mitunter die Konstruktion und Integration von aktiven Zusatzsystemen. Die Analyse des zu regelnden Systems bezieht sich im Wesentlichen auf die Erarbeitung von Möglichkeiten der Einflussnahme, mit dem Ziel, den Aktor dort zu platzieren, wo er die höchste Autorität über die zu dämpfenden Moden hat. Um dies im Sinne einer Optimierung durchführen zu können, muss das System messtechnisch erfasst und modelliert werden. Für den strukturdynamischen Fall bedeutet dies beispielsweise die Durchführung einer Modalanalyse der Struktur und die Erstellung eines entsprechenden FE-Models. Die Entscheidung über die Regelgröße ist geknüpft an die Möglichkeiten der Integration eines aktiven Zusatzsystems und die Zielsetzung des Reglers. Die Auswahl geeigneter Sensoren und Aktoren folgt oftmals bereits aus diesem Schritt, da bereits ein breites Basiswissen über den technischen Einsatz von Sensorik und Aktorik existiert [JEN98]. Für die Platzierung nutzte WAIBEL [WAI13] eine Methode basierend auf Ergebnissen harmonischer FE-Analysen, bei denen TF von Aktor, der zwischen zwei beliebigen Knoten positioniert eine Kraft in die Maschinen einbringt, zur Relativverlagerung zwischen Werkzeug und Werkstück miteinander verglichen werden, um die Positionen mit dem größtmöglichen Einfluss des Aktors zu bestimmen. PREUMONT [PRE11] zufolge ist der Aktor dort zu platzieren, der Anteil der modalen

Verformungsenergie im Aktors u_k am höchsten ist. Wird ein kraftgeregelter Piezoaktor also in den Kraftfluss integriert, so sollte der Aktor dort positioniert werden, wo die modale Verformungsenergie der Struktur am größten ist, da in erster Näherung an dieser Position sowohl die Regelbarkeit als auch die Beobachtbarkeit gewährleistet ist.

Im nächsten Schritt wird das Modell des Regelkreises mit allgemein definiertem Regler erstellt und mathematisch nachvollzogen. Der Regler selbst wird im darauffolgenden Schritt definiert. Darüber hinaus wird auf Basis des im vorhergehenden Schritt erstellten Modells die Leistungsspezifikation geklärt. Im Zeitbereich kann die Leistungsfähigkeit des Reglers anhand der Anlaufzeit, der Einschwingzeit, des Überschwingens, der Abklingrate und der bleibenden stationären Regelabweichung festgemacht werden. Im Frequenzbereich werden üblicherweise GM und PM, Maxima der Sensitivitätsfunktion S und der komplementären Sensitivitätsfunktion T sowie Übergangs- und Grenzfrequenzen als Indikator für die Leistungsfähigkeit und Reaktionsgeschwindigkeit des Reglers herangezogen [SKO05].

In den Schritten 9. und 10. wird die Entwicklung und Analyse des Reglers fokussiert. Bei diesen beiden Schritten finden die Grundlagen der Regelungstechnik Verwendung. Die darauffolgende simulationsgestützte Untersuchung des geregelten Systems erlaubt zusammen mit den Ergebnissen des vorhergehenden Schritts eine vorläufige Bewertung der Leistungsfähigkeit und einen ersten Abgleich mit den anfangs definierten Reglerzielsetzungen. Sind diese nicht erfüllt, so müssen sie entweder angepasst werden, oder der Prozess der Reglerentwicklung noch einmal von vorne begonnen werden.

Die abschließenden Schritte beinhalten die Implementierung des Reglers mittels geeigneter Software auf einer geeigneten Hardware. Die Rechenleistung der Hardware sollte dabei hoch genug sein, um eine ausreichend hohe Abtastrate und Taktzeit zu ermöglichen und über genügend DAC und ADC Wandler verfügen. Ist der Regler implementiert so kann das aktive Zusatzsystem in Betrieb genommen werden. Die zuvor analytisch und simulativ bestimmte Stabilität und Leistungsfähigkeit des Reglers wird experimentell validiert und gegebenenfalls über eine Anpassung der Reglerparameter weiter verbessert.

A2.2 Steuerbarkeit, Beobachtbarkeit und Regelbarkeit

Ein System, welches geregelt werden soll, muss über entsprechende Eigenschaften und die Möglichkeiten verfügen. Mit anderen Worten und bezogen auf mechanische, strukturdynamische Systeme, muss ein Aktor eine Struktur derart beeinflussen können, dass die Anforderungen an die Regelung erfüllt werden können. Dieses grundlegende Konzept nennt man Steuerbarkeit. Gleichermaßen kann bei einer vorausgesetzten Rückführung der Aktor nur auf eine messbare Regelgröße hin reagieren. Die Beeinflussung der Struktur durch einen Aktor muss messbar sein. Dieses Konzept nennt man Beobachtbarkeit. Ein System ist dann regelbar, wenn dessen Steuerbarkeit und Beobachtbarkeit gegeben ist und darüber hinaus beobachtete Systemzustände gezielt gesteuert werden können.

Definition A-1 *Das dynamische System $\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{Ax} + \boldsymbol{Bu}$ beziehungsweise das Paar ($\boldsymbol{A}$, $\boldsymbol{B}$) ist vollständig steuerbar, wenn für einen beliebigen Anfangszustand $\boldsymbol{x}(0) = \boldsymbol{x}_0$, einen Zeitpunkt $t_1>0$ und einen beliebigen Endzustand $\boldsymbol{x}_1$ eine stückweise stetige Eingangsgröße $\boldsymbol{u}(\cdot)$ existiert, für die gilt $\boldsymbol{x}(t_1) = \boldsymbol{x}_1$. Andernfalls gilt das System als nicht steuerbar [ZHO96].*

Kalmans Definition der Steuerbarkeit ist bis heute die Basis der mathematischen Ansätze zur Ermittlung der Steuerbarkeit. Sie lässt sich insbesondere mithilfe der folgenden äquivalenten Aussagen prüfen:

1. (**A**, **B**) sind vollständig steuerbar.
2. Die Gram'sche Steuerbarkeitsmatrix

$$\mathbf{W}_b(t) = \int_0^t e^{\mathbf{A}\tau}\mathbf{B}\mathbf{B}^H e^{\mathbf{A}^H\tau} d\tau \tag{A-37}$$

   ist positiv definit für einen beliebigen Zeitpunkt $t > 0$.

3. Die Kalman'sche Steuerbarkeitsmatrix

$$r_b = \text{Rang}\left[\mathbf{B}\ \mathbf{AB}\ \mathbf{A}^2\mathbf{B}\ldots\mathbf{A}^{n-1}\mathbf{B}\right] \tag{A-38}$$

   hat einen vollen Rang, das heißt $r_b = n$.

4. Die Matrix $[\mathbf{A} - \lambda\mathbf{I}\ \ \mathbf{B}]$ hat einen vollen Rang $\forall\ \lambda \in C$.

Der Rang r_B gibt zudem die Dimension des vollständig steuerbaren Unterraumes an, wenn $r_b < n$. Mithilfe des Punktes (iv) kann ermittelt werden, für welchen konkreten Eigenwert λ das System nicht steuerbar ist.

Definition A-2 *Das mit dem linearen Gleichungssystem 2-26 beschriebene dynamische System beziehungsweise das Paar (**A**,**C**) ist vollständig beobachtbar, wenn für einen beliebigen Zeitpunkt $t_1>0$ der Ausgangszustand $\mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0$ aus dem zeitlichen Verlauf der Eingangs- und der Ausgangsgrößen **u**(t) und **y**(t) im Intervall $[0, t_1]$ bestimmt werden kann. Andernfalls gilt das System als nicht beobachtbar [ZHO96].*

In Anlehnung an die vorangehenden Betrachtungen zur Steuerbarkeit, lässt sich die Beobachtbarkeit insbesondere mithilfe der folgenden äquivalenten Aussagen prüfen:

1. (**A**, **C**) sind vollständig beobachtbar.
2. Die Gram'sche Beobachtbarkeitsmatrix

$$\mathbf{W}_c(t) = \int_0^t e^{\mathbf{A}\tau}\mathbf{C}\mathbf{C}^H e^{\mathbf{A}^H\tau} d\tau \tag{A-39}$$

   ist positiv definit für einen beliebigen Zeitpunkt $t>0$.

3. Die Kalman'sche Beobachtbarkeitsmatrix hat einen vollen Rang, das heißt $n_c = n$.

$$n_c = \text{Rang}\begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{AC} \\ \mathbf{A}^2\mathbf{C} \\ \vdots \\ \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{C} \end{bmatrix} \tag{A-40}$$

4. Die Matrix $\begin{bmatrix}\mathbf{A} - \lambda\mathbf{I} \\ \mathbf{C}\end{bmatrix}$ hat einen vollen Rang $\forall\ \lambda \in \mathbb{C}$.

Auch hierbei gelten die Ergänzungen für die Steuerbarkeitskriterien in äquivalenter Weise. Für eine vollständige und weiterführende zustandsraumbasierte Betrachtung der Steuerbarkeit

und Beobachtbarkeit sei auf Fachliteratur verwiesen [KAL60b, GIL63, KAL63, ZHO99, LUN05].

Bei den von ZIEGLER UND NICHOLS [ZIE43] aufgeworfenen Fragestellungen stand die auf den Systemeigenschaften basierende Regelbarkeit im Vordergrund, bei der es weitaus schwieriger war, allgemeingültige mathematische Definitionen zu geben, als bei der zustandsraumbasierten Steuerbarkeit und Beobachtbarkeit. Stattdessen sind diese Ansätze oftmals verbunden mit simulationsbasierten, qualitativen Aussagen. Dennoch ist diese Herangehensweise der ingenieurstechnischen Praxis deutlich näher als KALMANS [KAL60b] Definitionen, da hier die Regelbarkeit im Vordergrund steht und nicht die (theoretische) Steuerbarkeit und Beobachtbarkeit. Diese sind zudem eingeschränkt auf die Fähigkeit eines Systems von einem gegebenen Ausgangszustand innerhalb einer endlichen Zeit in einen beliebigen Endzustand überzugehen und lässt keine Aussage über das Verhalten zwischen diesen beiden Zuständen zu. Darüber hinaus basiert die Zustandsraumbeschreibung in der Praxis auf einer messtechnisch ermittelten Übertragungsmatrix, welche im Allgemeinen keine vollständige Beschreibung des Systems darstellt. Für numerische Anwendungen der Strukturdynamik hingegen ist die Zustandsraumbeschreibung sehr wertvoll, da zum Beispiel Strategien zur optimalen Platzierung von Aktoren und Sensoren abgeleitet werden können [WAI13].

Definition 2-1 führt in Bezug auf SISO-Systeme zu den folgenden prinzipiellen, praxisorientierten und quantifizierbaren Regeln, in denen Bezug genommen wird auf die wesentlichen leistungsfähigkeitsbeeinflussenden Faktoren [SKO05]:

- Eine ausreichende Geschwindigkeit der Störgrößenunterdrückung ist gegeben, wenn $|S(i\omega)| \leq |1/G_d(i\omega)|\ \forall\omega$.
- Eine ausreichende Geschwindigkeit der Führungsgrößenangleichung ist gegeben, wenn $|S(i\omega)| \leq |1/R|$ mit dem Verhältnis R von maximaler Änderungen der Führungsgröße r zu maximal erlaubter Regelabweichung e.
- Einschränkungen bezüglich der Stellgröße u und folgend aus der Störgröße d erfordern, dass $|G(i\omega)| > |G_d(i\omega)| - 1$ für alle Frequenzen, bei denen $|G_d(i\omega)| > 1$.
- Einschränkungen bezüglich der Stellgröße u und folgend aus der Führungsgröße r erfordern, dass $|G(i\omega)| > R - 1$ für alle Frequenzen, in denen das Nachführen erforderlich ist.
- Einschränkungen basierend auf einer systeminhärenten Verzögerungszeit $e^{-\theta s}$, Nullstellen in der positiven reellen Hälfte der komplexen Zahlenebene (PHZ-Nullstellen) bedeuten und Einschränkungen durch Phasenverzögerungen allgemein bedeuten, für die Grenzfrequenz des Reglers gilt $\omega_c < \omega_{180}$ mit der Frequenz ω_{180}, bei der die Phasen-verzögerung $\angle G(i\omega) = -180°$.

Instabile Polstellen p des Systems $G(i\omega)$, also Polstellen in der positiven reellen Hälfte der komplexen Zahlenebene, erfordern eine Grenzfrequenz $\omega_c > 2p$, wohingegen komplexe PHZ-Nullstellen eine Grenzfrequenz $\omega_c < |z|$ erfordern. Für reelle PHZ-Nullstellen sollte $\omega_c < z/2$ sein.

In Bezug auf MIMO-Systeme ist eine klare Definition von Regeln für die Bestimmung der zu erwartenden Leistungsfähigkeit aufgrund der Interaktion und Richtungsabhängigkeit von Aktoren und Sensoren schwieriger zu geben. Bezugnehmend auf Interaktion und Richtungsabhängigkeit ist es zweckmäßig, zu prüfen, ob die technische Regelbarkeit, hier definiert als die Möglichkeit alle Regelgrößen individuell zu beeinflussen, realisiert werden kann.

ROSENBROCK [ROS70] führte den Begriff der technischen Regelbarkeit ein, da nach den vorhergehenden Definitionen ein System steuerbar sein kann, jedoch bestimmte Regelgrößen systembedingt nicht individuell beeinflusst werden können.

Definition A-3 *Die technische Regelbarkeit eines Systems ist gegeben, wenn der über $s \in C$ maximierte Rang r eines Systems $\boldsymbol{G}(s)$ mit N_e Eingängen und N_a Ausgängen voll ist, das heißt, wenn die Anzahl der Ausgänge $N_a = r_t = \max_s(\mathrm{Rang}(\boldsymbol{G}(s)))$. Im Umkehrschluss ist das System nicht technisch regelbar, wenn $r_t < N_a$ oder $\det(\boldsymbol{G}(s)) = 0, \ \forall s$ [ROS70].*

Ein System mit echt gebrochen rationalen Übertragungsfunktionen $\mathbf{G}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}$ weist ein mangelhaftes Eingangsverhalten, wenn $\mathrm{Rang}(\mathbf{B}) < N_a$ und es weist ein mangelhaftes Ausgangsverhalten auf, wenn $\mathrm{Rang}(\mathbf{C}) < N_a$. $\mathbf{G}(s)$ ist in beiden Fällen nicht technisch regelbar. Das System ist technisch regelbar, wenn $\sigma_{N_a}(\mathbf{G}(i\omega)) \neq 0$ für wenigstens ein ω. Für den Fall, dass das System über wenigstens so viele Eingänge wie Ausgänge verfügt, ist $\sigma_{N_a} = \underline{\sigma}$ der kleinste Singulärwert von $\mathbf{G}(i\omega)$ für die jeweilige Frequenz ω und kann als Maß für die Regelbarkeit herangezogen werden. Mithilfe der Singulärwertzerlegung (SVD)

$$\mathbf{G} = \mathbf{U}\boldsymbol{\Sigma}\mathbf{V}^H, \tag{A-41}$$

bei der $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{N_a \times N_a}$ und $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{N_e \times N_e}$ unitäre Matrizen sind und

$$\boldsymbol{\Sigma} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Sigma}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N_a \times N_e}$$

mit der Singulärwertmatrix $\boldsymbol{\Sigma}_1 = \mathrm{diag}[\sigma_1, \sigma_2, \ldots, \sigma_r]$ und $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \cdots \geq \sigma_r > 0$ sowie $r = \mathrm{Rang}(\mathbf{G}(i\omega))$, können die nicht regelbaren Ausgänge anhand der letzten $N_a - r$ Spalten von $\mathbf{U}$ für die jeweilige Frequenz ω aufgezeigt werden. Auf Basis dieser Informationen können weitere Maßnahmen wie die Rekonfiguration der Aktorplatzierung oder die Ergänzung des Aufbaus um weitere Aktoren getroffen werden [SKO05].

A2.3 Stabilität

Eine wichtige, praxisrelevante Stabilitätseigenschaft ist in Definition A-4 gegeben.

Definition A-4 *Die (innere) Stabilität eines Systems liegt dann vor, wenn dessen Komponenten keine versteckten, instabilen Moden beinhalten und die Aufprägung von beschränkten, externen Signalen an einer beliebigen Position des Systems eine beschränkte Systemantwort an einer beliebigen Position des Systems hervorruft [ZHO99].*

Dies kann zum Beispiel auftreten, wenn in der offenen Kette instabile Polstellen gegen instabile Nullstellen gekürzt werden [LUN06]. Es ist grundsätzlich darauf zu achten, dass ein System im Zustandsraum als minimale Realisierung dargestellt wird. Das bedeutet, es basiert auf Übertragungsfunktionen, deren Nullstellen nicht durch Polstellen gekürzt werden können. Umgekehrt führt ein minimal realisiertes Zustandsraummodell zu Übertragungsfunktionen, in denen Nullstellen nicht gegen Polstellen gekürzt werden können. Unabhängig von einer minimalen Realisierung, ist es zweckmäßig, die Polstellen aller möglichen Übertragungsfunktionen des Regelkreises auf Stabilität zu prüfen. Da zur inneren Stabilität unterschiedliche Angaben bezüglich der zu prüfenden Übertragungsfunktionen gemacht werden [ZHO99, SKO05, LUN06], werden der Vollständigkeit halber die Übertragungsfunktionen des in Bild A-1 dargestellten Regelkreises mit MIMO-System mit den Gleichungen A-42 bis A-44 gegeben.

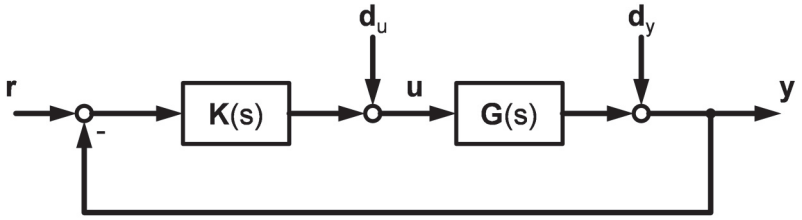


Bild A-1: Schematische Abbildung eines Regelkreises mit Ein- und Ausgangsgrößen zur Ermittlung der inneren Stabilität

$$\mathbf{u} = \mathbf{d}_u + \mathbf{K}\left(\mathbf{r} - \left(\mathbf{d}_y + \mathbf{G}\mathbf{u}\right)\right) \tag{A-42}$$
$$\Leftrightarrow \mathbf{u} = (\mathbf{I} + \mathbf{KG})^{-1}\mathbf{d}_u - (\mathbf{I} + \mathbf{KG})^{-1}\mathbf{K}\mathbf{d}_y + (\mathbf{I} + \mathbf{KG})^{-1}\mathbf{K}\mathbf{r}$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{d}_y + \mathbf{G}\left(\mathbf{d}_u + \mathbf{K}(\mathbf{r} - \mathbf{y})\right) \tag{A-43}$$
$$\Leftrightarrow \mathbf{y} = (\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1}\mathbf{G}\mathbf{d}_u + (\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1}\mathbf{d}_y - (\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1}\mathbf{GK}\mathbf{d}_y$$

$$\begin{bmatrix}\mathbf{u}\\ \mathbf{y}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\mathbf{S}_u & -\mathbf{S}_u\mathbf{K} & -\mathbf{S}_u\mathbf{K}\mathbf{G}\\ \mathbf{S}_y\mathbf{G} & \mathbf{S}_y & -\mathbf{S}_y\mathbf{G}\mathbf{K}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{d}_u\\ \mathbf{d}_y\\ \mathbf{r}\end{bmatrix} \tag{A-44}$$

In Gleichung A-42 sind $\mathbf{S}_y = (\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1}$ die Sensitivität der Regelgröße **y** bezüglich einer Störgröße $\mathbf{d}_y$ und $\mathbf{S}_u = (\mathbf{I} + \mathbf{KG})^{-1}$ die Sensitivität der Stellgröße **u** bezüglich einer Störgröße $\mathbf{d}_u$. SKODESTAD UND POSTLETHWAITE [SKO05] geben in ihrer Definition der inneren Stabilität die reduzierte Form

$$\begin{bmatrix}\mathbf{u}\\ \mathbf{y}\end{bmatrix} = \mathbf{M}_i\begin{bmatrix}\mathbf{d}_u\\ \mathbf{d}_y\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\mathbf{I} & \mathbf{K}\\ -\mathbf{G} & \mathbf{I}\end{bmatrix}^{-1}\begin{bmatrix}\mathbf{d}_u\\ \mathbf{d}_y\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\mathbf{S}_u & -\mathbf{K}\mathbf{S}_y\\ \mathbf{G}\mathbf{S}_u & \mathbf{S}_y\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{d}_u\\ \mathbf{d}_y\end{bmatrix} \tag{A-45}$$

an, mit der Aussage, dass innere Stabilität dann und nur dann gegeben ist, wenn $\mathbf{M}_i$ stabil bezüglich der Polstellen ist. Dabei wird die Annahme getroffen, dass die Übertragungsfunktionen zwischen dem Führungsgrößenvektor **r** und den beiden Ausgangsgrößenvektoren **u** und **y** bereits durch den Regelgrößenvektor **y** abgegolten sind, insbesondere deswegen, weil **y** und **r** lediglich eine Differenz bilden, was keinen Einfluss auf die Realteile der Polstellen hat. Für den Fall, dass keine Polstellen-Nullstellen-Kürzung vorliegt, genügt die Betrachtung einer Komponente der Matrix $\mathbf{M}_i$, um die innere Stabilität des Regelkreises zu prüfen [SKO05].

Nützlich bei der graphischen Ermittlung der Stabilität ist das Kriterium von NYQUIST [NYQ32]. Wie in Bild 2-14 angedeutet, kann mithilfe des Nyquist-Diagramms der Übertragungsfunktion des Regelkreises die Sicherheit bei der Auslegung der Reglerverstärkung gegenüber Instabilität in Form des Amplitudenrandes GM und des Phasenrandes PM abgelesen werden. Dies setzt voraus, dass die offene Regelstrecke L stabil ist, denn das Nyquistkriterium für stabile offene Ketten verlangt, dass die Ortskurve von L den Punkt -1 + i0 umschließt. Im Falle der Existenz von n^+ instabilen Polstellen muss die Ortskurve von L dem Nyquistkriterium zufolge den Punkt -1 + i0 in mathematisch positivem Sinn n^+ mal umschließen [LUN05, LUN06]. Dies gilt für Systeme mit negativer Rückführung. Bei positiver Rückführung ist zu berücksichtigen, dass die Kriterien nicht auf L sondern auf -L angewendet werden müssen.

Die Erweiterung auf MIMO-Systeme erfolgt äquivalent zu SISO-Systemen mit der Forderung, dass die Nyquist-Darstellung von $\det(\mathbf{I} + \mathbf{L}(s))$ den Koordinatenursprung n^+ mal in mathematisch positivem Sinn umschließt und nicht durch den Ursprung verläuft, wenn der

Regelkreis stabil ist. Dies bedeutet natürlich, dass der Ursprung nicht umschlungen werden darf, wenn $n^+ = 0$ beziehungsweise alle offenen Regelstrecken in **L** stabil sind.

Mithilfe des Nyquist-Kriteriums kann einerseits eingesehen werden, ob ein geregeltes System stabil ist und wieviel Sicherheit gegenüber Instabilität herrscht, aber es kann auch geschlussfolgert werden, welche Maßnahmen zur Stabilisierung eines instabilen Regelkreises getroffen werden müssen [LUN06]. Im Zustandsraum können eindeutige mathematische Regeln bezüglich der Stabilisierung eines Systems aufgestellt werden.

Definition A-5 *Ein System, beziehungsweise das Paar (**A**, **B**) ist dann (steuerungs-) stabilisierbar, wenn alle instabilen Moden vollständig steuerbar sind, so dass eine Zustandsrückführung **u** = **Ox** existiert, mithilfe derer **A** + **BO** stabil im Sinne von Definition 2-2 ist [LUN06].*

Definition A-6 *Ein System, beziehungsweise das Paar (**C**, **A**) ist dann (beobachtungs-) stabilisierbar, wenn alle instabilen Moden vollständig beobachtbar sind, so dass eine Zustandsaufschaltung **y** = $\mathbf{P}_a\mathbf{x}$ existiert, mithilfe derer **A** + $\mathbf{P}_a\mathbf{C}$ stabil im Sinne von Definition 2-2 ist [LUN06].*

Definition A-7 *Ein System gemäß Gleichung 2-26 ist dann und nur dann (ausgangsrückführungs-) stabilisierbar, wenn das Paar (**A**, **B**) steuerungsstabilisierbar und das Paar (**C**, **A**) beobachtungsstabilisierbar ist [LUN06].*

Eine grundlegende Gleichung der Systemanalyse bezüglich Stabilität, aber auch in Hinsicht auf Steuerbarkeit und Beobachtbarkeit ist die Ljapunow-Gleichung.

$$\mathbf{A}^H\mathbf{Q} + \mathbf{QA} + \mathbf{H} = \mathbf{0} \tag{A-46}$$

mit den reellen Matrizen **A** und **H**. Dieses Gleichungssystem hat eine eindeutige Lösung **Q** dann und nur dann, wenn $\lambda_j(\mathbf{A}) + \lambda_k(\mathbf{A}^H) \neq 0$, $\forall j,k$. Die Lösung **Q** steht in Verbindung mit der Stabilität von **A**. So ist **A** stabil, wenn $\mathbf{Q} > \mathbf{0}$ und $\mathbf{H} > \mathbf{0}$ [ZHO99]. Wird $\mathbf{H} = \mathbf{BB}^H$ gesetzt, so ist die Gram'sche Matrix in Gleichung A-37 die Lösung der Ljapunow-Gleichung. Äquivalent ist die Gram'sche Matrix in Gleichung A-39 die Lösung der Ljapunow-Gleichung, wenn $\mathbf{H} = \mathbf{CC}^H$ [SKO05]. Die Ljapunow-Gleichung kann in diesem Sinne auch zur Bestimmung der Steuerbarkeit und Beobachtbarkeit eines Systems herangezogen werden, denn ist die Lösung $\mathbf{W}_b$ der Gleichung

$$\mathbf{A}^H\mathbf{W}_b + \mathbf{W}_b\mathbf{A} + \mathbf{BB}^H = \mathbf{0} \tag{A-47}$$

positiv definit, so ist das Paar (**A**, **B**) vollständig steuerbar und ist die Lösung $\mathbf{W}_c$ von Gleichung

$$\mathbf{A}^H\mathbf{W}_c + \mathbf{W}_c\mathbf{A} + \mathbf{CC}^H = \mathbf{0} \tag{A-48}$$

positiv definit, so ist das Paar (**A**, **C**) vollständig beobachtbar.

Die Stabilität eines Regelkreises kann also auf verschiedene Arten und Weisen ermittelt werden. Das Nyquist-Kriterium erlaubt sogar die Bestimmung des Abstands von der Stabilitätsgrenze, was in gewisser Weise eine Berücksichtigung von Unsicherheiten, die bei der Vermessung und der Modellierung des Systems auftreten können, ermöglicht. Der Amplituden- und der Phasenrand, die entweder auf Basis des Nyquist-Kriteriums mit den Gleichungen 2-18 und 2-19 oder mithilfe der $\mathcal{H}_\infty$-Norm der Sensitivitätsfunktionen des Regelkreises als untere Schranke, siehe Gleichungen 2-22 bis 2-25, ermittelt werden können,

können als Indikatoren für die Robustheit der Stabilität des Regelkreises gegenüber Modellunsicherheiten verwendet werden [LUN06].

A2.4 Robustheit

Unsicherheiten bei der Bereitstellung der Stellgröße sowie Messunsicherheiten treten bei jedem realen Prozess auf. Sie können in diagonaler Form beschrieben werden, so dass $\Delta\mathbf{G}_j(s) = \mathbf{W}_j(s)\mathbf{\Delta}_j(s)$, mit der diagonalbesetzten Gewichtungsmatrix $\mathbf{W}_j(s)$ und der diagonalen Störgrößenmatrix $\mathbf{\Delta}_j(s) = \text{diag}\{\delta_{j1},\delta_{j2},\ldots,\delta_{jk}\}$ die Unsicherheit von voneinander unabhängigen Stellgrößen **u** oder Regelgrößen **y** abbildet. Insbesondere die diagonale Stellgrößenunsicherheit sollte berücksichtigt werden, da sie immer, zum Beispiel in Form von Unsicherheit der einzelnen Messwertaufnehmer auftritt und die Leistungsfähigkeit stark beeinflussen kann [SKO05]. Eine ausführliche Betrachtung möglicher Unsicherheiten, ihre Ursachen und Bedeutung für die Stabilität und Leistungsfähigkeit gibt ZHOU [ZHO99].

Für die weiteren Betrachtungen sind einige mathematische Vorüberlegungen notwendig, die der robusten Regelung zugrunde liegen. Für einen Vektorraum X kann eine reale Funktion $\|\cdot\|_p$ definiert werden. Sie wird dann als Norm bezeichnet, wenn sie die Eigenschaften

- $\|\mathbf{x}\| \geq 0$
- $\|\mathbf{x}\| = 0$ dann und nur dann, wenn $\mathbf{x} = 0$
- $\|a\mathbf{x}\| = |a|\|\mathbf{x}\|$ für einen beliebigen skalaren Wert a
- $\|\mathbf{x} + \mathbf{y}\| \leq \|\mathbf{x}\| + \|\mathbf{y}\|$

für beliebige $\mathbf{x}, \mathbf{y} \in X$ erfüllt. Sei $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^n$, so wird die Vektor-p-norm von **x** mittels Gleichung A-49 definiert.

$$\|\mathbf{x}\|_p := \left(\sum_{j=1}^{n} |x_j|^p\right)^{1/p}, \quad p \in \mathbb{N}\setminus\{0\} \tag{A-49}$$

Für p = 2 ergibt sich die euklidische Norm

$$\|\mathbf{x}\|_2 := \sqrt{\sum_{j=1}^{n} |x_j|^2} \tag{A-50}$$

und die Norm für $p = \infty$ kann mithilfe von

$$\|\mathbf{x}\|_\infty := \max_{1\leq j\leq n} |x_j| \tag{A-51}$$

ermittelt werden. Im Gegensatz zur euklidischen Norm, wird für $p = \infty$ das Element des Vektors **x** gesucht, dessen Betrag am höchsten ist. Die in den Gleichungen 2-20 bis 2-25 verwendete H_∞-Norm für skalare Übertragungsfunktionen g(iω) kann folgendermaßen definiert werden:

$$\|g(i\omega)\|_\infty := \max_{\omega} |g(i\omega)| = \lim_{p\to\infty} \left(\int_{-\infty}^{\infty} |g(i\omega)|^p d\omega\right)^{1/p} \tag{A-52}$$

Dabei ist zu berücksichtigen, dass mathematisch streng genommen anstelle des Maximums der Funktion g(iω) das Supremum gesucht ist, weil ein Maximum auch außerhalb des physikalisch relevanten Frequenzbereichs liegen kann. Für ingenieurstechnische Zwecke ist

der Unterschied zwischen Maximum und Supremum jedoch nicht relevant [SKO05]. Dennoch sei auf die ausführliche Einführung in die mathematischen Zusammenhänge und ihr Bezug zu regelungstechnischen Konzepten, die von ZAMES [ZAM81] und von ZHOU [ZHO99] gegeben wird, hingewiesen. Hilfreich ist die Generalisierung auf frequenzdiskrete Mehrgrößensysteme $\mathbf{G}(i\omega_f)$ mittels der Beziehung

$$\|\mathbf{G}(i\omega_f)\|_\infty := \max_f \bar{\sigma}\left(\mathbf{G}(i\omega_f)\right) , \tag{A-53}$$

bei der das Maximum des Singulärwertes von $\mathbf{G}(i\omega_f)$ über alle Frequenzen $\omega_f = f\Delta\omega$ als Approximation für die H_∞-Norm verwendet werden kann [ZHO99, SKO05]. Dabei ist zu berücksichtigen, dass $\Delta\omega$ genügend klein ist, damit das Maximum möglichst genau approximiert werden kann. Die H_∞-Norm ist populär, weil sie sehr gut geeignet ist, um mit unstrukturierten Unsicherheiten umzugehen und im Gegensatz zur H_2-Norm die Eigenschaft

$$\|\mathbf{X}(s)\mathbf{Y}(s)\|_\infty \leq \|\mathbf{X}(s)\|_\infty \|\mathbf{Y}(s)\|_\infty \tag{A-54}$$

erfüllt [SKO05].

Die bereits im Rahmen von Gleichung A-41 eingeführte Singulärwertzerlegung als Verallgemeinerung der Eigenwertzerlegung ist ein grundlegendes Mittel bei der Bewertung der Leistungsfähigkeit und der Stabilität. Die Singulärwerte σ_k der Matrix $\mathbf{G}$ werden mittels Eigenwertberechnung wie in Gleichung (A-49) dargestellt ermittelt.

$$\sigma_k = \sqrt{\lambda_k(\mathbf{G}^H\mathbf{G})} \tag{A-55}$$

Die unitäre Matrix $\mathbf{U}$ beinhaltet die singulären Ausgangsvektoren $\mathbf{u}_k$ und die unitäre Matrix $\mathbf{V}$ beinhaltet die singulären Eingangsvektoren $\mathbf{v}_k$. Die singulären Ausgangs- als auch die Eingangsvektoren sind orthonormal und beschreiben die effektive Richtung der Aus- und Eingänge des Systems. Die Singulärwerte beschreiben die Beziehung zwischen Aus- und Eingangsgrößen. Da $\mathbf{V}^H\mathbf{V} = \mathbf{I}$ wird Gleichung A-41 zu $\mathbf{GV} = \mathbf{U\Sigma}$ und für jede Spalte k

$$\mathbf{G}\mathbf{v}_k = \sigma_k\mathbf{u}_k \tag{A-56}$$

ist Gleichung A-50 anwendbar. Da die Vektoren $\mathbf{u}_k$ und $\mathbf{v}_k$ Einheitsvektoren sind und somit $\|\mathbf{u}_k\|_2=\|\mathbf{v}_k\|_2=1$, gilt für die Singulärwerte folglich

$$\sigma_k(\mathbf{G}) = \frac{\|\mathbf{G}\mathbf{v}_k\|_2}{\|\mathbf{v}_k\|_2} \tag{A-57}$$

womit gezeigt werden kann, dass der k. Singulärwert direkt die Verstärkung von $\mathbf{G}$ in die für den Singulärwert charakteristische Richtung wiedergibt. Der größte Singulärwert $\bar{\sigma} := \sigma_1$ gibt Die Anforderungen können nicht für den gesamten Frequenzbereich simultan erfüllt werden. Jedoch sind sie in den relevanten Frequenzbereichen realisierbar. also direkt die größte Verstärkung des Systems $\mathbf{G}$ und zeigt mithilfe der entsprechenden singulären Vektoren die Richtung der zugehörigen Ein- und Ausgänge auf. In gewisser Weise wird also aufgezeigt, welcher Eingang die größte Verstärkung hervorruft und welcher Ausgang dadurch am effektivsten angesprochen wird. Analog spiegelt der kleinste Singulärwert $\underline{\sigma} := \sigma_r$ die geringste Verstärkung und damit Ein- und Ausgänge mit geringstem Effekt wider. Für einen beliebigen Vektor $\mathbf{x}$ bedeutet dies

$$\underline{\sigma}(\mathbf{G}) \le \frac{\|\mathbf{G}\mathbf{x}\|_2}{\|\mathbf{x}\|_2} \le \overline{\sigma}(\mathbf{G}) \tag{A-58}$$

Mithilfe dieser Beziehungen und einiger weiterer Überlegungen [DOY81, SKO05] lassen sich analog zu den in Kapitel 2.4 dargestellten Regleranforderungen für SISO-Systeme, Zielstellungen für MIMO-Systeme formulieren. In Tabelle A-1 sind die wesentlichen Zielstellungen mit den konkreten Anforderungen zusammengefasst. Die Anforderungen können nicht für den gesamten Frequenzbereich simultan erfüllt werden. Jedoch sind sie in den relevanten Frequenzbereichen realisierbar.

Tabelle A-1: Zielstellungen und Anforderungen an MIMO-Regelungssysteme

Zielstellung	**Anforderung an die offene Regelstrecke**	**Anforderung an den Regelkreis**
Hohe Leistungsfähigkeit und Störgrößenunterdrückung	$\underline{\sigma}(\mathbf{L}) \gg 1$	Minimierung von $\overline{\sigma}(\mathbf{S})$
Reduzierung des Einflusses des Messrauschens	$\overline{\sigma}(\mathbf{L}) \ll 1$	Minimierung von $\overline{\sigma}(\mathbf{T})$
Schnelle Reaktion auf Änderungen der Führungsgröße	$\underline{\sigma}(\mathbf{L}) \gg 1$	$\overline{\sigma}(\mathbf{T}) \cong \underline{\sigma}(\mathbf{T}) \cong 1$
Reduzierung des Energieaufwandes bei der Bereitstellung der Stellgröße	$\overline{\sigma}(\mathbf{L}) \ll 1$	Minimierung von $\overline{\sigma}$(KS)
Erhöhung der Robustheit	$\overline{\sigma}(\mathbf{L}) \ll 1$	Minimierung von $\overline{\sigma}$(KS) bei additiver und Minimierung von $\overline{\sigma}$(T) bei multiplikativer Unsicherheit

Eine weitere wichtige Größe zur Charakterisierung der Güte eines MIMO-Systems ist die Konditionszahl. Sie ist definiert als Verhältnis zwischen maximalem und minimalem Singulärwert von **G**.

$$\gamma_k(\mathbf{G}) := \frac{\overline{\sigma}(\mathbf{G})}{\underline{\sigma}(\mathbf{G})} \tag{A-59}$$

Die Konditionszahl sollte möglichst klein sein. Sie kann mithilfe einer Minimierung über die möglichen Skalierungsmatrizen der Ein- und Ausgänge von **G** minimiert werden. Die Konditionszahl hängt also von der Skalierung ab und lässt daher keine unabhängige Aussage über Interaktion zwischen Systemeingängen zu. Hilfreich hierbei ist die von BRISTOL [BRI66] vorgeschlagene RVM, welche das invertierbare, quadratische System **G** in Beziehung zum Verhältnis zwischen offener Regelstrecke und Regelkreis setzt. Große Elemente der RVM weisen auf signifikante Interaktionen in **G** und eine Sensitivität bezüglich Unsicherheiten der Eingangsgrößen von **G** hin.

$$\mathbf{\Lambda}_{rvm}(\mathbf{G}) := \mathbf{G} \times \mathbf{G}^{-T} \tag{A-60}$$

In Gleichung A-60 sind **G** und dessen transponierte Inverse $\mathbf{G}^{-T}$ über das Schur-Produkt × miteinander verknüpft. Die daraus resultierende RVM ist unabhängig von der gewählten Skalierung. Die Matrixsummennorm der RVM $\|\mathbf{\Lambda}_{rvm}\|_{sum} := \sum_{jk} \Lambda_{jk}$ liegt sehr nah an der minimalen Konditionszahl [SKO05]. Hohe Werte der RVM weisen auf eine schlechte Konditionszahl sowie eine schlechte Regelbarkeit hin. Zudem können Rückschlüsse auf die Steuerbarkeit und Beobachtbarkeit getroffen werden, denn wenn die Summe der Elemente einer Spalte der RVM deutlich kleiner als eins ist, so kann der entsprechende Sensor entfernt werden, da er keinen wesentlichen Beitrag zum System liefert. Ist die Summe der RVM Zeilenelemente deutlich kleiner als eins, so ist dies ein Indiz dafür, dass der Ausgang nicht ansteuerbar ist. Insbesondere aber kann die Diagonaldominanz des Systems **G** ermittelt und hergestellt werden, indem die RVM-Zahl Λ_{rvm} mittels Gleichung A-61 berechnet wird. Damit kann bewertet werden, ob sich das System für eine dezentrale Regelung eignet, was bedeutet, dass der Regler ausschließlich Diagonalelemente aufweist und damit eine gemessene Regelgröße mit genau einer Stellgröße verknüpft.

$$\Lambda_{rvm} := \|\mathbf{\Lambda}(\mathbf{G}) - \mathbf{I}\|_{sum} \tag{A-61}$$

Der generelle Ansatz robuster Regler basiert auf der Minimierung einer Norm der Übertragungsfunktionen **N** zwischen exogenen Systemeingängen **w** und exogenen Systemausgängen **z**. Dem Regelkreis in Bild 2-12 folgend, können also Störgrößen sowie Führungsgrößen in **w** und Zielgrößen wie zum Beispiel die Abweichung zwischen Führungsgröße und Regelgröße oder die Stellgröße in **z** zusammengefasst werden. Die allgemeine Formulierung des Regelkreises, welche in heutigen Regleroptimierungsproblemen Verwendung findet, initiierte DOYLE [DOY83]. Das von DOYLE vorgestellte generalisierte System mit Regler **K** und Unsicherheiten **Δ** kann Bild A-2 entnommen werden.

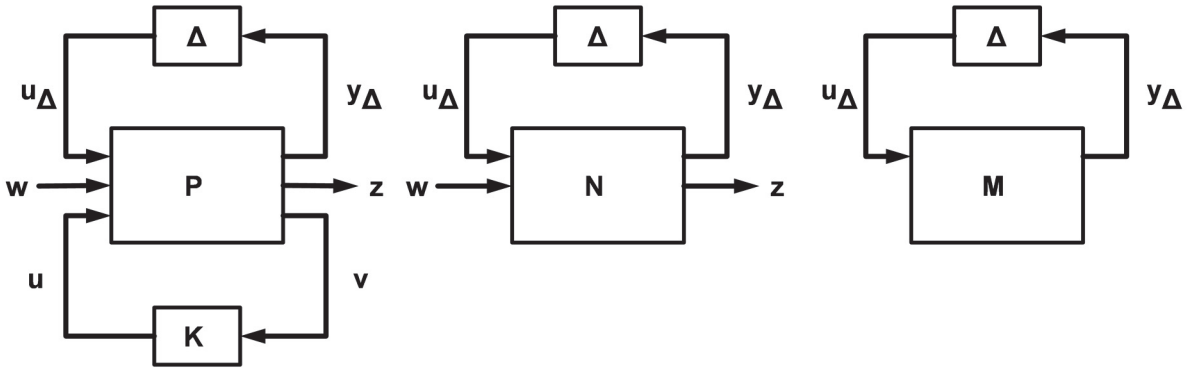


Bild A-2: Allgemeine Regler Konfigurationen bei Berücksichtigung einer Unsicherheit **Δ**, links: **PKΔ**-Struktur für die Regler-Synthese, mittig: **NΔ**-Struktur für die Analyse der robusten Leistungsfähigkeit, rechts: **MΔ**-Struktur für die Analyse der robusten Stabilität

Dabei sind **u** die Reglerausgangsgrößen, **v** die Reglereingangsgrößen, $\mathbf{y}_\Delta$ die mit einer Unsicherheit behafteten Größen und $\mathbf{u}_\Delta$ die aus den Unsicherheiten resultierenden Einflussgrößen. Die Partitionierung des generalisierten Systems **P** kann für eine große Zahl von Regelkreisen mit Gewichtungen der exogenen Ein- und Ausgänge vorgenommen werden [DOY83, DOY84, GEO99, SKO05, WEI91, ZHO99]. Die Beschreibung des Systemverhaltens kann dabei sowohl als Übertragungsfunktion als auch als Zustandsraumdarstellung erfolgen [DOY84, MUE96, SKO05, WEI91].

Um das Regelverhalten hinsichtlich der Erfüllung zuvor definierter Anforderungen zu analysieren, wird der Regler **K** mit dem System **P** zu einem neuen System **N**, wie in Bild A-2 dargestellt, zusammengeführt. Wird **P** so partitioniert, dass

$$\mathbf{z} = \mathbf{P}_{11}\mathbf{w} + \mathbf{P}_{12}\mathbf{u} \quad \text{und} \tag{A-62}$$

$$\mathbf{v} = \mathbf{P}_{21}\mathbf{w} + \mathbf{P}_{22}\mathbf{u}, \tag{A-63}$$

dann ergibt sich mit $\mathbf{z} = \mathbf{N}\mathbf{w}$ und $\mathbf{u} = \mathbf{K}\mathbf{w}$ Gleichung (A-63).

$$\mathbf{N} = \mathbf{P}_{11} + \mathbf{P}_{12}\mathbf{K}(\mathbf{I} - \mathbf{P}_{22}\mathbf{K})^{-1}\mathbf{P}_{21} \tag{A-64}$$

Das Gleichung A-64 entsprechende Blockschaltbild ist in Bild A-3 dargestellt. Der Regler **K** ist über $\mathbf{P}_{22}$ rückgekoppelt und über $\mathbf{P}_{21}$ und $\mathbf{P}_{12}$ an das System angebunden. Die Komponente $\mathbf{P}_{11}$ beinhaltet die Anteile der Eingänge, die direkt auf die Ausgänge wirken.

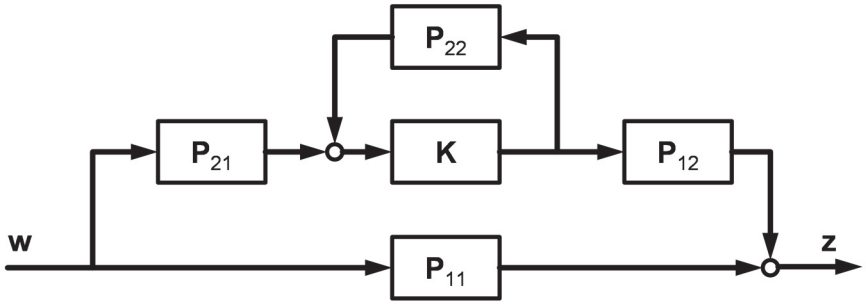


Bild A-3: Blockschaltbild des Systems **N** mit den Partitionen des generalisierten Systems **P**

Zur Optimierung der Leistungsfähigkeit, der Robustheit und Begrenzung der Stellgrößen, kann die Gleichung A-53 entsprechende H_∞-Norm von **N** über alle stabilisierenden Regler **K** minimiert werden. Gleichung A-64 zeigt die entsprechende Notation und ein beispielhaftes System **N** in dem durch Minimierung von $\mathbf{W}_u\mathbf{K}\mathbf{S}$ die Stellgrößen **u** begrenzt werden. Die Minimierung von $\mathbf{W}_P\mathbf{S}$ maximiert die Leistungsfähigkeit und verbessert die Störgrößenunterdrückung und die Minimierung von $\mathbf{W}_T\mathbf{T}$ erhöht die Robustheit und minimiert den Einfluss des Messrauschens.

$$\min_{\mathbf{K}} \|\mathbf{N}(\mathbf{K})\|_\infty , \quad \mathbf{N} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_u\mathbf{K}\mathbf{S} \\ \mathbf{W}_T\mathbf{T} \\ \mathbf{W}_P\mathbf{S} \end{bmatrix} \tag{A-65}$$

Dabei ist $\mathbf{W}_u$ eine Gewichtungsmatrix für die Übertragungsmatrix zwischen **w** und den Stellgrößen **u**, $\mathbf{W}_u$ ist eine Gewichtungsmatrix der komplementären Sensitivitätsmatrix und $\mathbf{W}_p$ ist eine Gewichtungsmatrix der Sensitivitätsmatrix. Das Modell des Systems **N** wird hauptsächlich zur Reglersynthese verwendet [DOY83]. Die grundlegende Idee der H_∞-Regelung, die Verwendung der H_∞-Norm zur Formulierung eines Optimierungsproblems, hat ihren Ursprung in der Arbeit von ZAMES [ZAM81]. Ansätze zur Lösung dieser Form von Optimierungsproblemen, die heutzutage am weitesten verbreitet sind, basieren auf der Lösung zweier Riccati-Gleichungen im Zustandsraum [GLO88, DOY89]. Die Anforderungen an Systeme sowie die ausführliche Beschreibung der H_∞-Regelung kann weiterführender Literatur entnommen werden [FRA87, MUE96, ZHO99, SKO05].

Die Integration der Unsicherheiten zur Analyse der Robustheit des Systems erfolgt dann durch Verwendung der kompletten **NΔ**-Struktur. Durch eine weitere Partitionierung von **N** dergestalt,

dass $\mathbf{N}_{22} = \mathbf{N}$ und $\mathbf{N}_{11}$, $\mathbf{N}_{12}$ sowie $\mathbf{N}_{21}$ die restlichen Verknüpfungen der Systemgrößen $\mathbf{w}$, $\mathbf{z}$, $\mathbf{u}_\Delta$ und $\mathbf{y}_\Delta$ mit der Unsicherheitsmatrix $\boldsymbol{\Delta}$ beinhalten, kann Gleichung A-65 hergeleitet werden.

$$\mathbf{O} = \mathbf{N}_{22} + \mathbf{N}_{21}\boldsymbol{\Delta}(\mathbf{I} - \mathbf{N}_{11}\boldsymbol{\Delta})^{-1}\mathbf{N}_{12} \tag{A-66}$$

Ist lediglich die robuste Stabilität von $\mathbf{O}$ zu analysieren, so wird die $\mathbf{M\Delta}$-Struktur wie in Bild A-2 dargestellt verwendet, wobei $\mathbf{M} = \mathbf{N}_{11}$ das systembezogene Übertragungsverhalten zwischen $\mathbf{u}_\Delta$ und $\mathbf{y}_\Delta$ darstellt. Die Übertragungsmatrix hängt von der Art der modellierten Unsicherheit ab. Angenommen, $\mathbf{N}$ und $\boldsymbol{\Delta}$ sind stabil und die H_∞-Norm-begrenzten Unsicherheiten in $\boldsymbol{\Delta}$ können als konvexe Menge verstanden werden, so dass, wenn $\boldsymbol{\Delta}'$ eine erlaubte Unsicherheit ist, auch $c\boldsymbol{\Delta}'$ mit $|c| \leq 1$ und $c \in \mathbb{R}$ eine erlaubte Unsicherheit ist. Dann ist folgend aus dem verallgemeinerten Nyquist-Theorem

$$\det(\mathbf{I} - \mathbf{M}\boldsymbol{\Delta}) \neq 0, \quad \forall\omega, \forall\boldsymbol{\Delta} \tag{A-67}$$

beziehungsweise

$$\lambda_j(\mathbf{M}\boldsymbol{\Delta}) \neq 1, \quad \forall j, \forall\omega, \forall\boldsymbol{\Delta} \tag{A-68}$$

eine notwendige Forderung für robuste Stabilität [SKO05]. Erweitert auf $c \in \mathbb{C}$ ist dies gleichbedeutend mit der Forderung, dass

$$\max_{\boldsymbol{\Delta}} \rho(\mathbf{M}\boldsymbol{\Delta}) < 1, \quad \forall\omega \tag{A-69}$$

also, dass der bezogen auf die Unsicherheiten $\boldsymbol{\Delta}$ größte spektrale Radius $\rho(\cdot)$ von $\mathbf{M\Delta}$ kleiner ist als 1. Für beliebige unstrukturierte Unsicherheiten $\boldsymbol{\Delta}$ für die gilt $\|\boldsymbol{\Delta}\|_\infty \leq 1$ ist

$$\max_{\boldsymbol{\Delta}} \rho(\mathbf{M}\boldsymbol{\Delta}) = \max_{\boldsymbol{\Delta}} \bar{\sigma}(\mathbf{M}\boldsymbol{\Delta}) = \max_{\boldsymbol{\Delta}} \bar{\sigma}(\boldsymbol{\Delta})\,\bar{\sigma}(\mathbf{M}) = \bar{\sigma}(\mathbf{M}) \tag{A-70}$$

und damit robuste Stabilität gewährleistet, wenn

$$\bar{\sigma}(\mathbf{M}) < 1, \forall\omega \quad \Leftrightarrow \quad \|\mathbf{M}\|_\infty < 1 \tag{A-71}$$

erfüllt ist [SKO05]. Gleichung 4-79 und 4-80 können auch als RS-Bedingung

$$\bar{\sigma}(\mathbf{M}) < 1, \forall\omega \quad \Leftrightarrow \quad \|\mathbf{M}\|_\infty < 1 \tag{A-72}$$

formuliert werden, was bedeutet, dass für eine beliebige Schranke $\gamma_{lim} > 0$ mit $\gamma_{lim} \in R$, für die $\|\mathbf{M}\|_\infty \leq \gamma_{lim}$ ist, eine Unsicherheit $\boldsymbol{\Delta}$ existiert, welche die Bedingung $\|\boldsymbol{\Delta}\|_\infty < 1/\gamma_{lim}$ erfüllt, was bedeutet, dass die $\mathbf{M\Delta}$-Struktur gerade noch robust stabil ist. Dieser Zusammenhang basiert auf dem Small-Gain-Theorem [ZHO99, SKO05], welches von ZAMES [ZAM66] eingeführt wurde. Die robuste Stabilität (RS) bei strukturierten Unsicherheiten wird in ähnlicher Art und Weise ermittelt [MUE96].

MCFARLANE UND GLOVER [MCF90] argumentieren, dass „strukturierte Unsicherheiten“ üblicherweise den Teil des Systems beschreibt, in dem eine Unsicherheit besteht, welche strukturellen Informationen über das System vorhanden ist. Da üblicherweise jedoch gar keine strukturellen Informationen vorhanden sind, sollte es einen verlässlichen, möglichst allgemeinen Ansatz für die Generierung robuster Regler geben, bei dem Unsicherheiten generell als unstrukturiert betrachtet werden.

Folgende Entwurfsaufgaben beziehungsweise Definitionen sind wesentlich für die Bestimmung der Robustheit eines Systems [MUE96, ZHO99, SKO05]:

1. Die nominelle Stabilität (NS) ist gegeben, wenn der Regler **K** das generalisierte System **P** intern stabilisiert. Dies führt zu der Forderung, dass **N** in Gleichung A-63 intern stabil ist.
2. Die nominelle Leistungsfähigkeit (NP) ist gegeben, wenn die Zielstellungen und Anforderungen an den Regler für das generalisierte System **P** erfüllt sind, was zu der Forderung führt, dass NS gegeben ist und, dass $\|\mathbf{N}_{22}\|_\infty < 1$, was sich auf die Komponentenmatrix $\mathbf{N}_{22}$ in Gleichung A-65 bezieht.
3. RS bedeutet, dass der Regler **K** alle in Π enthaltenen generalisierten Systeme **P** für einen definierten Unsicherheitsbereich intern stabilisiert. Dies ist gleichbedeutend mit der Forderung, dass NS gegeben ist und, dass **O** stabil ist $\forall \mathbf{\Delta}\ , \|\mathbf{\Delta}\|_\infty \leq 1$.
4. Robuste Leistungsfähigkeit (RP) bedeutet, dass die Zielstellungen und Anforderungen an den Regler für alle in Π enthaltenen generalisierten Systeme **P** erfüllt sind. Dies ist für skalierte Systeme dann gegeben, wenn NS besteht und $\|\mathbf{O}\|_\infty < 1\ ,\ \forall \mathbf{\Delta}\ , \|\mathbf{\Delta}\|_\infty \leq 1$.

A2.5 Koprime Faktorisierung und robuste Stabilisierung

Die koprime Faktorisierung ist ein wichtiges mathematisches Mittel der robusten Regelung zur Beschreibung von Übertragungsfunktionen und Zustandsraumsystemen. Grundsätzlich wird in zwei Formen unterschieden: die mit Gleichung A-73 dargestellte rechtsseitige koprime Faktorisierung und Gleichung A-74 in Form der linksseitigen koprimen Faktorisierung.

$$\mathbf{G}(s) = \mathbf{N}_r(s)\mathbf{M}_r^{-1}(s) \tag{A-73}$$

$$\mathbf{G}(s) = \mathbf{M}_l^{-1}(s)\mathbf{N}_l(s) \tag{A-74}$$

Die Matrizen $\mathbf{N}_r$, $\mathbf{M}_r$, $\mathbf{N}_l$ und $\mathbf{M}_l$ beinhalten koprime Übertragungsfunktionen mit stabilen Polstellen. Dies impliziert, dass $\mathbf{N}_r$ beziehungsweise $\mathbf{N}_l$ alle instabilen Nullstellen von **G** besitzt und $\mathbf{M}_r$ beziehungsweise $\mathbf{M}_l$ alle instabilen Polstellen von **G** als instabile Nullstellen besitzt. Die Matrizen $\mathbf{N}_r$ und $\mathbf{M}_r$ beziehungsweise $\mathbf{N}_l$ und $\mathbf{M}_l$ besitzen keine instabilen Nullstellen, die in Gleichung A-73 beziehungsweise (A-74) zu einer Kürzung von Null- und Polstellen führt. Darüber hinaus sind die Matrizen begrenzt, was bedeutet, dass jede Komponente wenigstens so viele Polstellen wie Nullstellen besitzt.

Der Begriff „koprime Faktorisierung“ resultiert aus der geforderten Eigenschaft, dass $\mathbf{N}_r$ und $\mathbf{M}_r$ sowie $\mathbf{N}_l$ und $\mathbf{M}_l$ das Lemma von Bezout erfüllen, welches auch eine Forderung für die Primfaktorzerlegung darstellt. Es existieren nämlich genau dann stabile $\mathbf{U}_r$ und $\mathbf{V}_r$ sowie stabile $\mathbf{U}_l$ und $\mathbf{V}_l$, wenn Gleichung A-75 und Gleichung A-76 erfüllt sind.

$$\mathbf{U}_r\mathbf{N}_r + \mathbf{V}_r\mathbf{M}_r = \mathbf{I} \tag{A-75}$$

$$\mathbf{N}_l\mathbf{U}_l + \mathbf{M}_l\mathbf{V}_l = \mathbf{I} \tag{A-76}$$

Die koprime Faktorisierung ist jedoch nicht eindeutig, was die Einführung der normalisierten koprimen Faktorisierung motiviert [MFC90]. Die Gleichungen A-73 und A-74 werden rechts- beziehungsweise linksseitige normalisierte koprime Faktorisierung genannt, wenn

$$\mathbf{N}_r^H\mathbf{N}_r + \mathbf{M}_r^H\mathbf{M}_r = \mathbf{I} \tag{A-77}$$

beziehungsweise

$$\mathbf{N}_l\mathbf{N}_l^H + \mathbf{M}_l\mathbf{M}_l^H = \mathbf{I} \tag{A-78}$$

gilt. Diese Gleichungen führen zu eindeutigen Lösungen. Es existieren numerische Ansätze zur Ermittlung der Matrizen, die Gleichung A-77 und Gleichung A-78 erfüllen [NET84, MCF90, SKO05].

Unter der Voraussetzung, dass zumindest die Grenzen der zu betrachtenden Unsicherheit bekannt sind, erwies sich die Beschreibung einer unstrukturierten Unsicherheit im Rahmen der koprimen Faktorisierung als sehr vielversprechend [MFC90, MUE96, SKO05]. Nun kann eine mathematische Beschreibung des in Bild A-4 dargestellten mit den Unsicherheiten $\mathbf{\Delta}_M$ und $\mathbf{\Delta}_N$ behafteten Systems $\mathbf{G} = \mathbf{M}_l^{-1}\mathbf{N}_l$ gefunden werden.

$$\mathbf{G}_p = (\mathbf{M}_l + \mathbf{\Delta}_M)^{-1}(\mathbf{N}_l + \mathbf{\Delta}_N),\ \ \|\mathbf{\Delta}_N \quad \mathbf{\Delta}_M\|_\infty < \epsilon \tag{A-79}$$

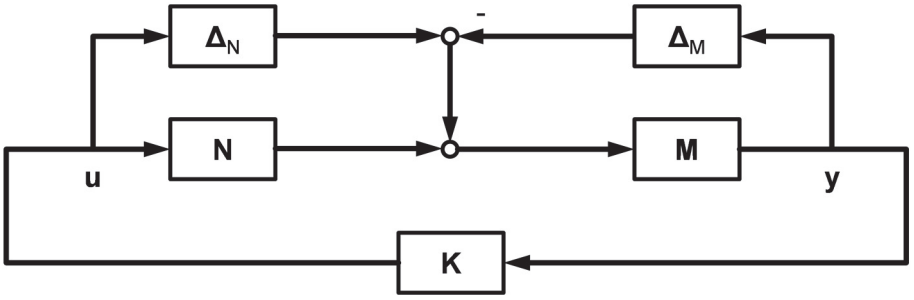


Bild A-4: Regelkreis bei Berücksichtigung unstrukturierter Unsicherheiten bei Systembeschreibung auf Basis der koprimen Faktorisierung

Für den gesamten Regelkreis in Bild A-4 kann dann die **MΔ**-Struktur erstellt werden,

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix}\mathbf{K}\\ \mathbf{I}\end{bmatrix}(\mathbf{I} - \mathbf{M}_l^{-1}\mathbf{N}_l\mathbf{K})^{-1}\mathbf{M}_l^{-1}\ ;\ \mathbf{\Delta} = [\mathbf{\Delta}_N \quad \mathbf{\Delta}_M] \tag{A-80}$$

was genau dann robust stabil ist, wenn

$$\|\mathbf{M}\|_\infty \le 1/\epsilon \quad \forall\ \|\mathbf{\Delta}\|_\infty < \epsilon \tag{A-81}$$

erfüllt ist.

Das Ziel der robusten Stabilisierung ist es nun einen Regler **K** zu finden, für den die Gleichungen A-65 und A-81 erfüllt sind. Bezüglich Gleichung A-81 wird GLOVER UND MCFARLANE [GLO89] zufolge der Regler **K** gesucht, für den

$$\gamma_{min} = \epsilon_{max}^{-1} = \left(1 - \|\mathbf{N}_l \quad \mathbf{M}_l\|_H^2\right)^{-\frac{1}{2}} \tag{A-82}$$

gilt, wobei γ_{min} die unterste Schranke der H_∞-Norm von **M** gleich dem Inversen der obersten Schranke der H_∞-Norm der Unsicherheiten **Δ** ist und $\|\cdot\|_H$ die Hankel-Norm, welche ein Maß für die maximale Energie ist, die von allen vergangenen Eingangssignalen auf alle zukünftigen Ausgangssignale durch das System $[\mathbf{N}_l \quad \mathbf{M}_l]$ übertragen wird. GLOVER [GLO84] zeigte, dass die Hankel-Norm in Gleichung A-82 im Falle entsprechend Gleichung 2-27 darstellbarer, stabiler Übertragungsfunktionen gleich der Wurzel des spektralen Radius des Produktes der Gram'schen Matrizen aus den Gleichungen A-37 und A-39 ist.

$$\|\mathbf{G}\|_H = \rho^{1/2}(\mathbf{W}_b\mathbf{W}_c) \tag{A-83}$$

Die Nutzung der algebraischen Riccati-Gleichung im Sinne der Interpretation der Riccati-Gleichung in Bezug zur Zustandsraumdarstellung von Übertragungsfunktionen zur Regleroptimierung geht auf KALMAN [KAL60a] zurück. Seitdem wurden die Theorien verfeinert und der Lösungsbereich erweitert [POT66, WIL71, ZAM81, DOY84, GLO89, BIT91, ZHO99, SKO05]. GLOVER UND MCFARLANE [GLO89, MCF90] nutzten die normalisierte koprime Faktorisierung der Übertragungsfunktionen zur Herleitung einer Stabilitätsgrenze für mit Unsicherheiten behaftete Systeme auf Basis der Gleichungen A-82 und A-83

$$\gamma_{min} = \epsilon_{max}^{-1} = (1 + \rho(\mathbf{XZ}))^{\frac{1}{2}} \tag{A-84}$$

mit **X** als Lösung der generalisierten steuerungsseitigen algebraischen Riccati-Gleichung

$$\left(\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{S}^{-1}\mathbf{D}^{T}\mathbf{C}\right)^{T}\mathbf{X} + \mathbf{X}\left(\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{S}^{-1}\mathbf{D}^{T}\mathbf{C}\right) - \mathbf{X}\mathbf{B}\mathbf{S}^{-1}\mathbf{B}^{T}\mathbf{X} + \mathbf{C}^{T}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{C} = \mathbf{0} \tag{A-85}$$

sowie **Z** als Lösung der generalisierten beobachtungsseitigen algebraischen Riccati-Gleichung

$$\left(\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{S}^{-1}\mathbf{D}^{T}\mathbf{C}\right)\mathbf{Z} + \mathbf{Z}\left(\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{S}^{-1}\mathbf{D}^{T}\mathbf{C}\right)^{T} - \mathbf{Z}\mathbf{C}^{T}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{C}\mathbf{Z} + \mathbf{B}\mathbf{S}^{-1}\mathbf{B}^{T} = \mathbf{0} \tag{A-86}$$

mit $\mathbf{R} = \mathbf{I} + \mathbf{D}\mathbf{D}^{T}$ und $\mathbf{S} = \mathbf{I} + \mathbf{D}^{T}\mathbf{D}$. Für eine detaillierte Herleitung von Ansätzen zur Lösung der Riccati-Gleichungen A-85 und A-86 sei an dieser Stelle auf weiterführende Literatur verwiesen [GLO89, BIT91, MUE96, ZHO99]. Sie zeigten ferner, dass die Lösungen der algebraischen Riccati-Gleichungen A-85 und A-86 genutzt werden können, um einen stabilisierenden, zentralen Regler **K** für ein mit unstrukturierten begrenzten, aber unbekannten Unsicherheiten behaftetes System **P** zu finden.

$$\begin{bmatrix}\dot{\mathbf{x}}\\ \mathbf{u}\end{bmatrix} = \mathbf{K}\begin{bmatrix}\mathbf{x}\\ \mathbf{y}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{J} + \gamma^{2}\left(\mathbf{L}^{T}\right)^{-1}\mathbf{Z}\mathbf{C}^{T}(\mathbf{C} - \mathbf{D}\mathbf{J}) & \gamma^{2}\left(\mathbf{L}^{T}\right)^{-1}\mathbf{Z}\mathbf{C}^{T}\\ \mathbf{B}^{T}\mathbf{X} & -\mathbf{D}^{T}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{x}\\ \mathbf{y}\end{bmatrix} \tag{A-87}$$

Der im Zustandsraum dargestellte stabilisierende Regler **K** in Gleichung A-87, in der $\mathbf{J} = \mathbf{S}^{-1}(\mathbf{D}^{T}\mathbf{C} + \mathbf{B}^{T}\mathbf{X})$ und $\mathbf{L} = \left(1 - \gamma^{2}\right)\mathbf{I} + \mathbf{X}\mathbf{Z}$, kann für $\gamma_{lim} = \gamma_{min}$ nicht direkt implementiert werden, da **L** in diesem Fall singulär wird, siehe Gleichung A-84. Stattdessen geben GLOVER UND MCFARLANE [GLO89] für diesen Fall, in dem die Stabilitätsgrenze ϵ maximal ist, an, dass der Regler zwangsweise die Beziehung $\mathbf{K} = \mathbf{U}\mathbf{V}^{-1}$ mit stabilen rechtsseitigen koprimen Faktoren **U** und **V** besitzt, wobei **U** und **V** Gleichung A-88 lösen. Es handelt sich hierbei um die Verallgemeinerung des Ansatzes, der zu dem Regler **K** in Gleichung A-87 führt.

$$\left\|\begin{bmatrix}-\mathbf{N}_{l}^{H}\\ \mathbf{M}_{l}^{H}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\mathbf{U}\\ \mathbf{V}\end{bmatrix}\right\|_{\infty} = \|\mathbf{N}_{l} \quad \mathbf{M}_{l}\|_{H} \tag{A-88}$$

Eine Lösung dieses Problems kann mithife einer Nehari-Erweiterung gefunden werden, welche auch zu der Lösung in Form von Gleichung A-87 geführt hat [GLO84, GLO89, MCF90]. Mit der dargestellten Prozedur kann die Reglersynthese unter Einhaltung robuster Stabilität erfolgen.

Die Ermittlung und Optimierung der robusten Leistungsfähigkeit erfordert einen deutlich höheren Aufwand. Hierfür ist die Kenntnis der Unsicherheiten zumindest in Form einer Gewichtung erforderlich. Mithilfe des strukturierten singulären Wertes μ_{Δ} [DOY82],

$$\mu_{\Delta}(\mathbf{M}) = \frac{1}{\min_j \{\overline{\sigma}(\boldsymbol{\Delta}_j): \boldsymbol{\Delta}_j \in \boldsymbol{\Delta},\ \det(\mathbf{I} - \mathbf{M}\boldsymbol{\Delta}_j) = 0\}} \tag{A-89}$$

der als Kehrwert des größten singulären Wertes der kleinsten Unsicherheit $\boldsymbol{\Delta}_j$, für die $\mathbf{I} - \mathbf{M}\boldsymbol{\Delta}_j$ singulär ist, definiert ist, kann die Bewertung der robusten Leistungsfähigkeit bei Kenntnis der Unsicherheitsgewichtung und eine Optimierung auf bestimmte Zielgrößen hin mittels DK-Iteration im Rahmen der Reglersynthese erfolgen [MUE96, ZHO99, SKO05]. Da jedoch die genaue Kenntnis der (frequenzabhängigen) Unsicherheit selten präzise gegeben ist und die selber bereits unsicherheitsbehaftete Skalierung des Systems bei der Bewertung der robusten Leistungsfähigkeit eine wesentliche Rolle spielt [SKO05], soll sie hier nicht weiter behandelt werden. Auch sei nur am Rande die LQG-, beziehungsweise die LQR-basierte Regelung erwähnt, mithilfe der ein optimaler Zustandsregler gefunden werden kann [KAL60a, POT66, AND89].

Der Ansatz zur Regelstreckenumformung ist nicht zu verwechseln mit der Formulierung der Kostenfunktionen in Gleichung A-65, denn die exogenen Systemein- und ausgänge sind hier noch nicht festgelegt und verändern die Zielgrößen entsprechend. Die praktische Implementierung des Regelkreises mit Störgrößen **d**, Messrauschen **n** und Führungsgrößen **r** kann dann in Anlehnung an SKOGESTAD UND POSTLETHWAITE [SKO05] entsprechend Bild A-5 umgesetzt werden.

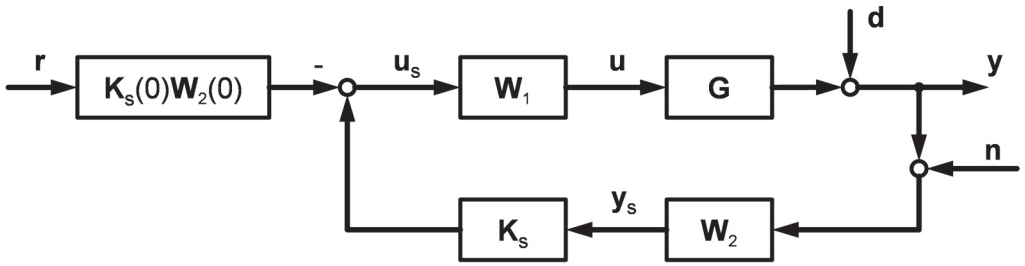


Bild A-5: Praktische Implementierung des Reglers mit systemeigenschaftenumformenden Filtern [SKO05]

Die Gleichung für die Regelgrößen **y** in Bezug zu den Eingangsgrößen **d**, **n** und **r** ist dann analog zu Gleichung 2-12 mit

$$\mathbf{y} = (\mathbf{I} - \mathbf{L})^{-1}\mathbf{d} + (\mathbf{I} - \mathbf{L})^{-1}\mathbf{L}\mathbf{n} - (\mathbf{I} - \mathbf{L})^{-1}\mathbf{G}\mathbf{W}_1\mathbf{K}_s(0)\mathbf{W}_2(0)\mathbf{r} \tag{A-90}$$

gegeben, wobei $\mathbf{L} = \mathbf{G}\mathbf{W}_1\mathbf{K}_s\mathbf{W}_2$ ist. Äquivalent ergibt sich für die Regelgrößen $\mathbf{y}_s$ des geformten Systems $\mathbf{G}_s$, welches die gewünschten Eigenschaften besitzen soll, die Gleichung

$$\mathbf{y}_s = (\mathbf{I} - \mathbf{L}_s)^{-1}\mathbf{W}_2\mathbf{d} + (\mathbf{I} - \mathbf{L}_s)^{-1}\mathbf{W}_2\mathbf{n} - (\mathbf{I} - \mathbf{L}_s)^{-1}\mathbf{W}_2\mathbf{G}\mathbf{W}_1\mathbf{K}_s(0)\mathbf{W}_2(0)\mathbf{r} \tag{A-91}$$

mit $\mathbf{L}_s = \mathbf{W}_2\mathbf{G}\mathbf{W}_1\mathbf{K}_s$. Da sich die Position der Störgrößen und des Messrauschens nicht ändern, verändert sich das Übertragungsverhalten, was dazu führt, dass die Eigenschaften des geformten Systems $\mathbf{G}_s$ mit dem Regler $\mathbf{K}_s$ insbesondere in Bezug auf das Messrauschen nicht exakt den Eigenschaften des Ursprungssystems **G** mit dem Regler **K** entsprechen. Wählt man jedoch konstante Koeffizienten für $\mathbf{W}_2$, so dass $\|\mathbf{W}_2\|_\infty = 1$, so ist für die Übertragungsfunktionen zwischen Regelgröße und Störgröße beziehungsweise Führungsgröße aufgrund von Gleichung A-54 die Übertragbarkeit gegeben. Da zudem $\mathbf{W}_2^{-1}\mathbf{L}_s\mathbf{W}_2 = \mathbf{G}\mathbf{W}_1\mathbf{K}_s\mathbf{W}_2 = \mathbf{G}\mathbf{K} = \mathbf{L}$, so ist in diesem Falle auch $\|\mathbf{L}_s\|_\infty = \|\mathbf{L}\|_\infty$ und damit auch $\left\|(\mathbf{I} - \mathbf{L}_s)^{-1}\right\|_\infty = \left\|(\mathbf{I} - \mathbf{L})^{-1}\right\|_\infty$. Lediglich

das Messrauschen erfordert eine gesonderte, nachträgliche Prüfung, da nicht die Minimierung von $\overline{\sigma}(\mathbf{L}_s)$ eine Bedingung für die Minimierung des Einflusses des Messrauschens darstellt, sondern die Minimierung von $\overline{\sigma}(\mathbf{L})$. Die in Tabelle 4-2 aufgezeigte Forderung der Minimierung von $\overline{\sigma}(\mathbf{T}) = \overline{\sigma}\left((\mathbf{I} - \mathbf{L})^{-1}\mathbf{L}\right)$ ist in diesem Falle also mit der Forderung der Minimierung von $\overline{\sigma}(\mathbf{S}_s) = \overline{\sigma}\left((\mathbf{I} - \mathbf{L}_s)^{-1}\right)$ gleichzusetzen, was die weitere Optimierung vereinfacht.

SKOGESTAD UND POSTLETHWAITE [SKO05] schlagen eine systematische Prozedur basierend auf der Anwendung einfacher Regeln zur praktischen Umsetzung der H_∞-Norm-basierten Regelung vor, die im Wesentlichen auf der Arbeit von HYDE [HYD91] basieren, der die Konzepte der robusten Regelung erfolgreich auf VSTOL- Luftfahrzeuge (VSTOL, aus dem Englischen: vertical and/or short take-off and landing) durch die methodische Umformung der Regelstrecke anwendete. Die Prozedur lässt sich in wenigen Stichpunkten zusammenfassen [SKO05]:

- Skalierung der systemrelevanten Übertragungsfunktionmatrizen, siehe Gleichungen 2-16 und 2-17
- Sortieren der Systemeingänge und -ausgänge, so dass die RVM-Zahl Λ_{rvm}, möglichst klein wird, siehe Gleichung A-61
- Umformung der Regelstrecke mittels Vorfilter $\mathbf{W}_1$ und Nachfilter $\mathbf{W}_2$
    - $\mathbf{W}_1$ beeinflusst die Leistungsfähigkeit in entscheidendem Maße und ist daher die wesentliche Größe für eine Optimierung; er wird im Folgenden als Leistungsfilter bezeichnet
    - $\mathbf{W}_2$ ist üblicherweise konstant und reflektiert die relative Bedeutung, die den einzelnen Regelgrößen beigemessen wird
- Robuste Stabilisierung von $\mathbf{G}_s = \mathbf{W}_2\mathbf{G}\mathbf{W}_1$ zum Beispiel mittels des suboptimalen Reglers $\mathbf{K}$ in Gleichung A-87, so dass $\gamma_{min} < 4 \Leftrightarrow \epsilon_{max} > 0{,}25$
- Umformung des Regelkreises, so dass der Regler $\mathbf{K} = \mathbf{W}_1\mathbf{K}_s\mathbf{W}_2$ entsprechend des Ursprungssystems $\mathbf{G}$ ist.
- Analyse des Designs hinsichtlich der Erfüllung der gestellten Anforderungen
- Implementierung des Reglers

MCFARLANE UND GLOVER [MCF90] prüften theoretisch, ob mit der robusten Stabilisierung eine signifikante Änderung der Regelkreiseigenschaften in Bezug zu den mit dem umgeformten System erzielten Eigenschaften einhergeht. Sie konnten zeigen, dass dies für einen großen begrenzten Unsicherheitsbereich beziehungsweise Stabilitätsgrenze $\epsilon_{max} > 0{,}25$ vernachlässigbar ist.

A3 Montage und Inbetriebnahme

In Bild A-6 sind die Schritte zur Montage der drei Aktormodule dargestellt. Die Verklebung der Piezoaktoren erfolgt gemäß Herstellerangaben, wobei die Klebeflächen wie in Montageschritt 6. erläutert zusammengepresst werden sollen, bis das Epoxidharz ausgehärtet ist. Die Kabel der DMS und der Piezoaktoren sind durch die entsprechende Öffnung zu führen.

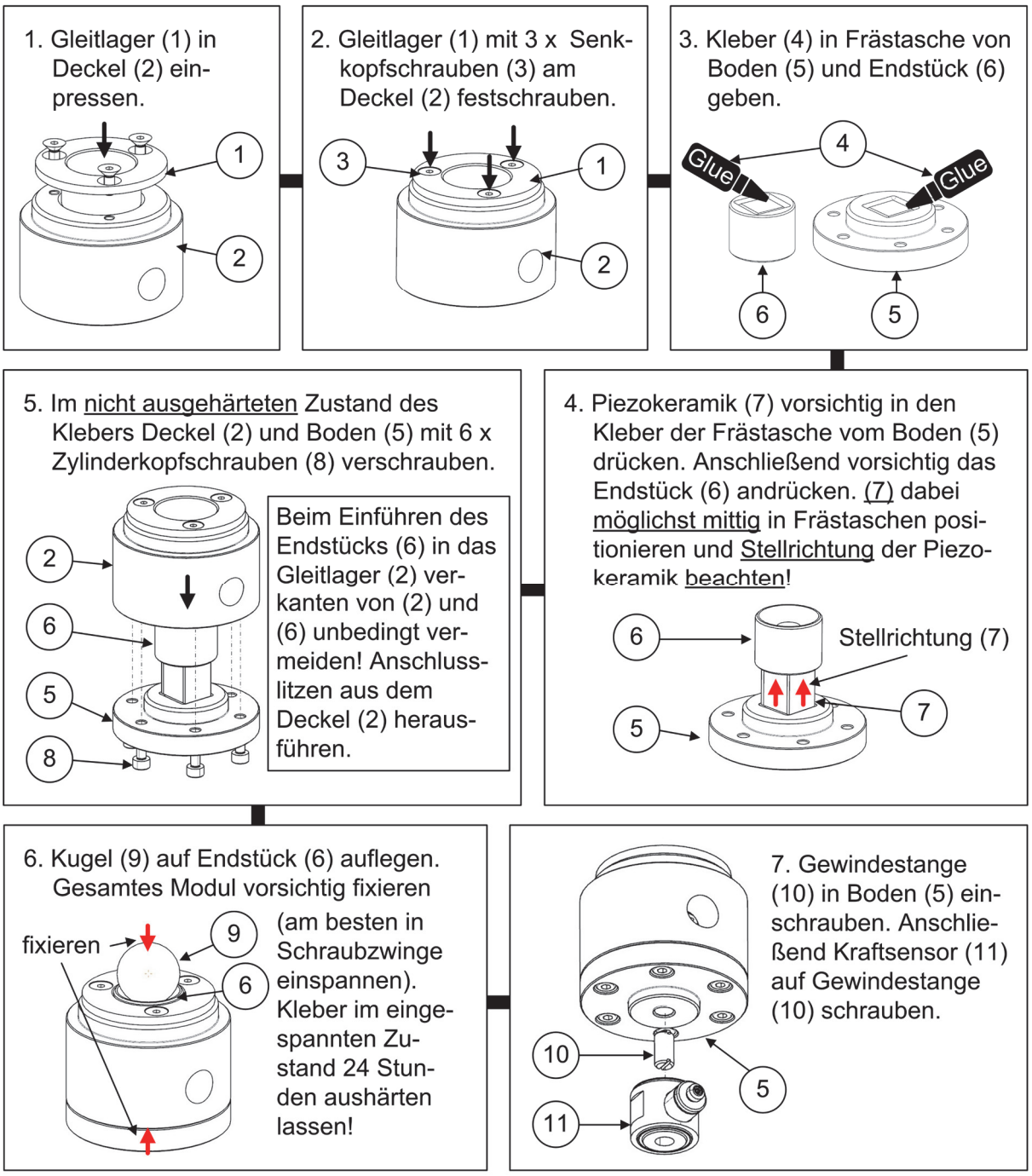


Bild A-6: Montageanleitung des Aktormoduls

Bild A-7 beinhaltet die Montageanleitung der Rüttelplatte. Von entscheidender Bedeutung in Schritt 1 sind die Zentrierstifte, mit deren Hilfe das Federblech reproduzierbar positionsgenau montiert und demontiert werden kann. Gemäß Schritt 2 werden Schrauben in die Kalotten eingeklebt, um eine Justage der Vorspannung zu erlauben.

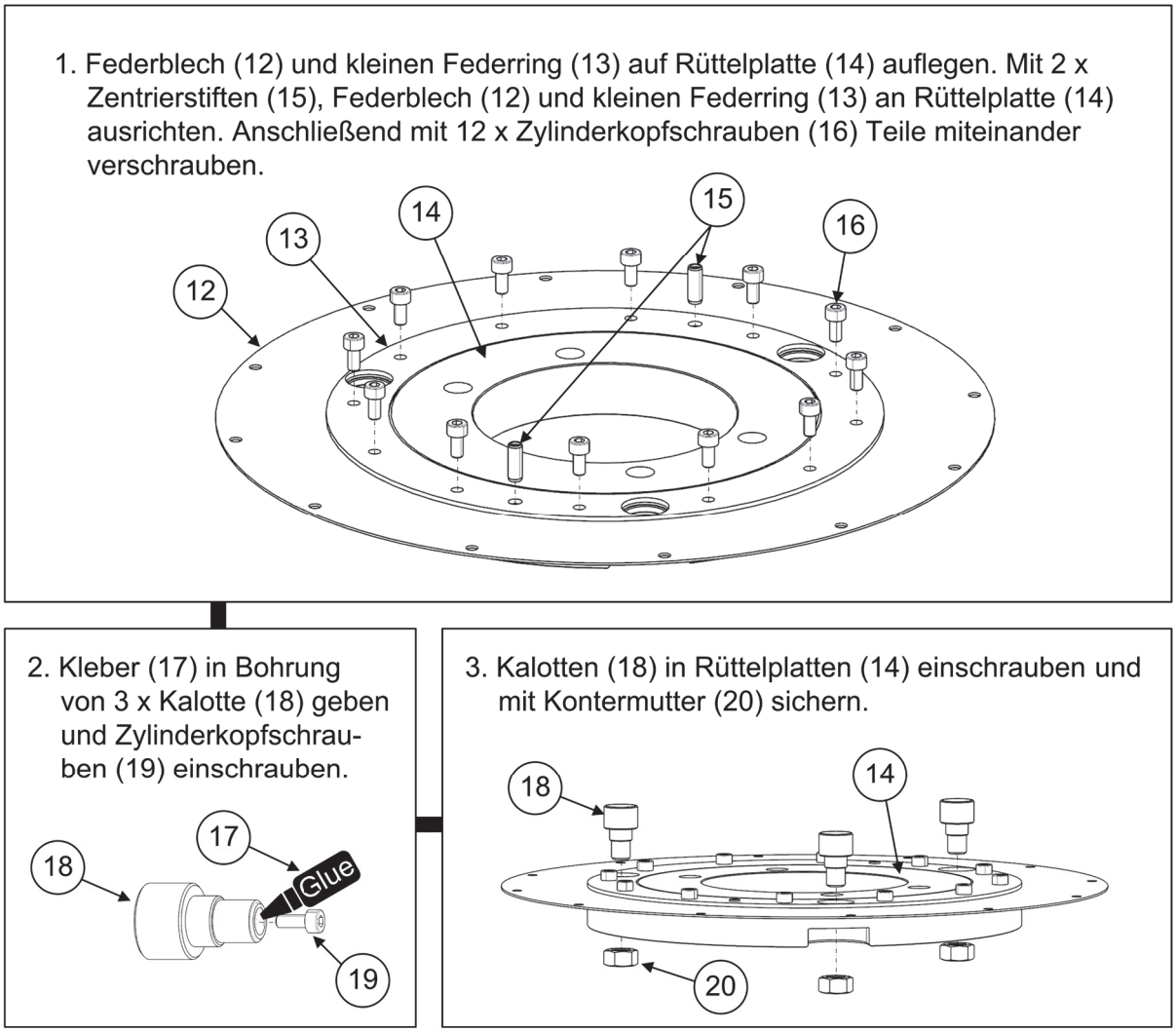
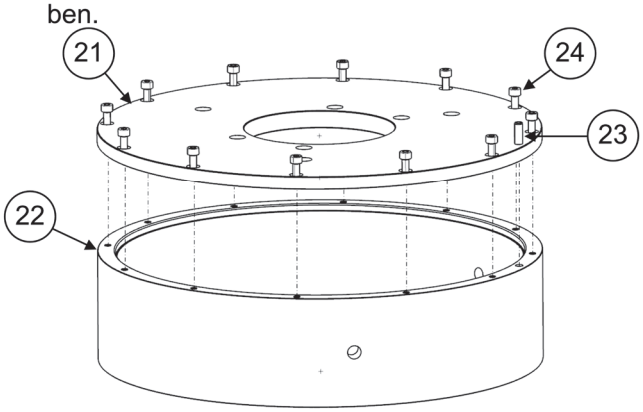


Bild A-7: Montageanleitung der Rüttelplatte

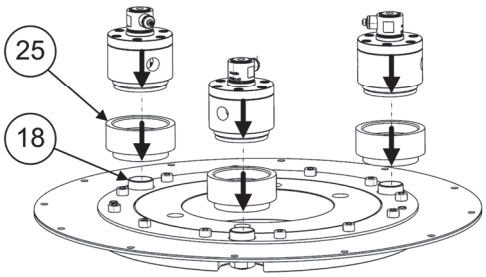
Die abschließenden Montageschritte, welche die Zentrierung der Aktormodule und der finalen Montage des Gesamtsystems beinhalten, sind in Bild A-8 aufgeführt. Um die Aktormodule exakt in eine Flucht mit den in der Rüttelplatte verschraubten Kalotten zu bringen, werden die Aktormodule mithilfe von Zentrierelementen an den Kalotten ausgerichtet. Das Gesamtsystem wird dafür einmal mit den Zentrierelementen verschraubt. Die Fixierung der ausgerichteten Aktormodule erfolgt dann über die Verschraubung der Kraftsensoren auf dem Gehäuseboden. Die Zentrierelemente müssen danach wieder entfernt werden, was bedeutet, dass die Rüttelplatte wieder vom Gehäuse entfernt werden muss. Die mithilfe der Zentrierelemente hergestellte Koaxialität zwischen Aktormodul und Kalotte wird bei der erneuten Montage durch die Zentrierstifte erhalten.

Damit die Aktormodule abschließend idealerweise mit einer Kraft von insgesamt F = 4.500 N gegen die Rüttelplatte und die Versuchsstruktur vorgespannt werden können, muss die Rüttelplatte des bereits in die Versuchsstruktur eingebauten SASK so angehoben werden, dass die Kalotten sich mit geringem Kraftaufwand schrauben lassen. Ein Blick auf die statischen Kräfte, die auf die Piezoaktoren wirken, erlaubt die gezielte Höhenverstellung der Kalotten, so dass die entsprechende Vorspannung für alle drei Aktoren vorherrscht.

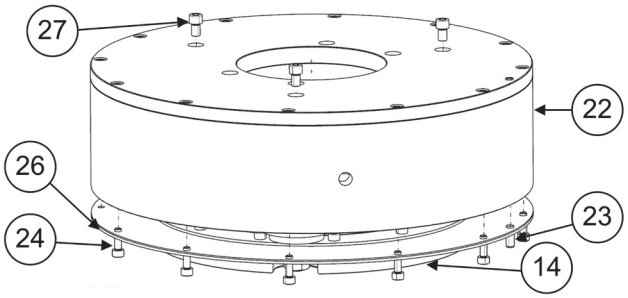
1. Bodenplatte (21) auf Gehäusering (22) auflegen. Mit Zentrierstift (23) ausrichten und anschließend mit 12 x Zylinderkopfschrauben (24) verschrauben.



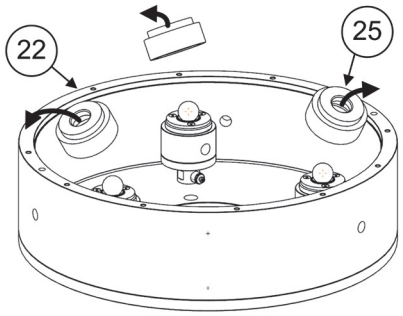
2. Aktormodule mit Zentrierelement (25) verbinden, dann Zentrierelement an der Kalotte (18) ausrichten.



3. Rüttelplatte (14) mit 2 x Zentrierstiften (23) am Gehäusering (22) ausrichten, großen Federring auflegen (26) und mit 12 x Zylinderkopfschrauben (24) verschrauben. Danach mit 3 x Zylinderkopfschrauben (27) die Aktormodule fixieren. Anschlusslitzen der Aktoren und Sensoren aus dem Gehäuse führen.



4. Rüttelplatte wieder vom Gehäusering (22) trennen und Zentrierelemente (25) entfernen. Anschließend Rüttelplatte, wie in 3. beschrieben, wieder auf Gehäusering (22) aufsetzen und verschrauben.



5. Zur Vermeidung von Torsionsmomenten auf die Aktormodule sollte die Vorspannung durch eine externe Vorspannkraft F_{vor} erfolgen. Nun sind die Kalotten gegen die Aktormodule zu schrauben, bis sich ein Kontakt mit den Kugeln der Aktormodule einstellt. Nach dem Wegnehmen der externen Kraft wird die Vorspannkraft über die Membran und die Kalotten aufrechterhalten.

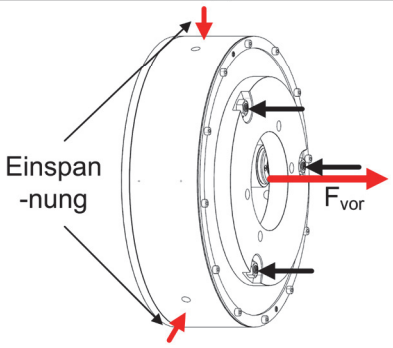


Bild A-8: Montageanleitung des Gesamtmoduls inklusive Vorspannungsempfehlung

Berichte aus dem Produktionstechnischen Zentrum Berlin

Wissensbasierte Diagnose technischer Systeme mit konnektionistischen Modellen
Hartwig Weber. 201 Seiten, 46 Abb., 7 Tab. 1996. Kartoniert. ISBN 3-8167-4496-6

Untersuchung der Einsatzmöglichkeiten industrieller Qualitätstechniken im Dienstleistungsbereich
Alexander Gogoll. 173 Seiten, 71 Abb. 1996. Kartoniert. ISBN 3-8167-4498-2

Perforierschneiden mit Nd:YAG-Festkörper hoher Impulsenergien
Jürgen Betz. 167 Seiten, 97 Abb., 5 Tab. 1996. Kartoniert. ISBN 3-8167-4499-0

Analyse der Werkstückhaltekräfte am Dreibackenfutter im Rahmen einer Maschinen- und Prozeßüberwachung
Rolf Thiel. 130 Seiten, 69 Abb. 1996. Kartoniert. ISBN 3-8167-4495-8

Gestaltung von Entscheidungsstrukturen zur Optimierung von Produktentwicklungsprozessen
Florian Golm. 173 Seiten, 83 Abb. 1996. Kartoniert. ISBN 3-8167-4497-4

Fehlersensitive Produktgestaltung in integrierten Systemarchitekturen
Michael Stephan. 164 Seiten, 58 Abb. 1996. Kartoniert. ISBN 3-8167-4512-1

Wirtschaftliche Einführung der rechnerintegrierten Produktion in kleinen Unternehmen mit komplexer Produktionsstruktur
Wolfgang Bilger. 174 Seiten, 42 Abb., 1 Tab. 1996. Kartoniert. ISBN 3-8167-4511-3

Beitrag zur Organisation von Demontagesystemen
Claudia Hentschel. 160 Seiten, 54 Abb., 16 Tab. 1996. Kartoniert. ISBN 3-8167-4513-X

Entwicklung eines Modells für eine rechnerunterstützte Qualitätswissensbasis
Jörg-Peter Brauer. 150 Seiten, 40 Abb., 2 Tab. 1996. Kartoniert. ISBN 3-8167-4520-2

Kühlschmierung beim Schleifen keramischer Werkstoffe
Thomas Brücher. 330 Seiten, 124 Abb., 17 Tab. 1996. Kartoniert. ISBN 3-8167-4523-7

Einführen und Umsetzen von Total Quality Management
Christian Malorny. 310 Seiten, 68 Abb. 1996. Kartoniert. ISBN 3-8167-4524-5

Qualitätsmanagement für die Einführung bestandsarmer Produktionskonzepte
Torsten Walter. 143 Seiten, 37 Abb., 13 Tab. 1996. Kartoniert. ISBN 3-8167-4525-3

Virtuelle Tonmodellierung zur skizzierenden Formgestaltung im Industriedesign
Jörg Lüddemann. 166 Seiten, 76 Abb. 1996. Kartoniert. ISBN 3-8167-4519-9

Konzept zur Steigerung der Effektivität von Produktionsanlagen
Mehdi Al-Radhi, 165 Seiten, 45 Abb. 1996. Kartoniert. ISBN 3-8167-4528-8

Produktionsstrukturierung auf der Basis strategischer Eigenfertigungskomponenten
Olaf Sauer, 144 Seiten, 62 Abb. 1996. Kartoniert. ISBN 3-8167-4532-6

Auswahl und Konditionierung von Werkzeugen für das Außenrund-Profilschleifen technischer Keramiken
Ingo Liebe, 170 Seiten, 79 Abb., 16 Tab. 1996. Kartoniert. ISBN 3-8167-4509-1

Automatisiertes Nähen von Zuschnitten ungleicher Kontur
Thomas Gottschalk, 140 Seiten, 70 Abb. 1996. Kartoniert. ISBN 3-8167-4531-8

Featureintegrierte Fertigungsplanung
Armin Ulbrich, 209 Seiten, 93 Abb. 1996. Kartoniert. ISBN 3-8167-4529-6

Aufgabenbezogene Anordnung und Programmierung von Laserscannern für die 2D-Geometrieinspektion
Heinrich Schuler, 148 Seiten, 81 Abb. 1996. Kartoniert. ISBN 3-8167-4530-X

Arbeitsgestaltung zur Fehlervermeidung bei der SMD-Elektronikmontage
Stephan Krüger, 173 Seiten, 51 Abb., 22 Tab. 1996. Kartoniert.
ISBN 3-8167-4540-7

Modell der zyklischen Prozeßrestrukturierung als Teil des Total Quality Managements
Timo Füermann, 176 Seiten, 79 Abb., 10 Tab. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-4545-8

Analyse der Rentabilität von Qualitätstechniken
Philipp Theden, 158 Seiten, 50 Abb., 10 Tab. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-4544-X

Thermisch beschichtete CFK-Wellen im Maschinenbau
Andreas Kranz, 148 Seiten, 76 Abb., 12 Tab. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-4547-4

Integrativer Produktentwicklungsarbeitsplatz mit Multimedia- und Breitbandkommunikationstechnik
Thomas Kiesewetter, 169 Seiten, 60 Abb. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-4548-2

Verbesserung der Planung von Produktionsprozessen im Werkzeugbau durch Qualitätsplanung mittels Quality Function Deployment (QFD)
Manfred Zoschke, 140 Seiten, 14 Abb., 7 Tab. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-4546-6

Flexibel anpaßbare Softwaresysteme zur rechnerunterstützten Fertigungssteuerung
Harald Krause, 148 Seiten, 89 Abb., 27 Tab. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-4551-2

Anpassung des Qualitätswesens bei Total Quality Management
Frank Krämer, 262 Seiten, 75 Abb., 40 Tab. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-4558-X

Integration von Qualitäts- und Umweltmanagementsystemen und ihre betriebliche Umsetzung
Detlev Butterbrodt, 240 Seiten, 60 Abb., 12 Tab. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-4559-8

Die Entwicklung des deutschen Werkzeugmaschinenbaus in der Zeit von 1930 bis 1960
René Haak, 225 Seiten, 30 Abb., 9 Tab. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-4556-3

Fertigungsintegrierte Instandhaltung
Ralf Jagodejkin, 195 Seiten, 55 Abb., 21 Tab. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-4557-1

Analyse der Prozeßkette Pulverspritzgießen
Peter Merz, 165 Seiten, 78 Abbildungen. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-4629-2

Bearbeitung von metallischen Gasturbinenwerkstoffen durch Tiefschleifen und Drahterodieren
Achim Meier, 220 Seiten, 80 Abb. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-4627-6

Drehzahlsynchronisation der Wirkpartner beim Abrichten und Schleifen
Holger Eichhorn, 200 Seiten, 86 Abb., 13 Tab. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-4630-6

Läppen von einkristallinem Silicium
Hendrik Engel, 200 Seiten, 85 Abbildungen, 13 Tabellen. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-4631-4

Verschleißverhalten von polykristallinem Diamant bei instationärer Beanspruchung
Uwe Lachmund, 210 Seiten, 100 Abb., 15 Tab. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-4632-2

Feature-basierte Meßplanung für Koordinatenmeßmaschinen
Michael Ciesla, 162 Seiten, 79 Abb. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-4613-6

Informationssystem für heterogen verteilte Qualitätsinformationen
Volker Kleinhans, 150 Seiten, 67 Abb. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-4612-8

Untersuchung und Interpretation der beim Schleifen der Nickelbasislegierung IN 738 LC induzierten Gefügeänderungen in der Randzone
Pengxi Li, 147 Seiten, 135 Abb., 19 Tab. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-4634-9

Thermische Stabilisierung von Werkzeugmaschinen-Spindelkästen durch Carbonfaserverbundkunststoffe
Matthias Liebetrau, 200 Seiten, 122 Abb. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-4638-1

Kooperationsentwicklung mit Zulieferern in der Automobilindustrie Indonesien
Ida-Bagus Kesawa Narayana, 214 Seiten, 95 Abb., 11 Tab. 1997.
Kartoniert. ISBN 3-8167-4642-X

Flexible On-line-Prozeßoptimierung mit integrierten adaptiven Modellen
Martin Bauer, 160 Seiten, 55 Abb. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-4622-5

Einsatz eines Mobilrobotersystems in der Endmontage des Schiffsstahlkörperbaus
Henning Müller, 170 Seiten, 62 Abb. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-4552-0

Prozeßmodell für die Kraftübertragung durch neue Wirkflächen zur Entwicklung geometrietoleranter Demontagewerkzeuge
Martin Wagner, 170 Seiten, 100 Abb., 12 Tab. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-5130-X

Honen keramischer Werkstoffe
Uwe-Peter Weigmann, 250 Seiten, 103 Abb., 15 Tab. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-4639-X

Modellierung und Vermessung linearer Gelenkbewegungen bei Industrierobotern
Michael Grethlein, 154 Seiten, 56 Abb., 5 Tab. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-4644-6

Globalisierungspotentiale im Maschinenbau
Jens Nackmayr, 174 Seiten, 68 Abb., 5 Tab. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-5132-6

Entwicklung und praktische Erprobung eines Kennzahlensystems für das Total Quality Management
Olaf Wolter, 190 Seiten, 52 Abb. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-5136-9

Prozeßorientierte Techniken zur systematischen Verbesserung des betrieblichen Umweltschutzes
Ulrich Tammler, 185 Seiten, 72 Abb., 25 Tab. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-5134-2

Eine Methode zur automatischen Strukturinterpretation in digitalisierten technischen Zeichnungen
Nailja Luth, 150 Seiten, 76 Abb., 10 Tab. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-4646-2

Ganzheitliches Modell zur Umsetzung von Total Quality Management
Philipp Radtke, 180 Seiten, 50 Abb. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-5148-2

Ein methodischer Ansatz zum Strukturvergleich technischer Objekte
Matthias Müller, 245 Seiten, 54 Abb., 11 Tab. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-5160-1

Prozeßparameter beim Scherschneiden von Karosserieblechteilen
Andreas Pöllmann, 154 Seiten, 80 Abb., 11 Tab. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-5150-4

Biologisch basierte Verfahren zur Objekterkennung und Texturanalyse
Javier Ruiz-del-Solar, 145 Seiten, 98 Abb., 8 Tab. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-4647-0

Methodisches Konstruieren als Mittel zur systematischen Gestaltung von Dienstleistungen
Wolfgang Schwarz, 130 Seiten, 80 Abb. 1997. Kartoniert. ISBN 3-8167-5140-7

Techniken zur Entwicklung von Führungsqualität im Total Quality Management
Claudia Kostka, 200 Seiten, 30 Abb. 1998. Kartoniert. ISBN 3-8167-5165-2

Metamodellierung als Instrument der Verknüpfung von Unternehmensmodellen
Wolfgang Müller, 170 Seiten, 61 Abb. 1998. Kartoniert. ISBN 3-8167-5164-4

Entwicklung und Realisierung einer Methode für die flexible Auswertung von Profillinien
Lorenz Voit, 145 Seiten, 75 Abb., 20 Tab. 1998. Kartoniert. ISBN 3-8167-5174-1

Gewichts- und Lärmminderung von Laufrädern für Schienenfahrzeuge durch Einsatz von Faserverbundwerkstoffen
Frank Warmuth, 130 Seiten, 110 Abb. 1998. Kartoniert. ISBN 3-8167-5173-3

Prozeß-Benchmarking – Methode zum branchenunabhängigen Vergleich von Prozessen
Gunnar Siebert, 130 Seiten, 45 Abb., 21 Tab. 1998. Kartoniert. ISBN 3-8167-5182-2

Modellierungsvorgehen zur Planung von Geschäftsprozessen
Martin Schwermer, 160 Seiten, 54 Abb., 6 Tab. 1998. Kartoniert. ISBN 3-8167-5163-6

Bewertung und Verkürzung von Anlaufprozessen für Betriebsmittel
Ronald Fritsche, 135 Seiten, 71 Abb. 1998. Kartoniert. ISBN 3-8167-5169-5

Analyse des Drehens duktiler Werkstoffe mit der Finite-Elemente-Methode
Steffen Gerloff, 272 Seiten, 116 Abb., 7 Tab. 1998. Kartoniert. ISBN 3-8167-5161-X

Prozeßorientierte Auswahl von PPS-Systemen
Georg Neubauer, 146 Seiten, 85 Abb. 1998. Kartoniert. ISBN 3-8167-5184-9

Featurebasiertes Gestalten von Produkten mit Freiformgeometrien
Christiane Stiel, 153 Seiten, 50 Abb., 1 Tab. 1998. Kartoniert. ISBN 3-8167-5170-9

Entwicklung und Verifizierung eines Prozeßmodells für das Einzelpunktlöten in der Elektronikfertigung
Jörg Niemeier, 120 Seiten, 75 Abb. 1998. Kartoniert. ISBN 3-8167-5177-6

Beschleunigte Evolutionsstrategie zur Optimierung von Fertigungsprozessen
Jürgen H. Bremer, 125 Seiten, 38 Abb., 23 Tab. 1998. Kartoniert. ISBN 3-8167-5183-0

Konfigurierbares, multimediales Fernbetreuungssystem für rechnergesteuerte Fertigungseinrichtungen
Zaharya Menevidis, 155 Seiten, 51 Abb., 9 Tab. 1998. Kartoniert. ISBN 3-8167-5171-7

Funkenerosive Bearbeitung von polykristallinem Diamant
Steffen Appel, 150 Seiten, 62 Abb., 10 Tab. 1998. Kartoniert. ISBN 3-8167-5162-8

Analyse und Simulation des Laserstrahlschneidens von Faserverbundkunststoffen
Stefan Liebelt, 180 Seiten, 70 Abb., 12 Tab. 1998. Kartoniert. ISBN 3-8167-5190-3

Flexible Spannbacken für die Drehbearbeitung
Udo Bahrke, 168 Seiten, 120 Abb. 1998. Kartoniert. ISBN 3-8167-5193-8

Controlling des Fabrikbetriebes auf der Basis des Total Quality Managements (TQM)
Dirk Wilmes, 195 Seiten, 51 Abb. 1998. Kartoniert. ISBN 3-8167-5194-6

Ein Modell zur Reduzierung der Variantenvielfalt in Produktionsunternehmen
Sven-Norman Gembrys, 120 Seiten, 48 Abb.. 1998. Kartoniert. ISBN 3-8167-5199-7

Konzept eines Modells zur Produktentwicklung
Hanno Weber, 160 Seiten, 85 Abb. 1998. Kartoniert. ISBN 3-8167-5205-5

Entwicklung einer handlungsorientierten Interaktionsmethode zur Benutzung produktionstechnischer Datenbanken
Regine Gernert, 168 Seiten, 40 Abb., 15 Tab. 1998. Kartoniert. ISBN 3-8167-5213-6

Modell zur Gestaltung und Auswahl von CAQ-Lösungen
Thomas Konert, 172 Seiten, 68 Abb., 5 Tab. 1998. Kartoniert. ISBN 3-8167-5207-1

Globales Produktdatenmanagement zur Verbesserung der Produktentwicklung
Matthias Doblies, 139 Seiten, 49 Abb., 21 Tab. 1998. Kartoniert. ISBN 3-8167-5224-1

Designintegrierte Produktplanung und Produktkonzeption
Timm Kehler, 158 Seiten, 78 Abb.. 1998. Kartoniert. ISBN 3-8167-5237-3

Verkürzung der Produktentwicklungszeit durch Parallelverarbeitung
Haygazun Hayka, 175 Seiten, 46 Abb., 13 Tab. 1998. Kartoniert. ISBN 3-8167-5228-4

Analyse der Schnitt- und Kerbgeometrie sowie des Strahls beim Abrasivwasserstrahlschneiden
Bernhard Axmann, 199 Seiten, 100 Abb., 20 Tab. 1998. Kartoniert. ISBN 3-8167-5236-5

Anwendung neuronaler Netze zur Werkzeugverschleißerkennung beim Fräsen
Edgar Fries, 200 Seiten, 106 Abb., 14 Tab. 1999. Kartoniert. ISBN 3-8167-5244-6

Konzept zur lebenszyklusorientierten Verbesserung der Effektivität von Produktionseinrichtungen
Ulf Perlewitz, 162 Seiten, 75 Abb., 6 Tab. 1999. Kartoniert. ISBN 3-8167-5260-8

Methoden zur Verbesserung der Fehlererkennung an Antriebsstrecken
Jörg Krüger, 170 Seiten, 101 Abb., 21 Tab. 1999. Kartoniert. ISBN 3-8167-5268-3

Beitrag zur Entwicklung eines modularen TQM-Modells für das Krankenhauswesen
Bettina Hahne, 180 Seiten, 50 Abb., 5 Tab. 1999. Kartoniert. ISBN 3-8167-5290-X

Steuerungsintegriertes Prozeßüberwachungssystem für Drehmaschinen
Ireneus Suwalski, 167 Seiten, 106 Abb., 13 Tab. 1999. Kartoniert. ISBN 3-8167-5286-1

Montagesystemplanung und -steuerung für die variantenreiche Serienmontage
Kuo-Wen Chang, 148 Seiten, 59 Abb. 1999. Kartoniert. ISBN 3-8167-5294-2

Werkstückspannsysteme aus faserverstärkten Kunststoffen für die Hochgeschwindigkeitsdrehbearbeitung
Uwe Mette, 227 Seiten, 106 Abb., 27 Tab. 2000. Kartoniert. ISBN 3-8167-5271-3

Bildanalysesystem zur robusten Erkennung von Kennzeichen an Fahrzeugen
Lutz Lohmann, 184 Seiten, 81 Abb., 18 Tab. 2000. Kartoniert. ISBN 3-8167-5534-8

Planung und marktorientierter Betrieb von Demontagefabriken
Holger Perlewitz, 180 Seiten, 72 Abb., 53 Tab. 2000. Kartoniert. ISBN 3-8167-5538-0

Simulation von Produktentwicklungsprozessen
Hans-Christoph Raupach, 150 Seiten, 60 Abb., 4 Tab. 2000. Kartoniert. ISBN 3-8167-5544-5

Induktive Wegsensoren zur Überwachung und Regelung des Blecheinzugs beim Tiefziehen
Ute Forstmann, 110 Seiten, 59 Abb., 2 Tab. 2000. Kartoniert. ISBN 3-8167-5547-X

Konstruktive Berechnungsmodelle auf Basis Neuronaler Netze
Alexander Carl, 135 Seiten, 53 Abb., 2 Tab. 2000. Kartoniert. ISBN 3-8167-5568-2

Konzeption eines webbasierten Beratungs-Unterstützungs-Systems am Fallbeispiel einer PDM-Systemauswahl
Toralf Kahlert, 140 Seiten, 50 Abb., 4 Tab. 2000. Kartoniert. ISBN 3-8167-5569-0

Ein Ansatz zum Konstruieren mit Lösungsräumen
Petrik Ziebeil, 155 Seiten, 44 Abb., 6 Tab. 2000. Kartoniert. ISBN 3-8167-5577-1

Rapid Styling Validation - Berechnung und Simulation in der Konzeptphase der Produktentwicklung
Yasmina Bock, 150 Seiten, 57 Abb., 5 Tab. 2000. Kartoniert. ISBN 3-8167-5592-5

Einfluss der Relativbewegung auf den Prozess und das Arbeitsergebnis beim Planschleifen mit Planetenkinematik
Thomas Ardelt, 200 Seiten, 102 Abb., 19 Tab. 2001. Kartoniert. ISBN 3-8167-5609-3

Beitrag zum Greifen von Textilien
Jörg Stephan, 140 Seiten, 100 Abb, 20 Tab. 2001. Kartoniert. ISBN 3-8167-5622-0

Integrierte Unternehmensplanung auf der Basis von Unternehmensmodellen
Roland Jochem, 170 Seiten, 77 Abb. 2001. Kartoniert. ISBN 3-8167-5623-9

Wege zur Steigerung der Nutzenproduktivität von Ressourcen
Katrin Müller, 177 Seiten, 45 Abb., 46 Tab. 2001. Kartoniert. ISBN 3-8167-5884-3

Business-Exzellenz als qualitätsorientierter Entwicklungsansatz für Gründungsaktivitäten
Gunter Busch. 199 Seiten, 46 Abb., 4 Tab., 2001. Kartoniert. ISBN 3-8167-6045-7

Nutzung von Felddaten in der qualitätsgetriebenen Produktentwicklung und im Service
Andreas Edler. 131 Seiten, 64 Abb., 2001. Kartoniert. ISBN 3-8167-5902-5

Package-Features für die Kommunikation in den frühen Phasen der Automobilentwicklung
Karsten Gessner. 154 Seiten, 39 Abb., 6 Tab., 2001. Kartoniert. ISBN 3-8167-5636-0

System zur sicherheitsgerechten Konstruktion von Werkzeugmaschinen
Michael Ising, 200 Seiten, 101 Abb., 5 Tab. 2001. Kartoniert. ISBN 3-8167-5890-8

Verteilte Simulation des Materialversorgungsprozesses in Produktionsverbünden
Dirk Krützfeld, 141 Seiten, 78 Abb., 13 Tab. 2001. Kartoniert. ISBN 3-8167-6035-X

Integration eines visuellen Lageregelungssystems für sechs Freiheitsgrade in Industrieroboter
Yong-Uk Kwon, 161 Seiten, 63 Abb., 9 Tab. 2001. Kartoniert. ISBN 3-8167-6044-9

Magnetische Flüssigkeiten als Schmierstoff in hydrodynamischen Gleitlagern
Reiner Patzwald, 176 Seiten, 148 Abb., 27 Tab. 2001. Kartoniert. ISBN 3-8167-5892-4

Beitrag zum flexiblen Greifen in der Demontage
Alexander Stenzel, 129 Seiten, 66 Abb., 6 Tab. 2001. Kartoniert. ISBN 3-8167-5885-1

Strategische Unternehmensprozessgestaltung mit der Methode des Target Processing
Florian Weymar. 170 Seiten, 59 Abb. 2001. Kartoniert. ISBN 3-8167-5898-3

Beitrag zur Innovationsentwicklung in indonesischen Unternehmen durch kompetenzorentierte Netzwerkbildung
Agung Budi Utomo Halim. 206 Seiten, 73 Abb., 53 Tab. 2001. Kartoniert. ISBN 3-8167-6065-1

Fehlerbeseitigungsmanagement unter Berücksichtigung der Plattformstrategie am Beispiel der Automobilindustrie
Daniel Schukraft. 137 Seiten, 87 Abb. 2001. Kartoniert. ISBN 3-8167-6079-1

Auslegung magnetumgeformter Verbindungen durch Simulation
Stefan Mehnert. 141 Seiten, 118 Abb., 17 Tab. 2001. Kartoniert. ISBN 3-8167-6086-4

Statistische Prozessregelung bei administrativen Prozessen im Rahmen eines ganzheitlichen Prozesscontrollings
Thomas Gerboth. 123 Seiten, 46 Abb., 12 Tab., 2002. Kartoniert. ISBN 3-8167-6080-5

Sichere synchrone Telekooperation zur Optimierung der verteilten Produktentstehung
Ralf Schultz. 150 Seiten, 61 Abb., 4 Tab. 2002. Kartoniert. ISBN 3-8167-6088-0

Verbesserte Anpassungsfähigkeit des Änderungsmanagements durch komplementäre Selbstorganisation
Ralf Brunken. 134 Seiten, 52 Abb., 2 Tab. 2002. Kartoniert. ISBN 3-8167-6144-5

Durchlaufzeitreduzierung durch Harmonisierung von Belegungszeiten und Einführung flexibler Prozeßteams
Reiner Friedland. 170 Seiten, 47 Abb., 13 Tab. 2002. Kartoniert. ISBN 3-8167-6139-9

Beitrag zur Steigerung der Nutzenproduktivität von Ressourcen durch eine Life Cycle Unit
Waldemar Grudzien. 170 Seiten, 75 Abb., 33 Tab. 2002. Kartoniert. ISBN 3-8167-6174-7

Beitrag zum Variantenmanagement und zur Prozessoptimierung im Wagenkastenbau von Schienenfahrzeugen
Holger Schmidt. 170 Seiten, 84 Abb., 10 Tab. 2002. Kartoniert. ISBN 3-8167-6178-X

Modellierung von Layout und Steuerungsregeln für die Materialfluss-Simulation
Markus Rabe. 222 Seiten, 135 Abb. 2003. Kartoniert. ISBN 3-8167-6262-X

CVD-Diamant als Schneidstoff
Marcus Brücher. 187 Seiten, 87 Abb., 18 Tab. 2003. Kartoniert. ISBN 3-8167-6280-8

Berechnungsmodell zur Ermittlung von Spannkräften bei Backenfuttern
Pingfa Feng. 213 Seiten, 203 Abb., 17 Tab. 2003. Kartoniert. ISBN 3-8167-6371-5

Beitrag zur Entwicklung modularer Demontagewerkzeuge
Uwe Rebafka. 138 Seiten, 78 Abb., 28 Tab. 2003. Kartoniert. ISBN 3-8167-6381-2

Beitrag zur voxelbasierten Simulation des fünfachsigen NC-Fräsens
Zengxuan Hou. 160 Seiten, 80 Abb., 3 Tab. 2003. Kartoniert. ISBN 3-8167-6401-0

Aufbau hierarchiearmer Produktionsnetzwerke – Technologiestrategische Option und organisatorische Gestaltungsaufgabe
Carsten S. Schröder, 210 Seiten, 59 Abb., 1 Tab. 2003. Kartoniert. ISBN 3-8167-6398-7

Sprache zur Optimierung von Produktentwicklungsprozessen
Roland Heimann, 158 Seiten, 55 Abb., 6 Tab. 2004. Kartoniert. ISBN 3-8167-6456-8

Beitrag zur dynamischen Prozessplanung und Generierung von Steuerungssequenzen für flexible Demontagesysteme
Hyung-Ju Kim. 164 Seiten, 75 Abb., 19 Tab. 2004. Kartoniert. ISBN 3-8167-6559-9

Öko-Effizienz durch Nutzenverkauf am Beispiel der Automobilindustrie
Gitta Vischer. 193 Seiten, 62 Abb., 42 Tab. 2004. Kartoniert. ISBN 3-8167-6561-0

Applications of Subdivision Techniques in Product Development
Nele Gross. 136 Seiten, 51 Abb. 2003. Kartoniert. ISBN 3-8167-6576-9

Werkzeuge zum impulsmagnetischen Warmfügen von Profilen aus Aluminium- und Magnesiumlegierungen
Robert Hahn. 209 Seiten, 95 Abb., 18 Tab. 2004. Kartoniert. ISBN 3-8167-6642-0

Ultraschallunterstütztes Quer-Seiten-Schleifen
Nikolai-Alexander Daus. 145 Seiten, 78 Abb., 5 Tab. 2004. Kartoniert. ISBN 3-8167-6657-9

Beitrag zur Steigerung der Nutzenproduktivität von Ressourcen durch Anpassen von Mobiltelefonen
Bahadir Basdere. 208 Seiten, 77 Abb., 26 Tab. 2004. Kartoniert. ISBN 3-8167-6662-5

Informationstechnische Integration hybrider Demontagesysteme
Thomas Keil. 183 Seiten, 79 Abb., 15 Tab. 2004. Kartoniert. ISBN 3-8167-6688-9

Soft Data Fusion for Computer Vision
Aureli Soria-Frisch. 242 Seiten, 118 Abb., 7 Tab. 2004. Kartoniert. ISBN 3-8167-6689-7

Trennende Schutzeinrichtungen für Werkzeugmaschinen zur Hochgeschwindigkeitsbearbeitung
Jörg Bold. 220 Seiten, 99 Abb., 39 Tab. 2005. Kartoniert. ISBN 3-8167-6697-8

Auslegung dünner Hartstoffschichten für Zerspanwerkzeuge
Karsten Klein. 172 Seiten, 88 Abb., 17 Tab. 2005. Kartoniert. ISBN 3-8167-6700-1

Methode zur Komplexitätsreduzierung der Auftragssteuerung in der Elektronikmontage
Dietrich Fischer. 202 Seiten, 97 Abb., 6 Tab. 2005. Kartoniert. ISBN 3-8167-6729-X

Sicherheitszentrierte Architektur für Internet-basierte Dienste im Maschinen- und Anlagenbau
Ralf Berger. 120 Seiten, 70 Abb., 16 Tab. 2005. Kartoniert. ISBN 3-8167-6777-X

Methodische Entwicklung von modularen IT-Dienstleistungen
Klaus Herbst. 219 Seiten, 63 Abb. 2005. Kartoniert. ISBN 3-8167-6778-8

Flexible Integration von Rapid Prototyping Prozessketten in die Produktentwicklung
Stefan Dreher. 139 Seiten, 54 Abb., 10 Tab. 2005. Kartoniert. ISBN 3-8167-6843-1

Risikominimierung bei der Beschaffung investiver Dienstleistungen durch den Einsatz von Methoden des Qualitätsmanagements
Marc Bockshecker. 195 Seiten, 36 Abb., 6 Tab. 2005. Kartoniert. ISBN 3-8167-6900-4

Verfahren zum Einzelpunktlöten von elektrischen Anschlusskontakten mit getrennter Erwärmung von Lötstelle und Lot
Andreas Frenzke. 140 Seiten, 69 Abb., 17 Tab. 2005. Kartoniert. ISBN 3-8167-6919-5

Adaptive Modellierung und Simulation von Produktentwicklungsprozessen
Johannes Voigtsberger. 174 Seiten, 58 Abb. 2005. Kartoniert. ISBN 3-8167-6929-2

Konditionieren von Diamantschleifscheiben
Frank Sroka. 229 Seiten, 111 Abb., 7 Tab. 2005. Kartoniert. ISBN 3-8167-6937-3

Zustandsorientierte Instandhaltung von Standardkomponenten mit Life Cycle Units
Alexander Buchholz. 200 Seiten, 99 Abb., 9 Tab. 2005. Kartoniert. ISBN 3-8167-6938-1

Beitrag zur Gestaltung horizontaler Innovationskooperationen in Klein- und Mittelbetrieben am Beispiel Schienengüterverkehr
Ulrich Kroß. 166 Seiten, 56 Abb., 11 Tab. 2005. Kartoniert. ISBN 3-8167-6962-4

Verfahren und Systeme zur Demontage komplexer technischer Gebrauchsgüter
Jens-Peter Härtwig. 242 Seiten, 108 Abb., 19 Tab. 2005. Kartoniert. ISBN 3-8167-6963-2

Neue Einsatzmöglichkeiten von Ferrofluiden in technischen Systemen mit relativ zueinander bewegten Komponenten
Nayim Bayat. 175 Seiten, 113 Abb., 19 Tab. 2006. Kartoniert. ISBN 3-8167-7014-2

Wissensbilanzen für mittelständische Organisationen
Kay Alwert. 181 Seiten, 65 Abb., 25 Tab. 2006. Kartoniert. ISBN 3-8167-7033-9

Entwicklung eines lernfähigen Bildverarbeitungssystems unter Einsatz von Verfahren des Soft Computing
Mario Köppen. 158 Seiten, 56 Abb., 7 Tab. 2006. Kartoniert. ISBN 3-8167-7056-8

Hochleistungsfräsen von Superlegierungen
Eric Wiemann. 239 Seiten, 124 Abb., 34 Tab. 2006. Kartoniert. ISBN 3-8167-7082-7

Beitrag zur Steigerung der Nutzenproduktivität durch Anpassungsprogrammplanung
Carsten Franke. 220 Seiten, 82 Abb., 34 Tab. 2006. Kartoniert. ISBN 3-8167-7095-9

Beitrag zur simulationsgestützten Planung von Demontagefabriken für Elektro- und Elektronikaltgeräte
Markus Ciupek. 179 Seiten, 77 Abb., 26 Tab. 2006. Kartoniert. ISBN 3-8167-7112-2

Management von Ingenieurkompetenzen im Spannungsfeld beruflicher Arbeitsteilung
Matthias Patrick Meyer. 180 Seiten, 31 Abb., 7 Tab. 2006. Kartoniert. ISBN 3-8167-7127-0

Approach of Integrated Order Scheduling and Flexible Resource Planning for Mass Customization
Ingo Lümkemann. 193 Seiten, 38 Abb., 10 Tab. 2006. Kartoniert. ISBN 3-8167-7223-4

Entwicklung von Hartmetallwerkzeugen für die Mikrozerspanung mit definierter Schneide
Kai Schauer. 178 Seiten, 107 Abb., 15 Tab. 2006. Kartoniert. ISBN 3-8167-7245-5

Informationssystemische Prozessorganisation mit sozioorientierter Transformation
Dieter Schacher. 163 Seiten, 65 Abb. 2007. Kartoniert. ISBN 978-3-8167-7285-9

Eigenschaften und Einsatzverhalten CVD-diamantbeschichteter Hartmetallwerkzeuge
Rouven Kott. 166 Seiten, 84 Abb., 7 Tab. 2007. Kartoniert. ISBN 978-3-8167-7323-8

Grundlagen und Prozessstrategien der Mikrofunkenerosion für die Bearbeitung von Rotationsbauteilen
Sascha Piltz. 266 Seiten, 139 Abb., 27 Tab. 2007. Kartoniert. ISBN 978-3-8167-7345-0

Verfahrensgrundlagen und Technologie des Hubschleifens mit viskosen Schleifmedien
Hubert Szulczynski. 175 Seiten, 87 Abb., 13 Tab. 2007. Kartoniert. ISBN 978-3-8167-7379-5

Modellierung und Analyse verteilter Entwicklungsprozesse für mechatronische Systeme
Chris Biantoro. 174 Seiten, 102 Abb. 2007. Kartoniert. ISBN 978-3-8167-7406-8

Beitrag zum Vereinzeln flächiger biegeschlaffer Bauteile
Frank Szimmat. 177 Seiten, 106 Abb., 19 Tab. 2007. Kartoniert. ISBN 978-3-8167-7424-2

Kompetenzabhängiges Simulationsverfahren zur Optimierung von Produktentwicklungsprozessen
Matthias Strebel. 132 Seiten, 33 Abb., 1 Tab. 2007. Kartoniert. ISBN 978-3-8167-7432-7

Integriertes Benchmarking für kleine und mittlere Unternehmen
Holger Kohl. 166 Seiten, 41 Abb., 19 Tab. 2007. Kartoniert. ISBN 978-3-8167-7439-6

Informationsmanagement zur Planung und Verfolgung von Produktlebenszyklen
Holger Jungk. 147 Seiten, 72 Abb., 5 Tab. 2007. Kartoniert. ISBN 978-3-8167-7461-7

Beitrag zum wirtschaftlichen Betrieb von Recyclingnetzwerken
Monica Vanegas. 174 Seiten, 65 Abb., 41 Tab. 2007. Kartoniert. ISBN 978-3-8167-7558-4

Eine Ontologie-basierte Methode zur Entscheidungsunterstützung in der Produktentwicklung
Hauke Arndt. 193 Seiten, 59 Abb. 2008. Kartoniert. ISBN 978-3-8167-7641-3

Analyse der Effekte beim Trockeneisstrahlen
Mark Claudius Krieg. 144 Seiten, 60 Abb., 27 Tab. 2008. Kartoniert. ISBN 978-3-8167-7625-3

Optimierte Zulieferintegration in der Produktentwicklung durch Ad-hoc-Kooperationswerkzeuge
Hendrik Gärtner. 166 Seiten, 61 Abb. 2008. Kartoniert. ISBN 978-3-8167-7655-0

Zerspansimulationslösungen für die Werkzeugkonstruktion und Prozessauslegung beim Fräsen
Alexander Marc Mattes. 169 Seiten, 79 Abb., 20 Tab. 2008. Kartoniert. ISBN 978-3-8167-7847-9

Aerodynamische Trenn- und Förderprozesse zur Steigerung der Demontageflexibilität bei Automobilkomponenten
Stefano Consiglio. 154 Seiten, 71 Abb., 13 Tab. 2009. Kartoniert. ISBN 978-3-8167-7955-1

Planung der Wiederverwendung von Elektro(nik)altgeräten
Sebastian Kernbaum. 236 Seiten, 87 Abb., 19 Tab. 2009. Kartoniert. ISBN 978-3-8167-7966-7

Verfahren zur ad hoc-Modellierung und -Simulation räumlicher Feder-Masse-Systeme für den Einsatz in Virtual Reality-basierten Handhabungssimulationen
Jens Neumann. 226 Seiten, 106 Abb., 27 Tab. 2009. Kartoniert. ISBN 978-3-8167-7955-1

Beeinflussung des Vorbehandlungszustandes der Substratrandzone durch Trockeneisstrahlen am Beispiel von Klebverbindungen
Adil El Mernissi. 157 Seiten, 72 Abb., 21 Tab. 2009. Kartoniert. ISBN 978-3-8167-7980-3

Beitrag zur Steigerung der Nutzenproduktivität durch Modularisierung von Produkten
Marco Zettl. 236 Seiten, 65 Abb., 18 Tab. 2009. Kartoniert. ISBN 978-3-8167-7986-5

Herstellung und Einsatz CVD-diamantbeschichteter Bohrgewindefräser
Jens König. 188 Seiten, 65 Abb., 18 Tab. 2009. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0025-2

Akzeptanzförderung bei der Einführung von Wissensmanagement - Ein Methodenbaukasten für kleine und mittlere Unternehmen
Ina Kohl. 178 Seiten, 30 Abb., 13 Tab., 2009. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0050-4

Technisch-wirtschaftliche Bewertung von Flexibilität in Rohbaunebenlinien
Arne Lambertz. 240 Seiten, 164 Abb., 10 Tab, 2010. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0117-4

Charakterisierung und Auslegung der Grenzschicht PVD-beschichteter Schneidkeramiken.
Tom Hühns. 179 Seiten, 72 Abb., 11 Tab. 2010. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0132-7

Virtuelle Rekonstruktion von Innenräumen basierend auf Messdaten von Tiefenkameras
Alexander Sabov. 174 Seiten, 86 Abb., 10 Tab. 2010. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0144-0

Ermittlung, Berechnung und Optimierung des strukturmechanischen Verhaltens am Beispiel von Fräsmaschinen
Carsten Mense. 169 Seiten, 58 Abb., 11 Tab. 2010. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0156-3

Beitrag zur nachhaltigen industriellen Wertschöpfung durch multiattributive Bewertung von Montageanlagen
Timo Fleschutz. 193 Seiten, 62 Abb., 8 Tab. 2010. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0171-6

Vorgehensweise für Planung und Betrieb energieeffizienter Produktionssysteme
Nils Weinert. 174 Seiten, 52 Abb., 16 Tab. 2010. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0173-0

Semantic-Web-Wissensbank für Planungsprozesse bei der Wiederverwendung von Produktionsanlagen
Robert Harms. 210 Seiten, 93 Abb., 11 Tab. 2010. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0180-8

Einsatzverhalten genuteter CBN-Schleifscheiben mit keramischer Bindung beim Außenrund-Einstechschleifen
Mathias Kirchgatter. 173 Seiten, 85 Abb., 19 Tab. 2011. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0211-9

Planung ingenieurwissenschaftlicher Qualifizierung mit Semantik-Web-Wissensbanken
Carsten Reise. 178 Seiten, 61 Abb., 26 Tab. 2011. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0217-1

Development of an Intellectual Capital-Based Management System for Science Parks
Hamad Al Hashemi. 154 Seiten, 54 Abb., 7 Tab. 2011. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0218-8

Adaptive physikbasierte Modelle für die interaktive Deformationssimulation in der Virtuellen Realität
Ulrike Völlinger. 222 Seiten, 109 Abb., 25 Tab. 2011. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0273-7

Beitrag zu verteilten technischen Innovationsprozessen unter Berücksichtigung von Nachhaltigkeitskriterien
Semih Severengiz. 208 Seiten, 35 Abb., 15 Tab. 2011. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0232-4

Hybride Interaktionstechniken des immersiven Skizzierens in frühen Phasen der Produktentwicklung
Johann Habakuk Israel. 389 Seiten, 120 Abb., 26 Tab. 2011. Kartoniert.
ISBN 978-3-8396-0330-7

Depth Data based Determination of Gait Parameters of Subjects after Stroke for the Use in Clinical Gait Rehabilitation
Jochen Radmer. 152 Seiten, 84 Abb., 14 Tab. 2011. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0332-1

Integration von Modellkonzeption und Management der Unternehmensmodellierung
Thomas Knothe. 190 Seiten, 48 Abb., 32 Tab. 2011. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0355-0

Wissensgenerierung in hybriden Leistungsbündeln durch die Virtual Life Cycle Unit
René Gegusch. 184 Seiten, 81 Abb. 2012. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0371-0

Strategische Unternehmensentwicklung auf Basis immaterieller Werte in KMU
Markus Will, 219 Seiten, 56 Abb., 31 Tab. 2012. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0376-5

Modellbasierte Prozessauslegung des Druckfließläppens am Beispiel keramischer Werkstoffe
Vanja Mihotovic, 166 Seiten, 65 Abb., 5 Tab. 2012. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0390-1

Schleifen von Hartmetall- und Vollkeramik-Schaftfräsern
Christoph Hübert, 154 Seiten, viele Abb. und Tab. 2012. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0393-2

A haptic control framework for end-effector based gait simulation interfaces and its application in patient-adaptive rehabilitation training
Sami Hussein, 160 Seiten, viele Abb. und Tab. 2012. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0464-9

Auditierung von Wissensbilanzen. Eine Methode zur Qualitätssicherung von Bilanzen des Intellektuellen Kapitals
Wen-Huan Wang, 200 Seiten, viele Abb. und Tab. 2012. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0490-8

Einsatzverhalten von PKD und Bor-dotiertem CVD-Diamant bei der Mikrofunkenerosion
Markus Röhner, 224 Seiten, viele Abb. und Tab. 2013. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0497-7

Effective Motion Design Applied to Energy-Efficient Handling Processes
Tobias Brett, 205 Seiten, 84 Abb. 2013. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0511-0

Fortschrittsbewertung von Fabrikplanungsprojekten
Sven Glinitzki, 230 Seiten, viele Abb. und Tab. 2013. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0520-2

Kompensation der Verlagerung an nachgiebigen Werkzeugmaschinengestellen am Beispiel von Fräsmaschinen für die Mikrobearbeitung
Jörg Eßmann, 164 Seiten, viele Abb. und Tab. 2013. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0565-3

Approach for Integrating Predictive-Reactive Job Shop Scheduling with PLC-Controlled Material Flow
Azrul Azwan Abdul Rahman, 168 Seiten, viele Abb. und Tab. 2013. Kartoniert.
ISBN 978-3-8396-0622-3

Product-Service Systems Enabling for Sustainable City Mobility
Jialiang Hu,167 Seiten, viele Abb. und Tab. 2013. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0632-2

Integration optischer Messtechnik in Ultrapräzisionsmaschinen für die Korrekturbearbeitung beim Drehen mit Slow-Slide-Servo
Martin Kurz, 213 Seiten, viele Abb. und Tab. 2013. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0630-8

Contribution to efficient water use and reducing environmental impact of wastewater in industry
Chenqing Wang, 213 Seiten, viele Abb. und Tab. 2013. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0637-7

Patientengerechte Gestaltung computerbasierter Anwendungen in der gerätegestützten, motorischen Therapie nach Schlaganfall
Simone Schmid, 182 Seiten, viele Abb. und Tab. 2013. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0634-6

Einfluss der Oberflächenstrukturierung und -texturierung eines Kunststoffsubstrats auf die Anhaftung von Zellen
Quang Ut Huynh, 193 Seiten, viele Abb. und Tab. 2013. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0631-5

Modellierung und Simulation des thermischen Verhaltens einer Werkzeugmaschine mit der Finite-Elemente-Methode
Jiangmin Hu, 191 Seiten, viele Abb. und Tab. 2014. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0660-5

Möglichkeiten und Grenzen des Strahlspanens mittels CO_2 Hochdruckstrahlen
Martin Bilz, 170 Seiten, viele Abb. und Tab. 2014. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0661-2

Nachhaltige Technologiepfade für unterschiedliche Entwicklungsniveaus
Pia Gausemeier, 247 Seiten, viele Abb. und Tab. 2014. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0670-4

Enabling sustainable value creation by engineering capacity building
Sadiq Ahmad Muhammad Abd Elall, 161 Seiten, viele Abb. und Tab. 2014. Kartoniert.
ISBN 978-3-8396-0687-2

Verwendung von Traceability-Modellen zur Unterstützung der Entwicklung technischer Systeme.
Grischa Beier, 378 Seiten, viele Abb. und Tab. 2014. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0681-0

Effiziente Erfassung und Pflege von Traceability-Modellen zur Entwicklung technischer Systeme
Asmus Figge, 311 Seiten, viele Abb. und Tab. 2014. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0705-3

Steigerung der Wirtschaftlichkeit beim Mikrofräsen durch Schneidkantenpräparation mittels Tauchgleitläppen.
Armin Löwenstein, 222 Seiten, viele Abb. und Tab. 2014. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0652-0

Integrated Engineering of Products and Services
Patrick Müller, 366 Seiten, viele Abb. und Tab., 2014. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0549-3

Konzeption und Realisierung einer Methode zur templategestützten Systementwicklung
Simon Frederick Königs, 258 Seiten, viele Abb. und Tab., 2014. Kartoniert.
ISBN 978-3-8396-0652-0

Community-Based Design of Process Chains for Manufacturing and Recycling
Steffen Heyer, 189 Seiten, viele Abb. und Tab., 2014. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0731-2

Werker-Assistenz und -Qualifizierung für manuelle (De-)Montage durch bild- und schrift-gestützte Visualisierung am Arbeitsplatz
Aleksandra Barbara Postawa, 206 Seiten, viele Abb. und Tab., 2014. Kartoniert.
ISBN 978-3-8396-0733-6

Vereinfachung der Systemmontage von metalloptischen IR-Spiegelteleskopen
Sebastian Scheiding, 163 Seiten, viele Abb. und Tab., 2014. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0774-9

Geschäftsmodelle der Wiederaufbereitung für Hersteller von Originalteilen
Henry Widera, 218 Seiten, viele Abb. und Tab., 2014. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0820-3

Verfahren zur mechanischen Erzeugung periodischer nanooptischer Strukturen mit monokristallinen Diamantwerkzeugen am Beispiel von Blazegittern
Kurt Haskic, 196 Seiten, viele Abb. und Tab., 2014. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0859-3

Absicherung des Innovationserfolgs unter Berücksichtigung des Open-Innovation-Ansatzes
Manuel Rothe, 184 Seiten, viele Abb. und Tab., 2015. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0861-6

Steigerung der Nutzungspotenziale von CVD-diamantbeschichteten Werkzeugen
Fiona Sammler, 164 Seiten, viele Abb. und Tab., 2015. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0906-4

Prozessstrategien beim NC-Formschleifen mit Schleifstiften
Tiago Borsoi Klein, 164 Seiten, viele Abb. und Tab., 2015. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0943-9

Netzfreie Zerspanungssimulation mit der Finite-Pointset-Methode
Robert Gerstenberger, 164 Seiten, viele Abb. und Tab., 2015. Kartoniert.
ISBN 978-3-8396-0946-0

Untersuchung des Einflusses von Dreh-, Drehfräs-, Glattwalz- sowie Schleifprozessen auf das tribologische Einsatzverhalten von Stahl am Beispiel des Rad-Schiene-Kontakts
Stefan Gebhard, 164 Seiten, viele Abb. und Tab., 2015. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0955-2

Keramische Schaftfräswerkzeuge für die Hochgeschwindigkeitsbearbeitung von Nickelbasis-Legierungen
Manuel Wacinski, 148 Seiten, viele Abb. und Tab., 2015. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0965-1

Additive Fertigung von Nickelbasis-Superlegierungen mittels Laserstrahlschmelzens am Beispiel von Diamalloy 4004NS
Kamilla König-Urban, 190 Seiten, viele Abb. und Tab., 2016 Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0978-1

Modellbasierte Prozessoptimierung für das Mikrofräsen
Frederik Felix Mahr, 234 Seiten, viele Abb. und Tab., 2016 Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0986-6

Quantitative Betriebsmittelbedarfsplanung für die getaktete Fließfertigung
Jakob Dinse, 158 Seiten, viele Abb. und Tab., 2016 Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0951-4

Entwicklung eines Vorgehensmodells zur Einführung eines globalen Qualitätsmanagementsystems
Felix Meentken, 208 Seiten, viele Abb. und Tab., 2016 Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0998-9

Entscheidungsmethodik zur kompetenzbasierten Team-Organisation bei der Implementierung von Energiemanagementsystemen
Phillip Karcher, 240 Seiten, viele Abb. und Tab., 2016 Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0991-0

Nutzenoptimierter Einsatz präventiver Qualitätsmethoden im Produktentstehungsprozess der Automobilindustrie
Markus Heintzmann, 238 Seiten, viele Abb. und Tab., 2016. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0993-4

Entwicklung eines Vorgehensmodells zur Einführung eines globalen Qualitätsmanagementsystems
Felix Meentken, 208 Seiten, viele Abb. und Tab., 2016 Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0998-9

Qualitätsreferenzmodell für die Produktion von Unikaten und Kleinserien
Dominik Rößle, 281 Seiten, viele Abb. und Tab., 2016 Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1035-0

Einfluss von Herstellungs- und Lagerungsfaktoren auf die Eigenschaften von Trockeneispellets und das Strahlergebnis.
Simon Motschmann, 190 Seiten, viele Abb. und Tab., 2016. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1014-5

Niedrigdimensionale Modelle zur Simulation des dynamischen Verhaltens von Werkzeugmaschinen unter Berücksichtigung der Pose.
Jens Hermann Wintering, 207 S., viele Abb. und Tab., 2016. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-0999-6

Einfluss von Herstellungs- und Lagerungsfaktoren auf die Eigenschaften von Trockeneispellets und das Strahlergebnis.
Simon Motschmann, 190 Seiten, viele Abb. und Tab., 2016. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1014-5

Trockenfunkenerosives Feinbohren von Hochleistungswerkstoffen
Tassilo-Maria Schimmelpfennig, 149 Seiten, viele Abb. und Tab., 2016. Kartoniert.
ISBN 978-3-8396-1060-2

Nachhaltige Unternehmensentwicklung aus ressourcenorientierter Perspektive
Ronald Orth, 388 Seiten, viele Abb. und Tab., 2016. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1062-6

Verfahren zur schnellen, digitalen Modellbildung für Inspektions- und Reengineeringprozesse
Hendrik Grosser, 385 Seiten, viele Abb. und Tab., 2016. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1077-0

Prozessauslegung zum Schnellhubschleifen von Hochleistungskeramik
Christoph Sammler, 205 Seiten, viele Abb. und Tab., 2016. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1064-0

Co_2-Schneeentstehung und deren Wirkung auf die Effekte beim Co_2-Schneestrahlen
Michael Kretzschmar, 171 Seiten, viele Abb. und Tab., 2016. Kartoniert.
ISBN 978-3-8396-1065-7

Einsatzverhalten nanocomposite-beschichteter PcBN-Werkzeuge für die Hartdrehbearbeitung
Javier Alejandro Oyanedel Fuentes, 162 Seiten, viele Abb. und Tab., 2016. Kartoniert.
ISBN 978-3-8396-1081-7

Kubisch-kristallines Bornitrid ohne Bindephase als Schneidstoff in der Ultrapräzisions-Zerspanung
Julian Polte, 187 Seiten, viele Abb. und Tab., 2017. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1137-1

Herstellung und Einsatz von PKD-Mikrofräswerkzeugen
Mitchel Polte, 173 Seiten, viele Abb. und Tab., 2017. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1138-8

Trockeneisstrahlen als Vorbehandlungsverfahren vor dem Galvanisieren
El Mustapha Baira, 171 Seiten, viele Abb. und Tab., 2017. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1157-9

Umweltbewertung und Ökoeffizienz beim Metall-Schutzgasschweißen von Dickblechverbindungen
Gunther Sproesser, 179 Seiten, viele Abb. und Tab., 2017. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1175-3

Einflussfaktoren der Reinigung mit flüssigem Kohlendioxid auf fertigungsrelevante Materialeigenschaften medizintechnischer Kunststoffe
Johannes Mankiewicz, 166 Seiten, viele Abb. und Tab., 2017. Kartoniert.
ISBN 978-3-8396-1180-7

Simulationsmodell als Basis zur Ableitung von Zerspanstrategien zur Reduzierung von thermischen Bearbeitungseinflüssen beim Hartdrehen
Ivan Mitkov Ivanov, 166 Seiten, viele Abb. und Tab., 2017. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1201-9

Adaptives Entwicklungstool zur intelligenten Konfigurierung von Condition-Monitoring-Algorithmen
Abdelhakim Laghmouchi, 176 S., viele Abb. und Tab., 2017. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1222-4

Die-Sinking EDM of High Aspect Ratio Cavities in Nickel-Base Alloy
David Carlos Domingos, 249 S., viele Abb. und Tab., 2017. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1163-0

Kinematisch modulierte Schleifprozesse zur Strukturierung von tribologisch beanspruchten Funktionsoberflächen
Clemens Bäcker, 204 S., viele Abb. und Tab., 2017. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1235-4

Resource-Optimized Verification Planning for Mechatronic Systems in the Virtual Stage of Product Creation
Frank Gerhorst, 185 S., viele Abb. und Tab., 2017. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1255-2

Wissensbasierte Entwicklung nachhaltiger Produkte
Kai Lindow, 246 S., viele Abb. und Tab., 2017. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1271-2

Qualitätsmanagement in der Automobilindustrie und dessen Umsetzung an Produktionsstandorten in der Volksrepublik China unter Berücksichtigung kultur- und kooperationsbedingter Einflüsse
Oliver Linthe, 190 S., viele Abb. und Tab., 2017. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1276-7

Gestaltungsaspekte immersiver Fahrsimulationsumgebungen
Diana Reich, 258 Seiten, viele Abb. und Tab., 2018. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1283-5

Benchmarking-unterstützte Standortplanung von industriellen Wertschöpfungsprozessen
Xing Zhou, 226 Seiten, viele Abb. und Tab., 2018. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1296-5

Einsatzverhalten und Leistungsbedarfe unterschiedlicher Kühlungsmethoden beim Außen-Längs-Runddrehen
Paul Fürstmann, 178 Seiten, viele Abb. und Tab., 2018. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1317-7

Grinding of high performance materials with spherical mounted point
Stefan Koprowski, 160 Seiten, viele Abb. und Tab., 2018. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1311-5

Methodik zur integrierten virtuellen Auslegung und Absicherung flexibler Bauteile
Nicolas Hofheinz, 248 Seiten, viele Abb. und Tab., 2018. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1298-9

Werkzeug- und prozessseitige Grundlagen des Schienenschleifens unter Berücksichtigung der Schienentemperatur und der Wechselwirkung mit dem Einsatzverhalten der Schiene
Pavlo Lypovka, 224 Seiten, viele Abb. und Tab., 2018. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1306-1

Spannutschleifen von Hartmetall-Schaftwerkzeugen mit gradierten Schleifscheiben
Nikolas Schröer, 166 Seiten, viele Abb. und Tab., 2018. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1310-8

Methode zur Bestimmung spezifischer Kräfte durch Fräsversuche und Anwendung bei der Natursteinbearbeitung
Marcel Manthei, 160 Seiten, viele Abb. und Tab., 2018. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1288-0

Endkonturnahe Schruppbearbeitung von Titanaluminid mittels Wasserabrasivstrahlen mit kontrollierter Schnitttiefe
Fabian Faltin, 160 Seiten, viele Abb. und Tab., 2018. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1309-2

Ultrapräzisionsverfahren zur Erhöhung der Güte abbildender Beugungsgitter
Stefan Kühne, 209 Seiten, viele Abb. und Tab., 2018. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1301-6

Fräsbearbeitung von Nickelbasislegierungen mit Industrierobotern
Sascha Reinkober, 214 Seiten, viele Abb. und Tab., 2018. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1328-3

Methodology for the in-process evaluation of software-based process failures in Selective Laser Melting machine tools
Rodrigo Pastl Pontes, 186 Seiten, viele Abb. und Tab., 2018. Kartoniert.
ISBN 978-3-8396-1350-4

The Working Posture Controller: Automated adaptation of the workpiece pose to enable a neutral working posture
The Duy Nguyen, 219 Seiten, viele Abb. und Tab., 2018. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1355-9

Finishbearbeitung technischer Oberflächen aus gehärtetem Stahl unter Verwendung von Rundbürsten mit Schleiffilamenten
Leif Hochschild, 212 Seiten, viele Abb. und Tab., 2018. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1347-4

Entwicklung eines hochauflösenden wellenlängendispersiven Spektrometers für den Spektralbereich harter Röntgenstrahlung
Ina Holfelder, 198 Seiten, viele Abb. und Tab., 2018. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1375-7

Ganzheitliche Planung der Qualitätsorganisation in produzierenden Unternehmen
Falk Johannes Behmer, 226 Seiten, viele Abb. und Tab., 2018. Kartoniert.
ISBN 978-3-8396-1368-9

Laser-Pulver-Auftragschweißen in der additiven Prozesskette für Legierungen aus dem Turbomaschinenbau
Benjamin Graf, 138 Seiten, viele Abb. und Tab., 2018. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1387-0

Vorgehensmodell zur Methodenauswahl in Six-Sigma-Projekte
Julian Enriquev Ariza Alvarez, 236 Seiten, viele Abb. und Tab., 2018. Kartoniert.
ISBN 978-3-8396-1383-2

Optimized Data Integration for Tracelinking in Product Development through the Application of Semantic Web Technologies
Robert Woll, 201 Seiten, viele Abb. und Tab., 2018. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1389-4

Entwicklung eines methodenbasierten Modells zur Messung und Bewertung der Produktivität von Dienstleistungsprozessen
Ahmad Schafiq Amini, 340 Seiten, viele Abb. und Tab., 2018. Kartoniert.
ISBN 978-3-8396-1412-9

Entwicklung eines Validierungsframeworks zur erlebbaren Absicherung von Fahrerassistenzsystemen
Maik Auricht, 342 Seiten, viele Abb. und Tab., 2018. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1415-0

Fallbasierte Feinplanung im Rahmen der kurzfristigen Fertigungssteuerung
Reinhard Arlt, 246 Seiten, viele Abb. und Tab., 2018. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1429-7

Systematische Methodenanwendung im dynamischen Qualitätsmanagement bei KMU
Johannes Schober, 302 Seiten, viele Abb. und Tab., 2019. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1447-1

Entwicklung eines methodengestützten Vorgehensmodells für das Qualitätsmanagement Reporting (QMR)
Tobias Gruber, 252 Seiten, viele Abb. und Tab., 2019. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1451-8

Prototyping von Produkt-Service Systemen und Smart Services in der Konzeptphase des Entwicklungsprozesses
Konrad Exner, 282 Seiten, viele Abb. und Tab., 2019. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1457-0

Merkmalbasiertes Nutzerunterstützungssystem für die Erfassung von Bauteilen mittels industrieller Computertomographie
Nikolas Sawczyn, 275 Seiten, viele Abb. und Tab., 2019. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1464-8

Verfahren zur kamerabasierten Instrumentennavigation am Beispiel der HNO-Chirurgie
Manuel Katanacho, 179 Seiten, viele Abb. und Tab., 2019. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1498-3

Liquid Metal Embrittlement of Advanced High Strength Steels during Resistance Spot Welding
Julian Frei, 167 Seiten, viele Abb. und Tab., 2019. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1495-2

Assistenzsystem für die Entwicklung nachhaltiger Produkte
Tom Buchert, 298 Seiten, viele Abb. und Tab., 2019. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1508-9

Einsatzverhalten keramischer Fräswerkzeuge bei der Zerspanung von glas- und kohlenstofffaserverstärkten Kunststoffen
Bartek Stawiszynski, 182 Seiten, viele Abb. und Tab., 2020. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1610-9

Investigation of the Metallurgical and Thermo-Mechanical Factors Influencing Centreline Solidification Cracking by Laser Beam and Hybrid
Vanessa Penaranda Quiroz, 236 Seiten, viele Abb. und Tab., 2020. Kartoniert.
ISBN 978-3-8396-1601-7

Sortierung von Objekten in mikrofluidischen Systemen auf Basis von piezogetriebenen Aktoren
Peter Paul Horbert, 202 Seiten, viele Abb. und Tab., 2020. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1630-7

Management von Innovationsnetzwerken unter Fokussierung von Kollaboration
Jan-Patrick Cap, 198 Seiten, viele Abb. und Tab., 2020. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1654-3

Artefaktkorrektur für die 3D-Röntgenbildgebung auf Basis synthetischer Röntgenprojektionen
Steffen Melnik, 164 Seiten, viele Abb. und Tab., 2020. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1690-1

Einfluss des Post-Processings auf laserstrahlgeschmolzene Bauteile am Beispiel von ß-Titanlegierungen
Georg Gerlitzky, 178 Seiten, viele Abb. und Tab., 2021. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1692-5

Digitale Unterstützung der aktiven Kundenintegration zur Optimierung der Produktentwicklung
Thomas Damerau, 277 Seiten, viele Abb. und Tab., 2021. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1700-7

Modularized and Reconfigurable Machine Tool Frames based on Polyhedral Building Blocks
Bernd Walter Peukert, 190 Seiten, viele Abb. und Tab., 2021. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1696-3

Einsatzverhalten keramisch gebundener Gleitschleifkörper
Alexander Eulitz, 170 Seiten, viele Abb. und Tab., 2021. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1714-4

Requirements-driven Identification and Validation of Reusable System and Development Elements
Atakan Sünnetcioglu, 320 Seiten, viele Abb. und Tab., 2021. Kartoniert. ISBN 978-3-8396-1744-1

Die Werkzeugmaschinenindustrie ist charakterisiert durch ständig steigende Anforderungen an Fertigungskosten und -qualität. Der dadurch zunehmenden Belastung der Werkzeugmaschinen muss durch geeignete Maßnahmen entgegengewirkt werden. Insbesondere das dynamische Verhalten hat einen hohen Anteil an der erreichbaren Produktivität und Fertigungsgenauigkeit. Die Hochgeschwindigkeitsbearbeitung erfordert eine Verringerung der Massen. Gleichzeitig ist jedoch auch eine Erhöhung der Dämpfung und der Steifigkeit gefordert.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde die Entwicklung eines aktiven, robusten sowie sich selbst identifizierenden und optimierenden Systems zur Verbesserung des dynamischen Verhaltens von Werkzeugmaschinen durchgeführt und evaluiert. Die Modelle und Grundlagen hierfür sind systematisch erarbeitet, nachvollziehbar dargestellt und zielgerichtet miteinander verknüpft worden. Die Dämpfungswirkung konnte anhand eines aktiven Mehrgrößensystems mit signifikanten Interaktionen nachgewiesen werden, das seriell in den Kraftfluss eines Maschinengestells integriert wurde. Zusammen mit den entwickelten Methoden sind die Modelle auf beliebige linearisierbare aktive Mehrgrößensysteme anwendbar.

ISBN 978-3-8396-1728-1

9 783839 617281

FRAUNHOFER VERLAG