

Beiträge zum Stuttgarter Maschinenbau

Christoph Hinze

Dynamiksteigerung von Kugelgewindetrieben durch modellbasierte Lageregelung der nachgiebigen Mechanik



stuttgarter
maschinenbau
interdisziplinär und vielfältig



Universität Stuttgart

Institut für Steuerungstechnik
der Werkzeugmaschinen und
Fertigungseinrichtungen (ISW)





Universität Stuttgart



Beiträge zum Stuttgarter Maschinenbau

Band 19

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Oliver Riedel
Prof. Dr.-Ing. Alexander Verl
Jun.-Prof. Dr. rer. nat. Andreas Wortmann

Christoph Hinze

**Dynamiksteigerung von Kugelgewindetrieben
durch modellbasierte Lageregelung der
nachgiebigen Mechanik**

Fraunhofer Verlag

Kontaktadresse:

Institut für Steuerungstechnik der Werkzeugmaschinen
und Fertigungseinrichtungen ISW
Seidenstr. 36
70174 Stuttgart
info@isw.uni-stuttgart.de
<https://www.isw.uni-stuttgart.de>

Titelbild: © Christoph Hinze

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.

ISSN: 2750-655X

ISBN: 978-3-8396-1940-7

D 93

Zugl.: Stuttgart, Univ., Diss., 2023

Druck und Weiterverarbeitung: Fraunhofer-Druckerei, Stuttgart

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

© Fraunhofer Verlag, 2023

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.

Geleitwort

Die deutsche Wirtschaft ist weltweit bekannt für ihren Anlagen- und Maschinenbau. Dabei ist die Universität Stuttgart mit ihren beiden Maschinenbaufakultäten – unter deren Dach sich 42 Institute befinden – die größte universitäre Einrichtung für den Maschinenbau in Deutschland. Unsere wissenschaftliche Exzellenz stützt sich dabei auf unsere zahlreichen Promovierenden und ihre hervorragenden Dissertationen. Viele dieser Dissertationen entstehen in lokaler, nationaler und internationaler Zusammenarbeit mit renommierten Universitäten und außeruniversitären Einrichtungen wie dem Deutschen Zentrum für Luft- und Raumfahrt, der Fraunhofer-Gesellschaft und der Max-Planck-Gesellschaft. Dabei reicht das inhaltliche Spektrum der Dissertationen von Biotechnik, Energietechnik, Fahrzeugtechnik, Kybernetik und Systemtechnik, Produktentwicklung und Konstruktionstechnik, Produktionstechnik bis hin zur Verfahrenstechnik und stützt sich auf die sechs Forschungsschwerpunkte Advanced Systems Engineering, Autonome Produktion, Software-Defined Manufacturing, Resiliente Versorgung, Biointelligenz und Dekarbonisierung der Industrie. Die Ergebnisse aus den Dissertationen zielen darauf ab, kunden-, produkt-, prozess- und mitarbeiterorientierte Technologie zielgerichtet und zeitnah zu entwickeln und anzuwenden. Viele der im Rahmen der Forschungsarbeiten an den Instituten entstandenen Dissertationen werden in diesen »Beiträgen zum Stuttgarter Maschinenbau« veröffentlicht. Die beiden Fakultäten des Stuttgarter Maschinenbaus wünschen den Promovierenden, dass ihre Dissertationen aus dem Bereich des Maschinenbaus in der breiten Fachwelt als maßgebliche Beiträge wahrgenommen werden und so den Wissensstand auf ein neues Niveau heben.

Für den Stuttgarter Maschinenbau



Stefan Weihe
Prodekan Fakultät 4



Oliver Riedel
Prodekan Fakultät 7

Vorwort der Herausgeber

Innerhalb der Reihe »Beiträge zum Stuttgarter Maschinenbau« berichtet das Institut für Steuerungstechnik der Werkzeugmaschinen und Fertigungseinrichtungen an der Universität Stuttgart (ISW) über seine Forschungsergebnisse. Das Institut beschäftigt sich in vielfältiger Form mit Steuerungs- und Automatisierungstechnik sowie dem Einsatz von modernen Methoden des Informationsmanagements. Dabei stehen Grundlagenforschung und anwendungsorientierte Entwicklung in einem stetigen Austausch, wodurch ein kontinuierlicher Technologietransfer in die Praxis sichergestellt wird.

Die am ISW entstandenen Dissertationen werden damit unter erweitertem Namen und inzwischen in vierter Generation in der bewährten Konzeption, die der Gründer des ISW Prof. Stute und sein Nachfolger Prof. Pritschow 1972 begonnen haben, durch die heutige Institutsleitung fortgesetzt.

Herrn Christoph Hinze M.Sc. möchten wir für die geleistete Arbeit danken, dem Verlag für die Aufnahme dieser Schriftenreihe in sein Angebot und der Druckerei für die saubere und zügige Ausführung. Möge das Buch von der Fachwelt gut aufgenommen werden.



Alexander Verl



Oliver Riedel

Dynamiksteigerung von Kugelgewindetrieben durch modellbasierte Lageregelung der nachgiebigen Mechanik

Dynamics Improvement of Ball Screw Drives
with Model-Based Position Control of the Compliant Mechanics

Von der Fakultät Konstruktions-, Produktions- und Fahrzeugtechnik
der Universität Stuttgart
zur Erlangung der Würde eines Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.) genehmigte
Abhandlung

Vorgelegt von
Christoph Hinze, M.Sc.
aus Filderstadt

Hauptberichter: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. mult. Alexander Verl
Mitberichter: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Christian Brecher

Tag der mündlichen Prüfung: 29. März 2023

Institut für Steuerungstechnik der Werkzeugmaschinen und
Fertigungseinrichtungen der Universität Stuttgart

2023

Vorwort

Diese Dissertation entstand während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am ISW. Ein wesentlicher Teil dieser Dissertation entstand durch das DFG-Forschungsprojekt *SliMoReK – Sliding-Mode-Maschinentischregelung zur Verbesserung des dynamischen Verhaltens von Vorschubachsen mit Kugelgewindtrieb* (Projektnummer 438835664). Daher ein herzlicher Dank an die DFG und die anonymen Gutachter dieses Projekts, die diese Untersuchungen ermöglichten.

Ein besonderer Dank gilt Prof. Verl für sein Interesse an der Thematik, die wissenschaftliche Begleitung über die Jahre am ISW sowie den Freiraum beim Anfertigen dieser Arbeit. Prof. Brecher vom WZL der RWTH Aachen danke ich herzlich für die freundliche Übernahme des Mitberichts.

Ein großer Dank gebührt meinen Gruppenleitern Colin Reiff, Florian Eger und Tim Engelberth für ihr Engagement, das Vertrauen und ihren Einsatz mich zurück in die Regelungstechnik zu bringen sowie Armin Lechler, unter anderem für die zahlreichen geöffneten Türen zu spannenden Forschungsrichtungen und -projekten. Den Kollegen des ISW möchte ich für die zahlreichen anregenden Diskussionen danken, besonders (aber nicht ausschließlich) Michael Neubauer, Patrick Mesmer, Markus Wnuk, Lukas Steinle, Haijia Xu, Valentin Leipe und Oliver Jud. Auch Lukas Zeh möchte ich meinen Dank aussprechen für die Aufnahme zahlreicher Messungen am Versuchsstand. Ein weiterer herzlicher Dank gebührt Christopher Kaufmann für die mehrmalige Durchsicht des Manuskripts am Ende des Schreibprozesses.

Schließlich möchte ich meiner Frau, Maike, danken: für die geschenkte freie Zeit zum Schreiben und für die fortwährende Unterstützung.

Christoph Hinze, 4. August 2023

Kurzfassung

Vorschubachsen sind die wesentlichen bewegungserzeugenden Elemente bearbeitender Maschinen. Für kurze und mittlere Vorschublängen werden aufgrund ihrer hohen Präzision und ihres hohen Wirkungsgrades bei Umkehrspielfreiheit vorrangig Kugelgewindetriebe eingesetzt. Die Steigerung der dynamischen Genauigkeit von Kugelgewindetrieben kann für genauere Prozesse, bessere Störunterdrückung oder kürzere Durchlaufzeiten und einer damit verbundenen höheren Produktivität genutzt werden und ist daher ein fortbestehendes Bestreben der Fertigungsindustrie. Bei steigender Dynamik wird jedoch zunehmend die nachgiebige Mechanik der Achse und der Maschinenstruktur angeregt, die sich auf das Regelungsverhalten des Lagereglers und damit die Performanz der Gesamtmaschine auswirkt. Diese Anregung kann durch den P-Lageregler der aktuell etablierten Kaskadenregelung nicht kompensiert werden. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wird daher der Einsatz alternativer, modellbasierter Lageregler für Kugelgewindetriebe untersucht. Dabei liegt der Fokus neben der Dynamiksteigerung auch auf der industriellen Einsetzbarkeit, also der Robustheit und einfachen Parametrierung der Verfahren. Hierfür wird ein Viermassenmodell entworfen, welches die ersten beiden charakteristischen Eigenmoden sowie die positionsabhängige Steifigkeit der Kugelrollspindel abbildet, im eingebauten Zustand ohne Zusatzsensorik identifizierbar ist und die Antriebsdynamik dynamisch genau simuliert. Basierend auf diesem Modell werden Einstellmöglichkeiten des Geschwindigkeitsreglers vergleichend untersucht, die die Lageregelstrecke formen. Anschließend wird das Modell der Lageregelstrecke mit Geschwindigkeitsregler auf ein PT_2I -Modell reduziert, dessen notwendige Sollsignale aus der ruckbegrenzten numerischen Steuerung verfügbar sind. Das reduzierte Modell der Lageregelstrecke wird zur Lageregelung genutzt. Hierfür wird ein allgemeines, passives Regelverfahren für flache Systeme basierend auf der Sliding-Mode-Regelung hergeleitet und in einer linearen (ISMC) und einer nichtlinearen Variante (qSMC) für das vorliegende System angewendet. Bei beiden Reglern wird die händische Einstellung mit einem Verstärkungsparameter – vergleichbar zur Einstellkomplexität des P-Lagereglers – vorgestellt. Weiterhin wird ein automatisches, robustes H_∞ -Tuningverfahren entworfen. Abschließend erfolgt ein experimenteller Vergleich der Regler mit der P-Lageregelung. Die Regler bewirken eine Steigerung

der Bandbreite um 15 % (ISM) und 60 % (qSMC) sowie ein wesentlich verbessertes Störverhalten, beispielsweise gegenüber variierender Lastmasse, oder einer Verbesserung des Schleppfehlers unter Fräskräften um 60 % für beide Regler. Das vorgestellte Verfahren zeigt somit seine Eignung zur Dynamiksteigerung an Kugelgewindetrieben bei geringer Inbetriebnahmekomplexität.

Abstract

Feed axes are the main motion-generating elements of machining equipment. For short and medium feed lengths, ball screws are primarily used due to their high precision and high efficiency with zero backlash. An increased dynamic accuracy of ball screws can be used for more accurate processes, better disturbance suppression, or shorter throughput times and associated higher productivity. It is therefore an ongoing endeavor in the manufacturing industry. However, as dynamics increase, the compliant mechanics of the axis and machine structure become increasingly excited, affecting the control behavior of the position controller and thus the performance of the overall machine. This excitation cannot be compensated by the P position controller of the currently established cascade control. This thesis hence presents alternative, model-based position controllers for ball screws. In addition to the increase in dynamics, the focus is also on the industrial applicability, i.e. the robustness and simple parameterization of the methods. For this purpose, a four-mass model is designed which represents the first two characteristic eigenmodes as well as the position-dependent stiffness of the ball screw, can be identified in the installed state without additional sensors, and simulates the drive dynamics accurately in dynamic terms. Based on this model, parameterization methods of the velocity controller are comparatively investigated, which shape the position control plant. Then, the model of the position controlled system with velocity controller is reduced to a PT_2I model whose necessary command signals are available from the jerk-limited numerical control system. The reduced model of the position controlled system is used for position control. For this purpose, a general passive control method for flat systems based on sliding-mode control is derived and applied in a linear (ISMC) and a nonlinear variant (qSMC) for the system at hand. For both controllers, manual adjustment with a gain parameter – comparable to the adjustment complexity of the P position controller – is presented. Furthermore, an automatic robust H_∞ tuning procedure is designed. Finally, an experimental comparison of the controller with the P position controller is made. The controllers show an increase in bandwidth by 15 % (ISMC) and 60 % (qSMC) as well as a significantly improved disturbance behavior, for example, against varying load mass, or an improvement in tracking error with milling forces by 60 %

for both controllers. The presented method thus shows its suitability for increasing the dynamics of ball screws with low commissioning complexity.

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	iii
Kurzfassung	v
Abstract	vii
1 Einleitung	1
1.1 Problembeschreibung und Forschungshypothese	2
1.2 Beitrag dieser Arbeit	4
1.3 Notationskonventionen	5
2 Grundlagen	7
2.1 Aufbau von Kugelgewindetrieben	7
2.2 Trajektorienfolgeregelung von Vorschubantrieben mittels Kaskadenregelung	10
3 Stand der Forschung und Technik	13
3.1 Direkte Regelung ohne Kaskadenstruktur	14
3.1.1 Modellprädiktive Regelung	16
3.1.2 Sliding-Mode-Ansätze	16
3.2 Erweiterungen der Kaskadenregelung	18
3.3 Optimale Reglerparametrierung	21
3.4 Zusammenfassende Bewertung des Stands der Technik	22
4 Ziel der Arbeit und Vorgehensweise	25
4.1 Zielsetzung	25
4.2 Vorgehensweise/Aufbau der Arbeit	26
5 Modellierung und Identifikation des dynamischen Verhaltens	29
5.1 Versuchsstand	29
5.2 Modellierung	31
5.2.1 Mehrkörpermodellierung der KGT-Mechanik	31
5.2.2 LDA-Kräfte	37

5.2.3	Reibung	38
5.2.4	Stromsollwertfilter	40
5.2.5	Grenzen des gewählten Modells	41
5.3	Parameteridentifikation des Gesamtmodells	43
5.3.1	LDA-Kräfte	44
5.3.2	Stribeck-Reibung	45
5.3.3	Steifigkeiten und Dämpfungen	47
5.3.4	Dynamik des Stromregelkreises	53
5.4	Analyse des Mechanikmodells	54
5.4.1	Modellverhalten im Frequenzbereich	54
5.4.2	Modellverhalten im Zeitbereich	55
6	Geschwindigkeitsregelkreis und Lageregelstrecke	59
6.1	Modellierung und Analyse	60
6.1.1	Auswirkung von Übertragungstotzeiten	61
6.1.2	Einfluss des Stromsollwertfilters auf Stabilität und Robustheit	63
6.1.3	Auswirkung der Reglerparameter $k_{p,v}$ und $k_{i,v}$	64
6.2	Parametrierung des Geschwindigkeitsreglers	66
6.2.1	Parametrierung über Einstellregeln aus der Literatur	70
6.2.2	Loop-Shaping	73
6.2.3	Robuste Parametrierung über H_∞ -Optimierung	74
6.3	Vergleich der Parametrierverfahren	79
6.4	Modellreduktion der Lageregelstrecke	83
6.4.1	Ermitteln der Modellparameter im Frequenzbereich	85
6.4.2	Optimierung der reduzierten Parameter über Prädiktionsfehlermethoden	86
6.4.3	Identifikation der reduzierten Strecke	87
7	Lageregelung mittels Sliding-Mode-Regelung	91
7.1	Herleitung der Sliding-Mode-Regelung flacher Systeme	91
7.1.1	Nichtlinearer, Quasi-Sliding-Mode-Regler	98
7.1.2	Sliding-Mode-Reglerentwurf mit linearer Ansatzfunktion	101
7.2	Zustandsbeobachter	102
7.3	Regelkreis mit Lageregler	104
7.4	Parametrierung	107
7.4.1	Auswahl eines Verfahrens zur PT_2I -Approximation	107
7.4.2	Robustes Beobachter-Tuning	108

7.4.3	Quasi-Sliding-Mode-Lageregler	109
7.4.4	Sliding-Mode-Lageregler mit linearer Ansatzfunktion	113
7.4.5	Robustheit der Lageregler gegenüber Fehlern in den Modellparametern	116
8	Validierung und Vergleich der Lageregler	121
8.1	Quasi-Sliding-Mode-Lageregler	124
8.2	Sliding-Mode-Lageregler mit linearer Ansatzfunktion	126
8.3	Robuste Performance gegenüber den Modellparametern	129
8.4	Vergleich mit dem P-Lageregler	130
9	Zusammenfassung	141
	Literatur	145
	Abkürzungsverzeichnis	165
	Symbolverzeichnis	167
	Abbildungsverzeichnis	173
	Tabellenverzeichnis	177
	Anhang	179
A	Aufbau und Parameter des verwendeten KGT-Versuchsstands	179
A.1	Mechanik	179
A.2	Antriebe	180
A.3	Sensorik	180
A.4	Ansteuerelektronik	181
B	Parametrierung	182

1 Einleitung

Vorschubachsen sind die wesentlichen, bewegungserzeugenden Elemente in Maschinen und Anlagen [1]. Sie setzen die Bewegungsanweisungen aus der numerischen Steuerung in mechanische Bewegung um und ermöglichen so die koordinierte Bewegung von Werkzeug und Werkstück. Die Dynamik der einzelnen Vorschubachsen begrenzt so auch die Gesamtdynamik der Maschine. Aus Gründen der Bahnsynchronität werden alle Achsen mit gleicher Dynamik parametrieren. Somit begrenzt besonders die niederdynamischste Achse die erreichbare Gesamtdynamik [2, Kap. 11.2.3]. Um die Fertigungszeiten zu reduzieren und die Produktivität der Maschine zu steigern, ist die Dynamiksteigerung der Vorschubantriebe ein fortlaufendes Bestreben in der Automatisierungstechnik.

Die Steigerung der Dynamik lässt sich aus mechatronischer Perspektive durch vier wesentliche Herangehensweisen umsetzen, die in Abb. 1.1 dargestellt sind: Durch

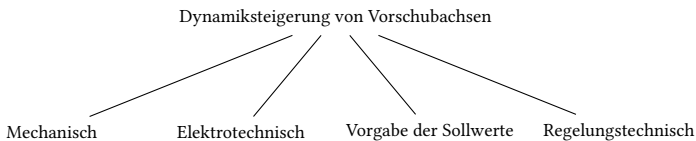


Abbildung 1.1: Methoden zur Dynamiksteigerung an Vorschubachsen

mechanische Anpassungen wird das Ziel verfolgt, das Verhältnis von bewegten Massen und Steifigkeiten zu verbessern. Elektrotechnisch werden neue Antriebskonzepte und -modifikationen untersucht, die eine höhere Beschleunigung ermöglichen, beispielsweise durch höhere Drehmomente oder Rotoren kleinerer Trägheit. Weiteres Verbesserungspotenzial liegt in der Vorgabe optimierter Sollwerte für die Achsen. Durch Modellwissen über die dynamischen Eigenschaften der Vorschubachse kann beispielsweise die Amplitude bekannter Eigenschwingungen reduziert und damit eine an die Achsdynamik angepasste Trajektorie vorgegeben werden. Schließlich lässt sich eine Dynamiksteigerung durch regelungstechnische Modifikationen erreichen, einerseits durch die Parametrierung der Regler und andererseits durch den Austausch von Reglern und Regelkreisstrukturen.

Besonders die letzten beiden Methoden sind rein algorithmisch in der Steuerung nachrüstbar und können, unter der Voraussetzung, dass die Steuerungshardware über genügend Rechenleistung verfügt, ohne weitere Modifikationen der Achse umgesetzt und auch für bestehende Achsen nachgerüstet werden. Mit der Hypothese, dass insbesondere die regelungstechnische Methode noch wesentliches Potenzial zur Dynamiksteigerung bietet, wird ein neues, modellbasiertes Verfahren der Lageregelung untersucht. Dies erfolgt durchgängig unter den Randbedingungen der industriellen Einsetzbarkeit durch Anbindbarkeit an die Algorithmik in handelsüblichen numerischen Steuerungen (NC), einfache Parametrierbarkeit und robusten Betrieb über weite Betriebsbereiche.

1.1 Problembeschreibung und Forschungshypothese

Im praktischen Betrieb im Automatisierungsumfeld hat sich für Vorschubantriebe lagegeführter Achsen, wie in Abb. 1.2 dargestellt, eine kaskadierte Regelungsstruktur durchgesetzt, die aus drei Reglerkaskaden – einem P-Lageregler und je einem PI-Geschwindigkeits- und -stromregler¹ – besteht. Bis heute ist diese Struktur der De-

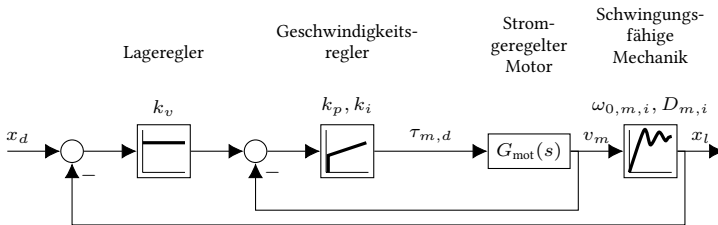


Abbildung 1.2: Für die Regelung von Vorschubachsen etablierte Kaskadenregelung mit P-Lageregler und PI-Geschwindigkeitsregler. Die Stromregelkaskade ist zur vereinfachten Darstellung in $G_{\text{mot}}(s)$ enthalten.

Facto-Standard der industriellen Regelung von Vorschubachsen. Dies liegt besonders an der einfachen Parametrierbarkeit bei guten Dynamikeigenschaften. Die kaskadierten Regelkreise sind nacheinander von innen nach außen parametrierbar. Dabei wird jeweils nur ein lineares Single Input Single Output (SISO)-System mit einem oder

¹ Für die Stromregelung ist dies eine vereinfachende Darstellung: In der Regel werden Synchronmaschinen verwendet, die feldorientiert geregelt sind, jeweils mit einem PI-Regler für den d- und q-Stromanteil und anschließender Pulsweitenmodulation (PWM) der einzelnen Phasen [3].

zwei Parametern eingestellt. Für die Parametrierung existiert außerdem eine Menge an Tuning-Regeln, die die Reglereinstellung mit geringen regelungstechnischen Vorkenntnissen ermöglichen. Darüber hinaus hat sich die kaskadierte Reglerstruktur als sehr robust gegenüber Störungen erwiesen – insbesondere gegenüber Einflüssen im Strom- und Geschwindigkeitsregelkreis, wie Reibung.

An Abb. 1.2 wird ersichtlich, worin die Grenzen der P-PI-PI-Kaskadenregelung liegen: Für eine dynamischere Einstellung und schnelleres Ausregeln unterlagerter Störungen wird der Geschwindigkeitsregelkreis üblicherweise durch Rückführung der Motorgeschwindigkeit v_m geschlossen. Hierdurch bleibt ein nachgelagertes Mechanikverhalten, welches mit steigender Dynamik der Trajektorien zunehmend zur elastischen Deformation und zu Schwingungen angeregt wird und sich so auf die dynamische Genauigkeit auswirkt. Üblicherweise werden mehrere Schwingungsmoden angeregt. Die Anzahl der Moden sowie Frequenz und Amplitude der Anregung hängt vom mechanischen Aufbau des jeweiligen Vorschubantriebs, von der Einstellung des Geschwindigkeitsreglers und der Dynamik der Sollwerte $x_d(t)$ ab. Der P-Lageregler bietet für diesen Fall nicht genügend Freiheitsgrade, um die elastische Deformation des Mechanikverhaltens auszuregeln, sodass sich das nachgiebige Verhalten auf den Schleppfehler und schließlich auf den Bahnfehler auswirkt.

Aus dieser Erkenntnis lässt sich eine vorläufige Forschungshypothese ableiten²:

Durch den Austausch des P-Lagereglers mit einem Regler höherer dynamischer Ordnung lässt sich die dynamische Positioniergenauigkeit steigern. Die zusätzlichen Freiheitsgrade des neuen Lagereglers können für eine Verbesserung des Führungs- oder Störverhaltens genutzt werden.

Anmerkung 1.1. Die nachfolgende Arbeit beschränkt sich auf die Problemformulierung für Kugelgewindetriebe (KGT). Diese stellen in Werkzeugmaschinen aufgrund ihrer hohen Präzision und geringen Reibung die meistgenutzte Antriebsfamilie in der Gruppe der linearen Vorschubantriebe dar [4]. Die beschriebenen Nachgiebigkeiten treten jedoch bei allen Vorschubantrieben ab einer gewissen Dynamik auf, so auch für Robotergelenke, Zahnstange-Ritzel-Antriebe (ZRA), oder Lineardirektantriebe (LDA) mit angekoppelter Mechanik.

² Diese wird in Kapitel 4 basierend auf dem Stand der Technik erweitert.

1.2 Beitrag dieser Arbeit

Die vorliegende Arbeit erweitert den Stand der Technik hauptsächlich in den folgenden drei Bereichen.

Neue Reglermethode:

Mit dem Austausch des Lagereglers durch Sliding-Mode-Regler (SMC) und dem Beibehalten der übrigen Reglerkaskaden ergibt sich ein neuer Ansatz, der in dieser Form bisher nicht untersucht wurde. Der Regelungsansatz erlaubt die gezielte, modellbasierte Kompensation der dominierenden Nachgiebigkeit der Lageregelstrecke bei gleichzeitiger einfacher Parametrierbarkeit. Basierend auf einem allgemeinen Stabilitätsnachweis der Passivität des Regelverfahrens werden zwei Varianten des Reglers hergeleitet und untersucht. Für die händische Parametrierung wird die Einstellkomplexität jeweils auf einen einzigen Parameter der Reglerverstärkung reduziert, wodurch sich eine zum P-Regler vergleichbare Einstellkomplexität ergibt. Die Lageregelung über SMC mit linearer Ansatzfunktion und manueller Parametrierung ist in [5] veröffentlicht, in dieser Arbeit wird der Regler verallgemeinert formuliert und auch mit nichtlinearer Ansatzfunktion angewandt.

Identifizierbares Modell von KGT-Achsen zum Reglerentwurf:

Durch Berücksichtigung von Modellkomplexität und Identifizierbarkeit wird ein Simulationsmodell mit konzentrierten Parametern für eine Einzelachse vorgestellt, welches die positionsabhängige Steifigkeit der ersten beiden Eigenmoden der Mechanik abbildet. Dieses lässt sich ohne Zusatzsensorik (erforderlich sind Positionsmessungen auf An- und Abtriebsseite) an der eingebauten Achse automatisiert identifizieren und bildet die Achsdynamik im Zeit- und Frequenzbereich im regelungstechnisch beeinflussbaren Bereich genau ab. Durch die Identifikation im eingebauten Zustand ist eine Anpassung der Modellparameter in Nebenzeiten möglich, wenn dies durch Zeitvarianzen, wie beispielsweise Verschleiß erforderlich wird. Die genaue Abbildung bei geringer Modellkomplexität ermöglicht darüber hinaus den Einsatz zum Reglerentwurf, beispielsweise zur Parameteroptimierung im Zeitbereich, und zur gefahrlosen Simulation des Dynamikverhaltens.

H_∞ -optimale, robuste Reglerparametrierung:

Sowohl für den neuen Lageregler, als auch für die nachgiebige Geschwindigkeitsregelstrecke wird eine robuste Methode zur Reglerparametrierung

gegenüber nichtparametrischen Modellunsicherheiten eingeführt. Die Reglerparametrierung basiert auf der neuen Reglermethode und dem neuen Modell der KGT-Achse und zeichnet sich durch einfache Einstellbarkeit über jeweils einen Tuningparameter aus. Die Methode erlaubt eine explizite Gewichtung von Führungsverhalten und Störunterdrückung.

1.3 Notationskonventionen

Im weiteren Verlauf der Arbeit werden Matrizen und Vektoren jeweils fett gesetzt. Vektoren in Klein- und Matrizen in Großbuchstaben. \mathbf{I}_n bezeichnet eine Einheitsmatrix der Größe $n \times n$, $\mathbf{0}_n$ und $\mathbf{1}_n$ jeweils Vektoren, bestehend aus 0- bzw. 1-Einträgen der Länge n . Die Auswahl des i -ten Eintrags eines Vektors \mathbf{v} wird in geschweiften Klammern $v_i = \{\mathbf{v}\}_i$ gesetzt. Die Laplace-Transformation wird mit \mathcal{L} bezeichnet. Der Mittelwert wird als $E[\cdot]$, die Standardabweichung als $\sigma(\cdot)$ bezeichnet.

Mit Bezug auf den Kugelgewindetrieb bezeichnen die Indizes $(\cdot)_m$ jeweils die Motor- und $(\cdot)_l$ die Lastseite des Antriebs. Weiterhin stehen $(\cdot)_v$ für den Geschwindigkeits- und $(\cdot)_x$ für den Lageregelkreis. Sollwerte werden mit einem Index $(\cdot)_d$ versehen, optimierte Größen werden mit Stern $(\cdot)^*$ gekennzeichnet. Geschätzte Größen, beispielsweise aus einem Zustandsbeobachter, werden mit einem Dach-Akzent $(\hat{\cdot})$ notiert.

Für eine Übersicht über die verwendeten Symbole wird auf das Symbolverzeichnis (S. 167) verwiesen.

2 Grundlagen

Zur geschlossenen Darstellung innerhalb dieser Arbeit werden im nachfolgenden Kapitel die Grundlagen zu Kugelgewindtrieben (Abschnitt 2.1) und zur Kaskadenregelung von Vorschubantrieben (Abschnitt 2.2) eingeführt.

2.1 Aufbau von Kugelgewindtrieben

DIN ISO 3408-1 definiert einen Kugelgewindtrieb als „Baugruppe, bestehend aus einer Kugelgewindespindel, Kugelgewindemutter(n) und Kugeln mit der Fähigkeit eine Drehbewegung in eine lineare Bewegung umzusetzen und umgekehrt“ [6]. Wie in Abb. 2.1 dargestellt wandelt der Kugelgewindtrieb in einer Vorschubachse typischerweise die Drehbewegung eines Elektromotors in eine Linearbewegung der Lastseite um. In der folgenden Arbeit wird ohne Beschränkung der Allgemeinheit die Bewegung des Maschinentisches auf Lastseite angenommen. Das zentrale Bauele-

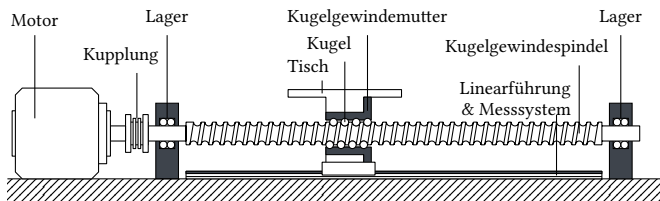


Abbildung 2.1: Beispielhafter Aufbau einer Vorschubachse mit Kugelgewindtrieb

ment hierbei ist die Kugelgewindemutter, die über die abrollenden Kugeln an der Kugelgewindespindel, nachfolgend kurz Spindel genannt, entlang bewegt wird. Die Spindelsteigung h in m/U ist dabei ein entscheidender Faktor der erreichbaren Dynamik. Sie definiert die Übersetzung $i_s := h/2\pi$ zwischen rotatorischer und axialer Bewegung und somit den idealisierten Zusammenhang zwischen Motormoment und äquivalent wirkender Axialkraft

$$\tau_m = i_s F_{m,ax} \quad (2.1)$$

sowie zwischen der Winkelgeschwindigkeit des Motors und dessen äquivalenter Axialgeschwindigkeit

$$\omega_m = \frac{1}{i_s} v_{m,ax}. \quad (2.2)$$

Neben den Komponenten des Kugelgewindetriebs selbst werden in Vorschubachsen typischerweise zusätzlich zwei Axiallager an den Enden der Spindel, eine Kupplung zwischen Motorschaft und Spindel sowie Axialführungen für den Tisch verbaut. Je nach Anwendung werden zusätzlich Getriebe oder Riementriebe bei Bauraumbeschränkungen verwendet. Das Axiallager auf Motorseite wird in der Regel als Festlager gewählt, auf der motorabgewandten Seite kommt entweder ein Loslager zum Einsatz, oder ein Festlager, welches üblicherweise zur Spindelreckung und Steigerung der Vorspannung verwendet wird. Durch die Spindelreckung verringert sich jedoch die Lebensdauer des Kugelgewindetriebs. Je nach Lagerung ergeben sich verschiedene Steifigkeitsverläufe, wie in Abb. 2.2 dargestellt, die von der Länge zwischen Spindel und Festlager abhängen und somit über den Verfahrenweg variieren. Es ergibt sich so eine Verschiebung der Eigenfrequenzen über den Verfahrenweg.

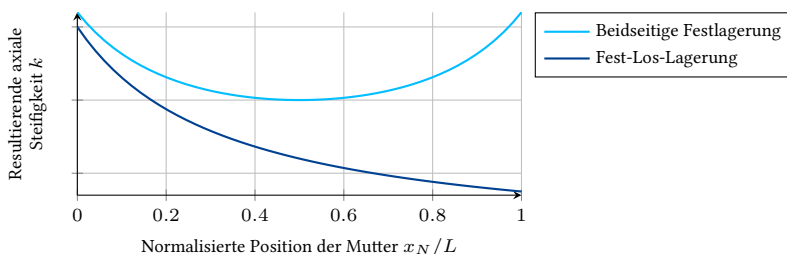


Abbildung 2.2: Statische Gesamtsteifigkeit für verschiedene Lagerung nach [7]

Bei Kugelgewindetrieben prägen sich in der Regel – im Gegensatz zu anderen Vorschubantrieben – zwei charakteristische, dominierende Eigenmoden in einem ähnlichen Frequenzbereich aus: eine rotatorische Mode, die wesentlich durch die Torsion von Kupplung und Spindel beschrieben wird und eine axiale Mode, die sich aus der axialen Nachgiebigkeit des Antriebsstangs ergibt [8]. Die Eigenfrequenzen

der Moden verhalten sich unter Vernachlässigung der Dämpfung bei einer Fest-Los-Lagerung proportional zu

$$f_{rot} \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{G_s I_s}{l_{eff}^2 m_s}} \quad \text{und} \quad (2.3)$$

$$f_{ax} \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{E_s A_s}{l_{eff}(m_s + m_l)}} \quad (2.4)$$

mit effektiver Spindellänge l_{eff} , Elastizitätsmodul E_s , Schubmodul G_s , Torsionsträgheitsmoment I_s und Querschnittsfläche A_s der Spindel sowie der Spindelmasse m_s und Lastmasse m_l [9]. Mit Annahme eines idealen Kreisquerschnitts mit Durchmesser d_s der Spindel und ideal elastischem Materialverhalten lässt sich das Verhältnis der Eigenfrequenzen aus (2.3) und (2.4) zu

$$\frac{f_{ax}}{f_{rot}} = \sqrt{\frac{E_s A_s}{G_s I_s} \left(\frac{h}{2\pi}\right)^2 \frac{m_s}{m_s + m_l}} = \frac{2}{\pi} \frac{h}{d_s} \sqrt{(1 + \nu) \frac{m_s}{m_s + m_l}} \quad (2.5)$$

mit Poissonzahl ν ausdrücken, was in Abb. 2.3 dargestellt ist. Es zeigt sich, dass das Verhältnis der Eigenfrequenzen vom Massenverhältnis $m_s/(m_s + m_l)$ sowie dem Verhältnis h/d_s abhängt. Der Fall der dominierenden (kleineren) rotatorischen Eigenfrequenz wird nur für kleine Lastmassen und damit praktisch nie erreicht, da die Auslegung der Spindel ebenfalls anhand der Lastmasse erfolgt. Im praktischen Einsatz dominiert somit ausschließlich die axiale Eigenschwingung.

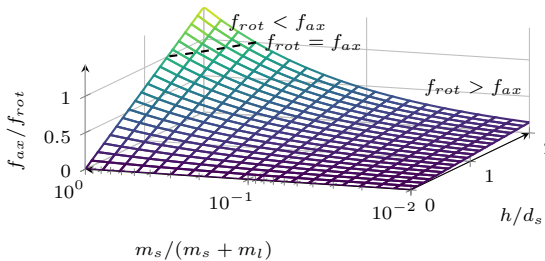


Abbildung 2.3: Verhältnis von rotatorischer und axialer Eigenfrequenz für Stahl mit $\nu = 0.28$.

Für einen Einsatz im lagegeregelten Betrieb, welcher im Fokus dieser Arbeit steht, wird der Kugelgewindtrieb mit einem abtriebsseitigen Linearmesssystem ausgerüstet. Weiterhin wird dem Umkehrspiel in der Mutter mittels einem der in Abb. 2.4 gezeigten Vorspannungsprinzipien begegnet.

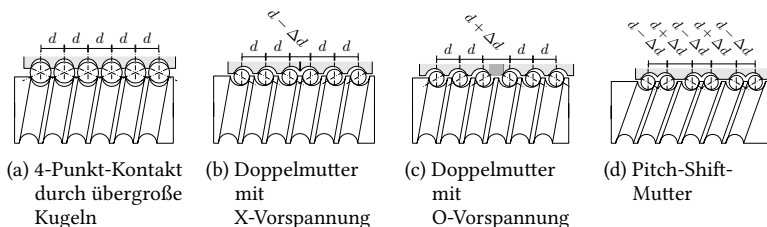


Abbildung 2.4: Vorspannungsprinzipien in der KGT-Mutter nach [10]

Die physikalischen Grenzen eines Vorschubantriebs mit Kugelgewindtrieb und damit die Grenzen der Dynamiksteigerung liegen einerseits in der Motordynamik, dem erreichbaren Drehmoment und der Zwischenkreisspannung, die begrenzt, wie schnell sich ein Moment aufbauen kann, sowie der maximalen Motordrehzahl [11]. Andererseits begrenzt die Mechanik die erreichbare Dynamik über die biegekritische Drehzahl der Kugelrollspindel, die maximale Umlaufgeschwindigkeit der Kugeln, die statische Tragzahl, bei deren Überschreitung die Kugeln plastisch deformiert werden sowie die maximale Geschwindigkeit der Axialführungen [11, 12]. Die Einhaltung dieser Grenzen unter den Betriebsbedingungen der Achse werden in der Auslegungsphase sichergestellt. Hierfür wird auf die entsprechende Norm [13], Fachbücher [14, 15] sowie Veröffentlichungen der Hersteller [12, 16] verwiesen.

2.2 Trajektorienfolgeregelung von Vorschubantrieben mittels Kaskadenregelung

Die Kaskadenregelung mit drei Reglerkaskaden für den drehmomentbildenden Strom i_m , Motorgeschwindigkeit v_m und Lastposition x_l hat sich bis heute als De-Facto-Standard für die Lageregelung von Vorschubachsen etabliert [1]. Neben einer hohen erreichbaren Dynamik und einfachen Parametrierung der einzelnen Kaskaden zeigt diese modellfreie Regelungsform eine gute Störunterdrückung von Reibung im

2.2 Trajektorienfolgeregelung von Vorschubantrieben mittels Kaskadenregelung

Geschwindigkeitsregelkreis und einen asymptotisch konvergierenden Schleppfehler bei Bahnsegmenten konstanter Geschwindigkeit.

Ein typischer, industrienaher Aufbau der Kaskadenregelung für Vorschubachsen ist in Abb. 2.5 dargestellt, wobei Filter zur Glättung von Führungsgrößen sowie Interpolationsfunktionen unter der Annahme vernachlässigt sind, dass die Führungsgrößen glatt genug geplant werden können und in ausreichender Frequenz zur Verfügung stehen. Der äußerste Regelkreis wird über einen P-Lagereglер geregelt.

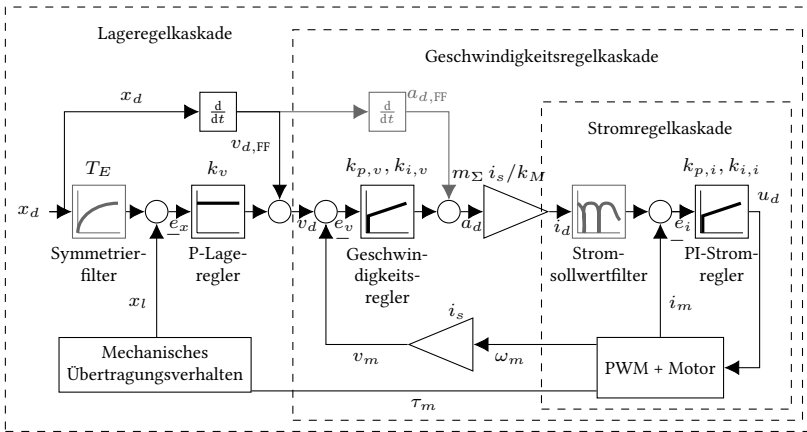


Abbildung 2.5: Industrietypischer Aufbau der Kaskadenregelung für Vorschubantriebe. Optionale Komponenten sind in grau eingefärbt.

Zur Reduktion des Schleppfehlers kommt hier außerdem eine additive Geschwindigkeitsvorsteuerung durch Differenzieren des Sollsignals zum Einsatz. Bei großen Zeitkonstanten der Strecke kann ein Symmetrierfilter zur Zeitsynchronisation des Positionsfehlers e_x verwendet werden. Zusätzlich zum PI-Geschwindigkeitsregler umfasst die Geschwindigkeitskaskade eine optionale Beschleunigungsvorsteuerung und die Umrechnung des Beschleunigungssignals in ein Drehmoment und schließlich über die Motorkonstante k_M in einen Sollstrom i_d . Geschwindigkeits- und Beschleunigungsvorsteuerung regen die Strecke zu Schwingungen an und erfordern in der Regel eine Anpassung der Reglerverstärkungen k_v und $k_{p,v}$ oder eine Gewichtung der Vorsteuerung. In der Stromregelkaskade wird schließlich ein PI-Regler

zur Regelung des Motorstroms und damit auch des Motormoments τ_m verwendet. Manche Hersteller von Achsumrichtern bieten zusätzlich Strom- oder Geschwindigkeitsollwertfilter zur Anregungsvermeidung von Eigenmoden des Systemverhaltens an. Bei geringen Unsicherheiten in den Eigenfrequenzen können die dominierenden Eigenschwingungen der Strecke abgedämpft werden, um eine höhere Dynamik des Geschwindigkeits- oder Lageregelkreises (durch höhere Werte von $k_{p,v}$) zu erhalten.

Anmerkung 2.1. In dieser Arbeit wird der Geschwindigkeitsregler mit der translatorisch umgerechneten Motorgeschwindigkeit berechnet, um einen intuitiv interpretierbaren Geschwindigkeitsfehler zu erhalten. Weiterhin wird nachfolgend die Konvention verwendet, dass dessen Ausgang die Sollbeschleunigung des Motors repräsentiert. Die Umrechnung der Beschleunigung in ein Motormoment erfolgt nachgelagert. Dies hat den Vorteil, dass die Einheit der Reglerverstärkung $1/s$ und somit unabhängig von der zu bewegenden Masse m_Σ und Spindelübersetzung i_s ist.

Die Parametrierung des Stromreglers ($k_{p,i}, k_{i,i}$), des Geschwindigkeitsreglers ($k_{p,v}, k_{i,v}$) und des Lagereglers (k_v) erfolgt durch Auslegen der Kaskaden von innen nach außen. Hier existieren etablierte Tuning-Regeln, die in der Regel eine starre Regelstrecke annehmen. Für den Stromregelkreis ist dies das Betragsoptimum [17]. Der Geschwindigkeitsregelkreis wird meist durch das Symmetrische Optimum für die maximal erreichbare Phasenreserve [18] oder durch manuelles Loop-Shaping parametrieren. Die Parametrierung des Lagereglers erfolgt schließlich über das Überschwingverhalten des geschlossenen Lageregelkreises.

Die dynamische Genauigkeit hängt neben den dynamischen Eigenschaften der Vorschubachse auch wesentlich von der Dynamik der vorgegebenen Solltrajektorie ab [19]. Bei bahngeführten Prozessen stammt die Solltrajektorie der einzelnen Vorschubachse aus der NC. Diese wird im Bereich der bahngeführten Prozesse meist ruckbegrenzt, wodurch die Ableitung der Beschleunigung und damit die Dynamik der Trajektorie limitiert werden. Beispiele für solche ruckbegrenzten Trajektorien sind das Siebenphasenprofil als zeitoptimale, dynamiklimitierte Trajektorie [20] sowie das \sin^2 -Profil, welches weiter differenzierbar und damit glatter ist [21].

3 Stand der Forschung und Technik

Im nachfolgenden Kapitel wird der Stand der Technik im Bereich der Dynamiksteigerung von Vorschubantrieben mit Schwerpunkt auf regelungstechnischen Verfahren vorgestellt und hieraus das Defizit der bisherigen Lösungen sowie der weitere Handlungsbedarf abgeleitet.

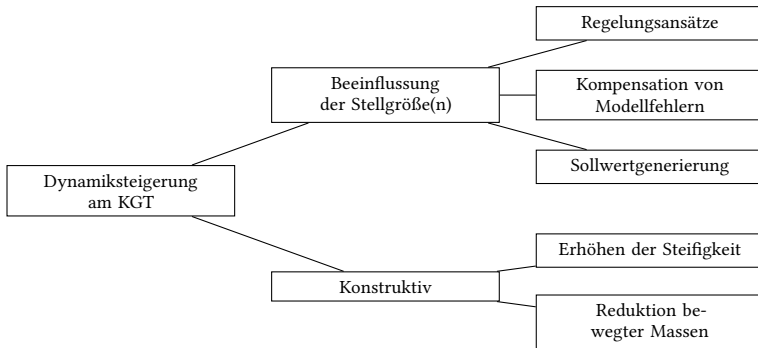


Abbildung 3.1: Methoden zur Dynamiksteigerung an Kugelgewindetrieben

Methoden zur Dynamiksteigerung an Vorschubantrieben lassen sich allgemein, wie in Abb. 3.1 dargestellt, in zwei Hauptfelder untergliedern: Mit konstruktiven Ansätzen werden die konträren Ziele der Steifigkeitserhöhung sowie der Reduktion bewegter Massen verfolgt. Beispiele hierfür sind die aktive Variation der Vorspannung in der KGT-Mutter [22], die zusätzliche Dämpfung der Axiallager [23] oder Axialführungen [24] sowie die Kompensation von Spindelvibrationen durch Einbringen von Schwingungstilgern in die Kugelrollspindel [25].

Forschung zur optimalen Sollwertgenerierung beschäftigt sich hauptsächlich mit der Vermeidung ungewollter Anregungen durch glattere, höher differenzierbare Anregungssignale [19], deren Filterung [26, 27], oder der direkten Prädiktion und Aufschaltung von Schleppfehlern [28].

Obwohl meist als Teil von Regelungsansätzen beschrieben, existieren mehrere Methoden zur Kompensation nicht-idealer Effekte, um diese außerhalb des Reglerentwurf zu berücksichtigen. Dabei handelt es sich um meist nichtlineare Effekte, wie Rundlauf [29, 30], Umkehrspiel [31, 32], Störkräfte [33, 34] und Reibung [35, 36, 37]. Diese Methoden können häufig unabhängig vom verwendeten Regler angewandt werden. Einige Regleransätze werden jedoch als empfindlich gegenüber fehlenden Kompensationsmaßnahmen beschrieben (z. B. [38, 39]). Durch das Einbeziehen von Kompensationsmechanismen vereinfacht sich die theoretische Analyse im Reglerentwurf. Gleichzeitig wird der kompensierte Effekt vorgesteuert, sodass sich zwar das Führungsverhalten, nicht aber die Störunterdrückung verbessern lässt.

3.1 Direkte Regelung ohne Kaskadenstruktur

Als Ersatz für die etablierte Kaskadenregelung existieren diverse Ansätze zur direkten Kraft/Momentenregelung des Motors. Swoboda zeigt in [40] den Einsatz eines Zustandsreglers mit Luenberger-Beobachter für schwingungsfähige Mechanik. Erkorkmaz und Altintas erweitern in [41] den Zustandsregler um einen Kalmanfilter zur Störgrößenbeobachtung und Zero Phase Error Tracking Controller (ZPETC) [42]. Gordon und Erkorkmaz erweitern diesen Ansatz um ein nachgiebiges Modell eines Zweimassenschwingers und eine Vorfilterung der Solltrajektorie [43]. Die Autoren zeigen, dass im Vergleich zur P-PI-Kaskadenregelung der dynamische Schleppfehler deutlich reduziert werden kann. Als Konsequenz der höheren Modelltiefe und des Vorfilters müssen allerdings 17 Tuningparameter eingestellt werden. Sepasi u. a. stellen einen linear parametervarianten Reglerentwurf (LPV-Reglerentwurf) bei expliziter Berücksichtigung variierender Lastmasse und Spindelposition vor [29]. Hierfür müssen jedoch die variierenden Parameter identifiziert werden, was Sepasi u. a. in Schritten von 5 mm entlang der Spindel durchführen, woraus ein erhöhter Inbetriebnahmeaufwand resultiert. Eine performante Anwendung erfordert laut den Autoren eine sehr genaue Modellkenntnis. Veränderungen, etwa durch Verschleiß, müssten nachidentifiziert werden. Die Autoren stellen außerdem eine robuste Version des vorgeschlagenen Reglers mit modellierten Unsicherheiten vor. Dieser vermeidet Instabilitäten bei großen Veränderungen in den Parametern, der Schleppfehler bleibt jedoch in der Größenordnung desjenigen eines PID-Reglers. Die Validierung der Regler erfolgt nur für geringe Geschwindigkeiten von 90 mm/s, der Vergleich erfolgt außerdem gegenüber einem PID-Regler und nicht anhand einer Kaskadenregelung. Uchiyama stellt eine adaptive Reglerstruktur mit Filtern in Vorsteuerung und Rückführung vor, die die Streckenparameter eines zeitdiskreten Zweimassenschwinger-

Modells zur Laufzeit bestimmt [44]. Für die Anwendung ist ein anfängliches Tuning der Hyperparameter notwendig. Die Validierung wird für relativ geringe Geschwindigkeiten (≤ 5 mm/s) durchgeführt und mit einer Variante desselben Reglers sowie einem Nullstellen-kürzenden Verfahren, jedoch nicht mit praktisch eingesetzten Verfahren verglichen. Zhang und Chen verwenden einen Active Disturbance Rejection Controller (ADRC) für die Regelung der Motorposition und einen übergeordneten PI-Regler mit vorgesteuertem äquivalentem Fehlermodell der Elastizitäten zwischen Motor- und Tischposition [45]. Besonders für Schwankungen in der Lastmasse treten deutlich geringere Schleppfehler auf, als mit der kaskadierten P-PI-Regelung. Aus der Regelungsstruktur resultieren 10 Einstellparameter sowie zusätzliche Parameter für die benötigte Beobachterstruktur. Hanifzadegan und Nagamune schlagen in zwei Arbeiten zur positionsabhängigen Schwingungsdämpfung für einen robusten Reglerentwurf eine Menge an Reglern für verschiedene Spindelpositionen [46] sowie zwei parallele Regler für Tracking und Schwingungsunterdrückung zwischen An- und Abtriebsseite vor [47], die über einen H_∞ -Entwurf jeweils robust ausgelegt werden. Ein robustes Tuning der Regler erfolgt jeweils über die Anpassung von 9 Hyperparametern der Gewichtsfunktionen. Papageorgiou u. a. zeigen für einen Adaptive Backstepping Controller (ABSC) unter Berücksichtigung der Robustheit gegenüber Veränderungen in den Reibparametern, dass er die Performance einer kaskadierten P-PI-Regelung übertrifft [48]. Sowohl ADRC als auch ABSC zeigen eine gute Bahngenauigkeit und Störunterdrückung, allerdings zulasten der Zahl von Einstellparametern. So sind, im Vergleich zur Kaskadenregelung mit drei Parametern für die Positions- und Geschwindigkeitskaskaden, für ADRC 10 [45], oder für ABSC 19 Parameter [48] einzustellen. Adaptive Ansätze versprechen zwar eine Reduzierung des Inbetriebnahmeaufwands durch automatische Abstimmung der erforderlichen Parameter, verlagern das Problem aber auf das Finden geeigneter Gewichtungen der Adaptionsgesetze, die im Wesentlichen die erreichbare Leistung der Regler bestimmen und ebenfalls streckenspezifisch angepasst werden müssen. Dumanli und Sencer zeigen einen direkten Zustandsregler für die Tischposition, deren Integral und Ableitungen bis zum Ruck [49]. Mit einem Zweimassenschwingermmodell werden die Parameter über einen linear-quadratischen Regler (LQR) bestimmt. Im Vergleich mit einem P-PI-Regler zeigen die Autoren, dass Schleppfehler und Störverhalten deutlich verbessert werden können. Für den Zustandsregler werden jedoch Bandsperrfilter zur Dämpfung der abtriebsseitigen Schwingung verwendet und für den P-PI-Regler nicht. Gleichzeitig entsteht die Reduktion des Schleppfehlers wesentlich zu Zeiten mit großem Sollruck, sodass nicht klar ist, welcher Anteil der Verbesserung aus dem Filter oder dem Regler stammt.

3.1.1 Modellprädiktive Regelung

Ein mit der zunehmenden Rechenkapazität der Steuerungen wachsendes Feld ist der Entwurf modellprädiktiver Regler (MPC) für Vorschubachsen. Durch sequentielles Lösen eines Optimierungsproblems für die nächsten Zeitschritte (Mehrschrittprädiktion) anstelle der Beschränkung auf den aktuellen Zeitschritt kann proaktiv auf Änderungen in der Trajektorie reagiert werden, die Herausforderung liegt dabei im hochfrequenten Lösen des Optimierungsproblems im Lageregetakt.

Für Vorschubachsen wird der Einsatz in der Stromregelung [50, 51] sowie für niederdynamische Präzisionsanwendungen untersucht [52, 53, 54]. Darüber hinaus entsteht durch die Optimierung die Möglichkeit des Einbezugs der Bahnplanung und Kompensation prädizierter Schleppfehler: Yang u. a. zeigen eine Verbesserung der Kaskadenregelung durch modellbasierte Kraft-Vorsteuerung von Konturfehlern [55, 56]. Liniger u. a. kombinieren direkt die Bahnplanung aus der Geometrie der Sollbahn mit der Regelung und zeigen simulativ, dass ein Einsatz bei < 1 ms möglich ist [53]. Margolis und Farouki erweitern den Ansatz durch Einbezug eines 3-Achs-Dynamikmodells und demonstrieren einen experimentellen Einsatz zur reinen Bahnplanung mit 1 kHz [57].

Die reine Regelung ohne Bahnplanung demonstrieren Stephens u. a. für ein Drehzentrum, ein lineares Mehrkörpermodell, welches als expliziter modellprädiktiver Regler (EMPC) offline vorberechnet wird. Für die Regelung verbleibt somit eine effiziente Loopkup-Operation anstelle der Lösung des Optimierungsproblems im Echtzeittakt. Berners u. a. untersuchen den Einsatz von unbeschränkten MPC zur Lageregelung zweier kartesischer Achsen einer Fräsmaschine [59, 60]. Mit Fokus auf die Übersetzung von Anforderungen an das Verhalten des Regelkreises in die Hyperparameter des MPC zeigen sie, dass die Bandbreite im Vergleich zum P-Lageregel gesteuert werden kann.

Faragalla u. a. zeigen eine Anwendung für einen KGT mit Berücksichtigung der ersten Eigenschwingung [61], Yuan u. a. erweitern die Optimierung des nachgiebigen Modells um harte Fehlerschranken für den Schleppfehler [62]. Die Posenabhängigkeit der Spindelresonanz wird jedoch jeweils nicht berücksichtigt, da diese eine Nichtlinearität darstellt und die effiziente, echtzeitfähige Berechnung des Optimierungsproblems verhindert.

3.1.2 Sliding-Mode-Ansätze

Durch seine hervorragenden Robustheitseigenschaften und die garantierte Konvergenz in endlicher Zeit hat der SMC breites Interesse erfahren. Beim reinen SMC [63]

führt die variable Systemstruktur zusammen mit diskreten Abtastzeiten zu schnellen Umschaltvorgängen (*rattern/chattering*). Diese können für manche Anwendungen erwünscht sein, beispielsweise um Haftreibeffekte zu vermeiden. Gleichzeitig geht mit dem Rattern aber auch ein erhöhter Verschleiß und Energiebedarf einher. Typische Gegenmaßnahmen zur Beseitigung dieses meist unerwünschten Ratterns sind glatte Schaltfunktionen (äquivalente Steuerung), die Verwendung einer Gleitfläche zweiter Ordnung (super-twisting SMC) oder die Tiefpassfilterung des Steuersignals [64, 65, 66]. Als eine erste Anwendung im Bereich der Regelung von Vorschubantrieben stellen Altintas u. a. einen SMC mit adaptivem Störbeobachter auf Basis eines starren Antriebsmodells vor, der ein vergleichbares Führungsfolgeverhalten wie die Zustandsregelung mit Polplatzierung und ZPETC, aber eine bessere Störunterdrückung zeigt [34]. Durch Vernachlässigung des nachgiebigen Verhaltens ist der Regler jedoch auf langsamere Trajektorien beschränkt, das Anwendungsgebiet liegt hier in der langsamen, hochpräzisen Regelung. Erkorkmaz und Kamalzadeh erweitern diesen Regler um eine Reibungskompensation und Bandsperrfilter zur Dämpfung der (an ihrem Versuchsstand dominierenden) Rotationsmoden der Kugelgewindespindel [67]. In weiteren Veröffentlichungen werden eine Kompensation harmonischer Motorrippel über ein Kalmanfilter [68], die Kompensation der elastischen Deformation durch modellbasierte Vorsteuerung [69] sowie die Anwendung auf Lineardirektantriebe [70] ergänzt. Die zusätzlichen Kompensationsstrukturen müssen allerdings bei der Inbetriebnahme genau parametrieren werden, schon geringe Abweichungen können zu einer Verschlechterung der Reglerperformance führen¹. Jamaludin u. a. zeigen die Eignung eines SMC mit kontinuierlich approximierter Signum-Funktion für die Regelung eines XY-Tisches anhand der Verbesserung im Steifigkeitsverhalten [71]. Als internes Modell für den SMC wird ein Starrkörpermodell verwendet, wodurch die erreichbare Dynamiksteigerung beschränkt wird. Da Nachgiebigkeiten im Streckenverhalten einen limitierenden Faktor für die Regeldynamik direkter SMC darstellen, nehmen Kamalzadeh und Erkorkmaz explizit die erste axiale Schwingungsmoden der KGT-Mechanik ins Modell auf [38], weitere Moden werden über einen Stromsollwertfilter begrenzt. Im Gegensatz zum SMC mit Starrkörpermodell in [34] kann der Schleppfehler um etwa 50 % reduziert werden, die Methodik benötigt jedoch eine Zykluszeit von 17 kHz, die auf aktuellen industriellen Steuerungen nicht realisierbar ist. Okwudire und Altintas verwenden ein 2-Freiheitsgrade-Modell und entwerfen

¹ Bei der Filterung der Rotationsmoden ist die Filterfrequenz zusätzlich von der Position der Mutter abhängig. Bei Abweichungen zwischen gefilterter und tatsächlicher Schwingfrequenz entsteht ein Effekt, der ähnlich zu einer Massenabkopplung zu schnellen Veränderungen im Phasengang führt und die Regelung somit destabilisieren kann.

einen kompensierenden Single-Input-Multi-Output-Regler zur Dämpfung der ersten Schwingungsmoden während einer Trajektorienfolgeregelung [39]. Der Ansatz erreicht ein sehr performantes Führungsverhalten, für den Regler mit Trackingfilter sind jedoch 9 Parameter einzustellen. Dong und Tang führen einen Adaptive Backstepping Sliding Mode Controller (ABSMC) zur direkten Lageregelung ein [72]. Das Design basiert auf einem Modell eines Zweimassenschwingers. Die Validierung zeigt zwar eine Reduktion des Schleppfehlers bei Adaption der Störgrößen durch die Modellabweichung gegenüber fehlender Adaption, jedoch rein simulativ und bei einer Abtastrate von 20 kHz. Mit der Verwendung einer nichtlinearen Sliding-Ebene zeigen Mohammad u. a., dass sich der Energieverbrauch des Reglers reduzieren lässt, ohne die Tracking-Performance zu verschlechtern [73]. Der Ansatz wird jedoch nicht zur Dynamiksteigerung überprüft. Yau und Yan zeigen, dass ein SMC mit dem Prinzip der äquivalenten Steuerung und einem Borsten-Reibmodell auch für die Nanopräzisionssteuerung von Kugelgewindetrieben verwendet werden kann, die jedoch allein für das Reibmodell 13 Parameter hinzufügt [74]. Park u. a. präsentieren einen SMC zweiter Ordnung, der nach Fehlerschranken im Zeitbereich parametrisiert werden kann. Der Reglerentwurf benötigt jedoch 10 Parameter sowie das zusätzliche Design sinnvoller und realisierbarer Fehlerschranken im Zeitbereich [32]. Die Stabilität unter Störungen wird jedoch nur für den SMC gezeigt, die Zusammenwirkung mit dem zusätzlichen MPC wird nur für den Nominalfall demonstriert.

3.2 Erweiterungen der Kaskadenregelung

Im Gegensatz zu direkten Reglern wurden auch Erweiterungen und Verbesserungen der Kaskadenregelung untersucht. So zeigen Pritschow u. a., dass die dynamische Steifigkeit der Kaskadenregelung durch Rückführung der Maschinentischbeschleunigung in die Stromregelkaskade erhöht werden kann [75]. Diese wird mittels Ferraris-Sensor gemessen. Verl und Frey stellen einen Ansatz zur semiaktiven Dämpfung vor, bei dem ein Bremsaktor an den Führungen des Maschinentischs hinzugefügt wird, der durch selektives Bremsen die Dämpfung verbessert und so eine höhere Regeldynamik erlaubt [76]. Beide Ansätze erfordern zusätzliche Hardware für Sensorik oder Aktorik und sind infolgedessen mit zusätzlichen Kosten verbunden. Sun u. a. zeigen signifikante Verbesserungen in der Bandbreite der Kaskadenregelung von >80 %, indem sie die Struktur der Kaskadenregelung durch Rückführung einer zweiten Geschwindigkeitskaskade² [77] und durch Realisierung des Lagereglers als

² je eine Kaskade für Motor- und Tischgeschwindigkeit

PD-Regler [78] modifizieren. Beide Ansätze sind auf den Sonderfall von Systemen mit großem Massenverhältnis zwischen der Tischmasse und den äquivalenten rotatorischen Massen, beispielsweise aufgrund großer Spindelsteigungen oder sehr hoher Lastmassen, beschränkt. Berners beschreibt in seiner Dissertation zwei Lageregler zum Einsatz an Werkzeugmaschinen: einen höherdimensionalen H_∞ -Regler sowie einen MPC, die beide an zwei Achsen einer Werkzeugmaschine in Torständerbauweise experimentell validiert werden. Besonders der MPC zeigt eine Verbesserung von Schleppfehler und Bandbreite gegenüber dem P-Lageregler [60]. Gsell untersucht Varianten von Bandsperrfiltern auf dem Rückführsignal der Lage, die zusammen mit der Kaskadenregelung betrieben werden, darunter auch einen LQR mit Zustandsbeobachter [79]. Die Validierung findet nur im Frequenzbereich statt und die Frequenzauswertung erfolgt bis 80 Hz. Im geschlossenen Lageregelkreis zeigen sich dabei große Verstärkungen für hohe Frequenzbereiche. Shirvani u. a. setzen Adaptive Feedforward Cancellation (AFC) zur Dämpfung periodischer Störungen, wie Schwingungen durch die Bearbeitung ein [80]. Dabei wird das Referenzsignal über den gefilterten Schleppfehler modifiziert und führt zu einer deutlichen Reduktion des Schleppfehlers unter Einfluss periodischer Störsignale. Die Frequenzen der Störungen werden a priori über das Tuning des AFC-Filters fest ins Verfahren integriert, da so die Robustheit verifiziert werden kann. Der Einsatz mit variierenden Achsgeschwindigkeiten, wie bei der Freiformbearbeitung, ist damit nicht möglich. In [81] modifizieren Shirvani u. a. den Ansatz durch Rückführung des Dämpfungsreglers auf das Moment anstatt auf die Sollposition sowie um ein robustes H_2/H_∞ -Tuningverfahren, welches für breitere Frequenzbereiche der Störungen einsetzbar ist. Dieses Verfahren ist parallel zu weiteren dynamiksteigernden Ansätzen einsetzbar. In [82] wird der PI-Geschwindigkeitsregler durch drei verschiedene Regler höherer Ordnung, zwei adaptive Regler und einen Super-Twisting-SMC, ersetzt. Experimentell wird je ein Permanentmagnet-Synchronmotor (PMSM) für Antrieb und Last mit einstellbarer Reibung verwendet um zu zeigen, dass der mittlere Absolutfehler durch den SMC in Kombination mit einem adaptiven Reibbeobachter im Vergleich zu einem PI-Geschwindigkeitsregler deutlich reduziert werden kann. Für den SMC-Geschwindigkeitsregler wird ein identifiziertes Zweimassenschwingermodell sowie eine aufgestellte lineare Matrixungleichung (LMI) mit abgestimmten Gewichten benötigt. Die beiden adaptiven Ansätze verschieben den Parametrieraufwand in Richtung der Einstellung von Gewichtungen der Zielfunktion (Hyperparametern). Pisano u. a. verbessern auch die Drehzahlkaskade und zusätzlich den Stromregler durch Verwendung eines SMC zweiter Ordnung für jede Kaskade, wodurch sich der Inbetriebnahmeaufwand auf einen Parameter für jeden Regler reduziert [83]. Der An-

satz wird ausschließlich für die Geschwindigkeitsregelung untersucht, das Verhalten einer angekoppelten, nachgiebigen Mechanik wird daher nicht betrachtet. Tran u. a. zeigen die Vorzüge eines Ansatzes der kaskadierten SMC-PID-Regelung [84]. Die Autoren verwenden ein PT_2 -Modell als Approximation der Geschwindigkeitsregelstrecke mit dem Ziel, das Überschwingen der Sprungantwort zu dämpfen. Der Ansatz wird ausschließlich simulativ untersucht und eine Anwendung zur Trajektorienfolgeregelung wird nicht betrachtet. Petronijević u. a. verwenden einen kaskadierten Regelungsansatz, bei dem alle drei Kaskaden durch je einen zeitdiskreten SMC ersetzt werden und eine nichtlineare Störungskompensation hinzugefügt wird [85]. Die Autoren präsentieren ein gutes Führungs- und Störverhalten und beweisen eine ausgezeichnete Robustheit für strukturierte Unsicherheiten mit passendem Vorzeichen, jedoch bleiben bei diesem Ansatz etwa 10 Parameter pro Kaskade einzustellen.

Als Ergänzung der eingesetzten Kaskadenregelung bieten auch Steuerungshersteller Zusatzfunktionen an. So hält Fanuc ein Patent für Dual Position Feedback [86] für Maschinen mit großem Massenträgheitsverhältnis. Unter Berücksichtigung der Motor- und Tischposition wird eine Vorsteuerung und eine Filterbank adaptiert, um so den Positionsfehler durch Umschaltung zwischen an- und abtriebsseitiger Positionierung zu reduzieren. Fanuc fasst weiterhin mehrere Computerized Numerical Control (CNC)-Funktionen unter dem Namen Smart Machine Control zur Adaption der Sollwerte zusammen, welche unter anderem eine lastabhängige Anpassung des Vorschubs und eine trägheitsabhängige Anpassung der Beschleunigungsprofile erlaubt [87]. Mit High Response Vector Control (HRV) stehen zusätzlich zeitvariante Sollwertfilter zur Verfügung [87]. Siemens bietet das Verfahren Advanced Position Control (APC) an, bei dem die Dämpfung der Eigenfrequenzen durch eine zusätzliche Rückführung der Tischgeschwindigkeit erhöht wird [88]. Das Steuersignal im Geschwindigkeitsregelkreis wird aus der Motor- und Tischgeschwindigkeit über eine Parallelschaltung mehrerer Bandpassfilter synthetisiert. Auf diese Weise wird die Amplitudenreserve im Lageregelkreis deutlich vergrößert, wodurch der Lageregler dynamischer eingestellt werden kann. Das Verfahren erfordert allerdings die Kenntnis der exakten Eigenfrequenzen und ist nicht robust gegenüber Positionsabhängigkeiten, wie beispielsweise der positionsabhängigen Steifigkeit am Kugelgewindtrieb. Weiterhin lässt sich bei Siemens ein Geschwindigkeitsregler mit Referenzmodell im I-Anteil zuschalten, welcher das Überschwingen reduziert [15]. Heidenhain begegnet Resonanzen beim Fräsen durch Filterung mit einer zusätzlichen CNC-Funktion Active Vibration Damping (AVD) [89]. Zusätzlich erlauben die Funktionen Position Adaptive Control (PAC), Load Adaptive Control (LAC) und Motion Adaptive Control (MAC) eine Posen-, Last- oder geschwindigkeitsabhängige Anpassung der Kaska-

denregelung, welche die Bahngenaugigkeit erhöht. Diese Verstärkungsanpassungen sind auch auf andere Regelverfahren anwendbar. Eine lastadaptive Anpassung des Vorschubs ist mit AC Auto auch bei Siemens möglich [90].

3.3 Optimale Reglerparametrierung

Neben der Suche nach besseren Reglern und Reglerstrukturen hat sich die Reglerparametrierung zu einem teilweise eigenständigen Forschungszweig entwickelt. Während für die Kaskadenregelung mehrere Heuristiken [91] und modellbasierte Einstellregeln (beispielsweise [92, 93]) existieren, die bereits zu einer guten Performance führen, wird das Problem für komplexere Regler und Reglerstrukturen schwieriger. Auch bei kaskadierter Regelung werden die Parameter aus diesen Regeln eher konservativ eingestellt, besonders wenn die Regelstrecke variierende Parameter oder dominierende Nichtlinearitäten aufweist. Der Unkenntnis der genauen Regelstrecke wird so mit hinreichend großen Stabilitätsreserven begegnet. Zur Behebung dieses Defizits untersuchen Berners, Kehne u. a. die robuste Auslegung eines H_∞ -Lagereglers [94], das robuste Tuning eines P-Lagereglers mittel H_∞ -Optimierung zur robusten Schwingungsdämpfung [95] sowie die anforderungsspezifische Optimierung eines robusten MPC-Lagereglers mittels genetischer Algorithmen [59]. Die Motivation liegt, ähnlich wie bei Bretschneider [96], in der Übersetzung der Anforderungen an den Lageregelkreis in die Hyperparameter eines Optimierungsproblems zum Tuning der Reglerparameter. Beudaert u. a. untersuchen darüber hinaus die modellbasierte Identifikation optimaler Reglerparameter für Positions-, Geschwindigkeits- und Stromregler unter expliziter Berücksichtigung der Ratterstabilität beim Fräsen [97]. Da die H_∞ -Synthese für beliebige White-Box-Reglerstrukturen funktioniert, zeigt Raafat u. a., dass die H_∞ -Parametrierung in Verbindung mit einer kaskadierten Regelstruktur in der Lage ist, den Schleppfehler zu reduzieren [98]. Dong u. a. wendet die H_∞ -Parametrisierung weiterhin für die robuste Steuerung von parametervarianten Systemen durch Interpolation zwischen verschiedenen Parametersätzen an [99]. Die Autoren interpolieren zwischen einem Satz von 16 H_∞ -Reglern, die für verschiedene Schlittenpositionen und Lastmassen entworfen sind. Der Parametrierungsaufwand ist hoch, da das System in allen Parameterkombinationen identifiziert werden muss. Shirvani u. a. führen ein praxisnahes, robustes H_2 -Tuningverfahren zur Dämpfungsregelung mehrerer Eigenmoden ein und zeigen, dass der Einfluss von Störkräften am Tisch mittels Tuning über weite Frequenzbereiche reduziert werden kann [81]. Zhong und Tang stellen in [100] ein Verfahren mit optimaler μ -Synthese mit Robustheit gegenüber nachgiebiger

Mechanik vor. Dabei wird der resultierende, hochdimensionale Regler ausschließlich am Führungsfolgeverhalten validiert.

3.4 Zusammenfassende Bewertung des Stands der Technik

Im Bereich der Regelung von Vorschubantrieben zeigt sich, dass direkte, nicht-kaskadierte Regler höherer Ordnung in der Lage sind, das dynamische Verhalten von Vorschubantrieben zu verbessern, insbesondere für dominierende Elastizitäten. Besonders SMC zeigen hier eine gute Eignung (z. B. [34, 39, 68, 101]). Bis heute haben sich direkte Regler nicht in industrieller Hardware durchgesetzt, was vorrangig an der notwendigen, höheren Modellierungstiefe liegt. Diese ist theoretisch zwar wünschenswert, in der Praxis erhöht sie jedoch den Aufwand für Inbetriebnahme und Parameteridentifikation. Durch die direkte Regelung ohne Kaskadenstruktur entstehen weiterhin Probleme in der Robustheit: So führen beispielsweise das Reibverhalten und weitere nichtlineare Effekte in der Kraft-/Momentenbilanz, welche bei der Kaskadenregelung im Geschwindigkeitsregler kompensiert werden, zu einem schlechteren Reglerverhalten, wodurch zusätzliche Kompensationsalgorithmen notwendig werden (siehe beispielsweise [37, 67, 74]). Diese fügen der Inbetriebnahme jedoch weitere Parameter hinzu, die durch Temperaturänderungen oder Verschleiß zeitvariant sind.

Adaptive Strukturen umgehen dieses Problem durch die automatische Anpassung einiger oder aller Parameter (z. B. [36, 48, 102]), führen aber neue Hyperparameter ein, die für angemessene Konvergenzraten der Adaption abgestimmt werden müssen. Darüber hinaus können sich adaptive Regler bei der Online-Anpassung der Parameter während der Laufzeit nichtdeterministisch verhalten, indem sie für dieselbe Solltrajektorie je nach Zustand der Adaption zu unterschiedlichen Schleppfehlern führen.

MPC versprechen für die Regelung von Vorschubantrieben eine höhere Dynamik durch Optimierung eines Zeithorizonts anstatt eines einzelnen Zeitschritts, sind jedoch bisher aufgrund der hohen Frequenz der Achsregelung (≥ 1 kHz) bei der aktuell verfügbaren Rechenleistung industrieller Steuerungen auf lineare Modelle beschränkt. Nichtlineare Effekte, wie Reibung, müssen separat kompensiert werden, wodurch sich der Aufwand der Inbetriebnahme erhöht. Gleichzeitig teilt die direkte Regelung mit MPC die Nachteile anderer kaskadenfreier Regelungsmethoden: die Regelgüte hängt von der Genauigkeit des verwendeten Modells ab, wobei genauere

Modelle das Tuning von mehr Gewichten erfordern. Bei MPC sind dies die Hyperparameter des Optimierungsproblems, die Gewichte von Zustandsbeobachtern sowie der Aufwand der Modellidentifikation.

Kaskadierte Regler können nacheinander von innen nach außen parametrierbar werden und sind daher in der Inbetriebnahmephase meist einfacher zu handhaben. Hier konzentriert sich der Stand der Technik hauptsächlich auf die Erweiterung der Regelstruktur und den Austausch der Regler einer oder mehrerer Kaskaden. Für den Geschwindigkeitsregler bringt sowohl die Veränderung der Reglerstruktur [77, 79, 103], als auch die Verwendung eines nichtlinearen [83] oder adaptiven [82] Geschwindigkeitsreglers eine wesentliche Verbesserung im Vergleich zum reinen P-PI-Kaskadenregler. Wenn die Nachgiebigkeit in der angebundenen Mechanik dominiert, bringt eine Verbesserung des Geschwindigkeitsreglers kaum Vorteile in der erreichbaren Dynamik, da der Geschwindigkeitsregler aus Performanzgründen mit der Motorgeschwindigkeit geschlossen wird und die Auswirkungen der nachgelagerten Mechanik nur indirekt über das Übertragungsverhalten beeinflusst. Auch auf Störungen, wie Bearbeitungskräfte am Tisch, reagiert der Geschwindigkeitsregler nur indirekt und verzögert.

Die maximal erreichbare Dynamik und damit die Schleppfehler werden somit hauptsächlich durch den P-Lageregler und die Elastizitäten der gekoppelten mechanischen Elemente des Vorschubantriebs begrenzt. Der Stand der Technik zu alternativen Lagereglern in der Kaskadenregelung beschränkt sich auf den PD-Lageregler mit doppelter Geschwindigkeitsrückführung und Störbeobachter von Sun u. a. [78], den SMC-PID von Tran u. a. [84], die SMC-SMC-SMC-Kaskadenregelung von Petronijević u. a. [85] sowie den H_∞ - und den MPC-Lageregler von Berners [60]. Ein Vergleich der Verfahren ist in Tabelle 3.1 dargestellt.

Es zeigt sich, dass das Verfahren mit SMC-SMC-SMC [85] bei deutlich mehr Einstellparametern weniger performant funktioniert, als die P-PI-Kaskadenregelung, was besonders die Schwierigkeit der Parametrierung dieser Reglerstruktur verdeutlicht. Die anderen Verfahren verdeutlichen, dass sich mit Lagereglern höherer Ordnung eine Dynamiksteigerung gegenüber der P-PI-Kaskadenregelung erreichen lässt. Tran u. a. zeigen allerdings nur simulative Ergebnisse für einen Motor ohne Berücksichtigung einer angekoppelten Achsmechanik [84]. Sun u. a. berücksichtigen die erste Eigenmode, über ein Zweimassenschwingermodell [78]. Mit dem notwendigen Störbeobachter ergeben sich fünf Einstellparameter für den Lageregler. Die Vernachlässigung des I -Anteils im Geschwindigkeitsregler führt zudem zu einem bleibenden Schleppfehler bei Fahrten mit konstanter Geschwindigkeit. Bei den Reglern von Berners sind jeweils die Gewichtungen der vier Anforderungsgrößen zueinander ein-

Tabelle 3.1: Bewertung der kaskadierten Ansätze der Lageregelung aus dem Stand der Technik

Methode	Nachgiebige Strecke	Dynamik	Robustheit	Störunterdrückung	Parameter Lageregler
P-Lageregler mit Vorsteuerung (Abb. 2.5)	Nein	○	○	○	1
Sun u. a. [78]	Ja, 1. Mode	◐	◐	◐	5
Tran u. a. [84]	Nein	◑	◑	◑	5
Petronijević u. a. [85]	Nein	◒	◒	◒	12
H_∞ , Berners [60]	Ja	◑	●	◑	4
MPC, Berners [60]	Ja	●	◑	◒	4

Legende: ○ Kriterium nicht erfüllt, ● Kriterium voll erfüllt

zustellen [60]. Besonders der MPC zeigt ein wesentlich besseres Führungsverhalten als der P-Lageregler. Die Sensitivität beider Regler wird für niedrige Frequenzbereiche jedoch etwas verstärkt und aufgrund des zu lösenden Optimierungsproblems ist die Zykluszeit des MPC-Lagereglers mit einer aktuellen NC (Sinumerik 840D sl) auf 200 Hz beschränkt. Die Auslegungsmethodik der Regler zeigt dabei eine wegweisende Möglichkeit zur Komplexitätsreduktion bei der Parametrierung modellbasierter Lageregler.

4 Ziel der Arbeit und Vorgehensweise

Im folgenden Kapitel wird zuerst das Ziel der Arbeit, dessen Randbedingungen und die Forschungshypothese definiert (Abschnitt 4.1). Anschließend wird die Vorgehensweise zum Erreichen des Ziels erläutert (Abschnitt 4.2).

4.1 Zielsetzung

Aus den Defiziten des Stands der Technik im vorigen Kapitel lässt sich folgende Zielstellung ableiten: Im Rahmen dieser Arbeit soll die dynamische Positioniergenauigkeit von KGT sowohl im Führungs- als auch im Störverhalten durch eine modellbasierte Lageregelung in Form von SMC gesteigert werden. Die Zielsetzung soll unter folgenden Randbedingungen erfüllt werden:

Robustheit der Regelung:

Die Regelung soll robust stabil gegenüber Störkräften am Tisch sowie Modellfehlern und variierenden Prozessparametern, wie der Lastmasse, sein (*robuste Stabilität*). Auch der gestörte Fall soll eine bessere dynamische Genauigkeit aufweisen, als der P-PI-Kaskadenregler (*robuste Performance*).

Industrietauglichkeit:

Für die industrielle Anwendung als Ersatz für den bisherigen P-Lageregler ist die einfache Inbetriebnahme und Interpretierbarkeit des Einstellverfahrens wichtig. Daher soll die übrige Kaskadenregelung (Geschwindigkeits-/Stromregelkaskade) zur sequenziellen Parametrierung beibehalten werden. Die Tuningparameter des Lagereglers sollen eine Parametrierung der Regelung erlauben, die in ihrer Komplexität der Parametrierung des P-Reglers entspricht. Das Lageregelverfahren soll ohne zusätzliche Sensorik (ausschließlich Verwendung von Stromsensorik des Motors, Motorencoder, Linearmesssystem) oder Aktorik auskommen.

Praktisch identifizierbares Dynamikmodell für KGT:

Ein Dynamikmodell für KGT, welches physikalisch interpretierbar die ersten beiden Eigenmoden abbildet und am Vorschubantrieb in montiertem Zustand

identifizierbar ist, existiert bisher nicht. Als Grundlage für den Reglerentwurf und die Systemanalyse soll daher ein geeignetes Modell formuliert werden. Die Anforderungen liegen auf einer hohen dynamischen Genauigkeit im Regelkreis sowie der Identifizierbarkeit im eingebauten Zustand aus Antriebssignalen ohne Zusatzsensorik und -aktorik.

Geeignetes Einstellverfahren für den Geschwindigkeitsregler:

Die üblichen Einstellregeln für den Geschwindigkeitsregler basieren auf einer starren Regelstrecke und sind auf den P-Lageregler angepasst. Es soll daher ein geeignetes Einstellverfahren des Geschwindigkeitsreglers formuliert werden, welches das nachgiebige Streckenverhalten der KGT-Mechanik berücksichtigt und gut mit den vorgestellten Lagereglern harmonisiert. Die Industrietauglichkeit des Verfahrens ist auch hier relevant.

Aus der Zielsetzung und deren Rahmenbedingungen lässt sich die Forschungshypothese dieser Arbeit wie folgt ableiten:

Durch eine modellbasierte Lageregelung, welche die Nachgiebigkeit der Regelstrecke berücksichtigt, lässt sich die dynamische Genauigkeit im Führungs- und Störverhalten im Vergleich zur P-PI-Kaskadenregelung wesentlich steigern. Der Inbetriebnahmeaufwand ist zu dem der P-PI-Kaskadenregelung vergleichbar.

4.2 Vorgehensweise/Aufbau der Arbeit

Die Gliederung der weiteren Arbeit ist in Abb. 4.1 dargestellt. In Kapitel 5 wird ein dynamisch genaues, nachgiebiges Simulationsmodell des Vorschubantriebs mit KGT beschrieben und identifiziert. Dieses wird als grundlegende Systembeschreibung in der weiteren Arbeit verwendet (beispielsweise zur Reglerauslegung und für simulative Untersuchungen). Der Fokus des Simulationsmodells liegt auf der praktischen Identifizierbarkeit im eingebauten Zustand ohne zusätzliche Aktorik oder Sensorik. Das Simulationsmodell wird experimentell identifiziert und die Genauigkeit validiert. Bedingt durch das Nachgiebigkeitsverhalten des KGT findet in Kapitel 6 die Auslegung des PI-Geschwindigkeitsreglers statt. Hierfür werden Geschwindigkeitsregelkreis und Lageregelstrecke analysiert und mit fünf verschiedenen Parametrierverfahren vergleichend untersucht. Abschließend wird, als Vorbereitung für die Lageregelung, die Modellreduktion der Lageregelstrecke (Geschwindigkeitsregelkreis mit nachgelagertem Mechanikverhalten zwischen Motor und Last) durchgeführt. Diese

reduziert aus Gründen der praktischen Anwendbarkeit die benötigten Modellgrößen auf Signale, die in der NC ohne Zusatzaufwand verfügbar sind. In Kapitel 7 wird schließlich die Lageregelung entworfen. Diese wird zuerst allgemein hergeleitet und anschließend für zwei Varianten konkretisiert. Es werden die manuelle und die automatisierte Parametrierbarkeit aufgezeigt. Zur Zustandsrekonstruktion wird außerdem die Wahl und Einstellung eines Zustandsbeobachters diskutiert. Kapitel 8 beschreibt die praktische Validierung der Lageregler an einer Vorschubachse mit KGT. Hierfür wird zuerst die Performance der jeweiligen eingeführten Lageregler in Abhängigkeit der Parametrierung untersucht. Nach der Auswahl einer geeigneten Parametrierung werden diese Regler anschließend mit der P-Lageregelung mit Vorsteuerung verglichen. Abschließend wird in Kapitel 9 das Erreichen der Ziele diskutiert.

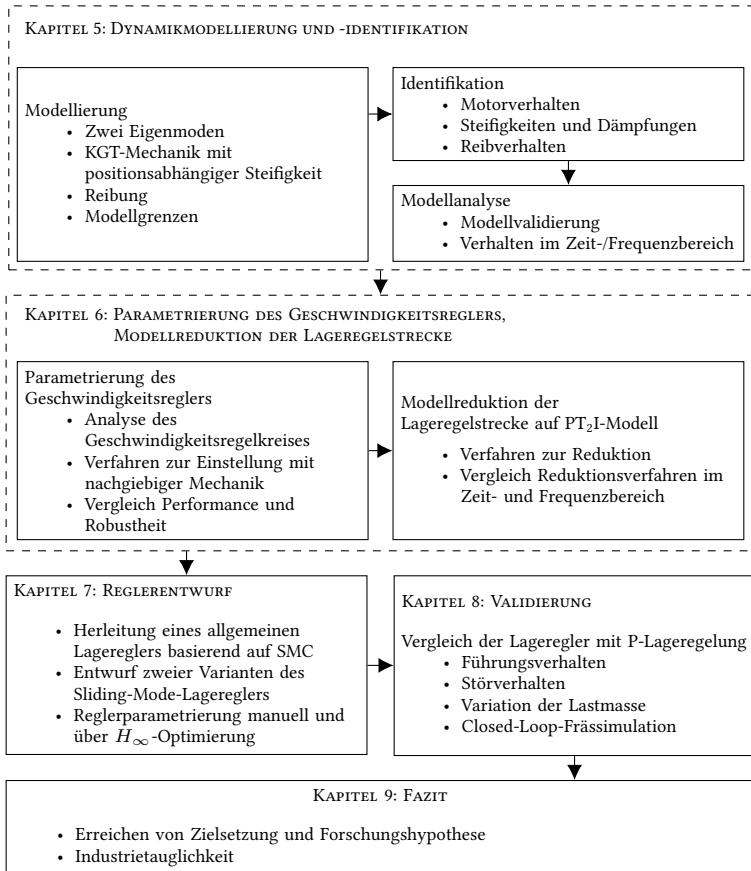


Abbildung 4.1: Übersicht über Vorgehen und Aufbau der Arbeit

5 Modellierung und Identifikation des dynamischen Verhaltens

Als Grundlage für die Analyse des Systemverhaltens und für den Reglerentwurf wird in diesem Kapitel ein Dynamikmodell der Vorschubachse mit KGT formuliert und identifiziert. Hierfür wird in Abschnitt 5.1 zuerst der verwendete Versuchsstand eingeführt, auf dem die Identifikation und praktische Validierung der gesamten Arbeit aufbaut. Anschließend wird in Abschnitt 5.2 die Modellierung eingeführt und das Modell in Abschnitt 5.3 identifiziert. Das Modellverhalten und die erreichte Modellgüte werden schließlich in Abschnitt 5.4 analysiert. Die Messdaten von Identifikation und Validierung sind unter [104, 105] verfügbar.

Das wesentliche Ziel von Modellierung und Identifikation ist ein dynamisch genaues Modell der gesamten Vorschubachse, welches im Bereich der durch den Antrieb erreichbaren Anregung gültig ist. Dafür sollen die positionsvariante Steifigkeit der Spindel und die ersten beiden Eigenmoden der KGT-Mechanik berücksichtigt werden. Zur Untersuchung des Systemverhaltens soll das Dynamikmodell physikalisch motiviert sein, wodurch die Modellgrößen interpretierbar bleiben und weiterhin eine initiale Parametrierung des Modells mit Datenblattwerten und physikalischen Überlegungen durchgeführt werden kann. Dies beschleunigt Parameteridentifikation und führt zu physikalisch interpretierbaren Ergebnissen. Ein weiteres Ziel ist die Identifizierbarkeit des gesamten Modells der Vorschubachse im eingebauten Zustand mit der üblichen Sensorik: Stromsensorik im Motor, einem Drehgeber am Motor und einem linearen Messsystem am Tisch. Dies dient als Voraussetzung zur Automatisierung des Identifikationsverfahrens über die Umrichter und bietet gleichzeitig die Möglichkeit der Nachidentifikation und erneuten Reglerauslegung bei Zeitvarianzen im Betrieb, wie sich ändernden Lasten oder Nachlassen der Vorspannung in der KGT-Spindel durch Verschleiß.

5.1 Versuchsstand

Der Versuchsstand wird in diesem Abschnitt mit der notwendigen Detailtiefe für die weitere Arbeit eingeführt, eine detailliertere Auflistung der Komponenten und Parameter findet sich in Anhang A ab Seite 179.

Die experimentelle Validierung der Methodik erfolgt durchgehend an einer KGT-Vorschubachse mit einem Verfahrweg von 0,75 m, die in Abb. 5.1 dargestellt ist. An der Vorschubachse kommt ein Steinmeyer-KGT mit Gewindesteigung h und

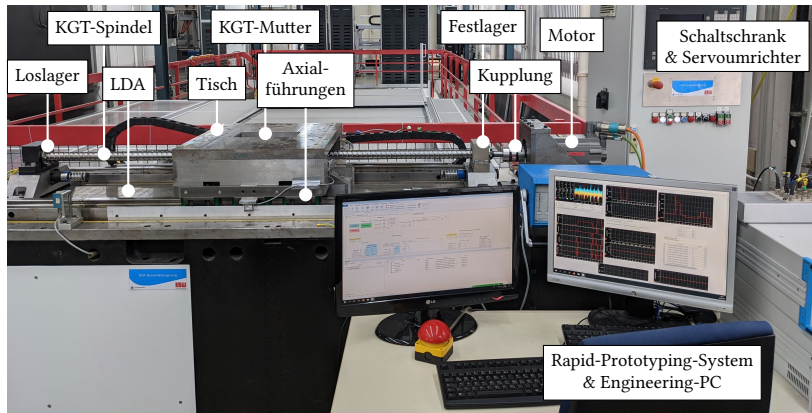


Abbildung 5.1: Aufbau des Versuchsstands

Nenndurchmesser d_s von je 0,04 m zum Einsatz. Ein PMSM von Siemens mit 38 Nm Bemessungsdrehmoment treibt die Tischmasse von 400 kg an. Als Sensorik zur Regelung werden der im Motor integrierte Absolutwertgeber mit 22 Bit Auflösung (axial umgerechnet 9,54 nm) sowie ein optisches Messsystem von Heidenhain mit einer Messgenauigkeit von 3 μm und Auflösung von 4,88 nm verwendet. Die Stromregelung findet auf einem Sinamics S120 Servoumrichter statt. Alle überlagerten Regelkreise werden auf einem dSPACE Rapid-Prototyping-System mit einer Taktrate von 4 kHz berechnet und als Analogsignal ($u_d \in [-10 \text{ V}, 10 \text{ V}]$) des Sollmoments an den Servoumrichter übertragen, um Totzeiten der Buskommunikation zu vermeiden. Aus dem selben Grund werden die Gebersignale gesplittet und – ohne zusätzliche Verzögerung über den Umrichter – direkt an das Rapid-Prototyping-System übertragen. Zum direkten Einbringen von axialen Störkräften bis 13,2 kN ist ein LDA unter dem Tisch verbaut, der kraftgeregelt über das Rapid-Prototyping-System und den Schaltschrank angesteuert wird.

5.2 Modellierung

Die Modellierung ist aufgeteilt in die Mechanikmodellierung (Abschnitt 5.2.1), die Modellierung der auf die Achse wirkenden LDA-Kräfte (Abschnitt 5.2.2) sowie Reibung, die auf die Achse wirkt (Abschnitt 5.2.3). Abschließend werden weitere Effekte diskutiert, die durch die gewählte Modellierung nicht abgebildet werden können (Abschnitt 5.2.5).

5.2.1 Mehrkörpermodellierung der KGT-Mechanik

Für die Modellierung wird aus Gründen der Rechenzeit und Identifizierbarkeit ein Mehrkörpermodell verwendet, welches auf eine Menge von gewöhnlichen Differentialgleichungen (ODE) führt. Eine ausführliche Übersicht über Modellierungsmethoden im Stand der Technik findet sich in [106]. Einige Autoren verwenden zur Modellierung für hochdynamische Regelung von KGT ein reines Starrkörpermodell (z. B. [48, 67, 107, 108]). Weitere Autoren modellieren die erste Eigenmode als Zweimassenschwingermodell (beispielsweise [29, 43, 45, 68, 109]). In der Praxis zeigt sich hingegen die Auswirkung der ersten beiden Eigenmoden – sowohl auf den Motor als auch auf den Tisch und damit auf Geschwindigkeits- und Lageregelkreis. Obwohl sich die ersten beiden Eigenmoden wesentlich auf das Dynamikverhalten auswirken und damit besonders für Regler relevant sind, deren Ziel die Dynamiksteigerung ist, finden Modelle, die die ersten Eigenmoden berücksichtigen können, aktuell kaum Berücksichtigung im Reglerentwurf und der Reglerauslegung und werden eher für simulative Zwecke eingesetzt. Ein Gegenbeispiel sind Henke u. a., die ein solches Modell für automatisiertes Loop-Shaping des Geschwindigkeitsreglers verwenden [110]. Ziel der Mechanikmodellierung ist daher ein Modell, welches die ersten beiden Eigenschwingungen abbildet, aus Antriebssignalen identifizierbar ist und für den Reglerentwurf verwendet werden kann.

Die ersten beiden Eigenmoden entstehen durch die Überlagerung der axialen und rotatorischen Anregung des Antriebsstrangs [9], wie in Abb. 5.2 dargestellt. Durch das Drehmoment am Motor werden Spindel und Kupplung rotatorisch angeregt und in Bewegung versetzt. Diese Bewegung überträgt sich über die Mutter in eine Axialbewegung des Tisches, der ebenfalls nachgiebig angebunden ist. Gleichzeitig regt die Axialbewegung von Tisch und Mutter eine axiale Deformation der Spindel und des Festlagers an. Die Modellierung berücksichtigt daher, basierend auf dem in [9] vorgeschlagenen Modell, die beiden parallelen Spindelstränge in rotatorische und axiale Belastungsrichtung.

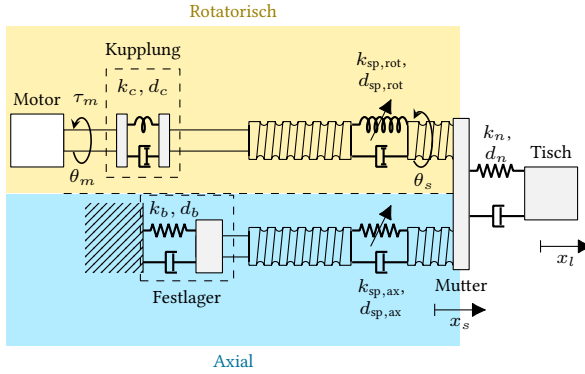


Abbildung 5.2: Ersatzmodell des Kugelgewindetriebs

Die Minimalkoordinaten des Modells (siehe Abb. 5.2) sind

$$\tilde{\mathbf{q}} = [\theta_m \quad \theta_s \quad x_s \quad x_l]^T, \quad (5.1)$$

zusammengesetzt aus den Winkellagen des Motors θ_m und der Spindel an der Mutter θ_s sowie der axialen Spindelauslenkung x_s und der Tischposition x_l .

Die Berechnung der Steifigkeiten erfolgt zunächst aus je einer axialen Kraft- und rotatorischen Momentenbilanz der Spindel mit zusammengefassten Steifigkeiten k_{ax} (aus $k_{sp,ax}$, k_b) und k_{rot} (aus $k_{sp,rot}$, k_c) sowie Dämpfungen d_{ax} und d_{rot} . Die in Abb. 5.2 dargestellten parametrischen Werte, beispielsweise der Kupplung und des Festlagers, werden in einem nachfolgenden Schritt eingesetzt. Die Kraft- und Momentenbilanzen des rotatorischen und axialen Teils der Spindel sowie an der Spindel-Mutter-Schnittstelle ergeben sich zu

$$\tau_{rot} = k_{rot}(\theta_s - \theta_m) + d_{rot}(\dot{\theta}_s - \dot{\theta}_m) \quad (5.2)$$

$$F_{ax} = k_{ax}x_s + d_{ax}\dot{x}_s \quad (5.3)$$

$$F_n = k_n(x_l - x_s - i_s\theta_s) + d_n(\dot{x}_l - \dot{x}_s - i_s\dot{\theta}_s). \quad (5.4)$$

Dabei ist k_n die Steifigkeit, d_n die lineare Dämpfung der Spindel-Mutter-Schnittstelle und $i_s := h/(2\pi)$ die Übersetzung der rotatorischen Motorbewegung in eine axiale Achsbewegung. Gleichung (5.4) beinhaltet die implizite, vereinfachende Annahme,

dass die beiden Belastungsrichtungen sich nur an der KGT-Mutter aufeinander auswirken, also beispielsweise eine rotatorische Auslenkung der Spindel keinen Einfluss auf die axiale Steifigkeit hat und umgekehrt. Eine weitere Vereinfachung ist die Annahme der Kraft in der Mutter als Summe der Kräfte der einzelnen Spindelstränge. Hierbei wird, im Gegensatz zu [111] oder [112], die interne Geometrie von Mutter, Kugeln und Kugellaufbahn komplett vernachlässigt, wodurch die Modellierung um einige Parameter reduziert wird, die sich praktisch nur aufwändig ermitteln lassen, denn die genaue Geometrie in der Mutter, wie die genaue Geometrie des Gewindeprofils der KGT-Spindel ist internes Know-How des KGT-Herstellers.

Die variable Steifigkeit der Spindel wird in der Regel durch verteiltparameterische Ansätze oder ideal linear elastische Materialannahmen modelliert. Beide sind jedoch praktisch schwer identifizierbar. Verteiltparametrische Ansätze führen entweder auf ein Finite-Elemente-Modell (FE-Modell) der Spindel [8], welches Berechnungs- und Identifikationszeiten erhöht, oder über den Ritz-Ansatz und geeignete Ansatzfunktionen auf ein System gewöhnlicher Differenzialgleichungen [109, 113, 114]. Die variable Mutterposition beim Verfahren wird vernachlässigt. Dies erklärt, warum verteiltparameterische Modelle mit Ritz-Ansatz das Modellverhalten an statischen Positionen gut abbilden können, für dynamische Bewegungen aber nicht geeignet sind. Über die Annahme ideal elastischen Materialverhaltens ergibt sich ein Differenzialgleichungssystem niedrigerer Ordnung [9, 111, 112], das Modell verliert dadurch aber seine Linearität.

Die Steifigkeit der Spindel variiert mit der Mutterposition x_n , die sich durch Überlagerung der rotatorischen und axialen Schwingung als Summe beider Auslenkungen $x_n = x_s + i_s \theta_s \stackrel{x_s \text{ klein}}{\approx} i_s \theta_s$ zusammensetzt. Über die Annahme linear elastischen Materialverhaltens und eines idealen Kreisquerschnitts der Spindel mit gemitteltem Durchmesser aus Kern- und Außendurchmesser ergeben sich die rotatorische und axiale Steifigkeit der Spindel zu

$$k_{\text{sp,rot}}(\theta_s) = \frac{G_s I_s}{l_{0,\text{rot}} + i_s \theta_s} \quad (5.5)$$

$$k_{\text{sp,ax}}(\theta_s) = \frac{E_s A_s}{l_{0,\text{ax}} + i_s \theta_s} \quad (5.6)$$

mit Schubmodul G_s , polarem Flächenträgheitsmoment I_s , Elastizitätsmodul E_s und Querschnittsfläche A_s der Spindel sowie den freien Spindellängen der Rotation $l_{0,\text{rot}}$ und der Axialverschiebung $l_{0,\text{ax}}$.

Anmerkung 5.1 (Freie Längen der Spindel rotatorisch/axial). Die freien Spindellängen $l_{0,\text{rot}}$ und $l_{0,\text{ax}}$ (definiert für $\theta_s = 0$) in rotatorische und axiale Richtung unterscheiden sich voneinander. Im axialen Fall wird die Länge bis zum motorseitigen Festlager gemessen, im rotatorischen Fall bis zur Kupplung und zusätzlich von der Kupplung zum Motor.

Für die Gesamtsteifigkeiten in (5.2) und (5.3) müssen zudem die Steifigkeit der Kupplung k_c und des Festlagers k_b einbezogen werden, die mit der Spindel seriell angeordnet sind. Die gesamte Steifigkeit ergibt sich somit zu

$$k_{\text{rot}}(\theta_s) = \left(\frac{1}{k_c} + \frac{1}{k_{\text{sp,rot}}(\theta_s)} \right)^{-1} \quad (5.7)$$

$$k_{\text{ax}}(\theta_s) = \left(\frac{1}{k_b} + \frac{1}{k_{\text{sp,ax}}(\theta_s)} \right)^{-1}. \quad (5.8)$$

Durch Vereinfachung der parametrischen Überbestimmtheit dieser Gleichungen lässt sich der Parametrieraufwand jeweils auf zwei Parameter reduzieren. Die gesamten Steifigkeiten sind dann jeweils in der Form

$$k_*(\theta_s) = \frac{k_{0,*}}{k_{1,*} + i_s \theta_s}. \quad (5.9)$$

Als initiale Parameter lassen sich diese Größen als

$$k_{0,\text{ax}} = E_s A_s \quad (5.10)$$

$$k_{1,\text{ax}} = l_{0,\text{ax}} + \frac{E_s A_s}{k_b} \quad (5.11)$$

$$k_{0,\text{rot}} = G_s I_s \quad (5.12)$$

$$k_{1,\text{rot}} = l_{0,\text{rot}} + \frac{G_s I_s}{k_c} \quad (5.13)$$

äquivalent umformen. Der gesamte Parametervektor des Mechanikmodells lässt sich damit zu

$$\mathbf{p}_M = [J_m \quad J_s \quad m_s \quad m_l \quad k_{0,\text{rot}} \quad k_{1,\text{rot}} \quad k_{0,\text{ax}} \quad k_{1,\text{ax}} \quad k_n \quad d_{\text{rot}} \quad d_{\text{ax}} \quad d_n]^T \quad (5.14)$$

aufstellen. Für die Dämpfungen können ähnliche Überlegungen zur Positionsabhängigkeit angestellt werden, in der Praxis zeigt sich, dass diese sowohl schwer analy-

tisch beschreibbar [109, 114], als auch ungünstig identifizierbar [106, Abschnitt 3] sind, es wird daher eine konstante Annahme getroffen.

Insgesamt ergeben sich die Bewegungsgleichungen

$$\begin{aligned}
 \text{diag} \left(\begin{array}{c} \overbrace{\left[\begin{array}{c} J_m \\ J_s \\ m_s \\ m_l \end{array} \right]}^{=:M_4} \\ \overbrace{\left[\begin{array}{c} \ddot{\theta}_m \\ \ddot{\theta}_s \\ \ddot{x}_s \\ \ddot{x}_l \end{array} \right]}^{=::\ddot{\mathbf{q}}} \end{array} \right) = \overbrace{\left[\begin{array}{cccc} -d_{\text{rot}} & d_{\text{rot}} & 0 & 0 \\ d_{\text{rot}} & -(d_{\text{rot}} + i_s^2 d_n) & -i_s d_n & i_s d_n \\ 0 & -i_s d_n & -(d_{\text{ax}} + d_n) & d_n \\ 0 & i_s d_n & d_n & -d_n \end{array} \right]}^{=:D_4} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_m \\ \dot{\theta}_s \\ \dot{x}_s \\ \dot{x}_l \end{bmatrix} \\
 + \overbrace{\left[\begin{array}{cccc} -k_{\text{rot}}(\theta_s) & k_{\text{rot}}(\theta_s) & 0 & 0 \\ k_{\text{rot}}(\theta_s) & -(k_{\text{rot}}(\theta_s) + i_s^2 k_n) & -i_s k_n & i_s k_n \\ 0 & -i_s k_n & -(k_{\text{ax}}(\theta_s) + k_n) & k_n \\ 0 & i_s k_n & k_n & -k_n \end{array} \right]}^{=:K_4(\theta_s)} \begin{bmatrix} \theta_m \\ \theta_s \\ x_s \\ x_l \end{bmatrix} \\
 + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tau_m + \begin{bmatrix} \tau_{R,m}(\dot{\theta}_m) \\ 0 \\ 0 \\ F_{R,l}(\dot{x}_l) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tau_{\text{ext},m} \\ 0 \\ 0 \\ F_{\text{ext},l} \end{bmatrix} \quad (5.15)
 \end{aligned}$$

mit linearen Massen-, Dämpfungs- und Steifigkeitsmatrizen M_4 , D_4 und K_4 , nicht-linearer Reibung ($\tau_{R,m}$ und $F_{R,l}$) und Störgrößen ($\tau_{\text{ext},m}$ und $F_{\text{ext},l}$) sowie Motormoment τ_m . Die Reibkraft wird vorerst verallgemeinert zu $\tau_{R,m}$ und $F_{R,l}$ bei Unterscheidung zwischen Motor- und Lastseite formuliert und in Abschnitt 5.2.3 näher detailliert. Die Bewegungsgleichungen können in ein Zustandsmodell transformiert werden zu

$$\begin{aligned}
 \overbrace{\left[\begin{array}{c} \dot{\mathbf{x}} \\ \ddot{\mathbf{q}} \\ \ddot{\mathbf{q}} \end{array} \right]}^{\dot{\mathbf{x}}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{4 \times 4} & \mathbf{I}_4 \\ \mathbf{M}_4^{-1} \mathbf{K}_4(\theta_s) & \mathbf{M}_4^{-1} \mathbf{D}_4 \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}} \quad (5.16) \\
 + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_4 \\ \mathbf{M}_4^{-1} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \tau_m + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_4 \\ \mathbf{M}_4^{-1} \begin{bmatrix} \tau_{R,m}(\dot{\theta}_m) \\ 0 \\ 0 \\ F_{R,l}(\dot{x}_l) \end{bmatrix} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_4 \\ \mathbf{M}_4^{-1} \begin{bmatrix} \tau_{\text{ext},m} \\ 0 \\ 0 \\ F_{\text{ext},l} \end{bmatrix} \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{\tilde{x}}, \quad \mathbf{\tilde{x}}(0) = \mathbf{\tilde{x}}_0.$$

Zur Vermeidung von Problemen der Konditionierung und zur Beschleunigung der numerischen Integration wird das Gesamtmodell in rein rotatorische Koordinaten mit Motormoment τ_m als Eingang formuliert. Hierfür wird die Koordinatentransformation

$$\mathbf{x} = \overbrace{\text{diag} \left([1 \quad 1 \quad 1/i_s \quad 1/i_s \quad 1 \quad 1 \quad 1/i_s \quad 1/i_s]^T \right)}{=T} \mathbf{\tilde{x}} \quad (5.17)$$

verwendet und die Zustandsgleichungen zu

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{\tilde{x}}} &= \mathbf{f}(\mathbf{\tilde{x}}, u) \\ \stackrel{(5.17)}{\Leftrightarrow} \mathbf{T}^{-1} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{f}(\mathbf{T}^{-1} \mathbf{x}, u) \\ \Leftrightarrow \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{T} \mathbf{f}(\mathbf{T}^{-1} \mathbf{x}, u) \end{aligned}$$

umgeformt.

Ingesamt ergibt sich eine Modelldarstellung in nichtlinearer Zustandsform

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{f}(\mathbf{x}, \tau_{R,m}(\mathbf{x}), F_{R,l}(\mathbf{x})) + \mathbf{b}u + \mathbf{z} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x} \end{aligned} \quad (5.18)$$

mit Zustand \mathbf{x} in rein rotatorischen Koordinaten, Motormoment als Eingang u , Störgrößen \mathbf{z} und Messgrößen $\mathbf{y} = [\theta_m \quad x_l]^T$.

Anmerkung 5.2. Die Nichtlinearität des Modells (5.18) stellen die Reibkräfte und -momente $\tau_{R,m}$ sowie $F_{R,l}$ sowie die positionsabhängigen Steifigkeiten $k_{\text{rot}}(\theta_s)$ und $k_{\text{ax}}(\theta_s)$ dar. Eine Linearisierung

$$\mathbf{A}(\bar{\mathbf{x}}) = \left. \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x}, \tau_{R,m}(\mathbf{x}), F_{R,l}(\mathbf{x}))}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\bar{\mathbf{x}}} \quad (5.19)$$

um den aktuellen Zustand $\bar{\mathbf{x}}$ führt damit auf die nachfolgend verwendeten charakteristischen Übertragungsfunktionen

$$G_{p,1}(s) := \frac{V_m(s)}{\tau_m(s)} \quad (5.20)$$

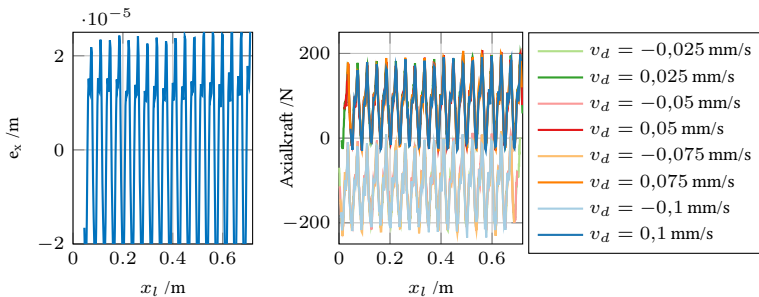
von Motormoment $\tau_m(s)$ zu Motorgeschwindigkeit $V_m(s) = sX_m(s) - x_m(t = t_0)$ sowie

$$G_{p,2}(s) := \frac{V_l(s)}{V_m(s)}. \quad (5.21)$$

von Motorgeschwindigkeit $V_m(s)$ zu Tischgeschwindigkeit $V_l(s) = sX_l(s) - x_l(t = t_0)$.

5.2.2 LDA-Kräfte

Der eingebaute LDA am Versuchsstand wirkt sich über die eingebauten Permanentmagnete als Teil von $F_{\text{ext},l}$ auf die Axialbewegung des Tisches aus, indem positionsabhängige Kräfte durch die Magnete auf den Tisch induziert werden. Diese wirken sich, abhängig von der Tischgeschwindigkeit, im lagegeregelten Betrieb auf den Schleppfehler $e_x := x_d - x_l$ aus, was in Abb. 5.3a dargestellt ist. Zur Reduktion des durch den LDA verursachten Schleppfehlers sollen die Axialkräfte durch Vorsteuerung am LDA direkt kompensiert werden. Die Aufnahme von Kraftmessungen bei verschiedenen konstanten Sollgeschwindigkeiten v_d entlang der Achse in Abb. 5.3b zeigt, dass die verursachten Kräfte vorrangig von der Tischposition x_l abhängen und für verschiedene Geschwindigkeiten v_d nahezu gleich bleiben. Die Modellierung kann daher durch eine positionsabhängige Kennlinie $F_{\text{LDA}}(x_l)$ erfolgen.



- (a) Beispielhafter resultierender Schleppfehler für $v_d = 0.025 \text{ m/s}$ (b) Gemessene Variation der Axialkräfte durch Reibung und Anziehungskraft der LDA-Magnete über den Weg

Abbildung 5.3: Auswirkungen der LDA-Kräfte auf den Vorschubantrieb

Mit bekanntem Abstand der Magnete l_{LDA} lässt sich die LDA-Kraft als harmonische Sinusreihe

$$F_{\text{LDA}}(x_l) = \sum_{i=1}^{m_{\text{LDA}}} F_i \sin\left(\frac{2\pi i x_l}{l_{\text{LDA}}} + \varphi_i\right) \quad (5.22)$$

modellieren (vgl. [115]), deren Parameteridentifikation über eine Kraftmessung nahe am Tisch und Auflösen eines nichtlinearen Least-Squares-Problems erfolgen kann.

Anmerkung 5.3 (Praxisbezug der Methode). Der LDA ist zur Aufbringung definierter Störkräfte verbaut und im praktischen Einsatz in der Regel nicht redundant an einer Vorschubachse zu finden. Für die Identifikation der Kräfte wird eine für Untersuchungszwecke eingebrachte Kraftsensorik in der Mutter des KGT verwendet.

Ein weiterer Ansatz liegt in der rein datengetriebenen Identifikation der LDA-Kräfte. Die Motivation hierfür lässt sich in Abb. 5.3b erkennen: Durch Nichtidealitäten, wie Montagefehler und Varianz in der Magnetkraft der verbauten Permanentmagnete entstehen lokale Abweichungen im Kraftverlauf. Durch lineares Interpolieren und akausales Glätten der Kraftmesswerte lässt sich eine Kennlinie approximieren, die zur direkten Kompensation verwendet werden kann. Im folgenden Identifikationskapitel werden beide Ansätze verglichen und derjenige Ansatz, der kleinere Fehler aufweist, zur weiteren Kompensation verwendet.

Die Kompensation selbst kann direkt mit dem LDA erfolgen, was den Vorteil mit sich bringt, dass die Kräfte lokal kompensiert werden und sich nicht auf die Maschinenstruktur auswirken. Da der LDA hierfür kraftgeregelt betrieben wird, ist seine Dynamik ausreichend schnell.

5.2.3 Reibung

Die sich ausprägende Reibung wird durch Addition zweier Reibanteile, jeweils einer an der Motorposition θ_m und an Lastposition x_l wirkend, modelliert (siehe (5.16)).

Als Reibmodell wird jeweils ein statisches Stribeck-Modell

$$F_{R,(\cdot)}(v_{(\cdot)}) = \text{sgn}(v_{(\cdot)}) \left(f_{c,(\cdot)} + (f_{s,(\cdot)} - f_{c,(\cdot)}) \exp\left(-\left|\frac{v_{(\cdot)}}{v_{s,(\cdot)}}\right|^{\delta_{s,(\cdot)}}\right)\right) + f_{v,(\cdot)} v_{(\cdot)} \quad (5.23)$$

mit Coulomb-Kraft $f_{c,(\cdot)}$, Stribeck-Kraft $f_{s,(\cdot)}$, viskosem Reibkoeffizienten $f_{v,(\cdot)}$, Stribeck-Geschwindigkeit $v_{s,(\cdot)}$ und Formfaktor $\delta_{s,(\cdot)}$ verwendet. Motor- und Tischreibung ergeben sich jeweils durch Einsetzen des Index m bzw. l als $F_{R,m} := \tau_{R,m}/i_s$ und $F_{R,l}$. Entscheidend für die Form der Reibkurve ist der Parameter $\delta_{s,(\cdot)}$. Wie in Abb. 5.4 gezeigt, beeinflusst das Vorzeichen von $\delta_{s,(\cdot)}$ den qualitativen Verlauf der Reibkurve, wobei $\delta_{s,(\cdot)} > 0$ die geschmierte Reibung und für $\delta_{s,(\cdot)} < 0$ die Trockenreibung beschreibt [116, Kap. 2.1].

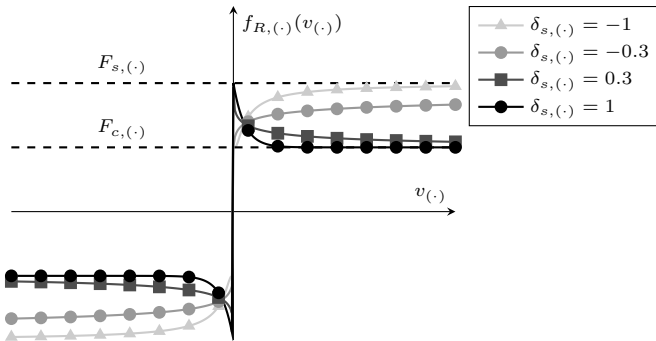


Abbildung 5.4: Qualitative Auswirkung des Formfaktors $\delta_{s,(\cdot)}$ auf die Reibkurve (5.23) für $f_{v,(\cdot)} = 0$

Der Parametervektor der gesamten Reibung ergibt sich somit zu

$$\mathbf{p}_R = [f_{c,m} \quad f_{s,m} \quad f_{v,m} \quad v_{s,m} \quad \delta_{s,m} \quad f_{c,l} \quad f_{s,l} \quad f_{v,l} \quad v_{s,l} \quad \delta_{s,l}]^T. \quad (5.24)$$

Anmerkung 5.4. Für die gradientengestützte numerische Optimierung eignet sich die Formulierung (5.23) nicht, weil der Gradient von $\text{sgn}(v)$ um $v = 0$ nicht definiert ist. Abhilfe schafft hier die Substitution durch $\text{sgn}(v) \approx \tanh(k_{sv}v)$ für große k_{sv} . Ebenfalls zu numerischen Problemen führt der Ausdruck $\exp(-|v/v_{s,(\cdot)}|^{\delta_{(\cdot)}})$. Für $\delta_{(\cdot)} < 0$ (Trockenreibung) und eine Geschwindigkeit von $v_{(\cdot)} = 0$ ergibt sich ein Geteilt-durch-null-Fall. Dieser kann entweder explizit abgefangen, oder durch Addition einer kleinen Konstante $k_{vv} \ll 1$ zu $\exp(-n(|v/v_{s,(\cdot)}| + k_{vv})^{\delta_{(\cdot)}})$ umgangen werden.

5.2.4 Stromsollwertfilter

Wie in Abb. 2.5 gezeigt, wird die Strom-/Momentendynamik des Motors zusätzlich über Stromsollwertfilter beeinflusst. Hier können bis zu drei Bandsperrfilter sowie ein Tiefpassfilter zur Vermeidung von Aliasing eingesetzt werden. Die Bandsperrfilter werden zur Bedämpfung von Resonanzfrequenzen der nachfolgenden Geschwindigkeitsregelstrecke eingesetzt und erlauben eine dynamischere Einstellung des Geschwindigkeitsreglers durch höhere Robustheitsreserven an den bedämpften Frequenzen trotz zusätzlicher Gruppenlaufzeit des Filters. Die Parametrierung der Stromsollwertfilter erfolgt automatisiert auf dem Umrichter und kann direkt aus den Umrichterparametern entnommen werden, der Einfluss der Parametrierung auf den Geschwindigkeitsregelkreis wird in Abschnitt 6.1.2 detaillierter diskutiert. Nach [117] ergibt sich die parametrische Formulierung der Stromsollwertfilter zu

$$F(s) = \prod_{i=1}^3 \frac{s^2 + d_{Z,i}(2\pi f_{0,i}s) + (2\pi f_{0,i})^2}{s^2 + d_{N,i}(2\pi f_{0,i}s) + (2\pi f_{0,i})^2} \cdot \frac{(2\pi f_A)^2}{s^2 + 2d_A(2\pi f_A)s + (2\pi f_A)^2} \quad (5.25)$$

$$d_{Z,i} = \frac{f_{K,i}}{f_{0,i} \cdot 10^{k_{t,i}/20}}, \quad d_N = \frac{f_{K,i}}{f_{0,i}}$$

mit Sperrfrequenzen der Bandsperrfilter $f_0 = [105, 5 \quad 324, 2 \quad 1687, 5]$ Hz, Bandbreiten $f_K = [105, 5 \quad 162, 1 \quad 843, 8]$ Hz, Kerbtiefen $k_t = [-100 \quad -35 \quad -40]$ dB sowie Dämpfung $d_A = 0.7$ und Antialiasing-Frequenz $f_A = 1999$ Hz. Ein Vergleich von numerischem Frequenzgang und parametrischer Form (siehe Abb. 5.5) zeigt die Übereinstimmung des Modells.

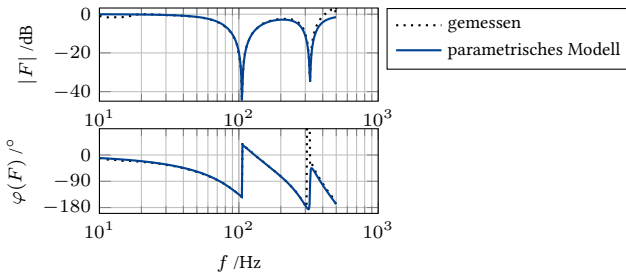
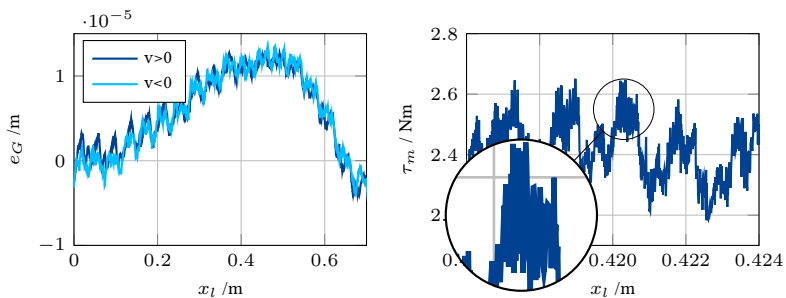


Abbildung 5.5: Übertragungsfunktion der Stromsollwertfilter

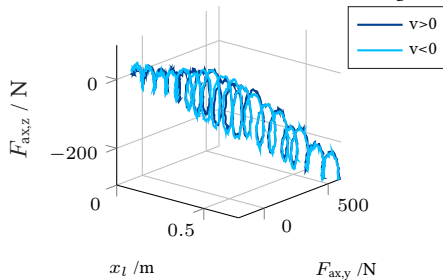
5.2.5 Grenzen des gewählten Modells

Durch die gewählte dynamische Modellordnung ($\mathbf{x} \subset \mathbb{R}^8$) werden einige Effekte vernachlässigt, die für den Reglerentwurf zur Dynamiksteigerung qualitativ nicht direkt relevant sind, sich aber experimentell auswirken. Sich ausprägende Effekte sind in Abb. 5.6 dargestellt, ihre Ursachen werden nachfolgend beschrieben. Die Vernachlässigung dieser Zusammenhänge wird durch Robustheitsbetrachtungen im Reglerentwurf von Geschwindigkeits- und Lagereger berücksichtigt.



(a) Gleichlauffehler $e_G = x_l - x_m$

(b) Drehmomentschwankungen bei konstanter Geschwindigkeit



(c) Rotation der in axiale Richtung gemessenen Kräfte in der Mutter um die Spindelachse

Abbildung 5.6: Nichtmodellierete Effekte am KGT-Versuchsstand

Kinematische Vereinfachungen: Durch das eindimensionale Modell mit zwei Moden können einige Gegebenheiten nicht berücksichtigt werden. Eine Abweichung entsteht durch Fluchtungsfehler zwischen den Linearführungen, zwischen KGT-Spindel und Linearführungen sowie Spindel und Linearmesssystem. Fluchtungsfehler zwischen mechanischen Komponenten führen zu einem linearen Trend in der Reibkraft, die Ausrichtung des Messsystems beeinflusst linear die Tischposition. Durch Fertigungsungenauigkeiten entstehen weiterhin Geradheitsfehler der Führungen, besonders aber der Spindel. Eine gekrümmte Spindel verschiebt die Mutter in Spiralen zu den Führungen entlang der Spindellänge (vgl. Abb. 5.6c), verspannt die Führungen periodisch und führt zu einer Taumelbewegung des Tisches entlang der Achse (vorrangig Gierbewegungen).

Der nach Kompensation der LDA-Kraft verbleibende Fehler zwischen Motor- und Tischposition über den Weg bei langsamer Konstantfahrt ist in Abb. 5.6a dargestellt. Dieser entsteht einerseits als Spindelsteigungsfehler [118] durch Toleranzen im Fertigungsverfahren, die Spindelsteigung ist nicht konstant über die Spindellänge, was sich in einem Drift der axialen Position gegenüber den Motorumdrehungen auswirkt. Andererseits wird der Fehler durch die begrenzte Absolutgenauigkeit der Geber beeinflusst. Dies führt beim Motor zu periodischen Fehlern, am Linearmesssystem zu einem Fehler über den Weg. Um ohne zusätzliche externe Referenz auszukommen, wird das lineare Messsystem in dieser Arbeit als Referenz verwendet. Für Achsen als Teil einer Maschine sollte an dieser Stelle eine Kalibrierung der Abweichung des Lagemesssystems erfolgen. Bei hoher Dynamik empfiehlt sich darüber hinaus die Identifikation des dynamischen Verhaltens (Steifigkeiten) zwischen Messsystem und Werkstück, welche nicht mehr rein aus Antriebsgrößen ermittelt werden kann.

Dynamische Vereinfachungen: Auch auf dynamischer Ebene werden durch die gewählte Modellierung Vernachlässigungen getroffen: So entsteht durch die Tischmasse ein zur Spindelachse versetzter Schwerpunkt, der bei hoher Dynamik zu Nickbewegungen des Tisches führt [24, S. 34]. Dieser Effekt kann bei eindimensionaler Modellierung nicht berücksichtigt werden. Weiterhin ist die Positionsabhängigkeit der Spindelsteifigkeit in der Praxis ein differentieller Zusammenhang anstelle einer Steifigkeitskennlinie, wie die verteiltparametrische Modellierung nahelegt [114]. Ein weiterer dynamischer Effekt sind Momentenrippel auf dem Motormoment, die unter anderem durch Welligkeiten der elektromagnetischen Kraft (Polrasten) entstehen und üblicherweise als Sinus-Reihen modelliert werden [119]. Motorrippel prägen sich besonders für niedrige Geschwindigkeiten aus, bei hohen Geschwindigkeiten heben sich die Kräfte auf, sodass der Effekt schwächer wird. In Abb. 5.6b ist das

benötigte Motormoment für eine Fahrt konstanter Geschwindigkeit ($v_d = 0,01 \text{ m/s}$) dargestellt. In der Vergrößerung zeigt sich die Auswirkung der Motorrippel. Im Gesamtverhalten des Moments spielen die Motorrippel jedoch eine eher untergeordnete Rolle. Dies liegt auch an der verhältnismäßig hohen Spindelsteigung h . Für niedrigere Spindelsteigung nehmen die rotatorischen Effekte im Vergleich zu axialen Effekten eine höhere Bedeutung ein.

5.3 Parameteridentifikation des Gesamtmodells

Für hohe Übereinstimmung des gemessenen Systemverhaltens mit der Simulation muss das Gesamtmodell der KGT-Vorschubachse, bestehend aus Mechanikmodell und Reibung, identifiziert werden. Durch die mechanisch fundierte Modellierung können die Mechanikparameter \mathbf{p}_M mit Vorwissen initialisiert werden (siehe Tabelle B1, S. 182), wodurch sich die Konvergenz der folgenden Identifikation wesentlich verbessert. Die Massen und Trägheiten $\{J_m, J_s, m_s, m_l\}$ sind aus der Konstruktion bekannt und werden in der Identifikation konstant gehalten. Die wesentlichen, unbekanntenen Modellparameter des KGT sind so die Reibparameter \mathbf{p}_R sowie die dynamischen Steifigkeiten und Dämpfungen

$$\mathbf{p}_{kd} = [k_{0,\text{rot}} \quad k_{1,\text{rot}} \quad k_{0,\text{ax}} \quad k_{1,\text{ax}} \quad k_n \quad d_{\text{rot}} \quad d_{\text{ax}} \quad d_n]^T.$$

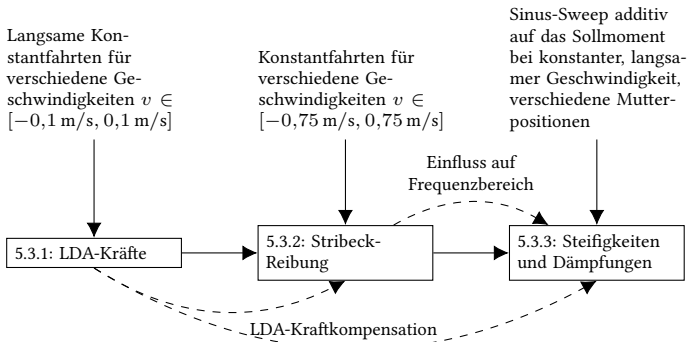


Abbildung 5.7: Reihenfolge der Identifikationsschritte mit zugehörigen Identifikationssignalen und gegenseitige Abhängigkeiten

Die Identifikationsschritte sind durch gegenseitige Abhängigkeiten aufeinander aufbauend, ihre Reihenfolge ergibt sich damit, wie in Abb. 5.7 gezeigt. Die Identifikationstrajektorien erfordern eine grundlegend geschwindigkeitsgeregeltere Achse zur Vorgabe von Geschwindigkeiten, wobei die Parameter des Geschwindigkeitsreglers nur stabil und noch nicht optimal eingestellt sein müssen.

5.3.1 LDA-Kräfte

Für die Kompensation der LDA-Kräfte werden die beiden in Abschnitt 5.2.2 beschriebenen Methoden der Approximation über eine Sinusreihe und über eine Kennlinie umgesetzt und miteinander verglichen. Die Methode mit geringeren Fehlern in der prädizierten Axialkraft über verschiedene Geschwindigkeiten wird für die weitere Arbeit verwendet.

Die praktische Identifikation der Koeffizienten $F_i, \varphi_i, i = 1, \dots, m_{\text{LDA}}$ des Sinus-Ansatzes (5.22) erfolgt über einen nichtlinearen Least-Squares-Ansatz, wobei die Initialisierung der Koeffizienten F_i aus einer vorherigen linearen Least-Squares-Schätzung (mit $\varphi_i = 0$) erfolgt, um die Konvergenz des nichtlinearen Problems sicherzustellen. Eine niedrige Modellordnung (z. B. $m_{\text{LDA}} = 10$) ist hier ausreichend.

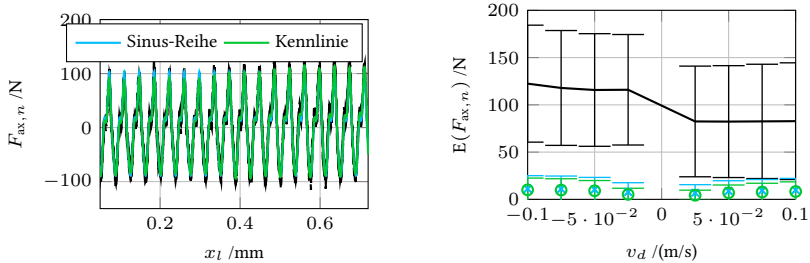
Für die Identifikation als Kennlinie werden die gemessenen Kräfte für verschiedene Geschwindigkeiten in einen Datensatz zusammengefügt und über einen Bereich von 0,013 m geglättet. Die optimale Länge N^* der Glättung wird durch eine Fehlerminimierung der Varianz zwischen gemessenen Kräften zu einer Position $F_{\text{LDA}}(x)$ und den mit der geglätteten Kennlinie prädizierten Kraftwerten $\hat{F}_{\text{LDA}}(x, N)$ zu

$$N^* = \arg \min_N \sum_i \sigma(F_{\text{LDA}}(x_i) - \hat{F}_{\text{LDA}}(x_i, N)) \quad (5.26)$$

bestimmt.

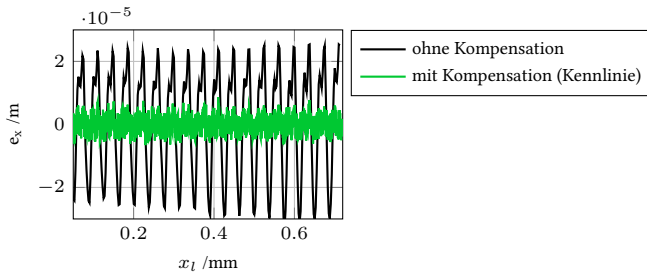
Der Vergleich der Methoden zeigt, dass der Kraftverlauf mit beiden Ansätzen approximiert wird (Abb. 5.8a). Wie erwartet können über die Kennlinie zudem die lokalen Abweichungen abgebildet werden, wodurch sich die mittlere übrige Kraft nach der Kompensation weiter reduziert (Abb. 5.8b).

Zur Kompensation der LDA-Kräfte wird daher nachfolgend die Kennlinienkompensation verwendet. Wie in Abb. 5.8c dargestellt hat diese auch einen wesentlichen Einfluss auf die Reduktion des Schleppfehlers. Es verbleibt ein Fehler, der aus der Mittelung der Messungen verschiedener Geschwindigkeiten resultiert. Die Charakteristik der LDA-Kräfte ist nicht vollständig unabhängig von der Geschwindigkeit, dementsprechend ist auch die Approximation über eine eindimensionale Kennlinie



(a) Fit der Kennlinien mit Sinus-Reihe und Kennlinie

(b) Reduktion der mittleren verbleibenden Axialkraft



(c) Reduktion des Schleppfehlers für $v = 0,025 \text{ m/s}$

Abbildung 5.8: Identifizierte LDA-Kräfte

ein Kompromiss aus der mittleren Kompensation bei variierenden Geschwindigkeiten. Dies zeigt sich auch im Anstieg der Restkräfte nach der Kompensation in Abb. 5.8b.

5.3.2 Stribeck-Reibung

Die Identifikation der Stribeck-Reibungen erfolgt anhand von Messungen mit konstanter Geschwindigkeit in beide Fahrrichtungen. Durch die konstante Vorschubgeschwindigkeit können Kräfteinflüsse der Masse und der Feder-Dämpfer-Modelle vernachlässigt werden. Für die Messdaten werden jeweils für verschiedene Geschwindigkeiten die gemessenen Momente am Motor gemittelt (unter Annahme

eines mittelwertfreien Rauschens) und ergeben jeweils einen Messpunkt auf dem Geschwindigkeits-Kraft-Diagramm.

Ein wesentliches Problem ist an dieser Stelle die Nicht-Unterscheidbarkeit der Anteile von Motor- und Tischreibung. Zur Identifikation ohne zusätzliche Kraftsensorik sind Geschwindigkeitsdifferenzen zwischen Motor und Last notwendig, die sich nur mit nicht-konstanten Geschwindigkeiten erreichen lassen. Um hieraus die Reibkräfte zu extrahieren ist eine genaue Kenntnis des übrigen Modells (Federsteifigkeiten, Dämpfungskonstanten) notwendig, eine Identifikation ist so nur gleichzeitig möglich. Der verwendete Versuchsstand verfügt über Kraftsensorik in der KGT-Mutter, aus Gründen der Reproduzierbarkeit an marktüblichen KGT wird diese nur zur Validierung und nicht zur Identifikation verwendet. Die Alternative der Demontage und der Einzelvermessung des Motors soll aus Gründen der praktikablen Nachidentifizierbarkeit im Betrieb als Achse vermieden werden. Die Identifikation beider Reibanteile erfolgt somit gemeinsam aus konstanten Geschwindigkeitsmessungen ($v_m = v_l \equiv \text{const.}$) mit dem Ziel der Approximation der Summe der Reibkräfte. Es ergibt sich das nichtlineare Optimierungsproblem über M konstante Geschwindigkeiten v_i zu

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_R &= \arg \min_{\mathbf{p}_R} \sum_{i=1}^M \|\tau_{\text{mess}}(v_i) - \tau_{R,m}(v_i) - i_s F_{R,l}(v_i)\|_2^2 & (5.27) \\ \text{s.t.} \quad & [f_{c,m} \quad f_{s,m} \quad v_{s,m} \quad \delta_{s,m} \quad f_{c,l} \quad f_{s,l} \quad f_{v,l} \quad v_{s,l} \quad -\delta_{s,l}]^T > \mathbf{0}_9 \\ & f_{v,m} = 0. \end{aligned}$$

Die Redundanz in den viskosen Reibanteilen wurde dabei durch die Beschränkung von $f_{v,m} = 0$ aufgelöst. Für die Lösung des Optimierungsproblems (5.27) empfiehlt sich zur Vermeidung der Konvergenz in lokale Minima ein globales Optimierungsverfahren, wie Partikelschwarmoptimierung (PSO) [120], welches aufgrund der geringen Problemkomplexität zu schneller Konvergenz führt. Das Ergebnis der Identifikation ist in Abb. 5.9 dargestellt. Es zeigt sich eine sehr gute statische Reibapproximation mit mittlerem Fehler von 8,58 N. Gleichzeitig zeigt sich der systematische Fehler durch die Überbestimmtheit der Coulomb- und viskosen Reibung, welcher sich in der Abweichung zwischen der Kraftmessung der Mutter und geschätztem Reibanteil von Mutter und Tisch bemerkbar macht.

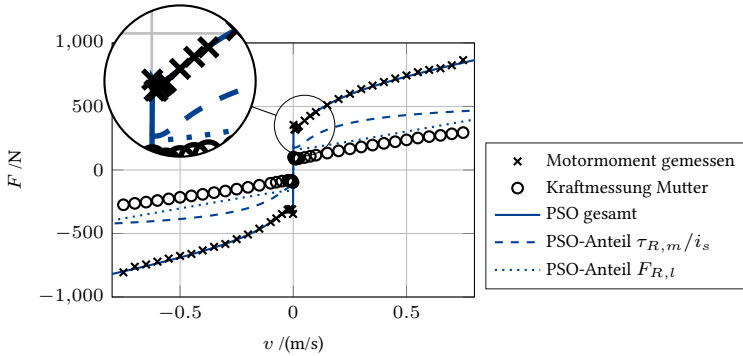


Abbildung 5.9: Mit PSO identifizierte Gesamtreibung nach (5.27) aus Messungen des geschwindigkeitsabhängigen Motormoments

5.3.3 Steifigkeiten und Dämpfungen

Die Steifigkeits- und Dämpfungsparameter sind aufgrund lokaler Varianzen, die sich im Motormoment τ_m überlagern, schwer reproduzierbar zu simulieren. Darüber hinaus liegen sie in einem hohen Wertebereich und insbesondere die Sensitivität der Dämpfungsparameter ist gering, aber entscheidend für Frequenz und Überhöhung der Eigenschwingungen. Durch die Identifikation im Frequenzbereich lassen sich diese Schwierigkeiten umgehen: Lokale Varianzen im Motormodell werden durch die Transformation in den Frequenzbereich deutlich reduziert und besonders in niedrige, für die Identifikation der Steifigkeiten nicht relevante, Frequenzbereiche abgebildet. Über die Verwendung eines parametrischen Modells lassen sich zudem Koppelwirkungen zwischen den Messgrößen abbilden. Die lineare Natur des Frequenzbereichs führt zudem zu schnellerer Konvergenz.

Als Messungen für die Identifikation werden bei konstanter Verfahrensgeschwindigkeit zur Vermeidung der nichtlinearen Haftreibung Sinus-Sweeps aufsteigender Frequenz im Bereich $f_{Sw,v} \in [10, 500]$ Hz und äquivalenter Amplitude von $\hat{F} = 500$ N auf das Sollmoment $\tau_{m,d}$ addiert:

$$F_{m,d,add}(t) = \hat{F} \sin \left(2\pi \left(f_0 + \frac{f_E - f_0}{2t_E} t \right) t \right), \quad t \in [0, t_E]. \quad (5.28)$$

Zur Identifikation des positionsabhängigen Verhaltens werden sechs Messpositionen über die Spindellänge gewählt. Zur Transformation in den Frequenzbereich werden die Empfehlungen nach Heinzl u. a. verwendet [121]: Ein- und Ausgangssignal werden zur Trend-Entfernung differenziert und vor der Fast-Fourier-Transformation (FFT) abschnittsweise mit einem Hanning-Fenster der Länge 4096 (≈ 1 s) multipliziert. Die Segmente werden mit einer Überlappung von 85 % gewählt und abschließend gemittelt. Die Berechnung der Frequenzgänge erfolgt dann – unter Annahme eines ergodischen Signalrauschens – aus den Autoleistungsspektren des Eingangs $S_{uu} = U^*(i\omega)U(i\omega)$ und des Ausgangs $S_{yy} = Y^*(i\omega)Y(i\omega)$ sowie der Kreuzleistungsspektren $S_{uy} = U^*(i\omega)Y(i\omega)$ und $S_{yu} = Y^*(i\omega)U(i\omega)$ zu

$$G_1(i\omega) = \frac{S_{uy}(i\omega)}{S_{uu}(i\omega)} \quad (5.29)$$

$$G_2(i\omega) = \frac{S_{yy}(i\omega)}{S_{yu}(i\omega)} \quad (5.30)$$

$$G_3(i\omega) = \frac{G_1(i\omega) + G_2(i\omega)}{2}, \quad (5.31)$$

wobei $G_1(i\omega)$ eine Unter- und $G_2(i\omega)$ eine Überabschätzung des Frequenzgangs unter Ein- und Ausgangsrauschen repräsentieren [122]. Zur Bewertung der Schätzgüte wird die Koärenzfunktion $\gamma_{xy}^2(i\omega) : \mathbb{R}_+ \rightarrow [0, 1]$ verwendet. Mitchell zeigt in [122], dass eine einfache Berechnung zu

$$\gamma_{xy}^2(i\omega) = \frac{G_1(i\omega)}{G_2(i\omega)} \quad (5.32)$$

möglich ist. Mit dieser Methodik werden die Mechanikfrequenzgänge $G_{m,\text{meas}}(s) = V_m(s)/\tau_m(s) = G_{p,1}(s)$ ((5.20)) sowie $G_{1,\text{meas}}(s) = V_1(s)/\tau_m(s) = G_{p,1}(s)G_{p,2}(s)$ ((5.21)) identifiziert. Die identifizierten Frequenzgänge für 26 über die Achse gleichverteilte Positionen, je 13 mit positiver und negativer Offset-Geschwindigkeit, sind in Abb. 5.10 dargestellt. Hier zeigt sich die Verschiebung der Eigenfrequenzen, die Dominanz der ersten beiden Eigenmoden (Abb. 5.10b) sowie eine hohe Kohärenz von $\gamma_{xy}^2 \approx 1$ im Bereich von $f \in [20 \text{ Hz}, 400 \text{ Hz}]$. Diese sinkt besonders an Resonanz- und Antiresonanzstellen ab, in niedrigen Frequenzbereichen, in denen nichtlineare Reibeffekte dominieren sowie für $G_{1,\text{meas}}(s)$ (Abb. 5.10b) bei hohen Frequenzen, an denen die Signalverstärkung von < -200 dB zu einem schlechten Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) führt.

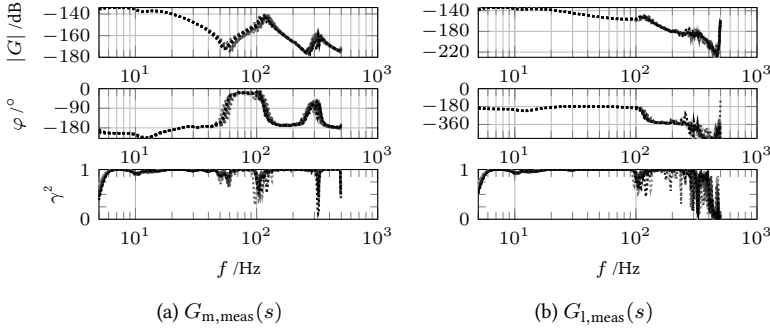


Abbildung 5.10: Identifizierte numerische Frequenzgänge des mechanischen Übertragungsverhaltens

Das wesentliche Element der effizienten Identifikation ist die Umformung des parametervarianten (nichtlinearen) (2×1) -dimensionalen Identifikationsproblems in ein lineares, annähernd parameterinvariantes Problem im Austausch gegen eine höhere Problemdimension [123]. Dies ist möglich, da im Gegensatz zu vergleichbaren, parametervarianten Identifikationsproblemen am KGT [124, 125] Ansatzfunktionen und ein parametrischer Zusammenhang der Steifigkeit bekannt sind (vgl. (5.9)), welcher nicht gleichzeitig identifiziert werden muss. Im Gegensatz zu [123] ist die Funktion der Parametervarianz physikalisch motiviert und wird nicht aus einer gewichteten Summe von Ansatzfunktionen hergeleitet.

Zur Identifikation werden zu den Messdaten

$$\mathbf{G}_{meas}(i\omega_i) = [G_{m,meas}(x_{m,1}, i\omega) \quad G_{l,meas}(x_{m,1}, i\omega) \quad G_{m,meas}(x_{m,2}, i\omega), \quad \dots]^T$$

an über die Messdauer gemittelten Positionen $x_{m,i}$, $i = 1, \dots, n_x$ die linearisierten Systemmatrizen zu einem höherdimensionalen Multiple-Input-Multiple-Output-System (MIMO-System) $\Sigma_{st} : \dot{\mathbf{x}}_{st} = \mathbf{A}_{st}\mathbf{x}_{st} + \mathbf{B}_{st}\mathbf{u}_{st}$, $\mathbf{y}_{st} = \mathbf{C}_{st}\mathbf{x}_{st}$ mit den Systemmatrizen

$$\mathbf{A}_{st} = \text{diag} \left([\mathbf{A}(x_{l,1}, \mathbf{p}_{kd}) \quad \mathbf{A}(x_{l,2}, \mathbf{p}_{kd}) \quad \dots] \right),$$

$$\mathbf{B}_{\text{st}} = \begin{bmatrix} \mathbf{b} & \mathbf{0} & \dots \\ \mathbf{0} & \mathbf{b} & \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \ddots \end{bmatrix} \text{ und}$$

$$\mathbf{C}_{\text{st}} = \begin{bmatrix} \mathbf{C} & \mathbf{0} & \dots \\ \mathbf{0} & \mathbf{C} & \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \ddots \end{bmatrix}$$

mit linearisierter Systemmatrix \mathbf{A} aus (5.19) sowie $\mathbf{b} = [\mathbf{0}_{1 \times 4} \quad 1/m_m \quad \mathbf{0}_{1 \times 3}]^T$ und $\mathbf{C} = \left[\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{0}_{2 \times 4} \right]$ zusammengesetzt. Das zu lösende Optimierungsproblem ergibt sich zu

$$\mathbf{p}_{\text{kd}}^* = \arg \min_{\mathbf{p}_{\text{kd}}} \|20 \log |\mathbf{G}_{\text{meas}}(i\omega_i) - \mathbf{G}_{\text{st}}(i\omega_i)|\|_{\mathbf{W}(i\omega_i)} \quad (5.33)$$

$$\text{s.t.} \quad \mathbf{G}_{\text{st}}(i\omega_i) = \mathbf{C}_{\text{st}}^T ((i\omega_i)\mathbf{I} - \mathbf{A}_{\text{st}}(\mathbf{p}_{\text{kd}}))^{-1} \mathbf{B}_{\text{st}}$$

$$\mathbf{p}_{\text{kd}} > \mathbf{0}.$$

Zur Berücksichtigung niedriger Antiresonanzen wurde das Gütefunktional der Optimierung in dB konvertiert und zur Kompensation des Tiefpassverhaltens der Strecke mit der in der Frequenz wachsenden Gewichtungsfunktion $\{\mathbf{W}(i\omega)\}_j = w_j(i\omega) = -\log(|G_{1,\text{meas}}(x_{m,j}, i\omega)|)$ gewichtet. Die Lösung des Optimierungsproblems mit der gebrochen rationalen Übertragungsfunktion $\hat{G}_{\text{st}}(i\omega)$ erfolgt mittels Total-Least-Squares-Algorithmus und einem nichtlinearen Optimierer [126].

Die Ergebnisse der Optimierung sind in Abb. 5.11 für zwei verschiedene Tischpositionen $x_l = \{0.05, 0.65\}$ m in Form linearisierter Frequenzgänge $G_{p,1}(s, \mathbf{p}_{\text{kd}}^*)$ und $G_{p,2}(s, \mathbf{p}_{\text{kd}}^*)$ (vgl. (5.20), (5.21)) dargestellt. Es zeigt sich eine gute Approximation an den gemessenen Verlauf. Die Frequenzen und Überhöhungen beider Eigenmoden wird durch die Optimierung zuverlässig abgebildet. Am entfernten Spindelende $x_l = 0,65$ m (Abb. 5.11c und 5.11d) wird die Frequenz der zweiten (rotatorischen) Eigenmode jedoch zu niedrig geschätzt. Zusätzlich zeigt sich eine Abweichung der Motorübertragung $G_{p,1}(s)$ (Abb. 5.11a und 5.11c) für niedrige Frequenzen bis 20 Hz, was auf die linearisierte Reibung im Modell zurückzuführen ist, die in den Messungen dennoch auftritt. Ein Vergleich mit den initialen Parameterschätzungen $\mathbf{p}_{\text{kd},0}$ aus Datenblattwerten für 13 verschiedene Positionen ist in Abb. 5.12 dargestellt. Der

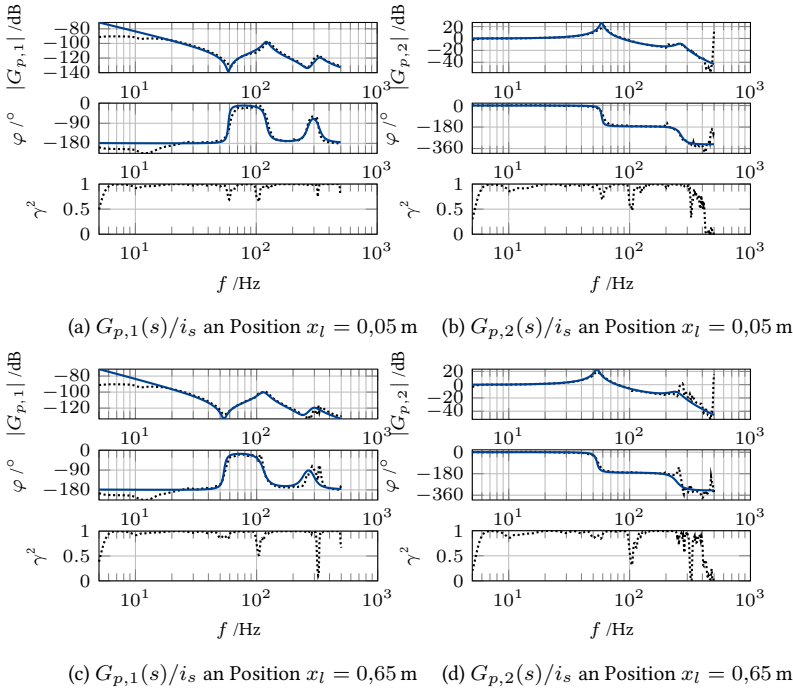


Abbildung 5.11: Fit der Frequenzgänge nach der Optimierung (5.33) an verschiedenen Positionen

mittlere Fehler im Frequenzgang wird logarithmisch zu

$$e_{\text{dB},i}(\mathbf{p}_{\text{kd}}) = 20 \left(\log(|G_{p,\text{meas},i}(i\omega)|) - \log(|G_{p,i}(i\omega, \mathbf{p}_{\text{kd}})|) \right) \quad (5.34)$$

berechnet, um die starken Größenschwankungen der Amplitude – und damit die Approximation von Antiresonanzstellen – zu berücksichtigen. Es zeigt sich, dass die initialen Parameterschätzungen für $\mathbf{p}_{\text{kd},0}$ aus verfügbaren Datenblattwerten und idealisierten geometrischen Annahmen (vgl. Tabelle B1) bereits zu einem guten Modellverhalten mit mittlerem Fehler von < 5 dB führen. Durch die Optimierung von Steifigkeiten und Dämpfungen lässt sich der Modellfehler jedoch weiter re-

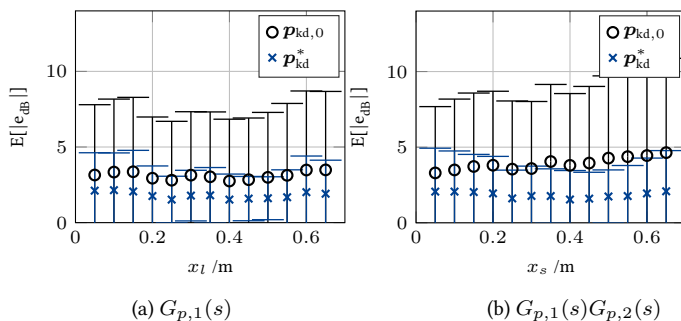


Abbildung 5.12: Reduktion des mittleren absoluten Modellfehlers $E[|e_{dB}|]$ an verschiedenen Tischpositionen x_l

duzieren. So wird der mittlere Absolutfehler um 47,3 %, die Standardabweichung um 56,2 % und die maximale Abweichung um 50,2 % verbessert. Die durchgängige Verbesserung des mittleren Modellfehlers, auch für Datensätze, die in der Optimierung der Steifigkeitsparameter nicht verwendet wurden, weist auf eine tatsächliche Verbesserung des Modellverhaltens und kein lokales Overfitting hin. Die beste Modellgenauigkeit lässt sich in der Mitte der Spindel erreichen. Weiterhin bestätigt der Fehler der Lastposition in Abb. 5.12b, dass der Modellfehler für entfernte Spindelpositionen sowohl für die initialen, als auch die optimierten Parameter zunimmt, was besonders an der ungenauen Approximation der zweiten Eigenschwingung liegt. Hier liegt die Vermutung nahe, dass das Steifigkeitsmodell der zweiten Eigenmode nicht umfassend durch das (5.9) gewählte, ideal elastische Modell beschrieben werden kann. Insbesondere wirkt sich die drastische Vereinfachung der Spindel-Mutter-Schnittstelle durch (5.4) zugunsten einer niedrigen Modellordnung aus. Der mittlere Modellfehler liegt bei 1,82 dB und der maximale Modellfehler bei 4,85 dB, sodass von einem ausreichend genauen Modell ausgegangen werden kann.

5.3.4 Dynamik des Stromregelkreises

Der geschlossene Stromregelkreis des Motors kann aus Signalen des Frequenzumrichters identifiziert werden. Die Dynamik des geschlossenen Stromregelkreises $G_m(s)$ wird im Frequenzbereich für die Parametrierung des Stromreglers (Tabelle B2) über eine pseudozufällige-Binärsequenz-Anregung (PRBS-Anregung) des Sollstroms identifiziert und über einen Fit mit einem parametrischen PT_2 -Modell mit Totzeit

$$G_m(s) = \frac{\omega_{0,\text{mot}}^2}{s^2 + 2D_{\text{mot}}\omega_{0,\text{mot}}s + \omega_{0,\text{mot}}^2} \exp(-T_{t,\text{mot}}s)$$

$$= \frac{(9.25 \cdot 10^3)^2}{s^2 + 2 \cdot 0.48 \cdot 9.25 \cdot 10^3 s + (9.25 \cdot 10^3)^2} \exp(-6.25 \cdot 10^{-5} s) \quad (5.35)$$

approximiert. Der numerische Motorfrequenzgang sowie dessen parametrisches Modell sind in Abb. 5.13 abgebildet. Am Amplitudenabfall von -40 dB/Dekade zeigt

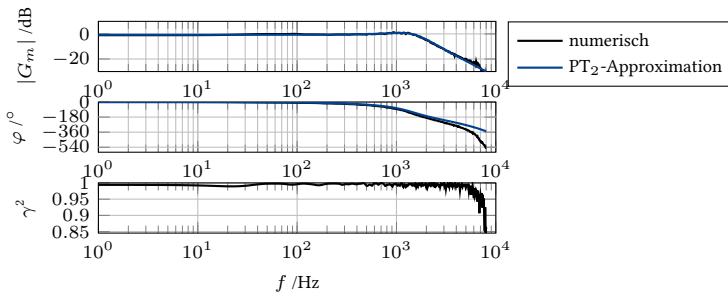


Abbildung 5.13: Übertragungsfunktion des geschlossenen Stromregelkreises $G_m(s)$

sich, dass im Gegensatz zur in der Literatur vorgeschlagenen PT_1 -Approximation des Stromregelkreises (z. B. [127, 128]) ein PT_2 -Modell die Motordynamik des verwendeten PMSM eher beschreibt. Für die überlagerten Regelkreise (Geschwindigkeit und Lage) ist die Knickfrequenz des Stromregelkreises bei 1470 Hz jedoch so hochfrequent, dass die Motormodellierung vernachlässigt werden kann. In der folgenden Arbeit wird die Dynamik des geschlossenen Stromregelkreises daher vernachlässigt.

5.4 Analyse des Mechanikmodells

Die Ziele der Modellierung wurden im Fall der Abbildung der ersten beiden Eigenmoden und der positionsabhängigen Steifigkeit implizit im Modellansatz berücksichtigt sowie die Approximation mit mittlerem Absolutfehler von 1,9 dB im Bereich bis -60 dB relativer Dämpfung im vorherigen Abschnitt gezeigt. Die Identifizierbarkeit allein aus Antriebssignalen wurde ebenfalls demonstriert. Darauf aufbauend wird in den folgenden Abschnitten das Modellverhalten und die Genauigkeit des Modells im geschlossenen Regelkreis untersucht.

5.4.1 Modellverhalten im Frequenzbereich

Im Frequenzbereich lässt sich nur eine jeweils linearisierte Version des Modells untersuchen. Diese gibt aber bereits Aufschluss über das charakteristische Systemverhalten. Abbildung 5.14 zeigt das Übertragungsverhalten von Motormoment τ_m auf Motorgeschwindigkeit v_m ($G_{p,1}(s)$) sowie von Motorgeschwindigkeit auf Tischgeschwindigkeit \dot{x}_l ($G_{p,2}(s)$). In Abb. 5.14b zeigt sich die Abbildung der ersten beiden Eigenschwingungen des Antriebs durch die Resonanzfrequenzen (und den Phasenabfall um je -180°). Abbildung 5.14a verdeutlicht zudem das Phänomen der Massenabkopplung [17, 129] für beide Eigenmoden: Für geringe Frequenzen konvergiert der Amplitudengang gegen ein reines Integratorverhalten mit der gesamten Masse (m_Σ) des Systems. In der ersten Eigenmode koppelt sich zuerst die Tischmasse m_l ab, das übrige Integratorverhalten wird durch Motor- und Spindelmasse bestimmt, konvergiert aber nicht, weil die beiden Eigenmoden nah beieinander liegen. Schließlich koppelt sich bei ≈ 300 Hz auch die Spindelmasse ab, hier bewegt sich effektiv nur noch der Motor. Die Konvergenz gegen die drei Integratoräste ist invariant gegenüber variierender Tischposition $x_l \in [0, 0.72]$ m, auch wenn die Eigenfrequenzen mit wachsender Position (sinkende Steifigkeit) abnehmen (Abb. 5.15a). Unter Annahme lokalen PT₂-Verhaltens [130, Kap. 10.1] ergibt sich eine Steifigkeitsänderung der dominierenden, schwingungsfähigen Eigenmoden im Bereich $f_{0,1} \in [112.85, 121.48]$ Hz und $f_{0,2} \in [292.24, 333.85]$ Hz sowie der Dämpfungen im Bereich $\xi_1 \in [0.062, 0.103]$ und $\xi_2 \in [0.081, 0.105]$. Gegenüber einer variierenden Lastmasse fällt besonders die Steifigkeitsänderung der zweiten Eigenschwingung deutlich geringer aus: Bis zu einer Lastmasse von 550 kg variieren die Eigenfrequenzen im Bereich $f_{0,1} \in [109.75, 121.48]$ Hz und $f_{0,2} \in [333.16, 333.85]$ Hz sowie die Dämpfungen um $\xi_1 \in [0.060, 0.062]$ und $\xi_2 \in [0.080, 0.081]$.

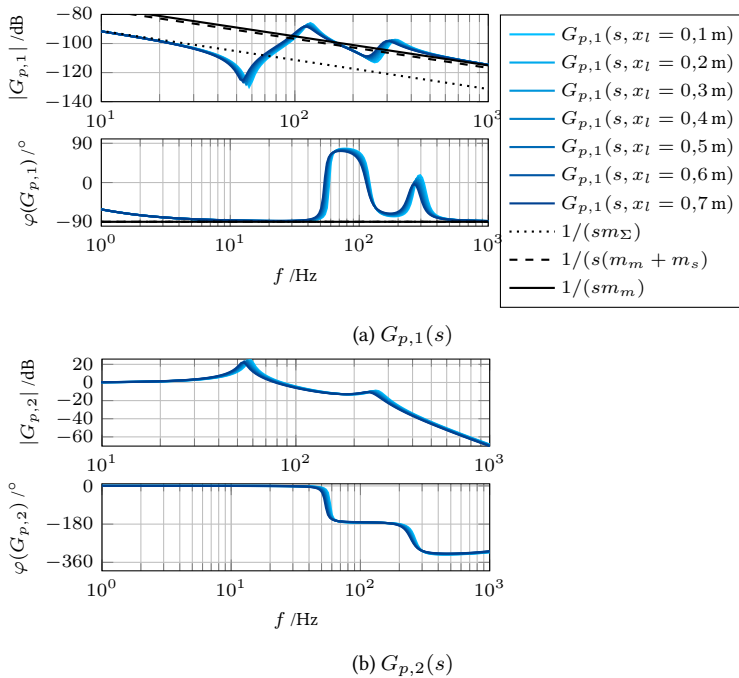


Abbildung 5.14: Bodediagramme der ermittelten Übertragungsfunktion für variierende Tischpositionen x_l

5.4.2 Modellverhalten im Zeitbereich

Eine Validierung des unregulierten Modellverhaltens im Zeitbereich führt durch Vernachlässigungen (Abschnitt 5.2.5) auf lokale Unterschiede in der Kraft-/Momentenbilanz und damit zwangsläufig zu einem Drift in Geschwindigkeit und Position. Mit dem Ziel des Reglerentwurfs ist eine dynamisch genaue Abbildung des Modellverhaltens im geregelten Betrieb von Interesse. Zur Modellvalidierung im Zeitbereich wird daher das dynamische Closed-Loop-Verhalten des Modells mit P-PI-Reglerkaskade (Abb. 2.5) untersucht. Die Anregung erfolgt mit zwei praktisch relevanten Trajektorien aus dem NC-Betrieb: einer niederdynamischen Sinustrajektorie mit Amplitude von 0,1 m und Frequenz von 0,1 Hz als Projektion einer Kreisfahrt auf eine Achse

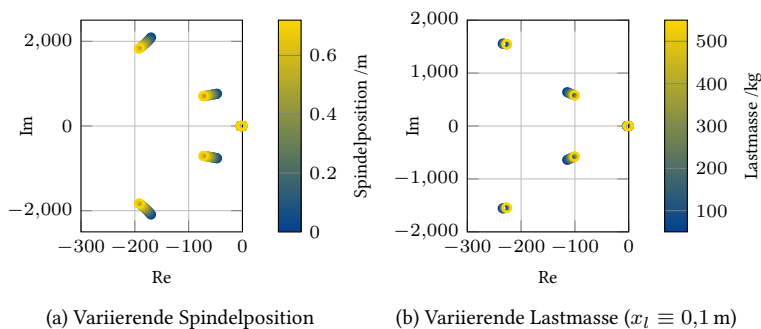
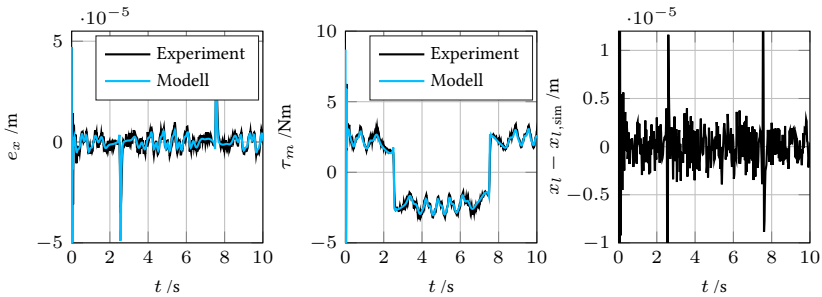


Abbildung 5.15: Variation der dominierenden Eigenwerte des linearisierten Streckenmodells

sowie einem hochdynamischen Siebenphasenprofil in Hin- und Rückrichtung mit Geschwindigkeit von $0,75 \text{ m/s}$ und Beschleunigung von 5 m/s^2 , wie es aus zwei Linearisätzen mit hohem Vorschub resultiert. Zur Untersuchung des Modells der LDA-Kräfte werden diese bei der Sinus-Trajektorie ins Modell einbezogen und beim Siebenphasenprofil am Versuchsstand kompensiert und ins Modell nicht miteinbezogen. Die verwendete Parametrierung der Regelung ist $k_v = 35 \text{ 1/s}$, $k_p = 166 \text{ 1/s}$, $k_i = 69 \text{ 1/s}$ mit Geschwindigkeitsvorsteuerung. Es wird lediglich Wert auf eine stabilisierende Regelung gelegt, ohne eine vorherige optimale Auslegung der Reglerparameter. Zur Integration des entstehenden steifen Differenzialgleichungssystems wird das TR-BDF-2-Verfahren (ode23tb in MATLAB) [131] verwendet.

Für die Sinustrajektorie (Abb. 5.16) zeigt sich am Vergleich der Schleppfehler (Abb. 5.16a) und Drehmomente (Abb. 5.16b) eine sehr genaue Übereinstimmung des Closed-Loop-Modellverhaltens für niederdynamische Trajektorien. Der Fehler zwischen experimentell gemessener und simulierter Tischposition (Abb. 5.16c) ist im Mittel im Bereich von $1,77 \mu\text{m}$, der mittlere Fehler im Motormoment umgerechnet als Axialkraft beträgt $33,89 \text{ N}$. An Bereichen der Richtungsumkehr entwickelt sich aufgrund des Durchlaufens der Haftreibung ein Schleppfehler, hier zeigt sich auch im Vergleich von Modell und Experiment die größte Abweichung. Eine Erklärung hierfür findet sich in der relativ ungenauen Approximation des Reibverhaltens mittels Stribeck-Reibung. Durch eine genauere Modellierung der wirkenden Kräfte und Momente ließe sich dieser Fehler verringern, für den Reglerentwurf kann der Modelldifferenz jedoch durch ausreichende Robustheitsreserven begegnet werden.

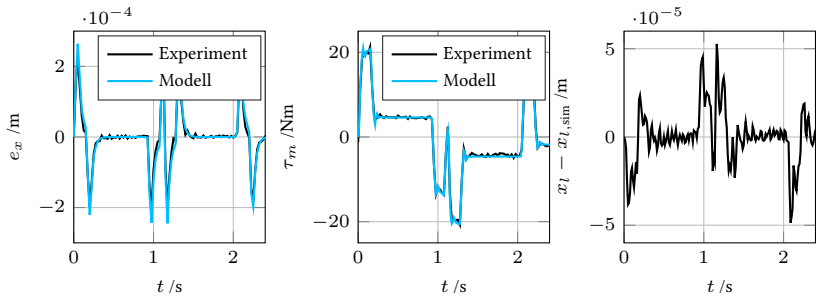


(a) Resultierender Schleppfehler e_x (b) Gestelltes Motormoment τ_m (c) Resultierender Modellfehler $x_l - x_{l,\text{sim}}$

Abbildung 5.16: Closed-loop-Modellfehler für Sinustrajektorie mit niedriger Dynamik

Für das Siebenphasenprofil zeigt sich ein ähnliches Verhalten für die Bereiche niedriger Beschleunigung (Abb. 5.17). In den hohen Beschleunigungsphasen entsteht ein größerer Schleppfehler (durch eine fehlende Beschleunigungsvorsteuerung), hier wächst auch der maximale Modellfehler auf $56,4 \mu\text{m}$ an, der mittlere Absolutfehler beträgt $8,07 \mu\text{m}$ (Abb. 5.17c). Die Ursachen hierfür liegen in den getroffenen Vernachlässigungen der Modellierung (Abschnitt 5.2.5) sowie der Genauigkeit der Parameteridentifikation. Für konstante Geschwindigkeitsphasen lässt sich zudem eine verbleibende Schwingung des Schleppfehlers beobachten, ein Indiz für nichtkompensierte lokale Effekte, wie die zusätzliche Geschwindigkeits- und Kraftabhängigkeit der LDA-Kräfte.

Insgesamt zeigt sich mit dem gewählten Modell im Zeitbereich ein genaues Closed-Loop-Verhalten. Abweichungen entstehen besonders in hohen Beschleunigungsphasen und in der Richtungsumkehr durch das gewählte Reibmodell.



(a) Resultierender Schleppfehler e_x (b) Gestelltes Motormoment τ_m (c) Resultierender Modellfehler $x_l - x_{l,sim}$

Abbildung 5.17: Closed-loop-Modellfehler für dynamisches Siebenphasenprofil

6 Geschwindigkeitsregelkreis und Lageregelstrecke

Für Entwurf und Auslegung des modellbasierten Lagereglers wird ein Modell der Lageregelstrecke benötigt. Diese bezeichnet im Folgenden den geschlossenen Geschwindigkeitsregelkreis mit angekoppeltem, nachgelagerten Mechanikverhalten (siehe Abb. 6.1). Da das Verhalten der Lageregelstrecke wiederum von der Parametrierung des PI-Geschwindigkeitsreglers abhängt, wird in diesem Kapitel dessen Einstellung und der resultierende Einfluss auf die Lageregelstrecke untersucht. Hierfür wird in Abschnitt 6.1 die Geschwindigkeitsregelstrecke modelliert und analysiert. Abschnitt 6.2 stellt geeignete Methoden zur Parametrierung des Geschwindigkeitsreglers vor, die in Abschnitt 6.3 gegeneinander bewertet werden. Anschließend wird in Abschnitt 6.4 – als Vorbereitung für die Lageregelung – eine Modellreduktion der Lageregelstrecke durchgeführt. Die Parametrierung des PI-Reglers und die Modellreduktion werden mit dem Modell der Mechanik (5.18) und des Stromsollwertfilters (5.25) durchgeführt und experimentell validiert. Die Messdaten zum Vergleich der Geschwindigkeitsregler und zur Modellreduktion sind unter [132] verfügbar.

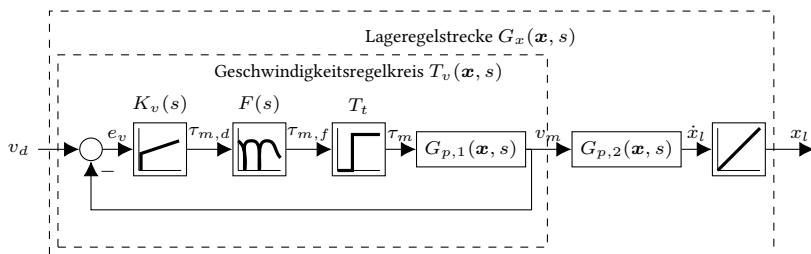


Abbildung 6.1: Verwendetes Modell von Geschwindigkeitsregelkreis und Lageregelstrecke

Stromregelkreis und Motorverhalten werden, wie in Abschnitt 5.3.4 beschrieben, vernachlässigt. Die performante Einstellung des PI-Stromreglers wird an dieser Stelle vorausgesetzt und kann beispielsweise mit dem Betragsoptimum [92], [15, S. 118] erfolgen.

6.1 Modellierung und Analyse

Als Grundlage für die Auslegung und Analyse des Geschwindigkeitsregelkreises wird das Mechanikverhalten (5.18) im Frequenzbereich verwendet. Dabei wird der nichtlineare Teil der Reibung (5.23) vernachlässigt.

Für den PI-Geschwindigkeitsregler wird die Standardform

$$K_v(s) = \frac{\tau_{m,d}(s)}{V_{m,d}(s) - V_m(s)} = m_\Sigma i_s k_{p,v} \left(1 + \frac{k_{i,v}}{s} \right) \quad (6.1)$$

verwendet, wobei die Gesamtmasse des zu bewegend Systems m_Σ und die Spindelübersetzung i_s als Faktor ausgegliedert sind, um die Größe der Proportionalverstärkung $k_{p,v}$ vergleichbar zu halten. Die Integrationsverstärkung $k_{i,v} = 1/T_{n,v}$ entspricht dem Inversen der Nachstellzeit. Der Faktor $m_\Sigma i_s$ wird verwendet, um den Regler auf die axiale Beschleunigung zu parametrieren, die Verstärkungen $k_{p,v}$ und $k_{i,v}$ hängen somit nicht von den Trägheitseigenschaften oder der Spindelsteigung ab.

Die Formulierung der Übertragungsfunktionen des Geschwindigkeitsregelkreises ergibt sich, wie in Abb. 6.1 dargestellt aus dem offenen Kreis

$$G_{0,v}(x_m, s) = \frac{V_m(s)}{E_v(s)} = K_v(s) F(s) \exp(-T_t s) G_{p,1}(x_m, s) \quad (6.2)$$

mit der Führungsübertragungsfunktion (komplementäre Sensitivität)

$$T_v(x_m, s) = \frac{V_m(s)}{V_d(s)} = \frac{G_{0,v}(x_m, s)}{1 + G_{0,v}(x_m, s)}, \quad (6.3)$$

der Sensitivitätsfunktion

$$S_v(x_m, s) = \frac{E_v(s)}{V_d(s)} = \frac{1}{1 + G_{0,v}(x_m, s)} \quad (6.4)$$

sowie der Übertragungsfunktion des Stellaufwands

$$K S_v(x_m, s) = \frac{\tau_{m,d}(s)}{V_d(s)} = \frac{K_v(s)}{1 + G_{0,v}(x_m, s)}. \quad (6.5)$$

Bei der Lageregelstrecke ist das Verhalten bis zur Lastposition relevant, sodass dem Geschwindigkeitsregelkreis nachgelagert die Mechanikübertragungsfunktion des

zwischen Tisch und Motor sowie das Integratorverhalten zwischen Geschwindigkeit und Lage wirkt. Das Modell der Lageregelstrecke berechnet sich zu

$$G_x(x_m, s) = \frac{X_l(s)}{V_d(s)} = T_v(x_m, s)G_{p,2}(x_m, s)\frac{1}{s}. \quad (6.6)$$

6.1.1 Auswirkung von Übertragungstotzeiten

Totzeiten, die in der Signalübertragung, AD-Wandlung und dem internen Rechenzyklus entstehen, beeinflussen das Übertragungsverhalten der kaskadierten Regelkreise. Dies ist besonders für ein Setup mit Rapid-Prototyping-System relevant, da durch die zusätzliche Kommunikationsschicht eine höhere Totzeit resultiert. Bei der Auslegung wurde die Minimierung der zusätzlichen Totzeit berücksichtigt (vgl. Abschnitt 5.1), dennoch kann am Versuchsstand für Geschwindigkeits- und Lageregelkreis eine Totzeit von $T_t = 0,5$ ms aus dem zusätzlichen Phasenverlust im Frequenzbereich identifiziert werden. Aufgrund des direkten Einlesens der Gebersignale am Prototyping-System wird der Signal-Rückweg zum Prototyping-System als unverzögert angenommen.

Der Einfluss zusätzlicher Totzeit auf den geschlossenen Kreis lässt sich an einem reinen Totzeitglied $\exp(-i\bar{T}_t\omega)$ isoliert untersuchen. Das Übertragungsverhalten des geschlossenen Kreises

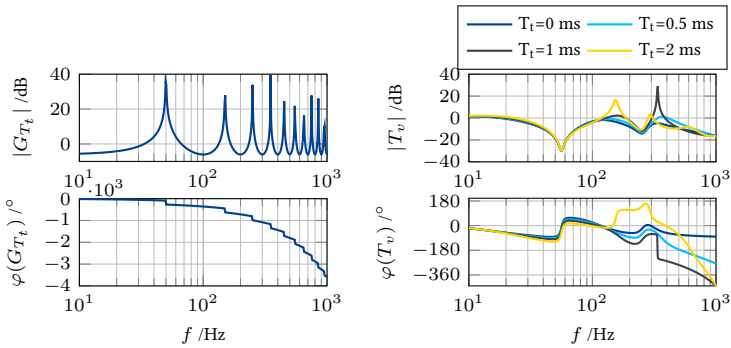
$$G_{T_t}(i\omega) = \frac{\exp(-i\bar{T}_t\omega)}{1 + \exp(-i\bar{T}_t\omega)}$$

ist in Abb. 6.2a für $\bar{T}_t = 0,01$ s dargestellt und zeigt Singularitäten in der Amplitude, die gleichzeitig zu einem Phasenabfall um -180° führen und sich aus dem Nenner der Übertragungsfunktion ergeben. Eine analytische Untersuchung führt auf die singulären Frequenzen

$$0 = 1 + \exp(-i\bar{T}_t\omega)$$

$$\Leftrightarrow \omega = 2\pi f = \frac{1/2 + k}{\bar{T}_t}, \quad k \in \mathbb{N}_0.$$

An einer praktischen Regelstrecke ist der Einfluss der Totzeit zwar wesentlich geringer, dennoch lässt sich der Zusammenhang übertragen: Unter Annahme eines



(a) Verhalten eines reinen Totzeitglieds für $\bar{T}_t = 0,01$ s im geschlossenen Regelkreis

(b) Resonanz verschiedener Totzeiten mit der Führungsübertragungsfunktion T_v (s)

Abbildung 6.2: Einfluss von Totzeiten auf den geschlossenen Geschwindigkeitsregelkreis

nominellen offenen Kreises \bar{G}_0 entsteht der Nenner der Übertragungsfunktion des geschlossenen Kreises zu

$$1 + \bar{G}_0(i\omega) \exp(-i\bar{T}_t\omega)$$

und führt zu großen Verzerrungen der Amplitudenverstärkung („Resonanzen“ der Totzeit mit der Strecke), wenn

$$|\bar{G}_0| > 1 \text{ und} \\ \angle(\bar{G}_0(i\omega) \exp(-i\bar{T}_t\omega)) = -180^\circ.$$

Dass diese kritisch für die Stabilität des gesamten Systems werden können, zeigt Abb. 6.2b durch die Visualisierung verschiedener Totzeiten auf die Führungsübertragungsfunktion T_v , exemplarisch parametrisiert mit $k_p = 150$ 1/s und $k_i = 50$ 1/s. Es zeigt sich, dass Totzeiten von etwa 1 ms kritisch mit der zweiten Eigenmode interagieren und eine Totzeit von 2 ms auch auf die erste Eigenmode einwirkt. Für die am Versuchsstand identifizierte Totzeit von 0,5 ms wird die maximale Amplitude der zweiten Eigenmode verstärkt, die Amplitude wird um etwa 10 dB angehoben, wodurch sich die Robustheitsreserven der Strecke reduzieren.

6.1.2 Einfluss des Stromsollwertfilters auf Stabilität und Robustheit

Sollwertfilter werden von manchen Anbietern für Strom- [117], oder Geschwindigkeitssollwerte [133] empfohlen. Zur dynamischen Regelung von KGT werden insbesondere Stromsollwertfilter in Veröffentlichungen [43, 49, 67, 69, 79] und Fachbüchern [127, 128] eingesetzt. Ziel ist dabei, die Anregung des Geschwindigkeitsreglers auf die Dynamik der Vorschubachse an Resonanzstellen zu bedämpfen.

Eine Variante zur Auslegung an KGT erfolgt über das Platzieren der ersten beiden Sperrfrequenzen auf den Resonanzen der Motormechanik $G_{p,1}(s)$. Abb. 6.3a zeigt dies für den offenen Kreis $G_{0,v}$ und die exemplarische Parametrierung $k_{p,v} = 150 \text{ 1/s}$, $k_{i,v} = 50 \text{ 1/s}$ der Geschwindigkeitsregelstrecke. Die Sperrfrequenzen wer-

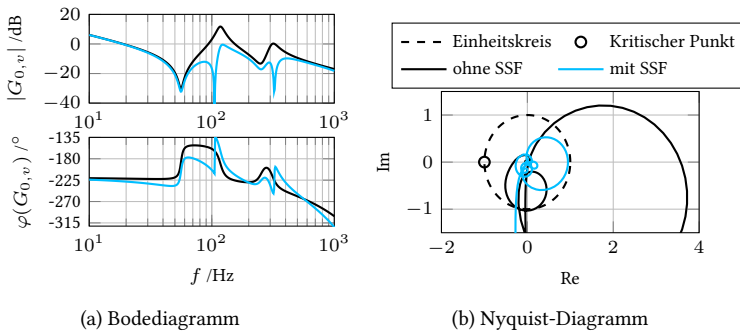


Abbildung 6.3: Einfluss des Stromsollwertfilters auf den offenen Kreis $G_{0,v}(s)$

den auf die Frequenzen $f_{0,1/2} = \{105.5, 324.2\}$ Hz gelegt (vgl. Abschnitt 5.2.4) und bedämpfen die Übertragungsfunktion so, dass die Amplitude nach dem ersten Durchtritt der 0 dB-Linie (Einheitskreis im Nyquist-Diagramm) darunter bleibt. Am Nyquist-Diagramm derselben Strecke in Abb. 6.3b zeigt sich der Robustheitsvorteil der Stromsollwertfilter: Zwar wird die Phasenreserve beim ersten Eintritt in den Einheitskreis etwas schlechter, was durch die Phasenabsenkung des ersten Bandsperrfilters bedingt ist, insgesamt ist die Phasenreserve jedoch ähnlich (jeweils um $\varphi_R \approx 75^\circ$), weil das System ohne Stromsollwertfilter in der ersten Eigenmode den Einheitskreis noch einmal verlässt. Die Amplitudenreserve verbessert sich sogar durch den Stromsollwertfilter von 10,0 dB auf 11,6 dB und erlaubt so eine größere Proportionalverstärkung von Geschwindigkeits- oder Lagereglern.

Anmerkung 6.1 (Stromsollwertfilter und Totzeit). Der Vorteil der Stromsollwertfilter entsteht besonders bei einer Regelstrecke mit größerer Totzeit. Ohne Totzeit verläuft die Phase der Motormechanik weitestgehend konstant (siehe Abb. 5.11c) mit positiven Phasendrehungen durch die Massenabkopplungen. Dadurch finden die Amplitudenüberhöhungen im Nyquist-Diagramm ausschließlich bei $\operatorname{Re}(G_{0,v}) > 0$ statt, die Amplitudenreserve ist unendlich hoch, die Phasenreserve bei annähernd 90° .

6.1.3 Auswirkung der Reglerparameter $k_{p,v}$ und $k_{i,v}$

Für eine systematische Übersicht über das modellierte Systemverhalten der Geschwindigkeitsregelstrecke unter verschiedenen Einstellungen des Geschwindigkeitsreglers wird das Zeitverhalten und die Entwicklung der Pole des linearisierten Geschwindigkeitsregelkreises für variierende Parameter des Geschwindigkeitsreglers untersucht. Die Untersuchungen erfolgen für das gesamte Modell inklusive Geschwindigkeitsregelstrecke sowie die in den vorigen Abschnitten diskutierten Stromsollwertfilter und die Übertragungstotzeit der Strecke. Die initiale Spindelposition wird, falls nicht anders beschrieben, jeweils in die Mitte der Achse zu $x_m = 0,36$ m gelegt. Die Resultate sind jedoch qualitativ auf weitere Spindelpositionen übertragbar. Eine weitergehende Analyse mit Beschränkung auf eine Schwingungsmode und unter Vernachlässigung von Totzeit und Filterstrukturen findet sich in [134].

In Abb. 6.4 sind charakteristische Kenngrößen einer Sprungantwort eines simulierten Geschwindigkeitssprungs von 1 m/s abgebildet. Hier zeigt sich, wie erwartet, ein dynamischeres Verhalten für höhere Werte von $k_{p,v}$ und $k_{i,v}$, was sich an abnehmenden Anregelzeiten in Abb. 6.4a ausprägt, die primär von $k_{p,v}$ abhängen. Die Einschwingzeiten in Abb. 6.4b stellen ein Maß für die Systemdämpfung dar [130] und werden durch eine Kombination der Anregelzeit und des Überschwingens bestimmt. Für niedrige Proportionalverstärkungen $k_{p,v}$ hängt sie wesentlich von der Einstellung von $k_{p,v}$ selbst ab, für höhere Proportionalverstärkungen bestimmt vorrangig $k_{i,v}$ die Einschwingzeit, wobei $k_{i,v}$ auch zu hoch gewählt werden kann. Es entsteht ein Optimum der Einschwingzeit um $k_{p,v} \approx 200$ 1/s und $k_{i,v} \approx 60$ 1/s. Das Überschwingen des Geschwindigkeitsregelkreises T_v in Abb. 6.4c und mit angekoppelter Tischmechanik $T_v G_{p,2}$ in Abb. 6.4d wird wesentlich von $k_{i,v}$ bestimmt und ist für die Lastgeschwindigkeit \dot{x}_l höher, da die Regelung mit der Motorgeschwindigkeit geschlossen wird und die Schwingung der Tischmechanik nicht rückgeführt wird.

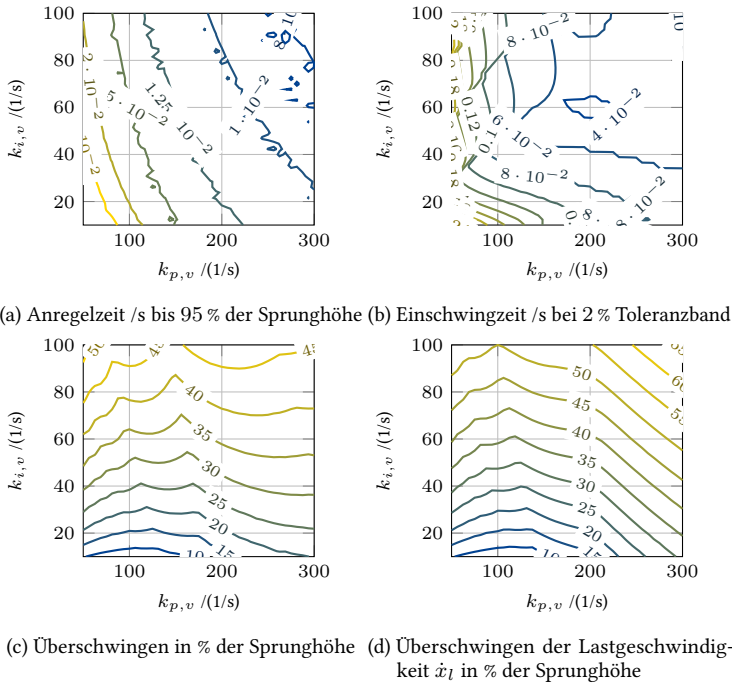


Abbildung 6.4: Dynamische Kenngrößen bei Sprungantwort der Geschwindigkeitsregelstrecke unter Variation von $k_{p,v}$ und $k_{i,v}$

Dies erklärt auch, warum auf Lastseite für hohe $k_{p,v}$ das Überschwingen mit $k_{p,v}$ größer wird, während es auf Antriebsseite fast nur von $k_{i,v}$ abhängt.

Die Betrachtung der Robustheit des offenen Geschwindigkeitsregelkreises $G_{0,v}(s)$ ist anhand der etablierten Maße der Amplituden- und Phasenreserve für die Position höchster Spindelsteifigkeit ($x_l = 0$ m) in Abb. 6.5 dargestellt und zeigt, dass die Amplitudenreserve nahezu ausschließlich von $k_{p,v}$ abhängt und die Phasenreserve wesentlich von $k_{i,v}$ beeinflusst wird. Stehen für die Reglerauslegung nur Robustheitsanforderungen fest, so lassen sich mit den beiden Diagrammen Abb. 6.5a und 6.5b die Reglerverstärkungen $k_{p,v}$ und $k_{i,v}$ ermitteln, die die geforderten Reserven gerade noch einhalten. Das positionsabhängige Verhalten wird durch die Wahl der

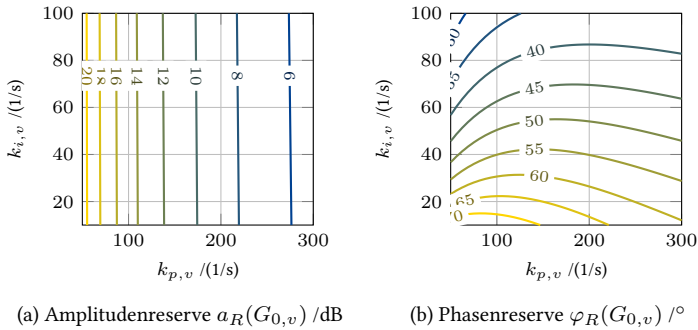


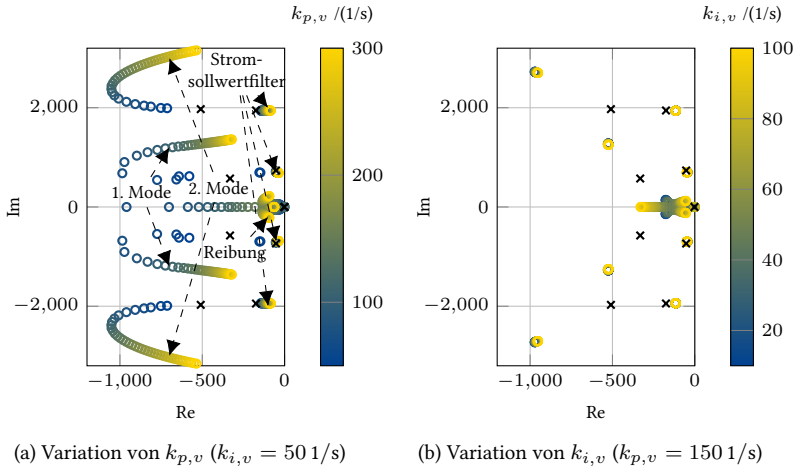
Abbildung 6.5: Präzidierte Robustheitsreserven für $x_l = 0$ m in Abhängigkeit der Parametrierung von $k_{p,v}$ und $k_{i,v}$

konservativsten Spindelposition zur Analyse berücksichtigt, die in der geringsten Proportionalverstärkung $k_{p,v}$ resultiert.

Im Frequenzbereich lassen sich die Pole des linearisierten, geschlossenen Regelkreises ermitteln. Diese sind für Variationen in beiden Reglerverstärkungen in Abb. 6.6 dargestellt, die Totzeit wird durch eine Padé-Approximation zweiter Ordnung linearisiert. Bei variierender Proportionalverstärkung $k_{p,v}$ in Abb. 6.6a bestätigt sich die Erkenntnis der Analyse der Einschwingzeit: Die komplex-konjugierten Polpaare der ersten und zweiten Mode der Mechanik wandern auf einem Bogen in der Phasenebene, wobei jeweils eine Verstärkung für die optimale Dämpfung ($\xi_1 \leq 0.8$ für die erste, $\xi_2 \leq 0.4$ für die zweite Mode) und die minimale Anregelzeit (minimaler Realteil) des Polpaars existiert. Dieses Verhalten ist auch in [97] für den Zweimasenschwinger beschrieben. Die Variation der Integratorverstärkung in Abb. 6.6b zeigt eine geringere Polverschiebung, außer für die zur Reibung gehörenden Pole der Linearisierung.

6.2 Parametrierung des Geschwindigkeitsreglers

Mit dem Wissen über das Verhalten der Geschwindigkeitsregelstrecke ist das Ziel nun die Vorgabe von Einstellregeln und -kriterien zur Parameterierung des Geschwindigkeitsreglers. Der Zielkonflikt bei der Einstellung einer kaskadierten Geschwindigkeits- und Lageregelung liegt in der Balance der Verstärkung der Kaskaden: Üblicherweise limitiert die Bandbreite des Geschwindigkeitsregelkreises auch die Dynamik des dar-

Abbildung 6.6: Pole der linearisierten Geschwindigkeitsstrecke T_v

über liegenden Lageregelkreises. Eine hohe Verstärkung des Geschwindigkeitsreglers führt darüber hinaus zu einer guten Unterdrückung von Reibung. Gleichzeitig ist eine hohe Verstärkung des Lagereglers erstrebenswert, da diese zu kleinen Schleppfehlern und schnellerer Unterdrückung von Bearbeitungskräften am Tisch führt [135]. Eine zu hohe Verstärkung im Geschwindigkeitsregelkreis führt zu Schwingungen des Lagereglers, die sich beispielsweise auf die Werkstückoberfläche auswirken.

Für den nachfolgend entworfenen, modellbasierten Lageregler hängt das gewählte, reduzierte Streckenmodell wesentlich von der Parametrierung des Geschwindigkeitsreglers ab. Diese beeinflusst sowohl den Regler selbst, als auch die Zustandsrekonstruktion. Eine optimale Auslegung der gesamten Regelstrecke gegenüber aus dem Prozess resultierenden Anforderungen erfordert die gleichzeitige Optimierung von Lage- und Geschwindigkeitsregler und führt über die Modellreduktion und gegenseitige Abhängigkeit zu einem hohen Berechnungsaufwand der Lösung. Daher wird an dieser Stelle mit folgender, vereinfachender Hypothese fortgefahren:

Durch einen entkoppelten Entwurf von Lage- und Geschwindigkeitsregler lässt sich bereits eine deutliche Steigerung der dynamischen Genauigkeit erreichen.

Für die isolierte Auslegung des Geschwindigkeitsregelkreises werden folgende Anforderungen definiert:

Hohe Dynamik

Die Dynamik des Geschwindigkeitsregelkreises begrenzt wesentlich auch die der Lageregelkaskade, da sie die Lageregelstrecke dominiert. Eine höhere Dynamik im Geschwindigkeitsregelkreis führt somit zu einem besseren Führungsverhalten zwischen Sollgeschwindigkeit v_d und Istgeschwindigkeit v_m des Motors, gleichzeitig auch zu besserer Unterdrückung von Störungen in der Geschwindigkeitskaskade. Effekte, wie Reibung, werden so ausgegletzt, bevor sie sich auf den Lageregelkreis ausprägen. Zur Bewertung der Dynamik wird die Bandbreite als

$$\omega_B := \max \left\{ \bar{\omega} : |S_v(i\omega)| \leq \frac{1}{\sqrt{2}} \approx -3 \text{ dB} \quad \forall \omega < \bar{\omega} \right\}, \quad (6.7)$$

also die niedrigste Kreisfrequenz definiert, bei der die Sensitivitätsfunktion $S_v(i\omega)$ die -3 dB-Linie von unten überquert [136, S. 39]. Diese Definition der Bandbreite führt – im Gegensatz zur Definition über $G_0(s)$ oder $T(s)$ – zu geringeren Frequenzen, die jedoch kein Indikator für eine niedrigere Dynamik sind. Gleichzeitig kann aus der Definition über die Sensitivität auf die Performance des Systems geschlossen werden, was über die komplementäre Sensitivität nicht zuverlässig funktioniert [136, S. 41].

Ausreichende Dämpfung

Durch Erhöhen der Dynamik verschlechtern sich die Dämpfungseigenschaften des Geschwindigkeitsregelkreises, also das Abklingverhältnis von Schwingungsamplituden im Schleppfehler der Geschwindigkeit. Je nach Anforderung kann hierbei antriebsseitig der Motorfrequenzgang T_v oder lastseitig die Lageregelstrecke $T_v G_{p,2}$ verwendet werden. Für die Regelung der nachgiebigen Mechanik ist die lastseitige Dämpfung entscheidend. Der Lageregler kann nur begrenzt dämpfend auf die Lageregelstrecke wirken und Schwingungen im Geschwindigkeitsregelkreis prägen sich daher direkt auf die Trajektorie und damit den Konturfehler einer Anlage aus. Für P-Lageregler ist daher eine Dämpfung der lastseitigen Sprungantwort im Bereich $D \in [0.39, 0.7]$ tolerierbar [128, Kap. 4.2.2]. Da der später entworfene SMC in der Lage ist, eine Resonanz in der Lageregelstrecke abzubilden und zu kompensieren, können kleinere Dämpfungen eingestellt werden. Es wird daher eine Dämpfung von

$D \geq 0.3$ gefordert. Die Bewertung erfolgt im Zeitbereich aus dem Anteil des Überschwingens \hat{h} [130, (10.5)] (vgl. Abb. 6.7)) zu

$$D \approx -\frac{\ln(\hat{h})}{\sqrt{\ln(\hat{h})^2 + \pi^2}} \quad (6.8)$$

oder im Frequenzbereich über eine PT₂-Approximation für $D < 1/\sqrt{2}$ [130, (6.117)] mittels

$$D \approx \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\sqrt{G_r^2 - 1}}{G_r}}, \quad (6.9)$$

wobei G_r die Amplitude der maximalen Überhöhung des Frequenzgangs G darstellt.

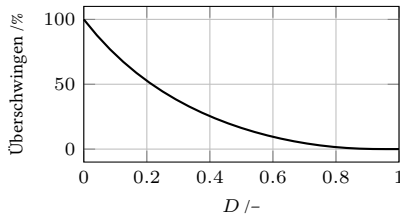


Abbildung 6.7: Überschwingen der Sprungantwort in % und Dämpfung D für dominantes Polpaar nach [130, Abb. 11.2]

Robuste Stabilität

Die geregelte Strecke soll unter möglichen Störungen und Veränderungen der Strecke stabil bleiben. Diese Störungen sind unter anderem prozessverursachte Bearbeitungskräfte, positionsabhängige Veränderungen der Steifigkeit, Temperaturänderungen und Dynamikänderungen durch Verschleiß des Vorschubantriebs. Dabei sind Regler mit geringeren Performanceeinbußen (Dynamik, Dämpfung) zu bevorzugen (*robuste Performance*). Indikatoren im linearen Reglerentwurf sind Phasen- und Amplitudenreserve des offenen Kreises $G_{0,v}$. Für eine abschließende Bewertung der Robustheit sind diese allerdings nur bedingt geeignet, da jeweils Phasendrehung oder Amplitudenverstärkung isoliert betrachtet werden, die in der Praxis jedoch zusammen auftreten [137]. Zur

Bewertung der robusten Stabilität werden daher die maximalen Verstärkungen der Sensitivität

$$M_{S,v} := \|S_v(s)\|_\infty = \sup_\omega |S_v(i\omega)| \quad (6.10)$$

und der komplementären Sensitivitätsfunktion

$$M_{T,v} := \|T_v(s)\|_\infty = \sup_\omega |T_v(i\omega)| \quad (6.11)$$

verwendet.

Zur Parametrierung des Geschwindigkeitsreglers für Strecken mit einer oder mehreren Nachgiebigkeiten existiert in der Literatur kein einzelnes etabliertes Verfahren. Daher werden nachfolgend aus der Literatur vielversprechende Verfahren ausgewählt und zwei erweiterte Methoden zur Parametrierung basierend auf Loop-Shaping und auf robustem H_∞ -Tuning hergeleitet. Diese werden anschließend experimentell validiert, um eine Empfehlung für die industrietaugliche Einstellung des Geschwindigkeitsreglers für die modellbasierte Lageregelung geben zu können.

6.2.1 Parametrierung über Einstellregeln aus der Literatur

In verschiedenen Arbeiten werden bereits einige Einstellverfahren für den Geschwindigkeitsregler mechatronischer Systeme mit elastisch angekoppelten Massen beschrieben. Eine Übersicht ist in Tabelle 6.1 dargestellt. Die Verfahren werden hinsichtlich ihrer Eignung für nachgiebige Strecken sowie der beschriebenen robusten Stabilität und Dynamik der Verfahren verglichen. Verfahren, die Modifikationen der Reglerstruktur erfordern, beispielsweise [141, 142], werden hier nicht betrachtet. Die Übersicht der Ansätze zeigt, dass sich nur wenige der beschriebenen Methoden überhaupt für die Auslegung an nachgiebigen Geschwindigkeitsregelstrecken eignen. Von diesen Methoden werden nachfolgend die drei geeignetsten als Benchmark untersucht, bestimmt aus der Gesamtpunktzahl der drei Kategorien in Tabelle 6.1. Diese sind das verallgemeinerte Symmetrische Optimum und die Dämpfungsoptima nach Groß und Zirn. Eine Beschreibung der jeweiligen Einstellregeln ist nachfolgend angegeben.

Verallgemeinertes Symmetrisches Optimum für elastische Lastankopplung nach Schröder Das Symmetrische Optimum ist nach dem, bezogen auf die Durchtrittsfrequenz von $G_{0,v}$, symmetrischen Phasengang benannt, welcher

Tabelle 6.1: Übersicht über Ansätze zur Parametrierung des Geschwindigkeitsreglers

Ansatz	Nachgiebige Strecken	Hohe Robustheit	Hohe Dynamik
Ziegler-Nichols [138]	●	●	○
Symmetrisches Optimum [18]	○	○	●
Verallgemeinertes Symmetrisches Optimum [17]	●	●	●
Doppeltes Symmetrisches Optimum [93]	○	○	●
Schwingungsfähiges Dämpfungsoptimum Groß [15]	●	○	●
Schwingungsfähiges Dämpfungsoptimum Zirn [128]	●	●	○
IMC-PID-Tuning [139]	○	●	●
Robustes IMC-PID Tuning [140]	○	●	●
Autotuning nach Bretschneider [96]	○	●	●

Legende: ○ Kriterium nicht erfüllt, ● Kriterium voll erfüllt

mit starrer Strecke zu einer Phasenreserve von 36° führt, und wird bei Strecken mit Integratorverhalten (im Geschwindigkeitsregelkreis von Beschleunigung auf Geschwindigkeit) eingesetzt. Das ursprüngliche Symmetrische Optimum führt an schwingungsfähigen Strecken zu starken Anregungen der Nachgiebigkeiten, zudem wird die Phasenreserve durch die Nachgiebigkeit stark verringert.

Eine Anpassung beschreibt Schröder für die Fälle, dass die Massenabkopplung der elastischen Anbindung entweder deutlich vor der Durchtrittsfrequenz der Geschwindigkeitsregelstrecke $G_{0,v}$ (*weiche Anbindung*), oder deutlich danach erfolgt (*starre Anbindung*). Die Auslegung verwendet insbesondere die Ersatz-Zeitkonstante

$$T_{\sigma n} := T_{\Sigma n} + 1.5T_{\text{ATX}}, \quad (6.12)$$

welche sich aus der Summe der Einzelzeitkonstanten der Geschwindigkeitsregelstrecke $T_{\Sigma n}$ und den Verzögerungen der Abtast- und Haltezeiten T_{ATX} durch Signalwandlung und -übertragung ergibt sowie die Massen $m_{m,2}$ und $m_{l,2}$ von An- und

Abtriebsseite der ersten Schwingungsmode. Für die starre Ankopplung findet die Massenabkopplung weit oberhalb der Durchtrittsfrequenz der Geschwindigkeitsregelstrecke statt ($\omega_{0,\min} \gg \omega_{0dB}$). Da hier die Lastmasse abgekoppelt ist, wird als effektives Massenverhältnis $\tilde{m} := m_{m,2}/(m_{m,2} + m_{l,2})$ verwendet. Bei weicher Ankopplung ($\omega_{0,\min} \ll \omega_{0dB}$) ist die gesamte Masse aktiv und das Massenverhältnis ergibt $\tilde{m} := 1$ [17, vgl. Kap. 19.2.3].

Als Erweiterung führt Schröder eine Verallgemeinerung des Symmetrischen Optimums ein, dessen Koeffizienten von einem Einstellfaktor $a > 0$ abhängen. Mit der Verstärkung des Einstellfaktors lässt sich ein reduziertes Überschwingen auf Kosten einer schlechteren Störunterdrückung erreichen [17, Kap. 3.2.2]. Ähnliche Erweiterungen des Symmetrischen Optimums finden sich beispielsweise in [143, 144]. Schröder verknüpft die beiden Erweiterungen um Massenabhängigkeit und Einstellfaktor a jedoch nicht.

Führt man beide Beschreibungen zusammen, ergeben sich die Reglerverstärkungen des verallgemeinerten Symmetrischen Optimums zu

$$k_{p,v,\text{vSO}} = \frac{\tilde{m}}{a T_{\sigma n}} \quad (6.13)$$

$$k_{i,v,\text{vSO}} = \frac{1}{a^2 T_{\sigma n}}. \quad (6.14)$$

Der Nachteil dieses Verfahrens ist die fehlende Beschreibung des verbleibenden Parameters a für nachgiebige Strecken. Bei komplizierteren Geschwindigkeitsregelstrecken bleibt nur das experimentelle Tuning (Loop Shaping) von a gegenüber den Anforderungen an die geregelte Strecke, was zumindest das Tuning des Reglers von zwei auf einen Parameter vereinfacht, gleichzeitig werden weitere Streckenparameter benötigt (z.B. $m_{m,2}, m_{l,2}, T_{\sigma n}, \omega_{0,\min}$).

Dämpfungsoptimum für schwingungsfähige Strecke nach Groß und Zirn

Groß u. a. reduzieren die schwingungsfähige Geschwindigkeitsregelstrecke in [15, S. 225] auf vier Parameter: antriebs- und abtriebsseitige Massen $m_{m,2}$ und $m_{l,2}$ ¹, die Resonanz-Kreisfrequenz der niedrigsten Schwingungsmode $\omega_{0,\min} = 2\pi f_{0,\min}$ sowie die dominierende Zeitkonstante der Strecke $T_{\sigma n}$ nach (6.12). Eine charakteristische Ersatz-Zeitkonstante berechnet sich zu

$$T_E \geq \max \left(\frac{\sqrt{2}}{\omega_{0,\min}}, 2T_{\sigma n} \frac{m_{m,2} + q m_{l,2}}{m_{m,2}} \right). \quad (6.15)$$

¹ Diese sind vor und nach der ersten Schwingungsmode, aus dem Bodediagramm ablesbar.

Dabei ist

$$q := \frac{1}{1 + (4T_{\sigma n} \omega_{0,\min})^2} \quad (6.16)$$

ein von Groß u. a. empirisch bestimmter Faktor, der das Massenverhältnis zwischen An- und Abtriebsseite der ersten Schwingungsmode gewichtet. Mit (6.15) ergeben sich die Reglerverstärkungen direkt zu

$$k_{p,v,\text{Gross}} \leq \frac{1}{T_E} \quad (6.17)$$

$$k_{i,v,\text{Gross}} \leq \frac{k_{p,v,\text{Gross}}}{2} \quad (6.18)$$

Anmerkung 6.2. Im Gegensatz zur in [15] beschriebenen Form ist durch die Massen-Normalisierung des PI-Reglers (6.1) in $k_{p,v}$ und $k_{i,v}$ keine Abhängigkeit von den Massen enthalten.

Ein weiteres dämpfungsoptimales Einstellverfahren beschreiben Zirn und Weikert in [128, S. 4.2.2], welches etwas konservativer ausfällt. Einige Modellzusammenhänge, wie die Abhängigkeit der Geschwindigkeitsverstärkung, werden wesentlich vereinfacht angenommen. Es resultieren mit den Parameterdefinitionen von Groß im vorherigen Abschnitt die Einstellregeln für den Geschwindigkeitsregler (unter Vernachlässigung einer potenziellen Messsystemabkopplung):

$$k_{p,v,\text{Zirn}} = \min \left\{ \frac{1}{2T_{\sigma n}}, \omega_{0,\min} \left(\frac{m_{m,2}}{m_{m,2} + m_{l,2}} \right)^{\frac{1}{\sqrt{2}}} \right\} \quad (6.19)$$

$$k_{i,v,\text{Zirn}} = \frac{k_{p,v,\text{Zirn}}}{4} \quad (6.20)$$

6.2.2 Loop-Shaping

Durch iteratives Loop-Shaping können die Parameter des Geschwindigkeitsreglers bei bekanntem, nominellem Streckenmodell iterativ bestimmt werden. Hierfür wird der offene Geschwindigkeitsregelkreis $G_{0,v}(s)$ durch Variation von $k_{p,v}$ und $k_{i,v}$ so angepasst, dass die Amplitudenreserve $a_R \geq 8$ dB und die Phasenreserve $\varphi_R \geq 45^\circ$ gewährleistet bleibt. $k_{p,v}$ wird zuerst maximiert, bis die Amplitudenreserve erreicht ist (vgl. Abb. 6.5a), anschließend kann $k_{i,v}$ über die Phasenreserve angepasst werden.

Die Neuerung gegenüber der Reglerauslegung des Geschwindigkeitsreglers im Stand der Technik stellt die zusätzliche Berücksichtigung der lastseitigen Dämpfung über die angekoppelte Lastmechanik $T_v(s)G_{p,2}(s)$ dar. Diese limitiert die Performance des Lagereglers, bestimmt wesentlich die erreichbare Modellreduktion und wird auf $D \geq 0.3$ begrenzt.

Die Robustheit gegenüber Modellfehlern wird über die Reserven eingestellt. Ein direkter Zusammenhang der Stabilitätsreserven mit tolerierbaren Streckenunsicherheiten wird mit dieser Methode nicht direkt ersichtlich und muss separat ermittelt werden. Dennoch ist die vorgeschlagene Methode bei identifiziertem Streckenverhalten praktikabel, einfach durchzuführen und auf beliebige Antriebssysteme übertragbar.

Eine industrielle Umsetzung kann beispielsweise durch Assistenz in Form einer Bedienoberfläche erfolgen, die die erwarteten verfügbaren Reserven und prädierte Dämpfung grafisch aufbereitet, oder durch ein nichtlineares Optimierungsproblem automatisiert werden.

6.2.3 Robuste Parametrierung über H_∞ -Optimierung

Mit der linearisierten Übertragungsfunktion der Geschwindigkeitsregelstrecke lässt sich ein H_∞ -Entwurf der Parameter des Geschwindigkeitsreglers durchführen. Hierbei können beliebige (lineare) Streckenmodelle berücksichtigt werden. Gleichzeitig kann sowohl der Einfluss von Parameterunsicherheiten, als auch der von nichtparametrischen Unsicherheiten in einen robusten Entwurf miteinbezogen werden, sodass der Regelkreis unter diesen Unsicherheiten garantiert stabil ist. Über eine multikriterielle Analyse können verschiedene Einflüsse auf den Regler gewichtet werden. Durch die zusätzlichen Freiheitsgrade entsteht die Versuchung, die Komplexität der Parameteroptimierung in die Komplexität einer *Hyperparameter*optimierung zu überführen. Im folgenden Abschnitt soll daher der Reglerentwurf nicht nur vorgestellt, sondern auch soweit für die praktische Anwendung vereinfacht werden, dass die Komplexität der Parametrierung nicht über die Einstellung von maximal zwei Hyperparametern hinausgeht. Die Anwendung einer H_∞ -Reglersynthese führt zu einem Regler hoher Ordnung [145]. Da hier ein Regler fester Struktur getunt wird, entsteht ein nichtglattes H_∞ -Problem [146], welches sich lokal als Semidefinite Programmierung (SDP) approximieren und effizient lösen lässt [147]. Die Methodik ist beispielsweise in MATLAB `systeme` implementiert [148, 149].

Die Optimierung erfolgt durch Übersetzen der Design-Anforderungen in ein Mixed-Sensitivity-Optimierungsproblem der Form

$$\begin{aligned} \min \max_j \|W_{o,j}(s)G_j(s)\|_\infty, \quad j = 1, \dots, n_o \quad (6.21) \\ \text{s.t.} \quad \max_i \|W_{c,i}(s)H_i(s)\|_\infty \leq 1, \quad i = 1, \dots, n_c \end{aligned}$$

mit analytisch beschreibbaren Übertragungsfunktionen $G_j(s)$ und $H_i(s)$ sowie Gewichtsfunktionen $W_{o,j}(s)$ und $W_{c,i}(s)$ bei n_o zu berücksichtigenden Optimierungsbedingungen und n_c harten Beschränkungen. Die Anforderungen an den Geschwindigkeitsregelkreis können in verschiedenen Kriterien direkt berücksichtigt werden. Das Design dieser Kriterien bestimmt die Konvergenz und Performanz der erreichbaren Lösung sowie die Anzahl an einzustellenden Hyperparametern, und ist somit entscheidend für die nichtglatte H_∞ -Optimierung. Die Auswahl und Einstellung der Optimierungskriterien stellt eine Neuerung gegenüber den im Stand der Technik beschriebenen H_∞ -Methoden dar (beispielsweise [47, 60, 94, 98, 99]). Insbesondere wird das gesamte, nachgiebige Dynamikmodell des KGT zum Entwurf verwendet. Eine weiterer Neuheitsgrad findet sich im datengetriebenen Entwurf der Optimierungskriterien: Nur eine Gewichtungsfunktion hängt von einem Tuningparameter ab, die übrigen werden durch aufgenommene Messdaten festgelegt.

Hohe Dynamik: Die Forderung nach hoher Dynamik lässt sich direkt mit einer hohen Gewichtung der Sensitivität in niedrigen Frequenzbereichen erreichen, wodurch ein Abknicken der Sensitivität ($\lim_{\omega \rightarrow 0} S_v(i\omega) \ll 1$) resultiert. Die grundsätzliche Form wird zu

$$W_{S,v}^{-1} := \bar{M}_s \frac{s^2}{s^2 + 2 \cdot 0.3 \eta \omega_{S,\min} s + (\eta \omega_{S,\min})^2} \quad (6.22)$$

gewählt, wobei η der einstellbare Tuning-Faktor ist und sich \bar{M}_s nachfolgend aus Robustheitsanforderungen ergibt. Die Dämpfung von der Sensitivitätsgewichtung von 0,3 ist dabei kleiner oder gleich der minimal geforderten Dämpfung D_{\min} einzustellen. Die Wahl einer solchen Sensitivitätsfunktion hat den weiteren Vorteil, dass die bleibende Regelabweichung auf null reduziert wird.

Robuste Stabilität: Die Optimierung der Reglerparameter erfolgt am nominellen Modell der Geschwindigkeitsregelstrecke. Das wahre Verhalten der Strecke kann

jedoch durch Störungen, Modellvernachlässigungen und parametrische Unsicherheiten in der Modellbeschreibung abweichen.

Die klassische Methode besteht in der Forderung von Amplituden- und Phasenreserven [130, Kap. 8.5.5, „Amplituden-/Phasenrand“], welche für mechatronische Systeme typischerweise im Bereich von 4 dB – 10 dB und 40° – 60° gefordert werden [128, S. 18]. Diese lassen sich in die maximalen Amplituden von Sensitivitätsfunktion $M_{S,v}$ und komplementären Sensitivitätsfunktion $M_{T,v}$ überführen, wodurch sich der Zusammenhang

$$a_R \geq \max \left(\frac{M_{S,v}}{M_{S,v} - 1}, 1 + \frac{1}{M_{T,v}} \right) \quad (6.23)$$

$$\varphi_R \geq \max \left(2 \arcsin \left(\frac{1}{2M_{S,v}} \right), 2 \arcsin \left(\frac{1}{2M_{T,v}} \right) \right) \quad (6.24)$$

ergibt [136, S. 37], der in Abb. 6.8 dargestellt ist. Für den nachfolgenden Entwurf in (6.22) wird $\bar{M}_{S,v} = 1,66$ gewählt, wodurch mindestens 8 dB Amplitudenreserve und 35° Phasenreserve garantiert werden. Dies sind zwar eher niedrige Werte für den üblichen Reglerentwurf, mit der H_∞ -Optimierung wird jedoch auch ein genaueres Streckenmodell verwendet, das unter anderem die Totzeiten der Übertragung bereits abbildet. Zudem werden nichtparametrische Unsicherheiten gesondert berücksichtigt².

Die Modellierung der nichtparametrischen Streckenunsicherheiten durch Modellfehler erfolgt als frequenzabhängige post-multiplikative Unsicherheiten [151] zu

$$\Delta_{v,i}(s) = \frac{|\bar{G}_i(s) - G(s)|}{|G(s)|} = \left| \frac{\bar{G}_i(s)}{G(s)} - 1 \right|. \quad (6.25)$$

$G(s)$ ist der modellierte und $\bar{G}_i(s) \in \bar{\mathcal{G}}$ ein gemessener Frequenzgang aus einer Menge an gestörten Frequenzgängen. Durch eine Menge an Messungen der gestörten Geschwindigkeitsregelstrecke $\bar{\mathcal{G}}_m \subset \bar{\mathcal{G}}$, beispielsweise unter Variation der Position (aufgrund der positionsabhängigen Steifigkeit), lässt sich die multiplikative Unsicherheit zwischen modellierter Strecke und allen gemessenen Strecken über

$$W_{\Delta_v}^{-1,*}(s) = \arg \max W_{\Delta_v}^{-1}(s) = \arg \min -W_{\Delta_v}^{-1}(s) \quad (6.26)$$

² Für den linearen H_∞ -Entwurf muss die Totzeit allerdings über eine Padé-Approximation linearisiert werden. Dies ist nur für vergleichsweise kleine Totzeiten und eine Approximation höherer Ordnung möglich, andernfalls kann aus dem approximierten System ein destabilisierender Regler resultieren [150].

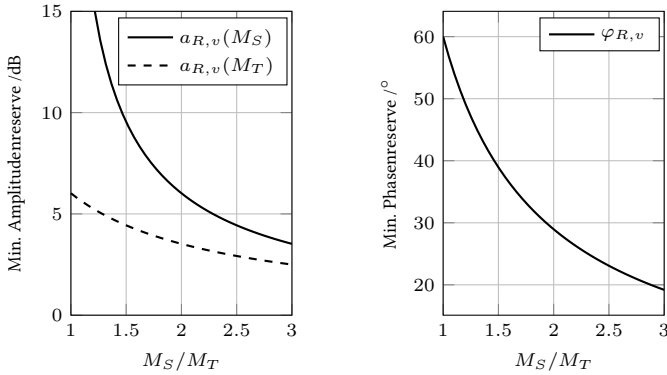


Abbildung 6.8: Untere Grenzen für Phasen- und Amplitudenreserve basierend auf der maximalen Amplitude von Sensitivität M_S und komplementärer Sensitivität M_T

$$\text{s.t.} \quad |W_{\Delta_v}^{-1}(i\omega)| \leq \frac{1}{|\Delta_{v,i}(i\omega)|} \quad \forall \omega \in \mathbb{R}_+, \forall G_i \in \bar{\mathcal{G}}_m$$

abschätzen. Unter der Annahme, dass die Messungen die Streckenunsicherheiten umfassend abbilden, als $\bar{\mathcal{G}}_m \approx \bar{\mathcal{G}}$, ist das Gesamtsystem robust stabil für die Menge an Messungen $\bar{\mathcal{G}}_m$, wenn ein stabilisierender Regler für das nominelle Modell existiert, der keine Pol-Nullstellen-Kürzungen verursacht und

$$\|W_{\Delta_v}(s)T_v(s)\|_{\infty} \leq 1 \quad (6.27)$$

gilt [151, Thm. 2.13]. Die multiplikative Ausgangsunsicherheit der Strecke kann somit direkt als Gewichtung für das gemischte Sensitivitätenproblem (6.21) verwendet werden.

Anmerkung 6.3. Die Herausforderung im Lösen von (6.26) liegt in der Approximation einer analytischen Strecke niedriger Ordnung für W_{Δ_v} , da die Beschränkung über eine Menge an diskreten Punkten die Rechenzeit der Parameteroptimierung wesentlich erhöht (jeder Punkt muss als eigene Beschränkung ausgewertet werden). Über eine Reduktion der Menge $\bar{\mathcal{G}}_m$ auf das jeweils maximale Element zu jeder Frequenz lässt sich weiterhin die Anzahl der Nebenbedingungen vor der Optimierung wesentlich reduzieren. Ein weiterer Abstand d_a kann als Sicherheitsfaktor in der

Ungleichungsbedingung verwendet werden. Das vereinfachte Optimierungsproblem zur praktischen Lösung ergibt sich damit zu

$$\begin{aligned} W_{\Delta_v}^{-1,*}(s) &= \arg \max W_{\Delta_v}^{-1}(s) = \arg \min -W_{\Delta_v}^{-1}(s) & (6.28) \\ \text{s.t.} \quad |W_{\Delta_v}^{-1}(i\omega)| &\leq \frac{1-d_a}{|\Delta_{v,\max}(i\omega)|} \quad \forall \omega \in \mathbb{R}_+, \\ |\Delta_{v,\max}(i\omega)| &> \Delta_{v,i}(i\omega) \quad \forall \omega \in \mathbb{R}_+, \forall \Delta_{v,i} \in \bar{\mathcal{G}}_m. \end{aligned}$$

Durch Vorgabe einer Streckenordnung von Zähler und Nenner für $W_{\Delta_v}^{-1}$ lässt sich eine Lösung mit Methoden des Filterentwurfs, wie Frequency Domain Least Squares (FDLS) [152] oder generalisierte, rationale Chebyshev-Approximation [153] erreichen.

Ein weiterer Aspekt der robusten Stabilität liegt in der Reaktionsgeschwindigkeit bei Störungen. Ist eine Störübertragungsfunktion $Y = G_v U + G_{z,1} Z$ bekannt, kann die Gewichtung W_z der Sensitivität direkt über $W_z^{-1} = G_{z,1} z_{\max}$ festgelegt werden [136, S. 199], wobei z_{\max} die maximal zu erwartende Störung beschreibt.

Ausreichende Dämpfung: Die Beschränkung der minimal tolerierbaren Dämpfung von $D_{\min} = 0.3$ auf Lastseite lässt sich für $D_{\min} < 1/\sqrt{2}$ über das konstante Gewicht

$$W_D^{-1} = \frac{1}{2D_{\min} \sqrt{1 - D_{\min}^2}} \quad (6.29)$$

für die Übertragungsfunktion $T_v(s)G_{p,2}(s)$ erreichen.

Durch Einbezug der beschriebenen Kriterien entsteht das zu lösende Optimierungsproblem

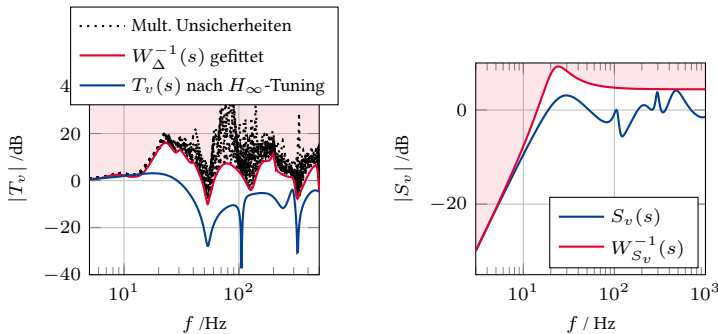
$$\begin{aligned} k_{p,v,\infty}, k_{i,v,\infty} &= \arg \min_{k_{p,v}, k_{i,v}} \|W_{S,v}(s)S_v(s, k_{p,v}, k_{i,v})\|_{\infty} & (6.30) \\ \text{s.t.} \quad &\left\| \begin{bmatrix} W_{\Delta_v}(s)T_v(s, k_{p,v}, k_{i,v}) \\ W_D(s)T_v(s, k_{p,v}, k_{i,v})G_{p,2}(s) \\ W_z S_v(s, k_{p,v}, k_{i,v}) \end{bmatrix} \right\|_{\infty} \leq 1 \end{aligned}$$

mit $W_{\Delta_v}(s)$ nach (6.28). Der einzige Einstellparameter des Optimierungsproblems ist damit η aus (6.22), welches niedrig initialisiert und iterativ vergrößert werden kann, solange für das Gütefunktional $\|W_{S,v}(s)S_v(s, k_{p,v}, k_{i,v})\|_{\infty} \leq 1$ gilt. Alle anderen Gewichtungsfunktionen ergeben sich aus aufgenommenen Messdaten.

6.3 Vergleich der Parametrierverfahren

Zur Feststellung eines geeigneten Verfahrens für die Parametrierung des Geschwindigkeitsreglers werden die in den vorigen Abschnitten vorgestellten Verfahren simulativ und experimentell validiert sowie miteinander verglichen. Dies erfolgt im Zeitbereich an einem Siebenphasenprofil von $x_l = 0,01$ m auf $x_l = 0,1$ m mit $a_{\max} = 6$ m/s² und $j_{\max} = 100$ m/s³. Im Frequenzbereich findet der Vergleich anhand der eingeführten Übertragungsfunktionen $G_{0,v}$, S_v und $T_v G_{p,2}$ (lastseitige Führungsübertragung) statt. Der Lageregler ist hierbei deaktiviert. Die jeweils eingestellten Parameter der verschiedenen Geschwindigkeitsregler sind in Tabelle 6.2 dargestellt.

Die Umsetzung des verallgemeinerten Symmetrischen Optimums (vSO) erfolgt für das maximal empfohlene $a = 4$ [143]. Der H_∞ -Entwurf führt zu den in Abb. 6.9a dargestellten robusten Gewichtsfunktionen. Dabei wurde als nomineller Frequenzgang die entfernteste Tischposition ($x_l = 0,72$ m gewählt, für die Bestimmung von $W_{\Delta_v}(s)$ wurde eine Menge aus 26 Frequenzgängen zu äquidistant verteilten Spindelpositionen, je 13 für beide Bewegungsrichtungen, aufgenommen. Weiterhin ergibt sich nach einem Tuning $\eta = 0,41$ in (6.22) zur in Abb. 6.9b abgebildeten Gewichtsfunktion für die Sensitivität.



(a) Komplementäre Sensitivitätsfunktion T_v mit multiplikativen Unsicherheiten der Strecke (b) Sensitivitätsfunktion S_v und Gewichtung der Sensitivitätsfunktion W_{S_v}

Abbildung 6.9: Verwendete Gewichtsfunktionen und H_∞ -optimierte Frequenzgänge

Bereits simulativ zeigt sich, dass das Dämpfungsoptimum (DO) nach Groß zwar zu geringeren Schleppfehler führt (Abb. 6.10a), aber bei Störungen deutlich stärker überschwingt (Abb. 6.10b) und lastseitig eine zu geringe Dämpfung aufweist (Abb. 6.10d). Dies zeigt sich auch an den höheren Werten für $M_{T,v}$ und $M_{S,v}$ in

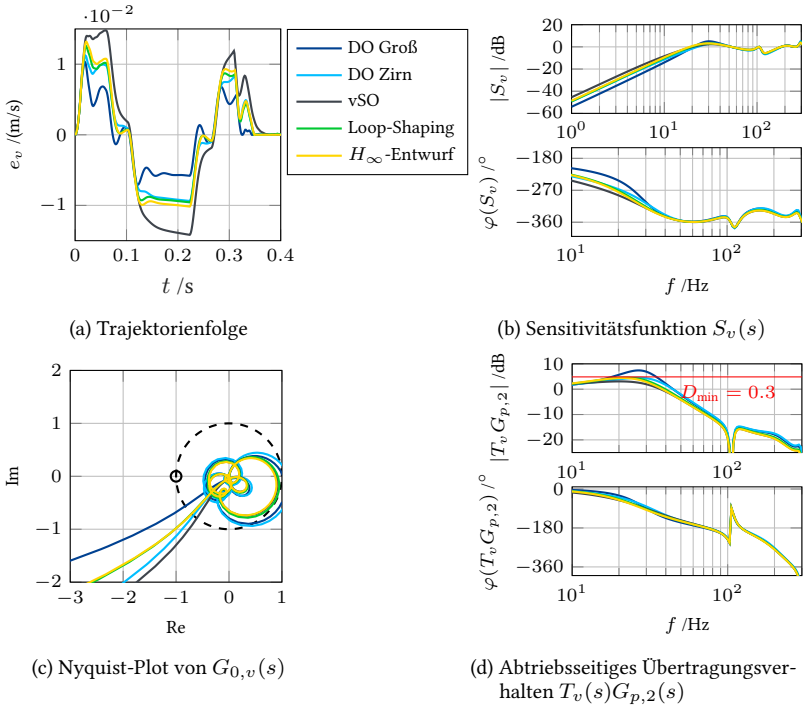


Abbildung 6.10: Simulativ prädiizierte Performance der Geschwindigkeitsregler

Tabelle 6.2. Die geringere Einstellung von $k_{i,v}$ beim Dämpfungsoptimum nach Zirn führt zu einem robusteren Verhalten. Die lastseitige Dämpfung wird eingehalten und $M_{S,v}$ ist geringer (weniger Überschwingen bei Störungen). Die Bandbreite f_B in Tabelle 6.2 liegt in der Nähe der Bandbreite von Loop-Shaping und H_∞ -Entwurf, in Abb. 6.10c resultiert eine etwas bessere Phasenreserve, jedoch zulasten einer verringerten Amplitudenreserve. Das verallgemeinerte Symmetrische Optimum zeigt die

Tabelle 6.2: Reglerparameter für den Geschwindigkeitsregler und Performance-Maße

	Verfahren	$k_{p,v}$ 1/s	$k_{i,v}$ 1/s	f_B Hz	$E[e_v]$ m/s	$M_{S,v}$	$M_{T,v}$
Simulativ	vSO	182,89	45,72	15,37	$7,48 \cdot 10^{-3}$	1,42	1,31
	DO Groß	212,89	106,45	17,85	$3,26 \cdot 10^{-3}$	2,35	1,78
	DO Zirn	228,96	57,24	18,03	$4,99 \cdot 10^{-3}$	1,68	1,40
	Loop-Shaping	189,67	67,70	15,73	$5,14 \cdot 10^{-3}$	1,69	1,44
	H_∞	179,19	67,05	15,09	$5,45 \cdot 10^{-3}$	1,66	1,43
Experimentell	vSO	182,89	45,72	14,51	$8,05 \cdot 10^{-3}$	1,53	1,37
	DO Groß	212,89	106,45	14,66	$3,29 \cdot 10^{-3}$	1,85	1,84
	DO Zirn	228,96	57,24	15,85	$5,37 \cdot 10^{-3}$	1,71	1,36
	Loop-Shaping	189,67	67,70	16,26	$5,59 \cdot 10^{-3}$	1,57	1,47
	H_∞	179,19	67,05	15,69	$5,99 \cdot 10^{-3}$	1,61	1,51

beste Robustheit auf Kosten eines schlechteren Führungs- und Störverhaltens. Mit einer Anpassung des Einstellfaktors a lässt sich hier voraussichtlich ein performanteres Verhalten erreichen, weil die schwingungsfähige Regelstrecke aber nicht Teil des Entwurfs ist, kann hier nur iterativ vorgegangen werden. Sowohl Loop-Shaping als auch H_∞ -Entwurf führen zu einem ähnlichen Kompromiss aus Robustheit und Performance. Die lastseitige Dämpfung wird durch den Entwurfsprozess eingehalten und die Schleppfehler des Führungsverhaltens sind in einem ähnlichen Bereich. Tendenziell ist $k_{p,v}$ mit H_∞ -Optimierung geringer als über Loop-Shaping, dies liegt an der robusten Berücksichtigung der Streckenunsicherheiten und führt im Gegenzug zu garantierter Stabilität unter den in (6.28) berücksichtigten Frequenzgängen.

Experimentell bestätigen sich diese Ergebnisse, wie Abb. 6.11 zeigt. Im Zeitbereich (Abb. 6.11a) und im niederfrequenten abtriebsseitigen Übertragungsverhalten (Abb. 6.11d) stimmen Simulation und Experiment überein. Die mittleren Schleppfehler des experimentellen Führungsverhaltens in Tabelle 6.2 und Abb. 6.11a sind daher in der gleichen Größenordnung, wie die der simulativen Analyse in Abb. 6.10a jedoch etwas größer. Experimentell tritt aber im offenen Kreis ein höheres Überschwingen im Bereich ab 110 Hz auf und die Amplitude des offenen Kreises fällt weniger ab, als mit dem simulativen Modell. Dies zeigt sich in der deutlich größeren Schwingung im Nyquist-Plot Abb. 6.11c, die im Vergleich zu Abb. 6.10c den Einheitskreis wieder verlässt sowie in der höherfrequenten Amplitude des abtriebsseitigen Übertragungsverhaltens Abb. 6.11d im Vergleich zu Abb. 6.10d. Hieraus wird auch an einem

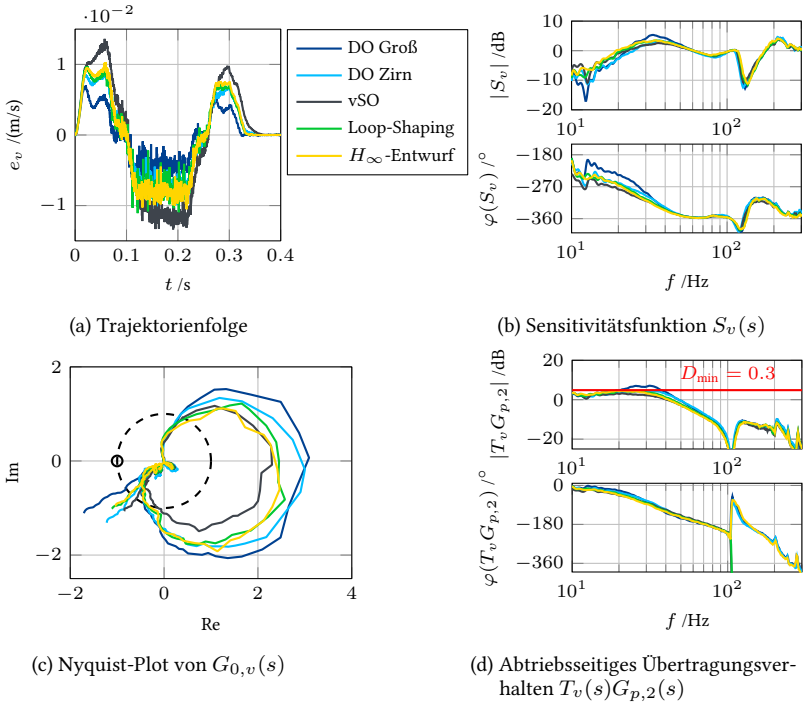


Abbildung 6.11: Experimentelle Performance der Geschwindigkeitsregler

Beispiel ersichtlich, woher der Bedarf für eine robuste Reglerauslegung mit ausreichenden Stabilitätsreserven stammt – selbst mit einem genauen Dynamikmodell der Strecke.

Für die abschließende Empfehlung der Wahl eines Verfahrens zur Parametrierung des Geschwindigkeitsreglers mit schwingungsfähiger Strecke und mehr als einer dominierenden Eigenmode sind folgende Randbedingungen zu berücksichtigen: Ist ein Streckenmodell vorhanden und identifiziert, dann kann direkt das Loop-Shaping-Verfahren mit Berücksichtigung der lastseitigen Dämpfung oder das vorgeschlagene H_∞ -Verfahren angewandt werden. Beide führen zu ähnlichen Ergebnissen, das H_∞ -Verfahren garantiert jedoch die robuste Stabilität gegenüber experimentellen Daten und wird daher bevorzugt, wenn die Robustheit sichergestellt werden soll.

Bei fehlendem Streckenmodell eignet sich das Dämpfungsoptimum nach Zirn am besten. Hierfür werden – wie für alle drei beschriebenen Einstellregeln aus der Literatur – die motor- und lastseitigen Massen benötigt, die aus Datenblättern oder dem Integratorverhalten des Frequenzgangs $G_{p,1}$ ermittelt werden können, sowie die Zeitkonstante der Geschwindigkeitsregelstrecke, die sich aus der niedrigsten Eigenfrequenz ergibt. Die weitere Arbeit verwendet die Parameter des H_∞ -Verfahrens $k_{p,v} := k_{p,v,\infty} = 179,19 \text{ 1/s}$ und $k_{i,v} := k_{i,v,\infty} = 67,05 \text{ 1/s}$.

6.4 Modellreduktion der Lageregelstrecke

Die Modellierung der Lageregelstrecke nach (6.6) führt auf ein Modell 22. Ordnung. Dieses beschreibt die reale Lageregelstrecke zwar theoretisch genau, in der Praxis entstehen durch das Schließen des Geschwindigkeitsregelkreises und die getroffenen Vernachlässigungen der Modellierung (vgl. Abschnitt 5.2.5) Abweichungen, die sich beispielsweise in den multiplikativen Unsicherheiten (Abb. 6.9a) zeigen. Für den Lageregler bringt ein Modell hoher Ordnung weitere Probleme: Einerseits setzt eine höhere Modellordnung die höhere Differenzierbarkeit der Sollwerte voraus [154, Kap. 13], wodurch implizit die erreichbare Bandbreite der Sollwerte reduziert wird. Andererseits erfordern E/A-Linearisierung oder modellbasierte Regelung das Beobachten des Modellzustands hoher Ordnung. Hier nimmt das Rauschen der Zustandsrekonstruktion mit der Modellordnung zu. Für H_∞ -Entwurf oder μ -Synthese wird daher die Modellordnung des optimalen Reglers in einem nachgelagerten Schritt typischerweise reduziert [100, 155]. Vor dem Entwurf des Lagereglers findet daher eine Ordnungsreduktion der Lageregelstrecke

$$G_x(s) := \frac{X_I(s)}{V_{m,d}(s)} = T_v(s)G_{p,2}(x_m, s) \frac{1}{s} \quad (6.31)$$

statt. Eine Übersicht über allgemeine Methoden zur Modellreduktion gibt [156].

Die gewählte Modellordnung des reduzierten dynamischen Systems ist ein Kompromiss zwischen Genauigkeit der Approximation und Berechnungsaufwand. Aus der NC stehen Informationen über die Solltrajektorie bis auf Ruckebene (\ddot{x}_d) zur Verfügung. Durch den angestrebten modellbasierten Entwurf würde eine Modellreduktion auf ein dynamisches System der Ordnung $N_p > 3$ eine zusätzliche Aufbereitung der Trajektorie voraussetzen. Weiterhin bedeutet eine höhere Ordnung eine aufwändigere Zustandsrekonstruktion, die rekonstruierten Zustände werden mit zunehmender Ordnung zunehmend unsicherer. Die reduzierte Modellordnung wird

daher auf $N_p = 3$ festgesetzt. Der Modellzustand wird also bis zur Beschleunigung approximiert, was für das Störverhalten von Vorschubantrieben durch Regelung der Beschleunigung vorteilhaft ist [75, 157].

An die Modellreduktion bestehen folgende Anforderungen:

Gute Approximation:

Das reduzierte Modell soll Frequenz und Amplitude der ersten Nachgiebigkeit der Lageregelstrecke sowie das dynamische Verhalten approximieren. Da die Sollwerte aus der Steuerung als dynamiklimitiert angenommen werden, ist bei der Approximation insbesondere eine gute Abbildung für den niederen Frequenzbereich nötig.

Statische Verstärkung:

Die Zeitableitung des reduzierten Modells muss durch den geschlossenen Geschwindigkeitsregelkreis und das mechanische Übertragungsverhalten eine statische Verstärkung

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \mathcal{L}^{-1}(T_v(s)G_{p,2}(x_m, s)) = 1$$

aufweisen. Durch den Grenzwertsatz [130, (6.62)] ist diese Bedingung im Frequenzbereich äquivalent zu

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} T_v(i\omega)G_{p,2}(x_m, i\omega) = 1 = 0 \text{ dB.}$$

Es zeigt sich, dass mit einem PT₂I-Modell

$$G_x(s) = \frac{X_I(s)}{V_d(s)} = \frac{\omega_0^2}{s(s^2 + 2D\omega_0s + \omega_0^2)} \tag{6.32}$$

bis zur ersten Resonanz der Motormechanik $G_{p,1}(s)$ (≈ 100 Hz) eine gute Systemapproximation erreichen lässt, die diese Anforderungen erfüllt.

Die Ermittlung der Parameter des reduzierten Modells kann entweder im Zeit- oder Frequenzbereich erfolgen. Hierfür werden nachfolgend drei Methoden vorgestellt und simulativ verglichen. Die praktische Eignung der Methoden kann erst im nächsten Kapitel nach Aufstellen des Lagereglers beurteilt werden.

6.4.1 Ermitteln der Modellparameter im Frequenzbereich

Im Frequenzbereich empfiehlt sich eine Ermittlung der Modellparameter anhand des Frequenzgangs $G_{pd}(s) := sG_x(s) = T_v(s)G_{p,2}(s)$. Hier kann ein PT₂-Glied (statt eines PT₂I-Glieds) bestimmt werden, welches im relevanten Frequenzbereich größere Amplituden aufweist und damit einerseits numerisch robuster zu ermitteln ist und andererseits direkt die Parameterschätzung verbessert, da bei gleichem tolerierbaren Absolutfehler durch höhere Amplituden ein geringerer relativer Fehler entsteht.

Eine einfache, kennwertbasierte Ermittlung der reduzierten Lageregelstrecke kann bei der Inbetriebnahme direkt und ohne weiteren Implementierungsaufwand am Umrichter aus dem Frequenzgang erfolgen. Nach dem Aufnehmen eines Frequenzgangs der zu reduzierenden Strecke $G_{pd}(s)$ werden die charakteristischen Parameter ω_0 und D wie folgt ermittelt:

- Die Kennkreisfrequenz wird durch Annahme des dominierenden PT₂-Verhaltens aus dem Schnittpunkt der Phase mit -90° abgelesen:

$$\omega_0 \approx \left\{ \omega : \angle(G_{pd}(i\omega)) = -\frac{\pi}{2} \right\} \quad (6.33)$$

- Die Dämpfung wird aus der Amplitude zur Eigenfrequenz über

$$D = \frac{1}{2|G_{pd}(i\omega_0)|} \quad (6.34)$$

ermittelt [130, Abb. 6.39].

Für eine genauere Lösung wird als zweite Methode eine nichtlineare Optimierung im Frequenzbereich angewendet. Diese bietet neben einer optimalen Lösung den Vorteil, dass direkt mehrere Messungen für die Modellapproximation berücksichtigt werden können. So wird eine Approximation mit minimalem Fehler gegenüber verschiedenen Betriebspunkten, wie variierenden Spindelpositionen, Lastmassen und Geschwindigkeiten, erreicht. Mit den N_{meas} gemessenen Frequenzgängen $\{t(f_k)\}_{k=1, \dots, M_j}$, $t_k \in \mathbb{C}$ zu diskreten Frequenzen $\{f_k\}_{k=1, \dots, M_j}$ und zugehörigen Kohärenzwerten $\{\gamma_{xy}^2(f_k)\}_{k=1, \dots, M_j}$ aus Frequenzgangschätzungen ergibt sich das unbeschränkte, nichtlineare Optimierungsproblem zu

$$\omega_0^*, D^* = \arg \min_{\omega_0, D} \sum_{j=1}^{N_{\text{meas}}} \sum_{k=1}^{M_j} \gamma_{xy}^2(f_k) (|t(f_k) - G_{pd}(f_k, \omega_0, D)|)^2. \quad (6.35)$$

Über die Kohärenzwerte $\gamma_{xy}^2(f_k)$ findet eine datenbasierte Gewichtung statt und unsichere Teile der Frequenzgangschätzung werden für die Modellreduktion weniger berücksichtigt.

Anmerkung 6.4. Dominiert die Totzeit in der gemessenen PT_2 -Übertragungsfunktion durch hohe Totzeit oder große ω_0 , empfiehlt es sich die Phase durch Addition der Totzeit T_t zur jeweiligen Kreisfrequenz ω zu korrigieren. Die korrigierte Phase berechnet sich zu

$$\angle(G_{\text{pd}}(i\omega))_{\text{korr}} = \angle(G_{\text{pd}}(i\omega)) + T_t\omega. \quad (6.36)$$

6.4.2 Optimierung der reduzierten Parameter über Prädiktionsfehlermethoden

Im Zeitbereich ist eine Modellreduktion ebenfalls möglich. Durch die Anwendung des Reglers in jeweils nur einem Zeitschritt ist die Minimierung des Fehlers für eine Ein-Schritt-Prädiktion ausreichend [158].

Mit der Umformung von $G_{\text{pd}}(s)$ als Zustandsraummodell

$$\Sigma_{\text{pd}} : \dot{\mathbf{x}}_{\text{pd}}(t) = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \omega_0^2 & 2D\omega_0 \end{bmatrix}}_{=: \mathbf{A}_{\text{pd}}} \mathbf{x}_{\text{pd}}(t) + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \omega_0^2 \end{bmatrix}}_{=: \mathbf{b}_{\text{pd}}} u(t), \quad \mathbf{x}_{\text{pd}}(0) = \begin{bmatrix} v_0 \\ a_0 \end{bmatrix} \quad (6.37)$$

$$y(t) = [1 \quad 0] \mathbf{x}_{\text{pd}}(t)$$

und der Diskretisierungsschrittweite T_s der überlagerten Lageregelung lässt sich das diskrete Prädiktionsmodell parameterabhängig formulieren. Es wird dasselbe Integrationsverfahren, wie im übrigen Reglermodell verwendet. Für das Beispiel einer Runge-Kutta-Integration der Ordnung 4 entsteht das diskrete, rekursiv definierte Modell

$$\Sigma_{\text{pd,d}} : \mathbf{x}_{\text{pd},k}^+ = \mathbf{x}_{\text{pd},k} + T_s/6(\mathbf{k}_1 + 2\mathbf{k}_2 + 2\mathbf{k}_3 + \mathbf{k}_4) \quad (6.38)$$

$$\mathbf{k}_1 = \mathbf{A}_{\text{pd}}\mathbf{x}_{\text{pd},k} + \mathbf{b}_{\text{pd}}u_k$$

$$\mathbf{k}_2 = \mathbf{A}_{\text{pd}}(\mathbf{x}_{\text{pd},k} + T_s/2\mathbf{k}_1) + \mathbf{b}_{\text{pd}}u_k$$

$$\mathbf{k}_3 = \mathbf{A}_{\text{pd}}(\mathbf{x}_{\text{pd},k} + T_s/2\mathbf{k}_2) + \mathbf{b}_{\text{pd}}u_k$$

$$\mathbf{k}_4 = \mathbf{A}_{\text{pd}}(\mathbf{x}_{\text{pd},k} + T_s\mathbf{k}_3) + \mathbf{b}_{\text{pd}}u_k$$

$$y_k = [1 \quad 0] \mathbf{x}_{\text{pd},k}.$$

Dieses wird für einen Satz an Messdaten $\{t_k, y_k, u_k\}_{k=1, \dots, M_j}$ zur Definition des Ein-Schritt-Prädiktionsfehlers $e_k^+ := \hat{\mathbf{x}}_{k+1} - \mathbf{x}_{\text{pd},k}^+(\omega_0, D)$ genutzt, der dann in einem Optimierungsproblem minimiert wird. $\hat{\mathbf{x}}_{k+1}$ bezeichnet den Zustandsvektor zum Zeitpunkt $k + 1$. Da sich dieser nicht vollständig messen lässt, müssen fehlende Zustände rekonstruiert werden, in diesem Fall die Beschleunigung $a_k = \{\mathbf{x}_{\text{pd},k}\}_2$. Durch den rein differenziellen Zusammenhang kann ein glättendes Savitzky-Golay-Filter [159] verwendet werden. Bei komplexeren Zustandsrekonstruktionen muss auf einen Zustandsbeobachter zurückgegriffen werden. Da die rekonstruierten Zustände von den (zu ermittelnden) Modellparametern im Zustandsbeobachter abhängen, ergibt sich hier eine gegenseitige Abhängigkeit, die die Lösung des Optimierungsproblems beeinflusst. Eine mögliche Lösung hierfür besteht in der gleichzeitigen Zustands- und Parameterschätzung [160, Kap. 8.4].

Bei Berücksichtigung von N_{meas} Messungen zu jeweils M_j Datenpunkten ergibt sich das Maximum-Likelihood-Optimierungsproblem im Zeitbereich (unter Annahme konstanter Kovarianz des Fehlers) [161, Kap. 6.1]

$$\omega_0^*, D^* = \arg \min_{\omega_0, D} \sum_{j=1}^{N_{\text{meas}}} w_j \sum_{k=1}^{M_j-1} \frac{1}{2} \ln(\det(e_k^+(\omega_0, D) e_k^+(\omega_0, D)^T)). \quad (6.39)$$

Dabei ist $w_j \geq 0$ eine Gewichtung der jeweiligen Messung.

Anmerkung 6.5 (Anregungssignale zur Identifikation im Zeitbereich). Eine gute Identifikation im Zeitbereich erfordert, analog zum Frequenzbereich, die breitbandige Anregung niedriger Frequenzen. Hierfür eignen sich beispielsweise Sinus-Sweeps oder PRBS-Signale. Durch lange Anregung „uninteressanter“ Frequenzbereiche kann die Qualität der optimierten Parameter deutlich abnehmen.

6.4.3 Identifikation der reduzierten Strecke

Mit den beschriebenen Verfahren der vorigen Abschnitte wird nun das reduzierte Modell identifiziert. Zur Vergleichbarkeit werden dieselben Messungen für alle drei Verfahren verwendet. Dies sind Geschwindigkeits-Sweeps mit aktivem PI-Geschwindigkeitsregler bei Startpositionen von $x_l = \{0,15; 0,35; 0,65\}$ m für Offsetgeschwindigkeiten von $v_o = \{0,008; 0,02\}$ m/s in positive und negative Richtung. Die identifizierten Parameter finden sich in Tabelle 6.3, die Parameter der kennwertbasierten Methode sind dabei über die Menge der aufgenommenen Frequenzgänge gemittelt, die beiden anderen Methoden verwenden sämtliche Messdaten zur gleichzeitigen Optimierung. Sowohl im Frequenzbereich (Abb. 6.12a) als

Tabelle 6.3: Ermittelte Parameter der PT₂I-Approximation und Modellfehler

Methode	ω_0 / (rad/s)	D	$E[G_{pd} - \hat{G}_{pd}]$ / dB	$E[e_v]$ / (m/s)
Kennwertbasiert	212,00	0,38	-17,41	$3,68 \cdot 10^{-4}$
Optimierung Frequenzbereich	233,94	0,41	-17,82	$4,81 \cdot 10^{-4}$
Prädiktionsfehlermethode	205,20	0,34	-16,44	$3,76 \cdot 10^{-4}$

auch im Zeitbereich (Abb. 6.12b) sind die Resultate der Methoden ähnlich. Die Prädik-

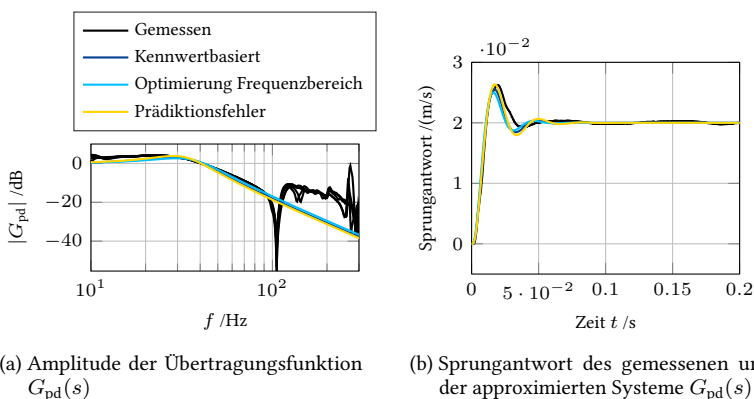


Abbildung 6.12: Identifizierte Strecken des reduzierten Modells der Lageregelstrecke

tionsfehlermethode schätzt eine geringere Dämpfung, welche die Überschwingweite der Sprungantwort besser approximiert, daraufhin aber eine geringere Dämpfung und so einen etwas größeren Approximationsfehler im Zeitbereich aufweist, als die kennwertbasierte Methode. Im Frequenzbereich wird der geringste Fehler per Design durch die Optimierung der Übertragungsfunktion erreicht, diese führt jedoch zu einem höheren Fehler in der Sprungantwort im Zeitbereich. Eine Auswahl der empfohlenen Methode zur Approximation findet, basierend auf der Lageregelung, im nächsten Kapitel statt (Abschnitt 7.4.1).

In der Amplitude der Übertragungsfunktion auf Abb. 6.12a lässt sich eine weitere Systemeigenschaft erkennen: trotz variierender Position über die gesamte Spindellänge prägen sich Unterschiede in $G_{pd}(s)$ erst hinter der Frequenz der ersten Bandsperre aus. Die Positionsabhängigkeit des Mechanikmodells spielt somit für den

Lageregler keine wesentliche Rolle mehr. Diese Aussage gilt für den verwendeten Versuchsstand, bei dem die ungestützte Spindellänge für die dominierende axiale Eigenschwingung im Worst-Case ($l_{0,\text{ax}} + x_{l,\text{max}}$) etwa 1 m beträgt. Da bei längeren Spindeln anstelle der Fest-Los-Lagerung jedoch eher eine Fest-Fest-Lagerung mit Spindelreckerung eingesetzt wird, wodurch das axiale Steifigkeitsverhalten der Spindel in Richtung Spindelende etwa um Faktor vier verbessert wird [12, S. 26] und somit weniger variiert, lässt sich ein ähnliches Resultat auch für längere Spindeln mit Fest-Fest-Lagerung erwarten.

7 Lageregelung mittels Sliding-Mode-Regelung

Basierend auf der approximierten Lageregelstrecke wird im folgenden Abschnitt der modellbasierte Lageregler entworfen und ausgelegt. Zur Steigerung der dynamischen Genauigkeit wird die Regelung als Trajektorienfolgeregler entworfen, welcher die bekannte Dynamik des Sollsignals aus der Führungsgröße zur Verbesserung der dynamischen Genauigkeit nutzt.

Hierfür wird in Abschnitt 7.1 ein allgemeiner Regler basierend auf der Idee des SMC hergeleitet und in zwei konkreten Ansätzen, einem linearen und einem nicht-linearen, auf die reduzierte Lageregelstrecke des vorigen Kapitels angewandt. Die Wahl und Modellierung des zur Regelung notwendigen Zustandsbeobachters wird in Abschnitt 7.2 erläutert. In Abschnitt 7.3 wird der gesamte Regelkreis der Lageregelung analytisch formuliert. Abschließend wird in Abschnitt 7.4 die Parametrierung der beiden Regler und des Beobachters diskutiert.

7.1 Herleitung der Sliding-Mode-Regelung flacher Systeme

Die Regelung basiert auf dem Gedanken des Sliding-Mode-Reglers, welcher aufgrund seiner Robustheit ausgewählt wurde [162, 163, 164]. Der Grundgedanke der reinen Sliding-Mode-Regelung des n -dimensionalen dynamischen Systems $\Sigma : \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})u, y = h(\mathbf{x}), \mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0$ ist der Entwurf eines virtuellen Systemausgangs $\bar{y} = s(\mathbf{x}) \in \mathbb{R}$, welcher mit einem Zweipunktregler

$$u_s = -\bar{u} \operatorname{sign}(\bar{y}) = \begin{cases} -\bar{u}, & \text{falls } \bar{y} > 0 \\ 0, & \text{falls } \bar{y} = 0 \\ \bar{u}, & \text{falls } \bar{y} < 0 \end{cases} \quad (7.1)$$

stabilisiert wird. Es entsteht ein System variabler Ordnung (VSS), welches Fragen bezüglich der Existenz und Eindeutigkeit einer Lösung des geregelten dynamischen Systems aufwirft [164], durch spätere Modifikationen des Stellgesetzes lässt sich jedoch eine eindeutig definierte Lösung erreichen.

Der virtuelle Ausgang $\bar{y} = s(\mathbf{x})$ wird nachfolgend Sliding-Variable genannt und muss für einen stabilisierenden Regler folgende Bedingungen erfüllen:

1. **Erreichbarkeit:** Das System Σ hat relativen Grad $r_s = 1$ zum Ausgang $\bar{y} = s(\mathbf{x})$. Dies ist eine hinreichende Bedingung für die Erreichbarkeit von $s(\mathbf{x})$ aus dem gesamten Zustandsraum.
2. **Stabile Nulldynamik:** Das System Σ mit Ausgang $\bar{y} = s(\mathbf{x})$ weist eine asymptotisch stabile Nulldynamik auf. Dadurch konvergiert der Regler weiter in Richtung Regelfehler 0, nachdem der Zweipunktregler 7.1 den Ausgang $\bar{y} \rightarrow 0$ erreicht hat.

Die folgende Herleitung basiert lose auf der SMC-Formulierung für flache Systeme von Sira-Ramirez [165], unterscheidet sich jedoch in der Beweisführung durch Einbezug der Passivität und wird in Satz 7.4 für eine allgemeine Ansatzfunktion erweitert und bewiesen.

Satz 7.1 (Wahl der Sliding-Variable zur für flache SISO-Systeme). Für flache SISO-Systeme (relativer Grad n) erfüllt die Sliding-Variable

$$\begin{aligned}
 s(\mathbf{y}) &= \prod_{i=1}^{n-1} \left(\frac{d}{dt} + \lambda_i \right) (y) = {}^{(n-1)}y + \sum_{i=1}^{n-1} \lambda_i {}^{(n-2)}y + \dots + \prod_{i=1}^{n-1} \lambda_i y \\
 &= {}^{(n-1)}y + \rho_{n-1} {}^{(n-2)}y + \rho_{n-2} {}^{(n-2)}y + \dots + \rho_1 y \\
 &= \underbrace{[\rho_1 \quad \rho_2 \quad \dots \quad \rho_{n-1} \quad 1]}_{=:\boldsymbol{\rho}^T} \underbrace{\begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \\ \vdots \end{bmatrix}}_{=:\mathbf{y}}
 \end{aligned}$$

mit $\text{Re}(\lambda_i) > 0, i = 1, \dots, n - 1$ die oben genannten Bedingungen für einen stabilen Sliding-Mode-Regler. λ_i sind reell oder paarweise konjugiert komplex zu wählen und entsprechen den negierten Polen der Fehlerdynamik der Sliding-Variable, d.h. die Konvergenzgeschwindigkeit für $s(\mathbf{y}) \equiv 0$ kann direkt beeinflusst werden. Zur kompakten Darstellung werden die Koeffizienten des ausmultiplizierten charakteristischen Fehlerpolynoms mit $\rho_i \in \mathbb{R}_+, i = 1, \dots, n - 1$ bezeichnet.

Beweis. (Linearer Fall). Die Zeitableitung des virtuellen Ausgangs \bar{y} mit Sliding-Variable nach Satz 7.1 und mit dem System

$$\begin{aligned}
 \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}u, \quad \mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0 \in \mathbb{R}^n \\
 y &= \mathbf{c}^T \mathbf{x}
 \end{aligned}$$

führt auf

$$\begin{aligned} \dot{s}(\mathbf{y}) &= \frac{d}{dt} \prod_{i=1}^{n-1} \left(\frac{d}{dt} + \lambda_i \right) (y) \\ &= \mathbf{c}^T \mathbf{A}^n \mathbf{x} + \underbrace{\mathbf{c}^T \mathbf{A}^{n-1} \mathbf{b}}_{\neq 0} u + \sum_{i=1}^{n-1} \lambda_i \overset{(n-1)}{y} + \dots + \prod_{i=1}^{n-1} \lambda_i \dot{y} = \boldsymbol{\rho}^T \dot{\mathbf{y}}. \end{aligned}$$

Aus dem relativen Grad n des Systems Σ folgt somit der relative Grad 1 bezüglich der Sliding-Variablen \bar{y} . Die asymptotische Stabilität der Nulldynamik folgt aus der Transformation des allgemeinen flachen Systems

$$\frac{d}{dt} \mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_2 & y_3 & \dots & \underbrace{\mathbf{c}^T \mathbf{A}^n \mathbf{x} + \mathbf{c}^T \mathbf{A}^{n-1} \mathbf{b} u}_{y_{n+1}} \end{bmatrix}^T$$

mit der regulären Transformationsmatrix (Diffeomorphismus)

$$\bar{\mathbf{y}} = \begin{bmatrix} \rho_1 & \rho_2 & \dots & \rho_{n-1} & \rho_{n-1} = 1 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \mathbf{0}_{n-3} & \mathbf{0}_{n-4} & \ddots & \mathbf{0}_{n-4} & \mathbf{0}_{n-4} \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{y} = \mathbf{T}_y \mathbf{y}$$

auf die Form (EA-Normalform)

$$\begin{aligned} \dot{\bar{\mathbf{y}}} &= \begin{bmatrix} \dot{\bar{y}} \\ \dot{\bar{\eta}}_y \end{bmatrix} = \mathbf{T}_y \mathbf{A} \mathbf{T}_y^{-1} + \mathbf{T}_y \mathbf{b} u \\ &= \begin{bmatrix} \dot{s}(\bar{\mathbf{y}}, u) \\ \bar{y}_3 \\ \vdots \\ \bar{y}_1 - \rho_1 \bar{y}_2 - \dots - \rho_{n-1} \bar{y}_n \end{bmatrix} \end{aligned}$$

mit Zustandsdynamik \dot{y} und linearer Nulldynamik

$$\dot{\eta}_y = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & 1 & \\ & & & \ddots \\ -\rho_1 & -\rho_2 & -\rho_3 & \dots \end{bmatrix} \eta_y, \quad (7.2)$$

die direkt in Beobachtbarkeitsnormalform vorliegt und nicht von Eingang u abhängt. Die Koeffizienten der zugehörigen Differentialgleichung können direkt aus der untersten Zeile abgelesen werden und führen zu den Polen $-\lambda_i, i = 1, \dots, n - 1$ der Sliding-Variable. Sind diese stabil gewählt, so ergibt sich auch eine stabile Nulldynamik. Da die Nulldynamik invariant gegenüber Zustandstransformationen ist, gilt dies unabhängig von der gewählten Zustandsdarstellung. Somit erfüllt die Wahl einer Sliding-Variable nach Satz 7.1 für flache SISO-Systeme *immer* die Voraussetzungen der Erreichbarkeit und stabilen Nulldynamik. \square

Anmerkung 7.2 (Dynamik auf der Sliding-Variable). Aus (7.2) lässt sich nicht nur die Stabilität der Nulldynamik erkennen, sondern über die Pole $-\lambda_i$ auch direkt die Konvergenzgeschwindigkeit auf der Sliding-Variable einstellen.

Anmerkung 7.3 (Beweis für den nichtlineare Systemdynamik). Der Beweis für den nichtlinearen Fall kann analog geführt werden. Es fällt die Lie-Ableitung der Regelgröße y entlang des Vektorfelds der Systemdynamik $\dot{x} = f(x) + g(x)u$ an. Die Nulldynamik bleibt dabei unverändert linear.

Mit Satz 7.1 ist ein Ansatz für die Sliding-Variable gefunden, der das System bei Erreichen der Sliding Variable immer exponentiell stabilisiert. Darauf aufbauend wird ein Regler für das System

$$\begin{aligned} \Sigma : \dot{x}_i &= x_{i+1}, & i &= 1, \dots, n - 1 \\ \dot{x}_n &= f_n(x) + g_n u, & g_n &\in \mathbb{R}_+ \end{aligned} \quad (7.3)$$

vorgeschlagen. Zur Anwendung in der Trajektorienfolgeregelung wird das System zuvor in Fehlerkoordinaten überführt. Mit $e_x := x_d - x$ und den Zeitableitungen der Solltrajektorie (unter Voraussetzung der n -mal stetigen Differenzierbarkeit) lässt sich ein vektorieller Schleppfehler $e := x_d - x$ definieren. Das dynamische System in Fehlerkoordinaten ist

$$\dot{e} = \begin{bmatrix} e_2 & e_3 & \dots & e_n & \binom{n}{x}_d - f_n(x) - g_n u \end{bmatrix}^T. \quad (7.4)$$

Satz 7.4 (Stabilisierender Lageregler). Mit einer Sliding-Variable $s(\mathbf{e}) = \boldsymbol{\rho}^\top \mathbf{e}$ des Regelfehlers $\mathbf{e} := \mathbf{x}_d - \mathbf{x}$ nach Satz 7.1 und der nichtlinearen Systemdynamik des flachen Systems (7.4) ist ein stabilisierender Regler zur Trajektorienolfgeregelung

$$u = \frac{1}{g_n} (\boldsymbol{\rho}^\top (\dot{\mathbf{x}}_d - \mathbf{f}(\mathbf{x})) + \kappa(s(\mathbf{e}))). \quad (7.5)$$

Die Eingangsverstärkung $g_n > 0$ wird vorausgesetzt. Weiterhin ist $\kappa(s) = \{\kappa : \mathbb{R} \mapsto \mathbb{R}, s(\mathbf{e})\kappa(s(\mathbf{e})) > \epsilon \|\mathbf{e}\|\}$ eine speicherlose Funktion mit positivem Gradienten in 0 (Sektor-Nichtlinearität in $[\epsilon, \infty)$, $\epsilon > 0$ [154, Def. 5.2]).

Beweis. Zu zeigen ist die asymptotische Konvergenz des Reglers gegen $s = 0$. Für $s(\mathbf{e}) \equiv 0$ führt die asymptotisch stabile Nulldynamik zur Konvergenz des Reglers. Als Lyapunov-Funktion wird $V(\mathbf{e}) = s(\mathbf{e})^2/2$ gewählt. Diese ist radial unbeschränkt in $s(\mathbf{e})$. Dann ist das geregelte System mit Referenzsignal \mathbf{x}_d global asymptotisch stabil, wenn es strikt passiv bezüglich des Ausgangs und im Nullzustand beobachtbar ist [154, Lemma. 5.6]. Dies bedeutet, dass dem geregelten System Energie entzogen wird, solange $s \neq 0$ gilt.

Die Beobachtbarkeit im Nullzustand folgt aus der Definition der Sliding-Variable mit relativem Grad eins.

Für die strikte Ausgangspassivität (SISO) muss gelten [154, Def. 5.3]:

$$uy \geq \dot{V} + y\psi(y), \quad \text{mit } y\psi(y) \geq 0 \quad \forall y \neq 0.$$

Für $V(s) = s(\mathbf{e})^2/2$ ergibt sich die Ableitung nach der Zeit

$$\begin{aligned} \dot{V}(\mathbf{e}) &= s(\mathbf{e})s(\dot{\mathbf{e}}) = s(\mathbf{e}) (\boldsymbol{\rho}^\top (\dot{\mathbf{x}}_d - \mathbf{f}(\mathbf{x})) - g_n u) \\ &= s(\mathbf{e}) \left(\boldsymbol{\rho}^\top (\dot{\mathbf{x}}_d - \mathbf{f}(\mathbf{x})) - g_n \frac{1}{g_n} (\boldsymbol{\rho}^\top (\dot{\mathbf{x}}_d - \mathbf{f}(\mathbf{x})) + \kappa(s(\mathbf{e}))) \right) \\ &= -s(\mathbf{e})\kappa(s(\mathbf{e})). \end{aligned} \quad (7.6)$$

Dann ist

$$u\bar{y} = us(\mathbf{e}) = \boldsymbol{\rho}^\top \mathbf{e} \frac{\boldsymbol{\rho}^\top (\dot{\mathbf{x}}_d - \mathbf{f}(\mathbf{x})) + \kappa(s(\mathbf{e}))}{g_n}.$$

Mit

$$\tilde{\mathbf{e}} := \begin{bmatrix} \mathbf{e} \\ \binom{(n)}{\mathbf{x}_d - \mathbf{f}_n(\mathbf{x})} \end{bmatrix}$$

lässt sich folgende Abschätzung erreichen:

$$(\boldsymbol{\rho}^T \mathbf{e}) \boldsymbol{\rho}^T (\dot{\mathbf{x}}_d - \mathbf{f}(\mathbf{x})) = \tilde{\mathbf{e}}^T \begin{pmatrix} \boldsymbol{\rho} \\ 0 \end{pmatrix} [0 \quad \boldsymbol{\rho}^T] \tilde{\mathbf{e}} \geq \lambda_{\min} \left(\begin{pmatrix} \boldsymbol{\rho} \\ 0 \end{pmatrix} [0 \quad \boldsymbol{\rho}^T] \right) \|\tilde{\mathbf{e}}\|^2.$$

Als dyadisches Produkt gilt

$$\text{rang} \left(\begin{pmatrix} \boldsymbol{\rho} \\ 0 \end{pmatrix} [0 \quad \boldsymbol{\rho}^T] \right) = 1$$

und damit $\lambda_2 = \dots = \lambda_n = 0$, weiter ist $\lambda_1 > 0$, da $\{\boldsymbol{\rho}\}_i > 0 \forall i = 1, \dots, n$ (da $\boldsymbol{\rho}$ per Design die Koeffizienten eines Hurwitz-Polynoms sind, siehe Satz 7.1). Somit ist

$$(\boldsymbol{\rho}^T \mathbf{e}) \boldsymbol{\rho}^T (\dot{\mathbf{x}}_d - \mathbf{f}(\mathbf{x})) \geq \lambda_{\min} \left(\begin{pmatrix} \boldsymbol{\rho} \\ 0 \end{pmatrix} [0 \quad \boldsymbol{\rho}^T] \right) \|\tilde{\mathbf{e}}\|^2 = 0$$

und das Produkt $u\bar{y}$ kann vereinfachend zu

$$u\bar{y} = \boldsymbol{\rho}^T \mathbf{e} \frac{\boldsymbol{\rho}^T (\dot{\mathbf{x}}_d - \mathbf{f}(\mathbf{x})) + \kappa(s(\mathbf{e}))}{g_n} \geq \frac{s(\mathbf{e})\kappa(s(\mathbf{e}))}{g_n}$$

abgeschätzt werden, wobei $s(\mathbf{e})\kappa(s(\mathbf{e})) > 0$ aus der Definition der Funktion $\kappa(\cdot)$ gilt. Für die Passivität ist damit zu zeigen, dass

$$\begin{aligned} \frac{s(\mathbf{e})\kappa(s(\mathbf{e}))}{g_n} &\geq -s(\mathbf{e})\kappa(s(\mathbf{e})) + \bar{y}\psi(\bar{y}) \\ \Leftrightarrow \frac{s(\mathbf{e})\kappa(s(\mathbf{e}))}{g_n} &\geq -s(\mathbf{e})\kappa(s(\mathbf{e})) + s(\mathbf{e}) \underbrace{\left(1 + \frac{1}{g_n}\right) \kappa(s(\mathbf{e}))}_{=: \psi(s(\mathbf{e}))}. \end{aligned}$$

Die abgeführte Energie des Systems ist für $s \neq 0$

$$s(\mathbf{e}) \left(1 + \frac{1}{g_n}\right) \kappa(s(\mathbf{e})) \geq 0$$

und hängt wesentlich vom Ausgang (der gewählten Sliding-Variable s) sowie der Eingangsverstärkung g_n des Systems ab. \square

Mit Satz 7.1 und Satz 7.4 steht somit ein Grundgerüst zum Reglerentwurf für flache Systeme zu Verfügung, welches auf dem Sliding-Mode-Gedanken aufbaut und zum Entwurf des Lagereglers am spezifischen System genutzt werden kann. Die

Wahl von $\kappa(s(\mathbf{e}))$ ist unter der Annahme von $g_n > 0$ lediglich an die Bedingung $s(\mathbf{e})\kappa(s(\mathbf{e})) > 0$ gebunden, die in Abb. 7.1 grafisch dargestellt ist. Abschließend

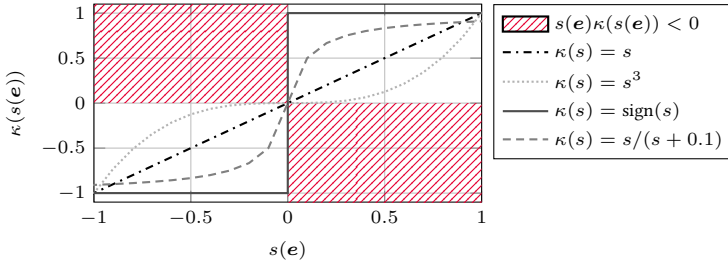


Abbildung 7.1: Erlaubte Bereiche und mögliche valide Ansätze zur Wahl von $\kappa(s)$

soll betrachtet werden, wie eine Störung durch nichtmodelliertes Systemverhalten auf die Stabilität des Reglers wirkt. Das gestörte System wird hierfür formuliert zu

$$\Sigma : \begin{aligned} \dot{x}_i &= x_{i+1} + \delta_i, & i &= 1, \dots, n-1 \\ \dot{x}_n &= f_n(\mathbf{x}) + g_n u + \delta_n, & g_n &\in \mathbb{R}_+, \end{aligned} \quad (7.7)$$

wobei $\boldsymbol{\delta} = [\delta_1 \ \dots \ \delta_n]^T$ eine zeitvariante Störung der Systemdynamik darstellt.

Satz 7.5 (Stabilisierender Lageregler für gestörte Systemdynamik). Gegeben sei das gestörte System in Fehlerkoordinaten mit Systemdynamik (7.7). Dann stabilisiert der Regler (7.5) das gestörte System, wenn κ die Bedingungen aus Satz 7.4 (speicherlose Funktion mit positivem Gradienten) erfüllt und

$$|\kappa(s(\mathbf{e}(t)))| > |\boldsymbol{\rho}^T \boldsymbol{\delta}(t)|$$

gilt.

Beweis. Mit der Lyapunov-Funktion $V(s(\mathbf{e})) = s(\mathbf{e})^2/2$ ergibt sich die Ableitung

$$\dot{V}(s(\mathbf{e})) = -s(\mathbf{e}) (\boldsymbol{\rho}^T \boldsymbol{\delta}(t) + \kappa(s(\mathbf{e}))) \stackrel{!}{<} 0 \quad \forall s(\mathbf{e}) \neq 0.$$

Die Ableitung ist negativ definit, wenn die Summe $\boldsymbol{\rho}^T \boldsymbol{\delta}(t) + \kappa(s(\mathbf{e}))$ die Bedingung aus Abb. 7.1 erfüllen. Eine (konservative) Abschätzung dieser Bedingung lässt sich durch die beiden Forderungen

$$\begin{aligned} s(\mathbf{e})\kappa(s(\mathbf{e})) &> 0 \quad \text{und} \\ |\kappa(s(\mathbf{e}))| &> |\boldsymbol{\rho}^T \boldsymbol{\delta}(t)| \end{aligned}$$

erreichen. □

In den nachfolgenden Abschnitten wird der Lageregler mit zwei unterschiedlichen Ansatzfunktionen κ entworfen und untersucht.

7.1.1 Nichtlinearer, Quasi-Sliding-Mode-Regler

Der klassische Sliding-Mode-Regler verwendet eine Signum-Ansatzfunktion der Form $\kappa(s) := k_s \text{sign}(s)$ [164]. Diese führt auf eine variable Systemordnung, aber auch zu einer endlichen, abschätzbaren Konvergenzzeit

$$t_R \leq \frac{|s(\mathbf{x}_0)|}{k_s} \tag{7.8}$$

des nominellen Systems bis $s \equiv 0$ erreicht ist. In der praktischen Anwendung führt die Signumfunktion zu Schaltrauschen des Systems, welches durch die endliche Abtastzeit verursacht wird. Dadurch wird $s \equiv 0$ nie erreicht, stattdessen oszilliert s um 0 und somit die Stellgröße u zwischen den Werten $\{-k_s, k_s\}$ [64]. Abhilfe schaffen hier die Maßnahmen

- Abflachen von κ um den Ursprung: Durch Wahl einer stückweise stetig differenzierbaren Approximation von κ , beispielsweise über eine lineare Steigung in einem Grenzbereich um null [166], oder eine Approximation über kontinuierliche Funktionen [167, Kap. 1.2.1].
- Hysterese von κ um den Ursprung [65]: Diese wirkt sich auf die Genauigkeit des Positionsfehlers aus.
- Sliding-Mode-Regelung zweiter Ordnung [168]: Durch Erweiterung der statischen Funktion κ auf ein differentielles Stellgesetz lässt sich der Winkel bei Konvergenz mit der Sliding-Variable beeinflussen (Super Twisting Sliding Mode Control (STSMC)). Dies ist außerhalb des Rahmens der hergeleiteten Reglerfamilie und wird hier nicht weiter verfolgt.

- Tiefpassfilterung des Stellsignals [66]: Hierdurch wird eine zusätzliche Phasenabsenkung und eine weitere Verzögerung in den Lageregelkreis eingeführt.

Aufgrund der Nachteile der letzten drei Varianten wird die Approximation der Signumfunktion ausgewählt. Konkret wird die Funktion

$$\kappa_{\text{qSMC}}(s) = k_s \frac{s(e)}{|s(e)| + \epsilon} \quad (7.9)$$

verwendet, wobei $\lim_{\epsilon \rightarrow 0} \kappa_{\text{qSMC}}(s) = k_s \text{sign}(s)$ gilt, wie in Abb. 7.2. ersichtlich wird. ϵ bezeichnet den Approximationsparameter zur Unterdrückung des Schaltrauschens.

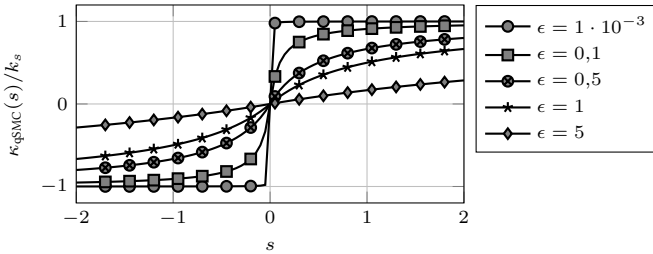


Abbildung 7.2: Auswirkung von ϵ auf $\kappa_{\text{qSMC}}(s)$

Anmerkung 7.6. Durch die Approximation der Signumfunktion geht die Konvergenz zur Sliding-Variable $s = 0$ in endlicher Zeit verloren. Anstelle dieser findet eine asymptotische Konvergenz statt. Die Konvergenz in endlicher Zeit findet jedoch auch in der Praxis nicht statt, wenn durch das Schaltrauschen ein Überschwingen von s entsteht. Die Stabilität des Systems ist unabhängig davon sichergestellt, da Satz 7.4 und Satz 7.5 mit allgemeiner Ansatzfunktion κ hergeleitet wurden.

Für die reduzierte PT₂I-Strecke

$$\Sigma_p : \quad \dot{\mathbf{x}}_p = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -\omega_0^2 & -2D\omega_0 \end{bmatrix} \mathbf{x}_p + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \omega_0^2 \end{bmatrix} u, \quad \mathbf{x}_p(0) = \mathbf{x}_{p,0} \quad (7.10)$$

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

ist der Quasi-Sliding-Mode-Lageregler (qSMC) mit Sliding-Variable

$$s(e) = \ddot{e}_x + (\lambda_1 + \lambda_2)\dot{e}_x + \lambda_1\lambda_2 e_x \quad (7.11)$$

somit

$$u_{\text{qSMC}} = \frac{1}{\omega_0^2} \left(\ddot{x}_d + 2D\omega_0\dot{x}_d + \omega_0^2 x_d + (\lambda_1 + \lambda_2)\ddot{e}_x + \lambda_1\lambda_2\dot{e}_x + k_s \frac{s(\mathbf{e})}{|s(\mathbf{e})| + \epsilon} \right). \quad (7.12)$$

Die Modellgrößen der Vorsteuerung wurden durch Referenzgrößen $2D\omega_0\dot{x}_d + \omega_0^2 x_d$ ersetzt, was bei kleinen Fehlern e_x keinen Unterschied in der Größe der Vorsteuerung macht, aber im Gegensatz zur gemessenen Größe x_l rauschfrei ist. Der Regler besteht somit aus einer Vorsteuerung

$$u_{\text{F,SMC}} = \frac{1}{\omega_0^2} (\ddot{x}_d + 2D\omega_0\dot{x}_d + \omega_0^2 x_d), \quad (7.13)$$

bei der über \ddot{x}_d die Dynamik vorgesteuert wird und die anderen Terme zur Modellkompensation der Lageregelstrecke verwendet werden, sowie aus der Trajektorienfolgeregelung

$$u_{\text{K,qSMC}} = \frac{1}{\omega_0^2} \left((\lambda_1 + \lambda_2)\ddot{e}_x + \lambda_1\lambda_2\dot{e}_x + k_s \frac{s(\mathbf{e})}{|s(\mathbf{e})| + \epsilon} \right). \quad (7.14)$$

Die Tuning-Parameter dieses Reglers sind die negierten Pole $\lambda_{1/2}$ mit $\text{Re}(\lambda_{1/2}) > 0$ sowie die Reglerverstärkung $k_s \gg 0$ und der Verrundungsparameter $\epsilon \geq 0$.

Äquivalente Regelung Für die spätere Analyse des qSMC wird das Prinzip der äquivalenten Regelung (*equivalent control*) verwendet, welches für $\epsilon > 0$ nur eine Approximation darstellt. Hierbei wird angenommen, dass die Sliding-Variablen auf $s(\mathbf{e}) = \dot{s}(\mathbf{e}) = 0 \quad \forall t > t_R$ konvergiert ist. Übrig bleibt hierbei der äquivalente Eingang u_{eq} . Dieser ergibt sich für das System (7.10) mit Schaltebene (7.11) zu

$$\begin{aligned} 0 = \dot{s}(\mathbf{e}) &= \begin{bmatrix} \lambda_1\lambda_2 \\ \lambda_1 + \lambda_2 \\ 1 \end{bmatrix}^T \left(\dot{x}_d - \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -\omega_0^2 & -2D\omega_0 \end{bmatrix} \mathbf{x}_p - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \omega_0^2 \end{bmatrix} u \right) \\ \Leftrightarrow u_{\text{SMC,eq}} &= \frac{1}{\omega_0^2} (\ddot{x}_d + 2D\omega_0\dot{x}_d + \omega_0^2 x_d + (\lambda_1 + \lambda_2)\ddot{e}_x + \lambda_1\lambda_2\dot{e}_x). \quad (7.15) \end{aligned}$$

Einsetzen in das nominelle System führt mit der äquivalenten Regelung auf die Systemdynamik zweiter Ordnung (7.2) mit den Polen $-\lambda_{1/2}$.

Anmerkung 7.7. Für eingangsaffine Systeme, wie die reduzierte Lageregelstrecke Σ_p (7.10), ist die Lösung über das Prinzip der äquivalenten Regelung gleichwertig zur (im Allgemeinen exakteren) Filippov-Lösung des Systems variabler Ordnung [169, Kap. 2.5].

7.1.2 Sliding-Mode-Reglerentwurf mit linearer Ansatzfunktion

Motiviert durch das etablierte SMC-Verfahren mit nicht schwingungsfähiger Strecke von Altintas u. a. [34] und darauf aufbauenden Arbeiten wird als weitere Variante ein linearer Ansatz

$$\kappa_{\text{ISM}}(s(\mathbf{e})) = k_l s(\mathbf{e}) \quad (7.16)$$

eingeführt. Dieser wird in [5] vorgestellt und führt auf den Sliding-Mode-Lageregler mit linearer Ansatzfunktion (ISM)

$$u_{\text{ISM}} = \frac{1}{\omega_0^2} (\ddot{x}_d + 2D\omega_0\dot{x}_d + \omega_0^2 x_d + (\lambda_1 + \lambda_2)\ddot{e}_x + \lambda_1\lambda_2\dot{e}_x + k_l s(\mathbf{e})), \quad (7.17)$$

bestehend aus der Vorsteuerung $u_{F,\text{SMC}}$ aus (7.13) sowie dem Regler

$$u_{K,\text{ISM}} = \frac{1}{\omega_0^2} ((\lambda_1 + \lambda_2)\ddot{e}_x + \lambda_1\lambda_2\dot{e}_x + k_l s(\mathbf{e})). \quad (7.18)$$

Die Vorteile der linearen Ansatzfunktion κ_{ISM} liegen in der Linearität des Führungsverhaltens des geschlossenen Regelkreises – selbst bei nichtlinearer Regelstrecke, da diese über die Vorsteuerung E/A-linearisiert wird. Hierdurch kann beispielsweise eine H_∞ -Auslegung erfolgen, die mit nichtlinearem Regler nicht möglich ist.

Überführbarkeit in einen Zustands-Lageregler Durch Umformen der Fehlerdynamik der Trajektorienfolgeregelung des Stellgesetzes im Laplacebereich ergibt sich

$$\begin{aligned} s^3 E_x(s) + (\lambda_1 + \lambda_2)s^2 E_x(s) + \lambda_1\lambda_2 s E_x(s) + k_l s(E_x(s)) &= 0 \\ \Leftrightarrow (s^3 + (\lambda_1 + \lambda_2 + k_l)s^2 + (\lambda_1\lambda_2 + k_l\lambda_1 + k_l\lambda_2)s + (\lambda_1\lambda_2 k_l)) E_x(s) &= 0 \\ \Leftrightarrow (s + \lambda_1)(s + \lambda_2)(s + k_l) E_x(s) &= 0. \end{aligned}$$

Der verwendete Regler ist also äquivalent zu einem Zustands-Lageregler dritter Ordnung mit den Polen $-\lambda_1$, $-\lambda_2$ und $-k_l$. Zur Regelung nachgiebiger Systeme schlagen verschiedene Autoren eine direkte Zustandsregelung mit Polplatzierung vor (u.a. [1, 17, 43] sowie [4, Kap. 2.4.3]). Im Gegensatz dazu wird in dieser Arbeit die unterliegende Geschwindigkeitskaskade beibehalten, welche einen Teil der Störgrößen, wie Reibung und positionsabhängiges Verhalten des KGT, bereits kompensiert.

7.2 Zustandsbeobachter

Zur Berechnung des Regelfehlers benötigt der Lageregler die rekonstruierten Ableitungen der Tischposition bis zur Beschleunigung. Hierfür wird ein Zustandsbeobachter eingesetzt. Für das rein differenzierende PT_2I -Modell sind alternativ auch differenzierende Filterstrukturen denkbar, diese führen aber eine größere Totzeit in die Zustandsrekonstruktion ein. Eine weitere Alternative stellt der Einsatz von Beschleunigungssensorik dar [75], die zusätzliche Hardwarekosten verursacht und eine weitere Komponente darstellt, die potenziell ausfallen kann.

Als Zustandsbeobachter wird ein Kalmanfilter [170] gewählt. In der Gruppe der Zustandsbeobachter eignen sich neben dem Kalmanfilter auch Luenberger-Beobachter [171] und – der Regelung folgend – Sliding-Mode-Beobachter (SMO) [172, 173]. Ein umfassender Vergleich der Rekonstruktionsqualität der beschriebenen Methoden ist in [174] zu finden.

Die Einstellung von Luenberger-Beobachtern erfordert das Platzieren von Polen, welches zu ähnlichen Ergebnissen wie beim Kalmanfilter führen kann. Das Einstellen von Gewichtungen ist jedoch bei der Inbetriebnahme intuitiver und kann für Kalmanfilter automatisiert aus der Identifikation erfolgen [175]. Die Zustandsrekonstruktion mit SMO, besonders mit dem SMO von Barbot u. a. [176] erreicht in der praktischen Anwendung ebenfalls geringe Rekonstruktionsfehler, die Qualität der Rekonstruktion ist aber nicht besser als mit Kalmanfilter. Darüber hinaus verliert der Regelkreis durch den SMO seine Linearität, was Tuning und Analyse erschwert.

Rekonstruiert wird der Zustand des reduzierten PT_2I -Systems Σ_p des geschlossenen Geschwindigkeitsregelkreises mit angekoppelter Mechanik. Die Systemgleichungen des geschätzten Systems sind hierfür

$$\dot{\mathbf{x}}_p = \mathbf{A}_p \mathbf{x}_p + \mathbf{b}_p u + \varepsilon(t), \quad \mathbf{x}_p(0) = \mathbf{x}_{p,0} \quad (7.19)$$

$$y = \mathbf{c}_p^T \mathbf{x}_p + \nu(t), \quad (7.20)$$

also (7.10) mit zusätzlich modelliertem Prozessrauschen $\varepsilon(t)$ und Messrauschen $\nu(t)$. Beide werden als Gaußsches weißes Rauschen angenommen, d.h. mittelwertfrei und mit zeitlich unkorrelierten Rauschwerten¹. Die Kovarianz der Rauschsignale sind damit die statischen Matrizen $\text{cov}(\varepsilon) = \mathbf{Q}$ und $\text{cov}(\nu) = R$. Allgemein lassen sich die Schätzgleichungen in einen Prädiktions- und einen Korrekturschritt unterteilen, bei dem jeweils der geschätzte Zustand und dessen Kovarianzmatrix \mathbf{P} berechnet werden [177]. Für den linearen Fall ergibt sich, unabhängig von äußeren Einflüssen, wie Messungen, eine statische Verstärkung \mathbf{k}_k [178, Kap. 8.6] durch Lösung der Riccati-Gleichung

$$\mathbf{A}_p \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_p^T - \mathbf{P} \mathbf{c}_p R^{-1} \mathbf{c}_p^T \mathbf{P} + \mathbf{Q} = \mathbf{0} \quad (7.21)$$

nach \mathbf{P} und Berechnung der Kalmanverstärkung zu

$$\mathbf{k}_k = \mathbf{P} \mathbf{c}_p R^{-1}. \quad (7.22)$$

Die Beobachterdynamik des Kalmanfilters ist damit

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = (\mathbf{A}_p - \mathbf{k}_k \mathbf{c}_p^T) \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{k}_k y + \mathbf{b}_p u, \quad \hat{\mathbf{x}}(0) = \hat{\mathbf{x}}_0 \quad (7.23)$$

mit den Eingängen der Schätzgleichung u und y . Da u aus der Reglergleichung resultiert, lässt sich im Frequenzbereich das System aus Regler und Beobachter zusammenfassen. Die Beobachterdynamik ist hier

$$\hat{\mathbf{X}}(s) = \underbrace{(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_p + \mathbf{k}_k \mathbf{c}_p^T)^{-1}}_{\Phi(s)} (\mathbf{k}_k Y(s) + \mathbf{b}_p U(s)) = \hat{\mathbf{G}}_1 Y(s) + \hat{\mathbf{G}}_2 U(s). \quad (7.24)$$

Eingesetzt in die Reglergleichung ergibt sich mit der abkürzenden Notation

$$\mathbf{X}_{d,n} := [1 \quad s \quad s^2 \quad \dots \quad s^n]^T X_d(s)$$

die Gleichung des Lagereglers mit Beobachterdynamik

$$\begin{aligned} U(s) &= \boldsymbol{\rho}^T (\mathbf{X}_{d,3}(s) - \hat{\mathbf{X}}(s)) + \mathbf{f}^T \mathbf{X}_{d,4}(s) \\ \Leftrightarrow (1 + \boldsymbol{\rho}^T \hat{\mathbf{G}}_2) U(s) &= \boldsymbol{\rho}^T (\mathbf{X}_{d,3}(s) - \hat{\mathbf{G}}_1 Y(s)) + \mathbf{f}^T \mathbf{X}_{d,4}(s) \end{aligned}$$

¹ Diese Annahme trifft in der Praxis selten zu. Bereits die Diskretisierung der Messgrößen im A/D-Wandler erfüllt die Annahme der Mittelwertfreiheit nicht. Dennoch lassen sich in der Regel gute Ergebnisse erzielen.

Die vektorielle Verstärkung des Lagereglers \mathbf{k} unterscheidet sich in Abhängigkeit des gewählten Reglers. Für den Quasi-Sliding-Mode-Regler (7.14) ist eine direkte lineare Darstellung nicht möglich, jedoch eine lokale Linearisierung im aktuellen Zustand oder über die äquivalente Regelung (Annahme der konvergierten Sliding-Variable) zu

$$\mathbf{k}_{qSMC} = \frac{1}{\omega_0^2} [0 \quad \lambda_1 \lambda_2 \quad \lambda_1 + \lambda_2]^T. \quad (7.29)$$

Mit linearer Ansatzfunktion bleibt auch der Regler (7.18) linear und es ergibt sich

$$\mathbf{k}_{lSMC} = \frac{1}{\omega_0^2} [k_l \lambda_1 \lambda_2 \quad k_l (\lambda_1 + \lambda_2) + \lambda_1 \lambda_2 \quad k_l + \lambda_1 + \lambda_2]^T. \quad (7.30)$$

Für die Bewertung der Regelung sind außerdem weitere Performancefunktionen von Interesse: Der Stellaufwand

$$KS_x(s) = \frac{U(s)}{X_d(s)} = \frac{K_x(s)K_v(s)s}{s + G_{0,v}s + \mathbf{k}^T \hat{\mathbf{G}}_1 s (1 + G_{0,v}) + \mathbf{k}^T \hat{\mathbf{G}}_2 G_{0,v} G_{p,2}}, \quad (7.31)$$

die Auswirkung der Störkraft auf die Tischposition (Nachgiebigkeitsfrequenzgang)

$$C_x(s) = \frac{X_I(s)}{Z(s)} = \frac{-(1 + \mathbf{k}^T \hat{\mathbf{G}}_1)(G_{z,2}(1 + G_{0,v}) + G_{p,2}G_{z,1})}{s + \mathbf{k}^T \hat{\mathbf{G}}_1 (1 + G_{0,v})s + G_{0,v}s + \mathbf{k}^T \hat{\mathbf{G}}_2 G_{0,v} G_{p,2}} \quad (7.32)$$

sowie die Auswirkung der Störkraft auf die Stellgröße

$$KC_x(s) = \frac{\tau_{m,d}(s)}{Z(s)} = \frac{K_v(s) \left(G_{z,1}(s + \mathbf{k}^T (\hat{\mathbf{G}}_1 s + \hat{\mathbf{G}}_2 G_{p,2})) + G_{z,2} \mathbf{k}^T \hat{\mathbf{G}}_2 \right)}{s + \mathbf{k}^T \hat{\mathbf{G}}_1 s + G_{0,v}(s + \mathbf{k}^T (\hat{\mathbf{G}}_1 s + \hat{\mathbf{G}}_2 G_{p,2}))}. \quad (7.33)$$

Einfluss der Dynamik der Solltrajektorie

Die Anforderungen der vorgestellten Regler an die Solltrajektorie bestehen in einer dreifachen stetigen Differenzierbarkeit des Sollsignals. Diese entsteht durch die Wahl der reduzierten Lageregelstrecke als System dritter Ordnung und ist auf der NC durch die Ruckbegrenzung der Geschwindigkeitsprofile implizit gegeben. Stehen Ableitungen nicht bis zum Sollruck zur Verfügung, dann muss eine vorherige Filterung der Signale und anschließend eine synchrone Differenzierung erfolgen. Diese ist mit

zusätzlichen Verzögerungen verbunden und muss für eine phasenfreie Trajektorie für alle Ableitungen einer Achse, aber zwischen allen Achsen synchronisiert werden.

Abb. 7.4 zeigt die resultierenden Frequenzanteile eines Siebenphasenprofils mit variierenden Geschwindigkeiten (Abb. 7.4a) und für die maximal zu erwartende Anregung im Führungsverhalten (Abb. 7.4b). Hierbei zeigt sich, dass für das Führungsverhalten mit den gewählten Parametern besonders die Dynamik im niederfrequenten Bereich bis 8 Hz relevant ist.

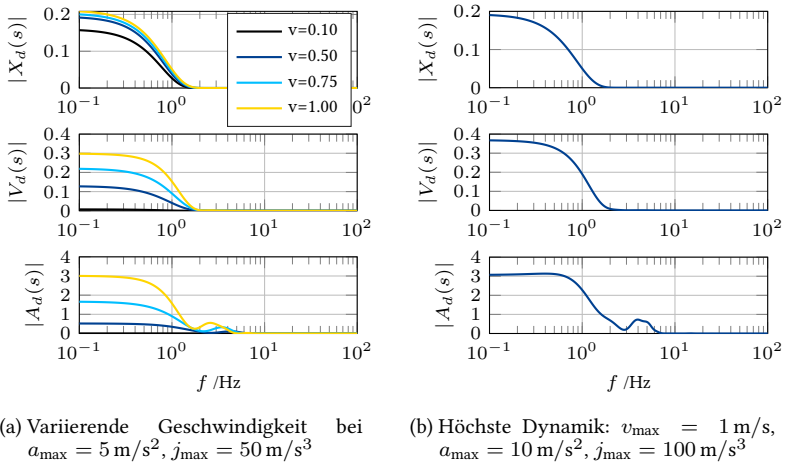


Abbildung 7.4: Leistungsdichtespektrum eines Siebenphasenprofils als Solltrajektorie

Für den robusten Reglerentwurf ist die Bandlimitierung der Sollgröße zu berücksichtigen. Diese kann für die größte zu erwartende Solldynamik (Abb. 7.4b) als Tiefpassfilter $Y_{d,L}(s) = L(s)Y_d(s)$ abgeschätzt werden und formt den Regelfehler zu $E_{x,L}(s) := Y_{d,L}(s) - X_l(s)$. Im Frequenzbereich ergeben sich so die modifizierten Performancefunktionen

$$T_{x,L}(s) = L(s)T_x(s) \quad \text{und} \quad (7.34)$$

$$S_{x,L}(s) = L(s)S_x(s). \quad (7.35)$$

Die Bandbegrenzung der Sollsignale ist auch der Grund, warum der Einsatz einer reinen, modellinvertierenden Vorsteuerung zulässig ist. Durch die verwendeten

Ableitungen (bis zur dritten Ordnung) regt die Vorsteuerung hohe Frequenzen mit wachsender Stellenergie an, die einerseits die Stellgrößenbeschränkung erreicht, wodurch das System den linearen Bereich verlässt. Andererseits wachsen für höhere Frequenzen die unstrukturierten Modellunsicherheiten stark an, wodurch die robuste Stabilität beeinträchtigt werden kann [179]. In [179, 180] werden bandbegrenzte, inverse Modelle zur Vorsteuerung vorgeschlagen, die unsichere, typischerweise hochfrequente, Anregungen vermeiden. Für NC-geführte Anwendungen limitiert das bandbegrenzte Sollsignal die Bandbreite der modellinvertierenden Vorsteuerung. Voraussetzung ist eine gültige Modellapproximation (geringe Unsicherheiten) für die angeregten Frequenzen. Da die Solltrajektorie bis ca. 10 Hz anregt und das PT_2I -Modell bis > 100 Hz gut approximiert (Abb. 6.12a) ist diese Voraussetzung erfüllt.

7.4 Parametrierung

Basierend auf den beiden Reglern, qSMC und ISMC, sowie dem formalisierten Lageregelkreis wird im nachfolgenden Abschnitt die Parametrierung des Lageregelkreises untersucht. Mit der aus den Reglern resultierenden Vorsteuerung $u_{F,SMC}$ wird in Abschnitt 7.4.1 das geeignetste Verfahren zur Modellreduktion ausgewählt. Anschließend wird das Tuning des Beobachters (Abschnitt 7.4.2), des qSMC (Abschnitt 7.4.3) sowie des ISMC (Abschnitt 7.4.4) diskutiert.

7.4.1 Auswahl eines Verfahrens zur PT_2I -Approximation

Aus den identifizierten Werten der PT_2I -Approximation der Lageregelstrecke in Abschnitt 6.4 konnte bisher keine Methodik ausgewählt werden. Mit Kenntnis des Lagereglers und besonders der Vorsteuerung werden die ermittelten Parameter der drei Verfahren aus Tabelle 6.3 (kennwertbasierte Methode, Optimierung im Frequenzbereich und Optimierung des Prädiktionsfehlers im Zeitbereich) verwendet, um die Vorschubachse mit ausgeschaltetem Regler ausschließlich über die Vorsteuerung zu betreiben. Hierbei wird für verschiedene Maximalgeschwindigkeiten der entstehende Schleppfehler bewertet.

Abbildung 7.5 zeigt, dass der Schleppfehler durch Vorsteuerung mit Optimierung im Frequenzbereich sogar etwas höher ist, als bei der kennwertbasierten Methode, zum geringsten Fehler führen die mittels Prädiktionsfehlermethode im Zeitbereich optimierten Parameter. Im Mittel über alle Geschwindigkeiten wird der Schleppfehler gegenüber der kennwertbasierten Methode um 5,43 % reduziert. Die nachfolgende Regelung verwendet daher die Modellparameter der Prädiktionsfehlermethode

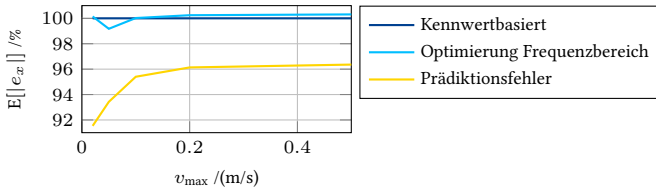


Abbildung 7.5: Prozentualer mittlerer Absolut-Schleppfehler gegenüber der kennwertbasierten Ermittlung der reduzierten Lageregelstrecke für Siebphasenprofile variierender Geschwindigkeit

($\omega_0 = 205,2 \text{ rad/s}$, $D = 0,34$). Dass diese Methode zum geringsten Fehler führt ist plausibel, da deren Identifikation denselben Ein-Schritt-Prädiktionsfehler optimiert, den auch Vorsteuerung und Regler verwenden. Durch die Systemreduktion vernachlässigtes Dynamikverhalten wird so direkt auf die verwendete Fehlermetrik projiziert und führt zwar zu einer ungenaueren Approximation im Frequenzbereich, dafür aber zu einer genaueren Vorhersage des nächsten Zeitschritts.

7.4.2 Robustes Beobachter-Tuning

Beim verwendeten Kalmanfilter sind die Einstellparameter die Gewichte des Messrauschens $R \in \mathbb{R}$ und des Systemrauschens $Q \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$. Diese können datengetrieben bestimmt werden, nur ein Parameter kann optional zur Verbesserung der Schätzung angepasst werden. Die Varianz des Messrauschens R kann direkt aus der Messgenauigkeit des Linearmesssystems ermittelt werden (Anhang A.3, S. 180). Unter Annahme eines gaußverteilten Messfehlers mit der Messgenauigkeit $\Delta_m(x_l)$ als 3σ -Grenze² lässt sich die Varianz ermitteln und die Standardabweichung ergibt sich zu

$$R = \left(\frac{\Delta_m(x_l)}{3} \right)^2. \quad (7.36)$$

Die Gewichtungsmatrix des Systemrauschens Q kann direkt aus einer Menge an Messdaten ermittelt werden. Hierfür werden für die Messungen über ein Savitzky-Golay-Filter die Ableitungen bis zur Beschleunigung akausal bestimmt, es resultiert eine Menge $\{\tilde{x}_k, k = 1, \dots, m\}$. Gleichzeitig wird mit dem PT₂I-Modell (6.32) und den aufgezeichneten Sollgeschwindigkeiten das nominelle Systemverhalten

² 3σ -Grenze: $\approx 99,7\%$ der Messwerte haben eine kleinere Abweichung.

simuliert, woraus sich eine Menge an Vektoren $\{\mathbf{x}_{PT_2l,k}, k = 1, \dots, m\}$ ergibt. Eine Approximation der Matrix \mathbf{Q} folgt dann zu

$$\tilde{\mathbf{Q}}_0 = \text{cov}(\{\mathbf{e}_{PT_2l,k} := \tilde{\mathbf{x}}_k - \mathbf{x}_{PT_2l,k}, k = 1, \dots, m\}). \quad (7.37)$$

Die effektive Kalmanverstärkung kann, darauf aufbauend, robust weiter verstärkt werden [181], durch

$$\tilde{\mathbf{Q}} = \tilde{\mathbf{Q}}_0 + q^2 \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (7.38)$$

Dabei ist ein Kompromiss zwischen Reglerverstärkung und Performance, sowie numerischer Stabilität des Kalmanfilters zu wählen. Abbildung 7.6 zeigt exemplarisch die Schätzfehler der Geschwindigkeit des Kalmanfilters unter einem Siebenphasenprofil. Es ist zu erkennen, dass der Geschwindigkeitsfehler durch größere q abnimmt.

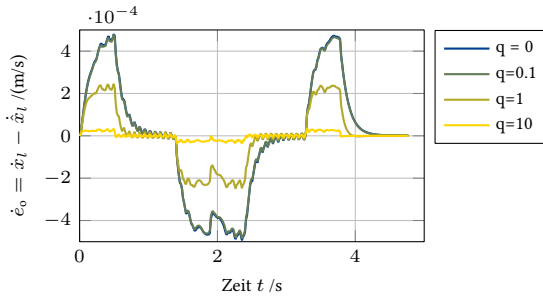


Abbildung 7.6: Geschwindigkeitsfehler des Beobachters für robuste Anpassung des Systemrauschens am Kalmanfilter nach [181]

Für $q = 10$ ist die statische Verstärkung $\mathbf{k}_k = [210,9 \quad 2,217 \cdot 10^4 \quad -1,96 \cdot 10^6]$ nach (7.22), sodass auf eine weitere Verstärkung von q zugunsten numerischer Stabilität verzichtet wird.

7.4.3 Quasi-Sliding-Mode-Lageregler

Für den qSMC sind drei Parameter anzupassen: die Verstärkung k_s , die Verrundung der Signum-Approximation ϵ sowie die Pole der Sliding-Variable $\lambda_{1/2}$.

Der Verrundungsparameter ϵ zur Rattervermeidung soll einerseits klein gewählt werden, um eine schnellere Konvergenz auf die Sliding-Variable $s(e) = 0$ zu erreichen, andererseits groß genug, um ein Rattern des Schleppfehlers zu unterdrücken. Das Rattern entsteht aus der Dynamik der Sliding-Variable in Kombination mit der Abtastzeit. Diese Dynamik ist aus der Ableitung der Lyapunov-Funktion (7.6) bekannt und beträgt

$$\dot{s}(e) = -\kappa(s(e)) = -\frac{k_s s(e)}{|s(e)| + \epsilon}. \quad (7.39)$$

Reines Schaltrauschen der Diskretisierung lässt sich über eine Euler-Integration mit Schrittweite der Abtastfrequenz $f_s = 1/T_s$ simulieren, in der Praxis tritt durch Störungen des internen Modells auch niederfrequenteres Schwingen auf, welches das Rauschen dominiert. Näherungsweise lassen sich diese Schwingungen auf der Sliding-Variable durch Annahme der charakteristischen Frequenz des Rauschen f_{ch} als „Abtastfrequenz“ des Modells 7.39 auffassen. Durch numerische Lösung und Parametervariation von 7.39 wird ersichtlich, dass die minimale Größe von ϵ , die zu Konvergenz von $s(e)$ führt, nur von der charakteristischen Rauschfrequenz f_{ch} und nicht von k_s abhängt. Euler-Integration bei variierenden f_{ch} und ϵ führen auf die in Abb. 7.7 gezeigte Rattergrenze. Eine analytische Approximation der Rattergrenze

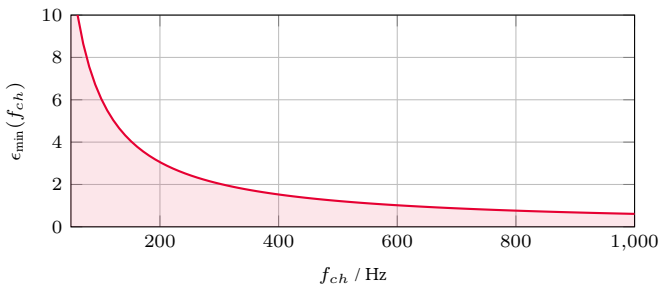


Abbildung 7.7: Ermittelte Grenze des Ratterns von ϵ zur Verrundung von κ_{qSMC}

aus Abb. 7.7 wird für $f_{ch} \geq 50$ Hz über einen Least-Squares-Fit zu

$$\epsilon \geq \frac{611,02}{f_{ch}} \quad (7.40)$$

erreicht. Der durch den Fit resultierende, verbleibende mittlere Fehler beträgt $E[\epsilon] = 0,0098$. Die Ermittlung der Rauschfrequenz f_{ch} wird durch Messungen mit kleiner Verstärkung k_s und geringer Verrundung ϵ , oder Analyse des PT₂-Fits Abb. 6.12a durchgeführt. Bei Letzterem ist die Frequenz der Überhöhung der gemessenen Übertragungsfunktion über den approximierten Frequenzgang entscheidend. Ab einer Frequenz von etwa 130 Hz wird im Führungsverhalten zu viel vorgesteuert, was ein Schaltrauschen bei zu kleinem ϵ anregt. Mit (7.40) ergibt sich ein minimales $\epsilon \approx 4,7$, für die weitere Analyse wird auf $\epsilon = 5$ aufgerundet.

k_s muss zur schnellen Konvergenz gegen $s(e) \rightarrow 0$ hinreichend groß gewählt werden. Ein höheres k_s führt zu schnellerer Konvergenz und besserer Störunterdrückung nach Satz 7.5. Wenn es zu Rattern kommt, wächst mit k_s jedoch auch die Amplitude des Ratterns. Die Obergrenze von k_s ist durch die Dynamik der Aktorik und numerische Fehler bestimmt. Mit der praktischen Annahme von $|\lambda_{1/2}| < 400 \text{ rad/s} \approx 2\omega_0$ und $k_s > 3 \max |\lambda_{1/2}| \approx 6\omega_0$ lassen sich bereits gute Ergebnisse erzielen. Für die nachfolgenden Untersuchungen wird somit $k_s = 1250$ eingestellt. Über die Herleitung der robusten Stabilitätsbedingung in Satz 7.5 und die Störung des reduzierten PT₂I-Systems in (7.10) über eine reine Axialkraft ergibt sich eine konservative Abschätzung zu

$$k_s \geq \rho^T \delta \geq (\lambda_{q,1} + \lambda_{q,2}) \frac{|z_{\max}|}{m_l}.$$

Mit $m_l = 400 \text{ kg}$ folgt die garantierte Stabilität bei $\lambda_{1/2} = 250 \text{ rad/s}$ für Störkräfte $|z| < 1000 \text{ N}$ sowie bei $\lambda_{1/2} = 400 \text{ rad/s}$ für $|z| < 625 \text{ N}$. Die Abschätzung stellt jedoch nur eine notwendige und keine hinreichende Bedingung für die Stabilität des qSMC dar. In der Praxis werden auch Störkräfte von deutlich größeren Werten robust toleriert, wie sich in den nachfolgenden Versuchen zeigt.

Als freie Einstellparameter des qSMC bleiben die negierten Pole $\lambda_{q,1/2}$ der Sliding-Dynamik. Diese werden zur asymptotischen Dämpfung des Reglers auf der reellen Achse platziert. Der niedrigere (näher an null gelegene) Pol limitiert die erreichbare Bandbreite des Reglers, der höhere regt bei zu hoher Wahl die nichtmodellerte Dynamik der Lageregelstrecke an. Eine praktische Wahl, die gleichzeitig zur Vereinfachung des händischen Tunings führt, ist die Annahme eines doppelten negierten Pols $\lambda_q \equiv \lambda_{q,1/2} \in \mathbb{R}_+$, wodurch ein einziger Tuningparameter übrig bleibt. Für eine Aussage zur Konvergenzgeschwindigkeit zur Unterstützung bei der Wahl von λ_q wird das Prinzip der äquivalenten Steuerung (bei angenommener Konvergenz $s(e) = 0$) nach (7.15) verwendet, welches auf das reduzierte System der Nulldynamik (7.2) führt. Dieses ist linear und erlaubt Berechnungen im Frequenzbereich.

Zum Vergleich mit der Einstellung eines P-Lagereglers lässt sich hieraus Abb. 7.8a ableiten. Ist eine Proportionalverstärkung k_v des P-Lagereglers bereits bekannt, kann ein äquivalentes λ_q direkt eingestellt werden. Ist diese nicht bekannt, kann λ_q initial zu $\lambda_q \approx \omega_0$ angenommen werden. Die Frage nach einem robust stabilen maximalen Wert von λ_q kann ebenfalls näherungsweise über die äquivalente Steuerung des Systems beantwortet werden. Hierfür werden die multiplikativen Ausgangsunsicherheiten $\Delta_x(s) = |\bar{G}_{pd}(s) - G_{pd}(s)|/|G_{pd}(s)|$ berechnet und eine parametrische Gewichtung $W_{\Delta_x}(s)$ über die Optimierung (6.26) gefunden. Die gemessenen Frequenzgänge $\bar{G}_{pd}(s)$ der Lageregelstrecke sind aus der Ermittlung der reduzierten Strecke bekannt, oder sind unter den Situationen aufzunehmen, die in der Robustheitsbetrachtung berücksichtigt werden sollen. Zur Maximierung der Pole ergibt sich das Optimierungsproblem

$$\lambda_q^* = \max_{\lambda_q} \lambda_q \tag{7.41}$$

s.t. $|T_{x,eq}(f)W_{\Delta_x}(f)| < 1, \quad \forall f,$

welches am betrachteten System auf $\lambda_q \leq 414,27$ rad/s führt. Die Stabilitätsbedingung ist für die maximale Verstärkung in Abb. 7.8b dargestellt.

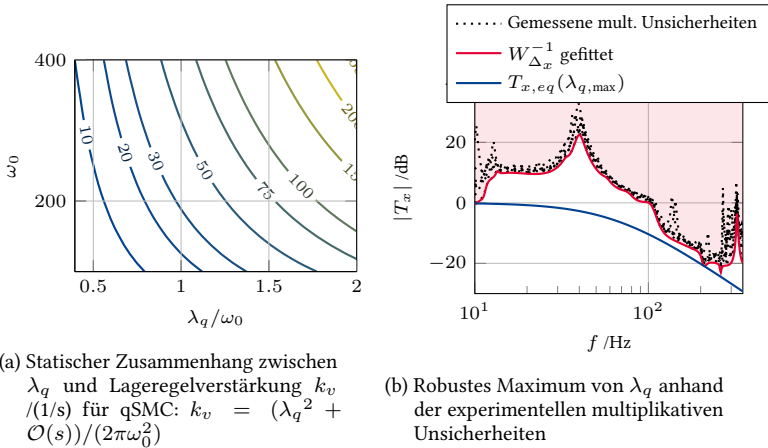


Abbildung 7.8: Abschätzungen der Reglerverstärkung λ_q anhand des Prinzips der äquivalenten Steuerung

Zusammenfassend kann der qSMC somit wie folgt eingestellt werden:

1. Wahl von k_s groß genug zur Störunterdrückung.
2. Ermitteln der Stabilitätsgrenze nach Abb. 7.7, Einstellen von $\epsilon > \epsilon_{\min}(f_{ch})$ der Ratterfrequenz.
3. Tunen der Reglerverstärkung λ_q , initialisieren z. B. bei $\lambda_q \approx \omega_0$.

Die ersten beiden Punkte können in Form eines Inbetriebnahmetools automatisiert werden.

Anmerkung 7.8. Für die rein optimierungsbasierte Einstellung ist, aufgrund der Nichtlinearität des Reglers, eine Betrachtung im Zeitbereich erforderlich. Die Lösung erfordert ein genaues Simulationsmodell der parasitären Dynamik der Lageregelstrecke mit dem nichtlinearen Regler, oder eine große Menge an iterativen Messungen. Aufgrund der variablen Systemordnung durch den qSMC ist die Lösung sensitiv gegenüber dem Integrationsverfahren, weshalb eine variable Schrittweite verwendet werden sollte. Da im Zeitbereich optimiert wird, findet die Optimierung entlang spezifischer Trajektorien statt. Durch den Umfang dieses Themas wird die Optimierung des qSMC in dieser Arbeit nicht betrachtet.

7.4.4 Sliding-Mode-Lageregler mit linearer Ansatzfunktion

Durch die Linearität des ISMC kann die Parametrierung von Hand oder über eine H_∞ -Optimierung durchgeführt werden. Nachfolgend werden beide Wege mit Beschränkung auf je einen Einstellparameter vorgestellt.

Manuelle Parametrierung

Durch die Überführung in den Zustandsregler auf Abschnitt 7.1.2 wird ersichtlich, dass für den ISMC über Einstellung der negierten Pole $\lambda_{l,1/2}$ und k_l eine direkte Polplatzierung durchgeführt werden kann. Mit der Anforderung einer überschwingfrei eingestellten Lageregelung ist zumindest der dominierende Pol rein reell zu wählen. Experimentell zeigt sich, dass die Wahl von $\text{Re}(k_l) \neq \text{Re}(\lambda_{l,1/2})$ zu hohen Verstärkungen im differenzierenden Verhalten führt und daher nachteilig ist. Auch für die einfache Einstellung des Reglers ist die Wahl eines einzigen Verstärkungsfaktors vorteilhaft. Die Parametrierung des ISMC wird daher zur manuellen Parametrierung auf einen Verstärkungsfaktor $\lambda_l \equiv \lambda_{l,1/2} \equiv k_l \in \mathbb{R}_+$ reduziert. Eine bessere Interpretierbarkeit der einzustellenden Größe von λ_l lässt sich erneut

über den statischen Fall ($\dot{e}_x = \ddot{e}_x = 0$) erreichen, der in Abb. 7.9 dargestellt ist. Stabile Parameter können direkt über $\lambda_l \approx \omega_0$ initialisiert werden, durch Vergrößern von λ_l wird der Schleppfehler im Führungsverhalten weiter reduziert.

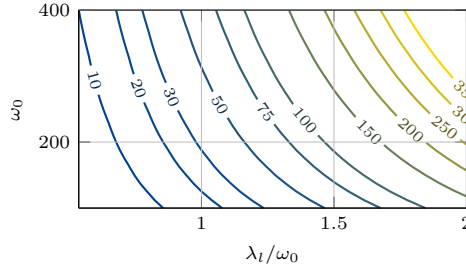


Abbildung 7.9: Statischer Zusammenhang zwischen λ_l und Lageregelverstärkung $k_v/(1/s)$ für ISMC: $k_v = (\lambda_l^3 + \mathcal{O}(s))/(2\pi\omega_0^2)$.

H_∞ -Optimierung des ISMC

Durch die Linearität von Regler und Strecke kann ein robustes H_∞ -Tuning analog zum Tuning des Geschwindigkeitsreglers (Abschnitt 6.2.3) durchgeführt werden. Da das Streckenmodell und Messungen verwendet werden, fließen mehr Informationen in den Reglerentwurf ein, die zur Berücksichtigung von Randbedingungen genutzt werden können. Diese können besonders für eine prozessspezifische Auslegung der Reglerparameter verwendet werden.

Zur Vorhersage der Streckeneigenschaften in der Optimierung werden die hergeleiteten Übertragungsfunktionen (7.27), (7.28), (7.32) und (7.33) verwendet, dabei wird das Sollsignal $X_d(s)$ über ein PT_1 -Tiefpassfilter mit Knickfrequenz von 8 Hz gefiltert (siehe Abschnitt 7.3). Vergleichbar zu Abschnitt 6.2.3 wird die Performance über die Gewichtung der Sensitivitätsfunktion $S_x(s)$ bestimmt. Diese wird zu

$$W_{S_x}(s) = \frac{s^2 + \omega_{S_x} s + \omega_{S_x}^2}{M_{S_x} s^2} \quad (7.42)$$

festgelegt, wobei $\omega_{S_x} = \nu_x \omega_0$ mit $\nu_x \in [0, 1)$ gewählt wird, um ein intuitiveres Maß für den Hyperparameter ν_x zu erhalten. $M_{S,x}$ bestimmt die maximale Verstärkung der Sensitivität und wird zu $M_{S,x} = 1,3$ gewählt, wodurch mit (6.23) und (6.24)

die Robustheitsreserven des nominellen Systems von $a_R(G_{0,x}) > 12,73$ dB und $\varphi_R(G_{0,x}) > 45,24^\circ$ garantiert werden.

Die robuste Stabilität des Systems gegenüber nichtmodellierten Streckenunsicherheiten wird über die Gewichtung der Führungsübertragungsfunktion $T_x(s)$ sichergestellt. Die Gewichtungsfunktion $W_{\Delta_x}(s)$ ist dieselbe, wie in der Einstellung der Pole λ_q des qSMC im vorigen Abschnitt.

Als Nebenbedingungen wird der Einfluss von Störkräften auf die Stellgröße für jede Frequenz auf maximal 100 Nm (maximales Motormoment) bei 5 kN maximaler Störkraft über die Gewichtung $W_{KC}(s) = 50$ N/Nm und die Nachgiebigkeit über $W_C(s) = 2 \cdot 10^7$ N/m begrenzt.

Das gesamte Optimierungsproblem zur Parametrierung des ISMC ist

$$\begin{aligned} \lambda_{i,1/2}^*, k_i^* = \arg \min_{\lambda_{i,1/2}, k_i} & \left\| \begin{bmatrix} W_{S,x}(s)S_x(s, \lambda_{i,1/2}, k_i) \\ W_C(s)C_x(s, \lambda_{i,1/2}, k_i) \end{bmatrix} \right\|_{\infty} \\ \text{s.t.} & \left\| \begin{bmatrix} W_{\Delta_x}(s)T_x(s, \lambda_{i,1/2}, k_i) \\ W_{KC}(s)KC_x(s, \lambda_{i,1/2}, k_i) \end{bmatrix} \right\|_{\infty} \leq 1. \end{aligned} \quad (7.43)$$

Die Gewichte $W_{S,x}(s)$ und $W_C(s)$ sind weiche Beschränkungen, deren H_{∞} -Norm zur Performanceverbesserung genutzt wird, aber nicht notwendig kleiner als eins bleibt. Durch graduelles Erhöhen der Knickfrequenz ν_x auf $\nu_x = 0,8$ ergibt sich die Lösung von (7.43) zu $\lambda_{i,1}^* = 256,001$ rad/s, $\lambda_{i,2}^* = 255,996$ rad/s, $k_i^* = 256,002$ rad/s. Die zugehörigen Übertragungsfunktionen und Gewichtungen sind in Abb. 7.10 dargestellt. Es zeigt sich, dass die Beschränkungen der Nebenbedingungen eingehalten werden und über W_{Δ} (Abb. 7.10a) die robuste Stabilität unter den aufgenommenen multiplikativen Unsicherheiten garantiert wird. Bei der Sensitivitätsfunktion in Abb. 7.10b gilt die Beziehung $\|W_{S,x}(s)S_x(s)\|_{\infty} \leq 1$ *nicht* im Bereich von 3 Hz – 11 Hz, die maximale Überhöhung $M_{S,x}$ wird aber eingehalten. Hierdurch ist die Störunterdrückung im Bereich von 3 Hz – 11 Hz etwas schlechter, als die über $W_{S,x}^{-1}$ geforderte Störunterdrückung, die robuste Stabilität wird jedoch nicht beeinflusst. Auch die maximale Nachgiebigkeit in Abb. 7.10d wird in der Spitze verletzt, da sie lediglich zur Minimierung der Kostenfunktion und nicht als harte Beschränkung verwendet wird. Ist die Einhaltung dieser Grenze durch den Prozess gefordert, kann dies über ein Verschieben der Optimierungsbedingung als harte Ungleichungsbeschränkung erfolgen. Dies geht allerdings zulasten der Bandbreite. Die optimierten Verstärkungen $\lambda_{i,1/2}^*$ und k_i^* fallen nach Lösung des gemischten Sensitivitätenproblems nahezu gleich aus, obwohl die Freiheitsgrade vorhanden wä-

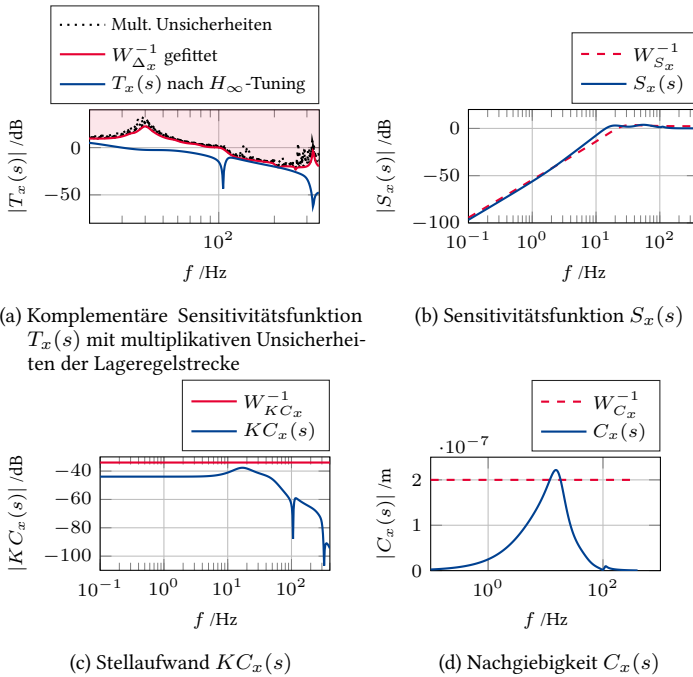


Abbildung 7.10: Zum ISMC-Tuning verwendete Gewichtsfunktionen und H_∞ -optimierte Frequenzgänge

ren diese verschieden zu setzen. Im Rückschluss wird hierdurch die Wahl identischer Pole für den ISMC in der manuellen Parametrierung bekräftigt.

7.4.5 Robustheit der Lageregler gegenüber Fehlern in den Modellparametern

Im folgenden Abschnitt wird für qSMC und ISMC die robuste Performance unter Variation der beiden Modellparameter ω_0 und D analytisch untersucht. Diese tritt auf, wenn die Modellparameter des Lagereglers nicht dem nominellen Modell entsprechen, beispielsweise durch Abweichungen aufgrund des Identifikationsverfahrens oder zeitvariantes Verhalten der Regelstrecke. Hierfür werden Frequenz und Dämpf-

fung des dominierenden Pols der komplementären Sensitivität unter Störungen analysiert. Da die Analyse auf dem analytischen (idealen) PT_2I -Modell aufbaut und ausschließlich isolierte parametrische Unsicherheiten berücksichtigt, zeigen die hier vorgestellten Ergebnisse insgesamt eher qualitative Tendenzen. Die Variation erfolgt durch Einsetzen der von den nominellen Parametern abweichenden Modellparameter $\tilde{\omega}_0 := \Delta_\omega \omega_0$ und $\tilde{D} := \Delta_D D$ in die Stellgesetze der Lageregler (7.12) und (7.17). Die Abweichung wird jeweils relativ über die Faktoren Δ_ω und Δ_D modelliert.

Für den qSMC ist das variierte Stellgesetz mit einer Reglerverstärkung λ_q

$$\tilde{u}_{\text{qSMC}} = \frac{1}{\tilde{\omega}_0^2} \left(\ddot{x}_d + 2\tilde{D}\tilde{\omega}_0\dot{x}_d + \tilde{\omega}_0^2 x_d + 2\lambda_q \ddot{e}_x + \lambda_q^2 \dot{e}_x + k_s \frac{s(\mathbf{e})}{|s(\mathbf{e})| + \epsilon} \right),$$

welches für das Prinzip der äquivalenten Steuerung in eine gestörte Übertragungsfunktion T_{x,Δ_q} von x_d nach x_l zu

$$T_{x,\Delta_q}(s) = \frac{s^2 + 2\lambda_q s + \lambda_q^2}{\Delta_\omega^2 s^2 + (2D\omega_0\Delta_\omega(\Delta_\omega - \Delta_D) + 2\lambda_q)s + \lambda_q^2}$$

überführt werden kann.

Für den lSMC ist dies analog durchführbar: Mit dem variierten Stellgesetz

$$\tilde{u}_{\text{lSMC}} = \frac{1}{\tilde{\omega}_0^2} \left(\ddot{x}_d + 2\tilde{D}\tilde{\omega}_0\dot{x}_d + \tilde{\omega}_0^2 x_d + 3\lambda_l \ddot{e}_x + 3\lambda_l^2 \dot{e}_x + \lambda_l^3 e_x \right),$$

ist die gestörte Übertragungsfunktion

$$T_{x,\Delta_l}(s) = \frac{s^3 + 3\lambda_l s^2 + 3\lambda_l^2 s + \lambda_l^3}{\Delta_\omega^2 s^3 + (2D\omega_0\Delta_\omega(\Delta_\omega - \Delta_D) + 3\lambda_l)s^2 + 3\lambda_l^2 s + \lambda_l^3}.$$

Es zeigt sich, dass die Nullstellen beider gestörter Übertragungsfunktionen invariant gegenüber parametrischen Unsicherheiten in ω_0 und D sind. Für den nominellen Fall ($\Delta_\omega = \Delta_D = 1$) reduziert sich die Übertragungsfunktion jeweils zu eins, da die Vorsteuerung $u_{F,\text{SMC}}$ die Lageregelstrecke ideal vorsteuert. Um den Einfluss der Abweichungen auf die Dynamik des geregelten Systems zu untersuchen, wird nachfolgend für beide gestörten Übertragungsfunktionen die Veränderung von Frequenz und Dämpfung des dominierenden Pol(paar)s quantifiziert, da diese das gesamte Systemverhalten wesentlich beeinflussen. Hierbei werden die in Abschnitt 7.4.1 ausgewählten nominellen Parameter eingesetzt. Zur Untersuchung des

Einfluss der Reglerverstärkung λ_q/l wird diese durch eine proportional zu ω_0 als $\lambda_q/l := \Delta_\lambda \omega_0$ jeweils in die gestörte Übertragungsfunktion substituiert. Die relative Schwingfrequenz $\omega/\omega_0 = |r|/\omega_0$ und das Dämpfungsverhältnis $\xi = \cos(\angle r)$ des dominierenden Pols $r \in \mathbb{C}$ sind in Abb. 7.11 für den qSMC sowie in Abb. 7.12 für den ISMC dargestellt. Dabei ist die Varianz der Reglerverstärkung gegenüber ω_0 auf der

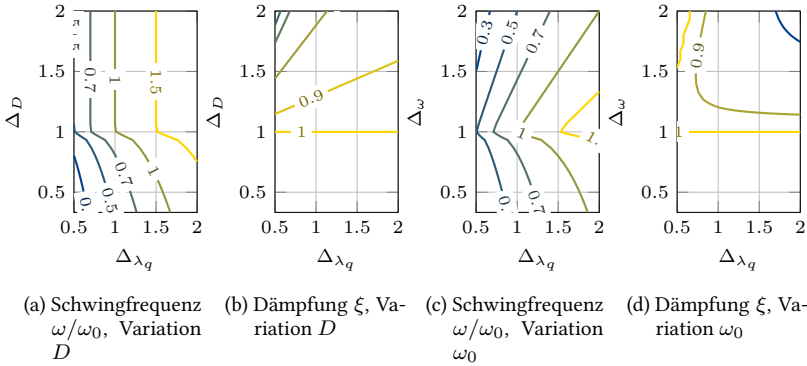


Abbildung 7.11: Einfluss von Variation der Modellparameter und Reglerverstärkung auf die Dynamik des qSMC (äquivalente Steuerung)

x -Achse aufgetragen. In den Teilabbildungen (a) und (b) findet jeweils eine Variation der Dämpfung des Reglers (Δ_D), in Teilabbildungen (c) und (d) eine Variation der charakteristischen Frequenz der Reglers statt (Δ_ω). Das analytische Systemverhalten ist robust stabil gegenüber allen betrachteten Variationen im Bereich von 30 % bis 200 % der nominellen Werte. Es zeigt sich für beide Regler ein sehr gutes Dämpfungsverhalten für große Variationen von D und ω_0 , was zu einem überschwingfreien Führungsverhalten, auch unter Fehlern in den ermittelten Modellparametern, führt. So zeigt der qSMC eine Dämpfung > 0.7 für Fehler in der Parametrierung von $< 50\%$ (Abb. 7.11b und 7.11d). Der ISMC bleibt für alle betrachteten Variationen der Dämpfung (Abb. 7.12b) und ein maximal 30 % zu groß geschätztes ω_0 bei Dämpfungen > 0.8 (Abb. 7.12d). Für die Dynamik zeigt sich der qSMC robust performant gegenüber zu hoch eingestellten Dämpfungen (Abb. 7.12a). Auch zu hohe ω_0 beeinflussen die Dynamik des dominierenden Pols geringer, als zu niedrige ω_0 (Abb. 7.11c). Für den ISMC verschlechtert sich die Dynamik bei konstanter Reglerverstärkung für parametrische Unsicherheiten weniger, als mit dem qSMC, außer bei Überschät-

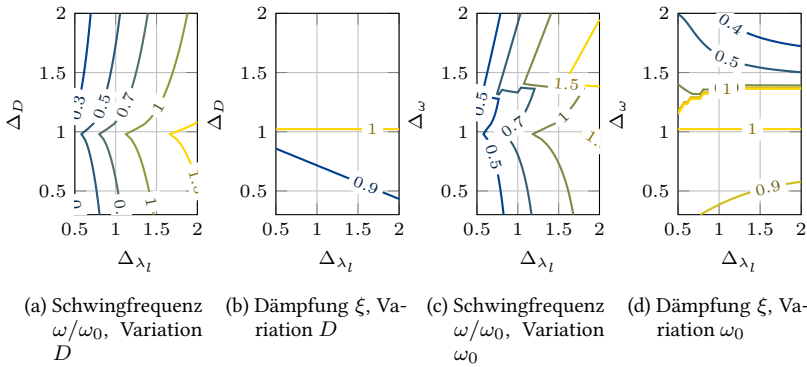


Abbildung 7.12: Einfluss von Variation der Modellparameter und Reglerverstärkung auf die Dynamik des ISMC

zen der Dämpfung. Unter Variation von ω_0 findet in Abb. 7.12c für $\Delta_\omega \approx 1.3$ ein Wechsel des dominanten Pols statt, wodurch für eine Überabschätzung in dieser Größenordnung wieder eine schnellere Dynamik resultiert. Generell zeigt sich auch mit dem ISMC eine abnehmende Dynamik unter Fehlern im Modell des Reglers, größere Modellfehler führen zu höheren Schleppfehlern.

8 Validierung und Vergleich der Lageregler

Im nachfolgenden Kapitel wird die Performance der vorgestellten Lageregler – ISMC und qSMC (Abschnitt 8.1 und 8.2) – für verschiedene Gewichte miteinander verglichen, um eine robuste Verstärkung der Regler herauszufinden, die für den weiteren Vergleich verwendet wird. Die Robustheit gegenüber variierenden Modellparametern der reduzierten Lageregelstrecke wird in Abschnitt 8.3 untersucht. Schließlich findet in Abschnitt 8.4 ein Vergleich mit der P-PI-Regelung statt, um die Performance auch hier zu bewerten. Die Messdaten der gesamten experimentellen Validierung der Lageregler sind unter [182] verfügbar.

Das Ziel dieses Kapitels stellt somit die Bewertung der dynamischen Genauigkeit sowie der Robustheit der Regler dar. Eine Übersicht über die verwendeten Kriterien und deren Definition ist in Tabelle 8.1 zu finden. Die Bewertung der dynamischen

Tabelle 8.1: Performancemaße zur Bewertung der Ziele

Ziel	Performancemaß	Berechnung
Führungsverhalten	Bandbreite	$f_B := \max \left\{ \bar{f} : S_x(2\pi i f) \leq \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \forall f < \bar{f} \right\}$
Führungs-/ Störverhalten/ robuste Performance	Mittlerer Schleppfehler	$E[e_x] = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N x_{d,k} - x_{l,k} $
	Standardabweichung Schleppfehler	$\sigma(e_x) = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N x_{d,k} - x_{l,k} - E[e_x] ^2}$
	Maximaler Schleppfehler	$e_{x,\max} = \max_k x_{d,k} - x_{l,k} $
Störverhalten	Mittlere Nachgiebigkeit	$E[C_x(i\omega)] \text{ (} C_x \text{ nach (7.32))}$
	Maximale Nachgiebigkeit	$C_{x,\max}(i\omega) = \max_{\omega} C_x(i\omega) $
Robuste Stabilität	Maximale Sensitivitäts- amplitude	$M_{S,x} = \max_{\omega} S_x(i\omega) $
	Amplitudenreserve	$a_R = 20 \log(1/ G_{0,x}(i\omega_{180^\circ}))$
	Phasenreserve	$\varphi_R = 180^\circ + \angle G_{0,x}(i\omega_{\text{dB}})$
Belastung	Belastungsintegral [183]	$B = \int_{T_0}^T e^{-\lambda t} \tau_m(t)/i_s ^3 v_m(t) dt$

Genauigkeit findet im Führungs- und Störverhalten über den Schleppfehler e_x statt. Unter Variation von Regler- oder Streckenparametern kann über diese Maße auch die robuste Performance, also die Regelgüte unter Abweichungen, bewertet werden. Das

Führungsverhalten wird zusätzlich über die Bandbreite f_B bewertet. Für das Störverhalten wird zudem die Nachgiebigkeit gegenüber Störkräften $C_x(s) = X_l(s)/Z(s)$ im Frequenzbereich mit axialer Störkraft $Z(s) = \mathcal{L}\{z(t)\}$ am Tisch untersucht. Die robuste Stabilität wird über die maximale Sensitivitätsamplitude verglichen, da diese ein zuverlässigeres Robustheitsmaß darstellt, als Amplituden- und Phasenreserve [136, Kap. 2.4.3]. Zur anschaulichen Darstellung werden Amplituden- und Phasenreserve dennoch mit aufgeführt. Als weiteres Kriterium wird die Belastung des KGT bewertet. Hierfür wird, aufbauend auf der Lebensdauerberechnung in ISO 3408-5 [13], das Belastungsintegral nach [183, Gl. (4.9)] verwendet, welches die Belastung des KGT quantifiziert und als Maß für den Verschleiß verwendet werden kann.

Im Zeitbereich hängt die Performance wesentlich von der Anregung der Trajektorie ab. Auch im Frequenzbereich variiert die erreichbare Qualität der Frequenzbereichstransformation mit dem Anregungssignal. Zur einheitlichen Validierung werden die folgenden Anregungsfunktionen definiert und verwendet:

Die Anregung im Zeitbereich erfolgt über ein ruckbegrenztes Siebenphasenprofil, wie es aus der lagegeführten Bewegung einer NC resultiert. Die Bewegung erfolgt über die gesamte Achslänge und in beide Verfahrrichtungen zur Berücksichtigung der positionsabhängigen Steifigkeit und der verschiedenen Kraftflüsse der eingesetzten Pitch-Shift-Mutter. Auf dem Rückweg der Bewegung findet ein Halt bei $x_d = 0,3$ m statt. Zur Bewertung verschiedener Dynamiksituationen wird je ein Profil mit der Dynamiklimitierung

$$\boldsymbol{x}_{d,SPP,0.3} = \text{SPP}(v_{\max} = 0,3 \text{ m/s}, a_{\max} = 5 \text{ m/s}^2, j_{\max} = 100 \text{ m/s}^3) \quad \text{sowie} \quad (8.1)$$

$$\boldsymbol{x}_{d,SPP,0.7} = \text{SPP}(v_{\max} = 0,7 \text{ m/s}, a_{\max} = 10 \text{ m/s}^2, j_{\max} = 100 \text{ m/s}^3) \quad (8.2)$$

verwendet. Die Gleichungen des Siebenphasenprofils finden sich beispielsweise in [184, Kap. 6], das dynamischere Profil ist in Abb. 8.1 visualisiert.

Im Frequenzbereich ist aufgrund des differenzierenden Verhaltens keine Anregung diskreter Frequenzen möglich. Daher wird ein PRBS-Signal als Serie kleiner Sprungantworten zur breitbandigen Anregung verwendet. Dieses ist definiert über

$$x_{d,P}(t) = \begin{cases} \hat{x}_p + \dot{x}_{d,p}t, & \text{falls } \xi(t, f_P) > 0 \\ -\hat{x}_p + \dot{x}_{d,p}t, & \text{sonst} \end{cases} \quad (8.3)$$

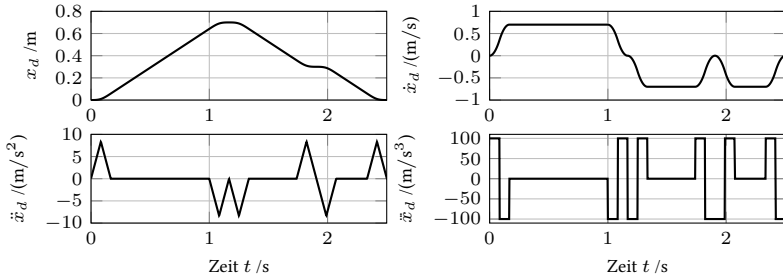


Abbildung 8.1: Sollprofil des Siebenphasenprofils mit $v_{\max} = 0,7 \text{ m/s}$ nach (8.2)

mit PRBS-Amplitude $\hat{x}_p = 0,1 \text{ mm}$ und Offsetgeschwindigkeit $\dot{x}_{d,p} = 8 \text{ mm/s}$, zur Vermeidung der Haftreibung. Die Offsetgeschwindigkeit muss groß genug sein, um die Durchtritte der Istgeschwindigkeit durch 0 zu vermeiden. Der mittelwertfreie Pseudo-Rauschprozess ξ , ausgewertet zu $t = k/f_p, k \in \mathbb{N}$ bestimmt die Sprungabfolge. Für die Validierung wird $f_p = 100 \text{ Hz}$ gewählt. Dieses Anregungssignal wird für die Schätzung von $G_{0,x}(s)$ und die daraus resultierende Phasen- und Amplitudenreseve sowie für $S_x(s)$ und die hieraus folgende Bandbreite und maximale Amplitude verwendet.

Die Auswertung des Störverhaltens erfolgt experimentell durch die axiale Antriebskraft $z(t)$ des zusätzlichen LDA. Um das Störverhalten von der Haftreibung unbeeinflusst zu untersuchen, finden die Messungen des Störverhaltens jeweils unter konstanter Geschwindigkeitsanregung von $\dot{x}_d = 10 \text{ mm/s}$ in der Mitte der KGT-Achse statt.

Im Zeitbereich wird das dynamische Verhalten unter einem eingebrachten Störspung mit Amplitude von $\hat{z}_s = 1 \text{ kN}$ validiert. Für die Anregung im Frequenzbereich wird ein Sinus-Sweep mit linear aufsteigender Frequenz

$$z_c(t) = \hat{z}_c \sin \left(2\pi \left(\underline{f}_c + t(\overline{f}_c - \underline{f}_c)/T_c \right) \frac{t}{T_c} \right) \quad (8.4)$$

verwendet. Über eine Messdauer von $T_c = 13 \text{ s}$ wird mit einer Amplitude von $\hat{z}_c = 500 \text{ N}$ ein Frequenzbereich zwischen $\underline{f}_c = 0,1 \text{ Hz}$ und $\overline{f}_c = 400 \text{ Hz}$ angeregt. Da die Offsetgeschwindigkeit zur Vermeidung der Haftreibung die partikuläre Lösung des Systems anregt, wird der Start des Sweep-Signals nach Beginn des Experiments um 1 s verzögert.

8.1 Quasi-Sliding-Mode-Lageregler

Abbildung 8.2 zeigt das Regelverhalten des qSMC für verschiedene Aspekte, eine numerische Auswertung der Performancemaße (vgl. Tabelle 8.1) ist in Tabelle 8.2 dargestellt. Nach Abschnitt 7.4.3 wird für die Validierung eine konstante Verstärkung

Tabelle 8.2: Performance des qSMC für für variierende Pole λ_q

λ_q /(rad/s)	f_B /(Hz)	$E[e_x]$ / μm	$\sigma(e_x)$ / μm	$e_{x,\max}$ / μm	$M_{S,x}$	a_R /dB	φ_R /°	$E[C_x]$ /($\mu\text{m}/\text{N}$)	$C_{x,\max}$ /($\mu\text{m}/\text{N}$)	B /($10^3\text{N}^3\text{m}$)
200	11,58	3,30	8,94	44,25	1,73	11,98	62,31	0,028	0,20	567,63
250	13,60	2,35	6,13	31,14	1,77	10,93	55,70	0,025	0,22	573,89
300	15,22	1,79	4,55	23,36	1,77	10,86	50,24	0,024	0,28	579,50
350	16,44	1,42	3,53	17,99	1,83	9,96	45,52	0,028	0,46	584,19
400	17,61	1,20	2,87	14,70	1,86	8,16	40,45	—	—	584,59

$k_s = 1250$ sowie eine Verrundung von $\epsilon = 5$ gewählt, die Pole der Sliding-Variable λ_q werden variiert. Am Schleppfehler in Abb. 8.2a bis 8.2c lässt sich erkennen, dass sich durch Vergrößern von λ_q das Führungsverhalten verbessert. Besonders die von der Beschleunigung abhängigen Fehler, die durch die Modellreduktion und einen resultierenden Beobachterfehler im Beschleunigungssignal resultieren, werden hierdurch von $44,25\ \mu\text{m}$ ($\lambda_q = 200$) auf $14,7\ \mu\text{m}$ ($\lambda_q = 400$) reduziert. Auch das Gleichlaufverhalten (vgl. Abschnitt 5.2.5) während der Phase konstanter Geschwindigkeit wird besser, wie sich in Abb. 8.2c zeigt. Aus der Übertragungsfunktion $G_{0,x}(s) = X_l(s)/E_x(s)$ in Abb. 8.2d wird jedoch ersichtlich, warum zu hohe Verstärkungen nicht erstrebenswert sind: Durch das differenzierende Verhalten des Reglers werden Modellfehler zwischen reduzierter und tatsächlicher Lageregelstrecke ab der Frequenz des ersten Stromsollwertfilters ($f > 100\ \text{Hz}$) deutlich verstärkt. Dies macht sich in einer Überhöhung in Richtung des kritischen Punkts im Nyquist-Diagramm bemerkbar, die mit steigender Verstärkung anwächst und für höhere Verstärkungen zur Instabilität führt. Die Amplitudenreserve sinkt gleichzeitig von $11,98\ \text{dB}$ auf $8,16\ \text{dB}$ und die Phasenreserve von $62,31^\circ$ auf $40,45^\circ$.

An der Sensitivitätsfunktion zeigt sich eine wesentliche Steigerung der Bandbreite von $11,58\ \text{Hz}$ auf $17,61\ \text{Hz}$, die gleichzeitig zu einer Überhöhung der Frequenzbereiche im Gegenkopplungsbereich bis $130\ \text{Hz}$ führt. Die Bandbreitensteigerung ist so signifikant, dass die Bandbreite die Größenordnung der Bandbreite des Geschwindigkeitsregelkreises mit $15,69\ \text{Hz}$ erreicht (siehe Tabelle 6.2). Hierdurch wird die Grundannahme der Kaskadenregelung verletzt, dass die inneren Kreise eine

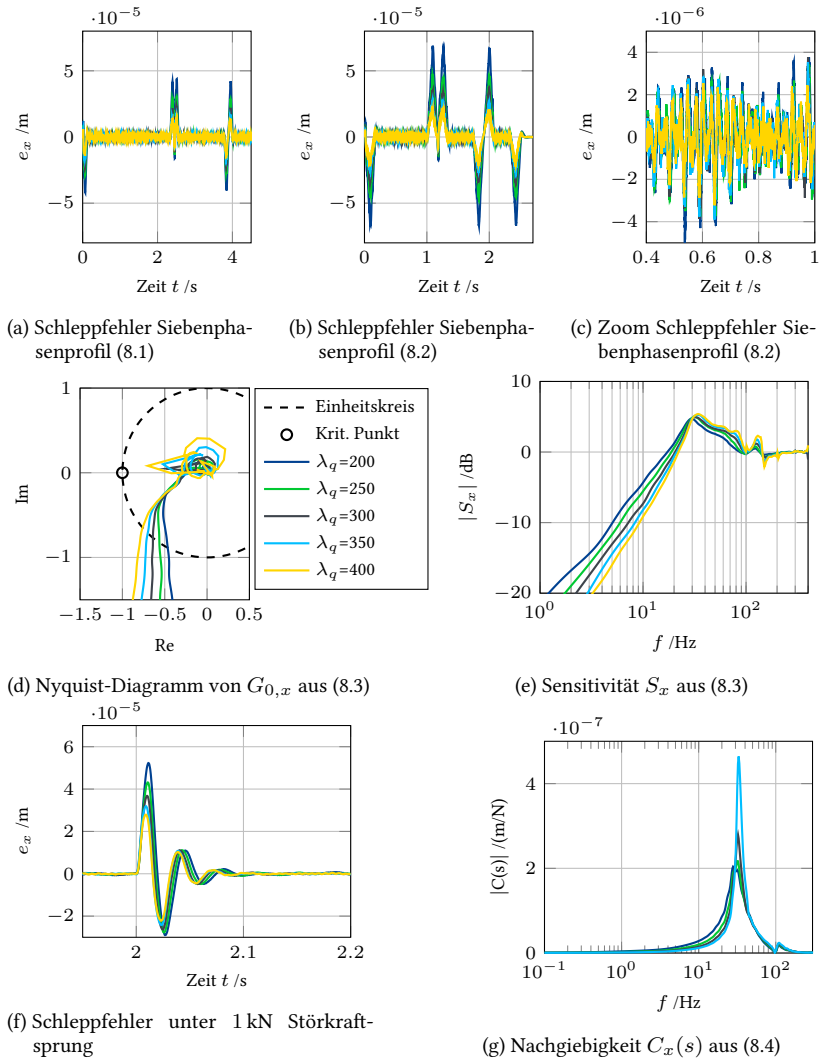


Abbildung 8.2: Performance der qSMC für variierende Pole λ_q

deutlich höhere Dynamik aufweisen. Dennoch wird die stabile Regelung durch die Berücksichtigung des PT₂I-Modells und den robusten Regler ermöglicht, welches bis ca. 100 Hz die Geschwindigkeitsregelstrecke genau approximiert. Besonders das Reibverhalten wird in diesem Fall nicht mehr durch den Geschwindigkeitsregler kompensiert, sondern durch die nichtlineare Ansatzfunktion an der Sliding-Variablen ausgeregelt.

Das Störverhalten wird für einen Störkraftsprung in Abb. 8.2f durch höhere λ_q ebenfalls verbessert. Das Ausregeln der Störung führt für alle Verstärkungen zu einem überschwingenden Schleppfehler, wird aber für größere Verstärkungen weiter gedämpft. Im Frequenzbereich lässt sich am Nachgiebigkeitsfrequenzgang in Abb. 8.2g erkennen, dass das Störverhalten zwar für niedrige Frequenzbereiche bis 25 Hz verbessert wird und für hohe Frequenzen praktisch gleich bleibt, an der Eigenfrequenz der Strecke ω_0 prägt sich jedoch eine deutliche Resonanz aus, die mit steigenden λ_q nichtlinear von 0,2 $\mu\text{m}/\text{N}$ auf 0,46 $\mu\text{m}/\text{N}$ (für $\lambda_q = 350$) wächst. Für $\lambda_q = 400$ wird aus diesem Grund auf eine Aufzeichnung des Störfrequenzgangs verzichtet.

Die Belastung, sichtbar über das Belastungsintegral B in Tabelle 8.2, steigt mit zunehmender Reglerverstärkung ebenfalls an. Der größte Anteil der Belastung stammt aus der geforderten Trajektorie und der zu bewegenden Mechanik. Die zusätzliche Belastung wird zur Steigerung der Bandbreite aufgebracht.

Die Auswahl einer geeigneten Parametrierung für λ_q hängt wesentlich vom Prozess ab, für den der Regler verwendet werden soll. Besonders in kraftfreien Prozessen, in denen das reine Führungsverhalten eine Rolle spielt, sowie bei axialen Störkräften bis 25 Hz oder größer als 150 Hz können sehr hohe λ_q eingestellt werden. Die wesentliche Limitierung ist hier die Stabilitätsgrenze, Können Störungen in diesem Bereich nicht ausgeschlossen werden, oder im Fall einer sich ändernden Regelstrecke, die höhere Robustheitsreserven erfordert, sollten kleinere λ_q im Bereich von ω_0 gewählt werden. Für die nachfolgende, vergleichende Betrachtung wird der qSMC mit $\lambda_q = 250$ als Kompromiss ausgewählt: Dieser zeigt eine gute mittlere dynamische Steifigkeit bei einer Bandbreite, die kleiner als die des Geschwindigkeitsreglers ist und ein vergleichsweise niedriges Belastungsintegral.

8.2 Sliding-Mode-Lageregler mit linearer Ansatzfunktion

Auch beim ISMC wird die Reglerverstärkung variiert. Die sich ergebende Performance ist in Abb. 8.3 und Tabelle 8.3 dargestellt. Da die Reglerverstärkung λ_l kubisch ins Stellgesetz eingeht, wird $\lambda_l \leq 300$ gewählt.

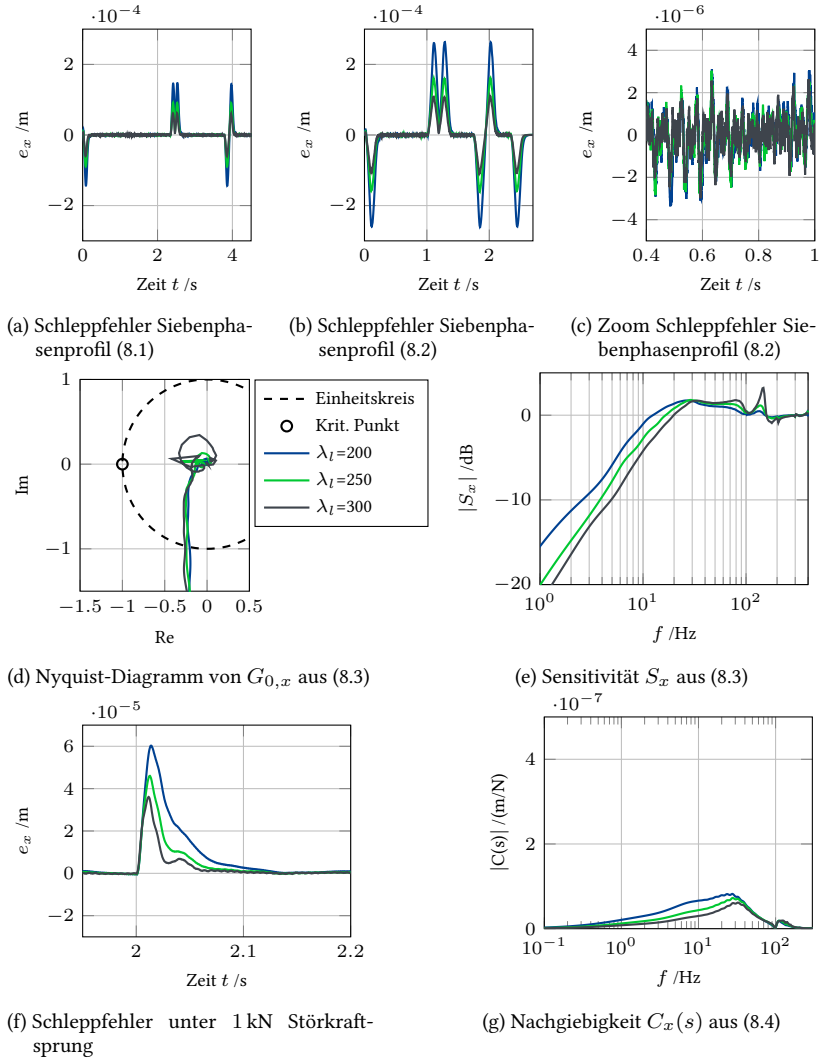


Abbildung 8.3: Performance der ISMC für variierende Pole λ_l

Tabelle 8.3: Performance des ISMC für für variierende Pole λ_l

λ_l /(rad/s)	f_B /(Hz)	$E[e_x]$ / μm	$\sigma(e_x)$ / μm	$e_{x,\text{max}}$ / μm	$M_{S,x}$	a_R /dB	φ_R / $^\circ$	$E[C_x]$ /($\mu\text{m}/\text{N}$)	$C_{x,\text{max}}$ /($\mu\text{m}/\text{N}$)	B /($10^3\text{N}^3\text{m}$)
200	7,21	12,49	35,33	147,47	1,22	20,01	78,10	0,033	0,08	570,71
250	9,68	7,51	21,49	91,80	1,23	17,56	75,92	0,024	0,07	576,92
300	11,99	5,02	14,32	62,78	1,45	11,14	74,95	0,019	0,06	588,72

Wie beim qSMC führt eine höhere Reglerverstärkung λ_l zur Verbesserung des Führungsverhaltens (Abb. 8.3a und 8.3b), besonders zur Reduktion der Maximalfehler in Beschleunigungsphasen von 147,47 μm für $\lambda_l = 200$ auf 62,78 μm für $\lambda_l = 300$. Dies ist höher als die 44,25 μm des qSMC mit $\lambda_q = 200$. Der Gleichlauffehler in konstanten Geschwindigkeitsphasen in Abb. 8.3c wird mit dem ISMC hingegen besser unterdrückt.

Am offenen Frequenzgang in Abb. 8.3d zeigt sich für $\lambda_l = 300$ wieder die Amplitude in Richtung des kritischen Punkts aus der Verstärkung hoher Frequenzen, die zu einer Verringerung der Amplitudenreserve von 20,01 dB auf 11,14 dB führt. Die Phasenreserve ändert sich nur um 3° , was an der Tatsache liegt, dass der ISMC im offenen Kreis im Bereich der Durchtrittsfrequenz sowohl die Amplitude verstärkt als auch die Phase anhebt (im Gegensatz zum P-Lageregler, der nur die Amplitude verstärkt). Dies verschiebt die Durchtrittsfrequenz in einen höheren Frequenzbereich, die Phase ändert sich jedoch kaum. Die Sensitivitätsfunktion des offenen Lageregelkreises in Abb. 8.3e zeigt eine zunehmende Bandbreite von 7,21 Hz auf 11,99 Hz bei steigender Verstärkung. Die maximale Überhöhung der Sensitivität bis 100 Hz bleibt beinahe unverändert. Erst im Sperrbereich der niederfrequentesten Bandsperre des Stromsollwertfilters entsteht eine Resonanz in der Sensitivität, die mit wachsender Verstärkung zunimmt.

Im Störverhalten zeigen sich die Qualitäten des ISMC. Unter einem Störkraftsprung mit einer Amplitude von 1 kN (Abb. 8.3f) klingt der Schleppfehler ohne Überschwingen ab, durch höhere Reglerverstärkung wird der maximale Fehler von 6 μm auf 3,4 μm reduziert. Der Störfrequenzgang in Abb. 8.3g zeigt, dass die schlechteste maximale Amplitude des ISMC gegenüber der besten maximalen Amplitude des qSMC um 60 % reduziert werden kann. Eine höhere Reglerverstärkung führt zu einer weiteren Reduktion. Im Absolutmittel sind die Amplituden der Nachgiebigkeitsfrequenzgänge bis 300 Hz jedoch ähnlich, der qSMC dämpft Störungen unterhalb der Resonanzfrequenz ω_0 somit tendenziell besser.

Die Belastung nimmt analog zum qSMC auch beim ISMC mit wachsenden λ_l zu.

Eine Auswahl der geeigneten Parametrierung von λ_l ist mit dem ISMC einfacher als mit dem qSMC im vorigen Abschnitt. Das sich sowohl Führungs- als auch Störverhalten für größere λ_l verbessern, sollte λ_l so groß wie möglich ausgewählt werden. Die Grenze nach oben wird durch die Robustheitsanforderungen des Prozesses bestimmt. Diese können entweder manuell oder über die vorgestellte H_∞ -Optimierung des ISMC datengetrieben berücksichtigt werden. Für die weitere Betrachtung des ISMC wird daher die Verstärkung $\lambda_l = 250$ verwendet, die nahe an der H_∞ -optimierten Verstärkung von 256 liegt.

8.3 Robuste Performance gegenüber den Modellparametern

Die experimentelle Bewertung der Robustheit gegenüber Fehlern in den Modellparametern erfolgt im Zeitbereich durch das hochdynamische Siebenphasenprofil (8.2) mit der gewählten Reglerverstärkung $\lambda_q = \lambda_l = 250$ rad/s. Dabei wird die Modellgröße $\tilde{\omega}_0 \pm 10\%$ um den nominellen Wert ω_0 variiert (was beispielsweise einer zusätzlichen Lastmasse von 300 kg entspricht), \tilde{D} wird bis $\pm 20\%$ um den nominellen Wert D verändert. Im Gegensatz zur Analyse in Abschnitt 7.4.5 wird der Beobachter in die Experimente miteinbezogen, die Modellparameter werden auch im Beobachter angepasst. Eine Variation von $\tilde{\omega}_0$ um $\geq 20\%$ zeigt sich mit den gewählten Parametern des qSMC instabil. Durch die größeren Modellstörungen aus falschem Modell und Zustandsabweichungen des Beobachters müsste k_s erhöht werden. Dies ist zur Vergleichbarkeit der Ergebnisse nicht abgebildet.

Abbildung 8.4 und Abb. 8.5 zeigen die robuste Performance (und Stabilität) des qSMC und ISMC. Der Schleppfehler des qSMC wird durch die Parametervariation nur wenig beeinflusst, wie Abb. 8.4 zeigt. Für die Variation von $\tilde{\omega}_0$ (Abb. 8.4a) liegt der mittlere Absolutfehler zwischen $8,41 \mu\text{m}$ und $10,17 \mu\text{m}$, für \tilde{D} (Abb. 8.4b) zwischen $8,53 \mu\text{m}$ und $9,37 \mu\text{m}$. Die wesentliche Veränderung erfolgt dabei in den Beschleunigungsphasen der Profile. Bei konstanter Geschwindigkeit (z.B. $t \in [0,3 \text{ s}, 0,9 \text{ s}]$) variiert der mittlere Betrag des Schleppfehlers mit \tilde{D} nicht, wächst aber für zu hohe $\tilde{\omega}_0$ durch Vibrationen an (von $1,03 \mu\text{m}$ auf $1,92 \mu\text{m}$), die sich auch in der Vergrößerung in Abb. 8.4a zeigen.

Für den ISMC werden die Auswirkungen in den Beschleunigungsphasen sichtbarer, liegen relativ aber in der Größenordnung der Variation des qSMC. Durch Variation von $\tilde{\omega}_0$ (Abschnitt 8.3) ändert sich der mittlere absolute Schleppfehler zwischen

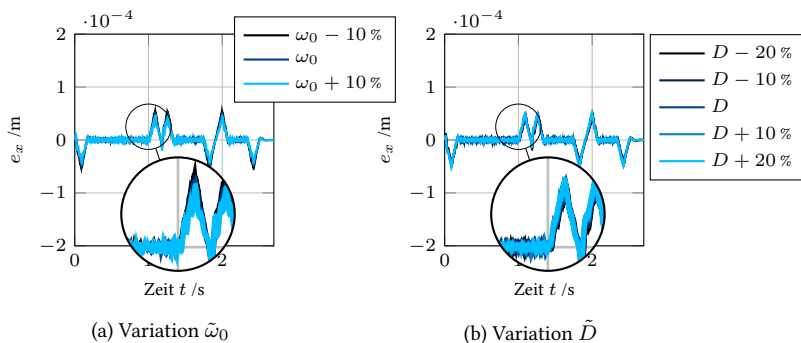


Abbildung 8.4: Robustheit des qSMC gegenüber variierenden Modellparametern

33,34 µm und 37,58 µm, in konstanten Geschwindigkeitsphasen zwischen 0,7 µm und 0,79 µm. Gegenüber Änderungen von \tilde{D} reagiert der ISMC sensitiver als der qSMC: Die Schleppfehler variieren zwischen 31,24 µm und 39,12 µm (0,68 µm und 0,75 µm für konstante Geschwindigkeiten).

Insgesamt zeigen sich die Lageregler im untersuchten Parameterbereich robust stabil und robust performant mit Schwankungen des mittleren Schleppfehlers zum nominellen Wert von < 15 % für den qSMC und < 12 % für den ISMC. Bei größeren erwarteten Schwankungen ist für den qSMC jedoch eine andere Parametrierung notwendig.

8.4 Vergleich mit dem P-Lageregler

Im folgenden Abschnitt werden die beiden eingeführten Lageregler, qSMC und ISMC, dem P-Lageregler gegenübergestellt. Der P-Lageregler wird dabei konsequent mit Geschwindigkeitsvorsteuerung aus dem Sollsignal verwendet. Zudem werden zwei Varianten zum Vergleich verwendet: eine Variante mit und eine ohne zusätzliche Vorsteuerung des Beschleunigungssignals (vgl. Abb. 2.5). Die Parametrierung erfolgt durch Maximierung der Verstärkung k_v unter der Beschränkung, dass für die nominelle Trajektorie maximaler Dynamik (8.2) kein Überschwingen im Schlepp-

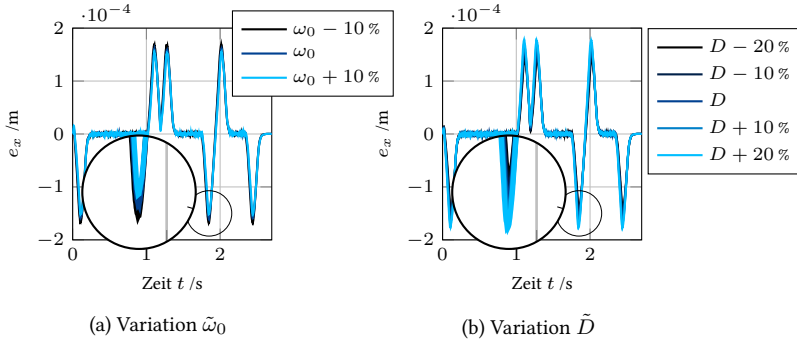


Abbildung 8.5: Robustheit des ISMC gegenüber variierenden Modellparametern

fehler sichtbar ist [11, Kap. 5.3.1.2]. Nach Groß u. a. [15, Kap. 3.2.2] lässt sich k_v für überschwingungsfreies Positionieren mit schwingungsfähiger Strecke berechnen über

$$k_v \leq \min \left\{ \frac{1}{2T_{\sigma x}}, \frac{\omega_0}{2\pi} \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{T_{Gv}^2}{T_{\sigma x}^2}}} \right\}. \quad (8.5)$$

Mit den ermittelten Zeitkonstanten, der Ersatz-Verzögerungszeit des geschlossenen Geschwindigkeitsregelkreises $T_{Gv} = 8,73$ ms und der Summe der kleinen Verzögerungszeiten im Lageregelkreis $T_{\sigma x} = 10,24$ ms, ergibt sich eine Verstärkung von $k_v \approx 50$ 1/s, die für die nachfolgende Validierung verwendet wird. Mit Beschleunigungsvorsteuerung schwingt das lageregelte System unter Wahl von $k_v = 50$ über. Infolgedessen wird die Verstärkung auf $k_v = 35$ reduziert (experimentell ermittelt), um ein überschwingungsfreies Positionieren zu gewährleisten. Die unterlagerten Regelkreise werden aus Gründen der direkten Vergleichbarkeit gegenüber den SMC-basierten Reglern unverändert betrieben. Der Geschwindigkeitsregler ist damit für die P-PI-Regelung mit $D = 0.34$ zugunsten einer höheren Bandbreite etwas zu entdämpft parametrisiert, empfohlen wird $D \geq 0.39$ [128, Kap. 4.2.2]. Durch geringere Verstärkung von $k_{i,v}$ ließe sich eine etwas bessere Dämpfung erreichen, wodurch k_v etwas größer gewählt werden könnte. Zum direkten Vergleich der Lageregler wird nachfolgend aber die gleiche Lageregelstrecke verwendet.

Die Ergebnisse des Vergleichs sind in Abb. 8.6 und Tabelle 8.4 dargestellt. Am Führungsverhalten des Siebenphasenprofils in Abb. 8.6a und 8.6b zeigt sich, dass die

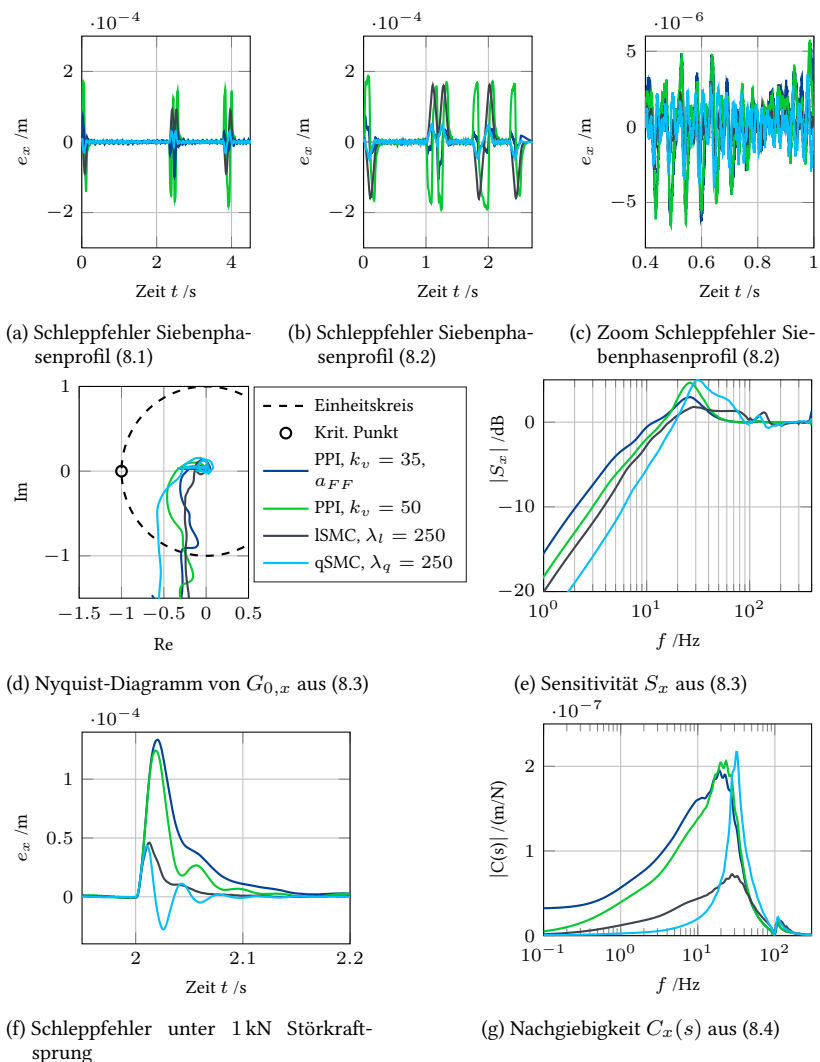


Abbildung 8.6: Performancevergleich der Lageregler gegenüber der P-PI-Kaskadenregelung

Tabelle 8.4: Performance der SMC-Lageregler gegenüber der P-PI-Kaskadenregelung

Regler	f_B /(Hz)	$E[e_x]$ / μm	$\sigma(e_x)$ / μm	$e_{x,\text{max}}$ / μm	$M_{S,x}$	a_R /dB	φ_R / $^\circ$	$E[C_x]$ /($\mu\text{m}/\text{N}$)	$C_{x,\text{max}}$ /($\mu\text{m}/\text{N}$)	B /($10^3\text{N}^3\text{m}$)
PPI, $k_v = 35, a_{\text{FF}}$	6,27	4,87	10,99	72,31	1,41	12,79	72,95	0,075	0,19	589,20
PPI, $k_v = 50$	8,42	16,69	42,62	173,18	1,71	9,00	75,67	0,063	0,21	619,52
ISMC, $\lambda_i = 250$	9,68	7,51	21,49	91,80	1,23	17,56	75,92	0,024	0,07	576,92
qSMC, $\lambda_q = 250$	13,60	2,35	6,13	31,14	1,77	10,93	55,70	0,025	0,22	573,89

Beschleunigungsvorsteuerung des P-Lagereglers am Versuchsstand eine wesentliche Verbesserung im Führungsverhalten erreicht. So wird der mittlere Schleppfehler für das langsamere Profil von 16,69 μm auf 4,87 μm signifikant reduziert. Andererseits wirkt sich die, aufgrund der Beschleunigungsvorsteuerung schon reduzierte k_v -Verstärkung von $k_v = 35$ nachteilig auf das Störverhalten aus, die Vorsteuerung hat hierauf keinen Einfluss. Die maximalen Schleppfehler des ISMC sind für das langsamere Profil in Abb. 8.6a noch um etwa 30 % geringer als mit P-Regler ohne Beschleunigungsvorsteuerung. Beim schnelleren Profil in Abb. 8.6b fallen sie jedoch ähnlich aus. Der P-Lageregler mit Beschleunigungsvorsteuerung führt zu wesentlich geringeren maximalen Schleppfehlern, als der ISMC, die vom qSMC im Absolutmittel noch einmal um 52 % übertroffen werden. Bei den Gleichlauf Fehlern in Phasen konstanter Geschwindigkeit (Abb. 8.6c) zeigen beide P-Lageregler im abgebildeten Zeitabschnitt einen mittleren Absolutfehler von etwa 1,8 μm , der qSMC einen Fehler von 1,1 μm und der ISMC einen Fehler von 0,71 μm .

Anhand des Nyquist-Diagramms in Abb. 8.6d und der Sensitivitätsamplitude in Abb. 8.6e lassen sich Robustheit und Bandbreite der Regler vergleichen. Es fällt auf, dass der qSMC die mit 55° geringste Phasenreserve und mit $M_{S,x} = 1.77$ die höchste Sensitivitätsamplitude, gleichzeitig aber auch die schnellste Bandbreite von 13,6 Hz bedingt. Der ISMC weist mit 9,68 Hz die zweithöchste Bandbreite auf und zeigt die im Vergleich beste Phasenreserve sowie eine deutlich höhere Amplitudenreserve und besser gedämpfte maximale Überhöhung der Sensitivitätsamplitude. Die bessere Bandbreite gegenüber den P-Lagereglern erkaufen sich beide Regler durch eine größere Verstärkung des Schleppfehlers im Bereich zwischen 30 Hz und 130 Hz.

In Reaktion auf den Störsprung von 1000 N (Abb. 8.6f) zeigen beide Regler einen etwa um Faktor drei reduzierten maximalen Schleppfehler und ein hieraus resultierendes schnelleres Abklingen des Schleppfehlers unter Störung. Der qSMC schwingt jedoch beim Ausregeln über, die schnelle Dynamik des Lagereglers regt hierbei den Integrator des PI-Geschwindigkeitsreglers an. Am Nachgiebigkeitsfrequenzgang in

Abb. 8.6g zeigt sich die wesentlich bessere Dämpfung beider Lageregler im niederen Frequenzbereich. Der beschleunigungsvorgesteuerte P-Lageregler führt für Frequenzen < 10 Hz durch die reduzierte Verstärkung zu einer schlechteren dynamischen Steifigkeit des Schleppfehlers. Während qSMC und ISMC im Mittel zu ähnlichen dynamische Steifigkeiten führen, werden durch den qSMC Störkräfte < 20 Hz besser unterdrückt als mit dem ISMC. Der Preis hierfür ist eine Entdämpfung der Steifigkeit des qSMC um $f \approx \omega_0/(2\pi)$, die mit einer maximalen Steifigkeit von $0,21 \mu\text{m/N}$ im Bereich der maximalen Amplituden der P-Lageregler liegt.

Anhand des Belastungsintegrals beim Fahren des schnellen Siebenphasenprofils in Tabelle 8.4 lässt sich erkennen, dass die Belastung des Vorschubantriebs durch die neuen Lageregler etwas geringer ausfällt, als mit den P-Lagereglern. Die Belastung gegenüber dem P-geregelten $k_v = 35$ und $k_v = 50$ sinkt mit ISMC um 2 % und 7 % sowie mit qSMC um 3 % und 7 %. Der wesentliche Anteil der Belastung stammt jedoch aus der vorgegebenen Trajektorie.

Robuste Performance gegenüber variierender Lastmasse

Die robuste Performance der Regler wird gegenüber variierender Lastmasse m_l bei unveränderter Reglereinstellung verglichen. Hierfür werden eine und zwei Stahlplatten zu je 105 kg auf dem Tisch befestigt, wodurch die Tischmasse je Platte um etwa 25 % steigt. Die erste mechanische Eigenfrequenz reduziert sich bei mittlerer Spindelposition und maximaler Zuladung um 25,3 % von 57,6 Hz auf 46,0 Hz, die zweite verschiebt sich nicht und wird lediglich besser gedämpft. Zum Vergleich wird das Führungsverhalten anhand der Siebenphasenprofile (8.2) bewertet. Der resultierende Schleppfehler ist für die drei Lastmassen, nominell und mit zusätzlichen 105 kg sowie 210 kg in Abb. 8.7 abgebildet. Eine Auswertung des mittleren absoluten sowie des maximalen Schleppfehlers findet sich in Tabelle 8.5.

Der qSMC mit zusätzlicher Lastmasse von 210 kg ist nicht abgebildet, mit den eingestellten Parametern stellte sich Schaltrauschen der Sliding-Variable ein, das Profil wird wegen der hochfrequenten Oszillationen nicht gefahren. Die Ursache hierfür liegt in der Absenkung der Frequenzen durch die zusätzliche Masse, die sich auch auf die charakteristische Schaltfrequenz f_{ch} auswirkt und eine Reparametrierung des Verrundungsparameters ϵ nach (7.40) erforderlich macht. Diese wird zur konsistenten Vergleichbarkeit der Ergebnisse nicht durchgeführt.

Für die P-Lageregler in Abb. 8.7a und 8.7b führt die zusätzliche Lastmasse zu einem wesentlichen Anstieg des Schleppfehlers. Der mittlere Schleppfehler des P-Reglers mit $k_v = 50$ und 105 kg und 210 kg zusätzlicher Lastmasse steigt um 23,2 %

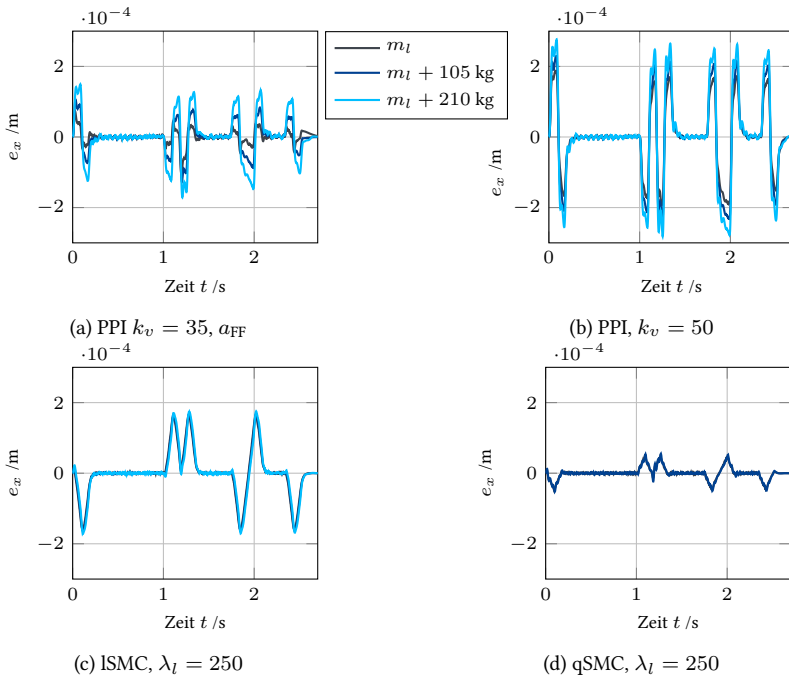


Abbildung 8.7: Schleppfehler der Regler für variierende Lastmasse unter Siebenphasenprofil (8.2)

und 48,5%. Mit $k_v = 35$ und Beschleunigungsvorsteuerung beträgt der Anstieg 106,8% und 244,6%. Die maximalen Fehler wachsen ebenfalls, für beide P-Regler jeweils um etwa 25%. Im Gegensatz dazu wächst der Schleppfehler der Sliding-Mode-Lageregler bei variierender Lastmasse deutlich weniger an. Der mittlere Fehler des ISMC steigt um 0,8% und 2,3%, der Maximalfehler um 3,8% und 8,5%, was insbesondere darauf hindeutet, dass der Schleppfehler in konstanten Geschwindigkeitsphasen nahezu unverändert bleibt (vgl. Abb. 8.7c). Im Vergleich der absoluten Werte ist der Schleppfehler des P-Reglers mit $k_v = 35$ und Beschleunigungsvorsteuerung in einer ähnlichen Größenordnung, wie der des ISMC. Mit dem qSMC steigt der mittlere Fehler um 4,8%, der maximale Fehler um 16,2%, dies jedoch bei geringen

Tabelle 8.5: Entwicklung des Schleppfehlers der Regler für variierende Lastmasse unter Siebenphasenprofil (8.2)

Regler	Nominell		$m_l + 105 \text{ kg}$		$m_l + 210 \text{ kg}$	
	$E[e_x]$ / μm	$e_{x,\text{max}}$ / μm	$E[e_x]$ / μm	$e_{x,\text{max}}$ / μm	$E[e_x]$ / μm	$e_{x,\text{max}}$ / μm
PPI $k_v = 35, a_{\text{FF}}$	11,70	105,99	24,20	127,10	40,32	171,14
PPI, $k_v = 50$	54,59	192,29	67,25	234,64	81,05	281,08
ISMC, $\lambda_l = 250$	35,22	161,00	35,53	167,15	36,02	174,70
qSMC, $\lambda_q = 250$	8,99	47,69	9,42	55,41	–	–

Absolutgrößen, wie in Abb. 8.7d ersichtlich ist. Mit 210 kg Zuladung entsteht aufgrund der Parametrierung das zuvor beschriebene Rauschen in der Sliding-Variable und im Schleppfehler.

Somit zeigt sich, dass die vorgestellten, SMC-basierten Lageregler einen konstanteren Schleppfehler gegenüber Änderungen der Lastmasse aufweisen. Die Parametrierung des ISMC ist gegenüber variierender Lastmasse weniger anfällig als die des qSMC. Bei erwarteten großen Massenänderungen sollte die höchste zu erwartende Masse in den Reglerentwurf des qSMC einbezogen werden, um ein Rattern der Sliding-Variable zu vermeiden.

Anwendungsszenario HPC-Kontur-Umfangfräsen

Als praxisbezogener Anwendungsfall werden die vorgestellten Lageregler unter den Störkräften eines simulierten Umfangfräsprozesses verglichen. Die axiale Fräskraft wird über den LDA als axiale Störkraft am Tisch aufgebracht. Da sich die entstehenden Bearbeitungskräfte und die Tischgeschwindigkeit \dot{x}_l gegenseitig beeinflussen, wird die Fräskraft simuliert und nicht aus einer Messung wiedergegeben. Zur Prozesssimulation wird das Modell des Umfangfräsens nach Surmann [185, Kap. 3.4] verwendet. Für ein Fräswerkzeug mit n_Z Schneiden, Durchmesser d_s und aktueller Winkelstellung $\phi_s(t) = \int_{t_0}^t n_s(\tau)/60 \, d\tau$ bei Drehzahl n_s in min^{-1} ergibt sich die axiale Prozesskraft

$$F_z(\phi_s) = - \sum_{i=0}^{n_Z-1} F_s(\underbrace{\phi_s + 2\pi i/n_Z}_{=: \phi_{s,i}})$$

als Summe der Kräfte der einzelnen Schneiden, die jeweils über

$$F_s(\phi_{s,i}) = a_p g(\phi_{s,i}) (k_c h_z(\phi_{s,i})^{1-m_c} \cos(\phi_{s,i}) + k_n h_z(\phi_{s,i})^{1-m_n} \sin(\phi_{s,i}))$$

beschrieben werden. Der erste Summand in Klammern stellt die Schnittkraft, der zweite die Radialkraft dar. $g(\phi_{s,i})$ beschreibt ob eine Schneide im Eingriff ist und berechnet sich für die Annahme eines linearen Schnitts in axiale Richtung über die Schnitttiefe a_p über die geometrische Beziehung

$$g(\phi_{s,i}) = \begin{cases} 1 & \text{für } \phi_{s,i} \in [-\phi_{ex}, \phi_{ex}], \phi_{ex} = \pi/2 - \arctan((d_s/2 - a_e)/a_e) \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

mit Eintauchtiefe a_e . Weitere Größen der Schnittkraft sind die aktuelle Spandicke $h_z(\phi_{s,i}) = f_z \sin(\phi_{s,i})$ sowie materialabhängige Zerspankraftparameter k_c , k_n , m_c , m_n und der Vorschub pro Zahn $f_z := 60 \cdot 10^3 \dot{x}_l / (n_s n_z)$. Als FräszENARIO wird aufgrund der hohen Kräfte die High-Performance-Cutting-Bearbeitung (HPC-Bearbeitung) einer Außenkontur mit C45-Stahl und HPC-Schaftfräser simuliert. Das FräszENARIO wird mit ungünstig hohen Bearbeitungskräften entworfen um die Lageregler zu validieren. Gewählt wird eine Schnittgeschwindigkeit von $v_c = 210$ m/min und ein Schaftfräser mit $n_z = 4$, $d_s = 16$ mm, $a_p = 16$ mm, $a_e = 0,5$ mm und ein Vorschub von $\dot{x}_l = 0,7$ m/s. Aus der Schnittgeschwindigkeit und dem Werkzeugdurchmesser resultiert eine Drehzahl von $n_s = 4178$ min⁻¹ und eine Zahneingriffsfrequenz von 278,53 Hz. Eine harmonische Schwingung und die Spindeldrehzahl selbst liegen damit mit 69,63 Hz im für die SMC-Lageregler ungünstigen Bereich der Nachgiebigkeit (vgl. Abb. 8.6g). Die materialabhängigen Zerspankraftparameter werden der Literatur entnommen [185, Anhang B].

Die resultierenden Störkräfte für eine Messung mit aktivem qSMC sind in Abb. 8.8a für den Eintauchvorgang bei 0,2 s abgebildet. Mit den betrachteten Reglern entstehen die in Abb. 8.8b und Tabelle 8.6 gezeigten Schleppfehler. Dabei bezeichnet $e_{x,s}$ den eingeschwungenen Schleppfehler ab $t \geq 0,4$ s. Analog zu den Beobachtungen beim Störkraftsprung im vorigen Abschnitt zeigt sich, dass qSMC und ISMC beim Eintauchen ins Material den maximalen Schleppfehler deutlich reduzieren. Für den ISMC beträgt die Reduktion gegenüber dem P-Regler ($k_v = 50$) 64,3 % mit asymptotisch gedämpftem Einschwingen, der qSMC verringert den maximalen Schleppfehler um 63,4 %, schwingt aber im Folgenden über. Auch der mittlere eingeschwungene Schleppfehler $e_{x,s}$ in Tabelle 8.6 wird – trotz der ungünstigen Anregung mit 69,63 Hz – durch den qSMC um 23,5 % und den ISMC um 53,4 % reduziert. Der

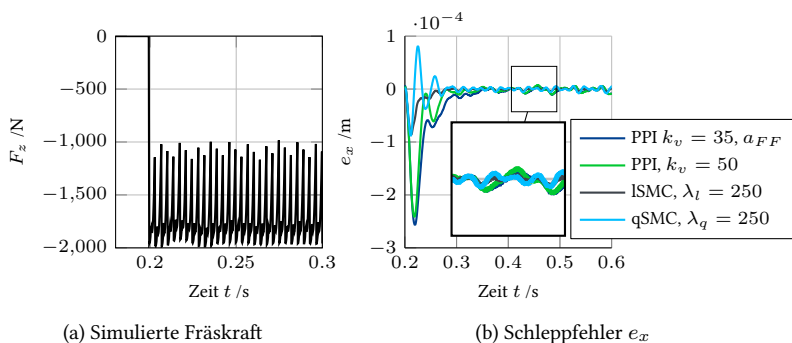


Abbildung 8.8: Vergleich des Störverhaltens der Lageregler unter simulierter Kraft bei HPC-Bearbeitung

Tabelle 8.6: Performance der Lageregler unter simulierter Kraft bei HPC-Bearbeitung

Regler	$E[e_x]$ / μm	$e_{x,max}$ / μm	$E[e_{x,s}]$ / μm	B / $(10^6\text{N}^3\text{m})$
PPI, $k_v = 35, a_{FF}$	31,25	256,90	3,41	226,29
PPI, $k_v = 50$	22,65	241,83	3,42	229,21
ISMC, $\lambda_l = 250$	7,36	86,37	1,59	219,74
qSMC, $\lambda_q = 250$	9,52	88,52	2,61	232,45

ISMC verringert gleichzeitig das Belastungsintegral B gegenüber den P-Lageregler, der qSMC führt zu einer höheren Belastung, möglicherweise aufgrund des steileren Anstiegs von $\kappa_{\text{qSMC}}(s(e))$ um $e_x = 0$.

Zusammenfassend lässt sich für das Fallbeispiel der HPC-Außenkonturbearbeitung feststellen, dass die axialen Schleppfehler mit ISMC und qSMC sowohl im Mittel, als auch im Maximum reduziert werden können, der qSMC führt jedoch zu Überschwingen als Reaktion auf das Eintauchen ins Material und zu einer höheren Belastung. Der ISMC führt zu asymptotischer Dämpfung des Störverhaltens und einer geringeren Belastung der Vorschubachse, weist jedoch bei dynamischen Beschleunigungsphasen im Führungsverhalten größere Schleppfehler auf, als die PPI-Regelung mit Beschleunigungsvorsteuerung.

Anwendungsbereiche der Lageregler

Die vorgestellten Lageregler, qSMC und ISMC, sind in der Lage die dynamische Genauigkeit in verschiedenen Aspekten zu verbessern. Der qSMC eignet sich für eine wesentliche Verbesserung des Führungsverhaltens unter dynamischen Trajektorien, da sich die Bandbreite aufgrund des internen Modells bis in die Größenordnung der Bandbreite des Geschwindigkeitsreglers schieben lässt. Für Anwendungen mit gleichzeitiger Störunterdrückung niedriger Frequenzen eignet er sich, wenn der maximale Schleppfehler, oder das niederdynamische Störverhalten entscheidend ist. Bei sprungförmigen axialen Störkräften muss ein Überschwingen im Schleppfehler toleriert werden. Gegenüber variierender Lastmasse zeigt sich der qSMC in der vorgestellten Parametrierung mit einer Zuladung von 25 % der nominellen Lastmasse noch robust performant, mit 50 % aber nicht mehr stabil.

Die Stärken des ISMC liegen in der breitbandigen Störunterdrückung, die sich auf Prozesskräfte, aber auch Fehler im Gleichlaufverhalten, wie Schwankungen in der Übersetzung des KGT, auswirkt. Der Schleppfehler variiert auch bei stark schwankender Lastmasse kaum. Im Führungsverhalten werden Trajektorien mit niedriger Beschleunigung empfohlen.

9 Zusammenfassung

Ziel dieser Arbeit ist die Steigerung der dynamischen Genauigkeit bei Vorschubantrieben mit KGT durch Einsatz eines modellbasierten Lagereglers als Alternative zur P-Lageregelung. Hierfür wurden, basierend auf einem allgemeinen Stellgesetz über einen Sliding-Mode-Ansatz, zwei Lageregler hergeleitet: ein nichtlinearer Quasi-Sliding-Mode-Regler (qSMC) mit abgerundeter Signumfunktion sowie ein Sliding-Mode-Regler mit linearer Ansatzfunktion (ISM). Die Parametrierung beider Regler wurde auf einen einzigen Einstellparameter λ_q/λ_l vereinfacht. Die Regler benötigen jedoch einen rekonstruierten Zustandsvektor, insbesondere die nicht gemessene Tischbeschleunigung, für den ein zweiter Einstellparameter zur Verstärkung des Systemrauschens im verwendeten Zustandsbeobachter anfällt. Beide Regler wurden für verschiedene Reglerverstärkungen hinsichtlich ihrer Parametrierung experimentell validiert und mit dem P-Lageregler als De-Facto-Standard hinsichtlich der dynamischen Genauigkeit verglichen.

Die erreichbare dynamische Genauigkeitssteigerung der Regler wurde experimentell nachgewiesen. In der verwendeten Parametrierung zeigen sich unterschiedliche Stärken der untersuchten Regler, die in Abb. 9.1 zusammenfassend dargestellt sind.

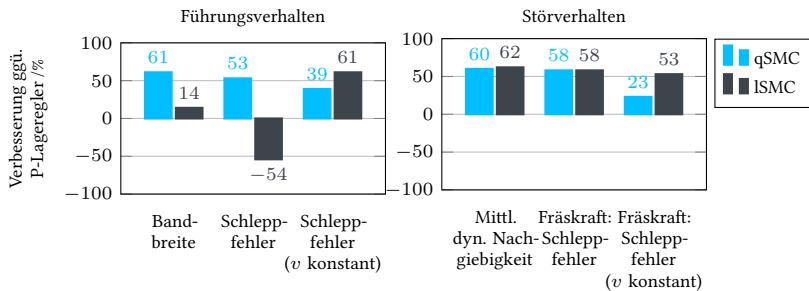


Abbildung 9.1: Erreichte Verbesserung im dynamischen Verhalten im Vergleich zur jeweils besseren Variante des P-Lagereglers

Im Führungsverhalten der lagegeregelten Vorschubachse bewirkt der qSMC eine Reduktion des mittleren absoluten Schleppfehlers um 53 % gegenüber dem beschleunigungsvorgesteuerten P-Regler. Der maximale Schleppfehler wird in einer ähnlichen Größenordnung reduziert. Auch die Fehler in konstanten Geschwindigkeitsphasen werden deutlich verringert. Im Störverhalten dämpft der qSMC Frequenzen bis etwa 10 Hz signifikant ab, für höhere Reglerverstärkungen bildet sich jedoch eine Resonanz an der Schwingfrequenz der Lageregelstrecke, deren Anregung bei Betrieb des qSMC zu vermeiden ist. Für sprungförmige Störungen verbessert der qSMC den maximalen Schleppfehler um etwa 60 % gegenüber dem P-Lageregler, allerdings tritt ein Überschwingen auf, was je nach Prozess unerwünscht sein kann.

Der ISMC führt zu höheren maximalen Abweichungen in Beschleunigungsphasen des Führungsverhaltens als der qSMC und liegt damit in der Größenordnung des maximalen Schleppfehlers des P-Reglers ohne Beschleunigungsvorsteuerung. Für konstante Geschwindigkeitsphasen reduziert er verbleibende Schwingungen im Schleppfehler jedoch um 61 % (der qSMC um 39 %), was auch für die Anwendung unter Prozesskräften, wie etwa beim Fräsen, übertragbar ist. Der ISMC zeigt außerdem ein hervorragendes Störverhalten durch Dämpfung der mittleren dynamischen Nachgiebigkeit im Frequenzbereich bis 400 Hz um 61 % und der maximalen dynamischen Nachgiebigkeit um 63 % gegenüber dem P-Lageregler. Bei sprungförmigen Störkräften erreicht der ISMC einen ähnlich geringen maximalen Schleppfehler, wie der qSMC, schwingt aber asymptotisch ohne Überschwingen ein.

Die in Abschnitt 4.1 definierten Rahmenbedingungen wurden wie folgt berücksichtigt:

Robustheit der Regelung: Bereits bei der Parametrierung der Regler wurde die robuste Stabilität berücksichtigt. Für das gewählte Modell wurde basierend auf dem gemischte-Sensitivitäten-Problem der H_∞ -Optimierung für beide Regler eine datengetriebene Methode vorgestellt, über die sich eine maximale, robust stabile Reglerverstärkung ermitteln lässt. Für den ISMC wurde diese in die automatisierbare H_∞ -Optimierung der Reglerverstärkung integriert. Beim qSMC ist diese Methode in ihrer Anwendbarkeit auf das äquivalent gesteuerte System beschränkt. In einer nachfolgenden praktischen Validierung wurde gezeigt, dass die robuste Stabilität in Abhängigkeit der Reglerverstärkung wesentlich durch die im Reglermodell vernachlässigte höherfrequente Systemdynamik begrenzt wird. Für einen Bereich an Reglerverstärkungen wurde die Stabilität der geregelten Strecke gezeigt und die Robustheitsreserven ausgewertet. Ein zweiter Robustheitsaspekt, die robuste Performance, wurde unter variierenden Umgebungsbedingungen experimentell validiert. Bei Variation der Modellparameter ω_0 um 10 % und D um 20 % verschlechtert sich

der mittlere Schleppfehler für beide Regler um maximal 15 %. Für eine zusätzliche Lastmasse von 105 kg wurde eine wesentlich kleinere Beeinflussung des Schleppfehlers als mit P-Lageregelung festgestellt. Mit dem ISMC wurde diese auch für 210 kg (50 % der Tischmasse) Zuladung gezeigt, für den qSMC führte diese Zuladung ohne Reparametrierung des Reglers zu instabilem Verhalten. Auch unter simulierten Kräften eines HPC-Umfangfräsprozesses reduzieren beide Regler den maximalen Schleppfehler beim Eintauchen des Fräsers ins Werkstück um etwa 60 % und den mittleren Schleppfehler um 23 % (qSMC) und 53 % (ISMC) gegenüber dem P-Regler. Für die gewählte Parametrierung des qSMC neigt dieser beim direkten Eintauchen ins Material zu Überschwingen. In aktuellen Computer-Aided-Manufacturing-Tools (CAM-Tools) lassen sich Eintauchstrategien, wie Rampen- oder Helixtrajektorien vorgeben, die eine solche sprungförmige Kraftanregung vermeiden.

Industrietauglichkeit: Bei den vorgestellten Regelverfahren wird nur der Lageregler ausgetauscht, die unterliegende Kaskadenregelung bleibt bestehen. Damit bleiben auch die Vorteile des Geschwindigkeitsreglers erhalten: Das Ausregeln von Störungen, wie Reibung, und die asymptotische Konvergenz des Schleppfehlers bei konstanten Geschwindigkeiten (unter Geschwindigkeitsvorsteuerung). Die Parametrierung der Regelkreise kann somit weiterhin von innen nach außen erfolgen. Das interne Modell des Lagereglers benötigt zudem Sollwerte bis auf Ruckniveau, welche in modernen NC verfügbar sind. Es sind keine tiefgreifenden Änderungen an der Algorithmik der Sollwertgenerierung und keine zusätzlichen Filterstrukturen für die Führungsgrößen notwendig. Durch die Verwendung eines Zustandsbeobachters entfällt zudem der Bedarf zusätzlicher Beschleunigungssensorik, dennoch kann die Tischbeschleunigung zur verbesserten Störunterdrückung genutzt werden. Der manuelle Parametrieraufwand der Lageregler wurde auf jeweils zwei einzustellende Parameter bei der Inbetriebnahme reduziert. Die übrigen Parameter beispielsweise des verwendeten PT_2I -Modells und des Kalmanfilters können aus Datenblattwerten und Messdaten bestimmt werden. Dieser Prozess lässt sich automatisieren. Für den ISMC wurde darüber hinaus ein Verfahren zur H_∞ -optimalen Parametrierung mit einem einzigen einzustellenden Hyperparameter vorgestellt.

Praktisch identifizierbares Dynamikmodell für KGT: Zur simulativen Untersuchung und Einstellung des Geschwindigkeitsreglers wurde ein Dynamikmodell des KGT formuliert, welches die erste axiale und rotatorische Eigenmode und deren positionsabhängige Steifigkeit sowie Reibung von Antrieb und Führungen abbildet. Durch Reduktion der Komplexität der Steifigkeiten wurde das Modell in

eine identifizierbare Form überführt, eine Identifikationsmethodik zur simultanen Least-Squares-Ermittlung im Frequenzbereich formuliert und die Identifikation experimentell validiert. Im Rahmen des Reglerentwurfs genügt eine Anregung des Systems über den Servomotor in verschiedenen Spindelpositionen für eine ausreichende Genauigkeit innerhalb der erreichbaren Bandbreite des Servomotors. Das resultierende Gesamtmodell der Vorschubachse erreicht im Simulationsbetrieb (mit Regelung) eine mittlere Abweichung in der simulierten zur experimentell ermittelten Tischposition von wenigen μm .

Geeignetes Einstellverfahren für den Geschwindigkeitsregler: Zur Einstellung des Geschwindigkeitsreglers mit nachgiebiger Strecke wurden fünf Methoden zur Parametrierung verglichen, um ein Verfahren zur geeigneten Einstellung zu finden – darunter drei Einstellregeln aus dem Stand der Technik, Loop-Shaping sowie die Einstellung über H_∞ -Optimierung. Es wurden zwei Verfahren zur Parametrierung empfohlen: das Dämpfungsoptimum nach Zirn zum modellfreien Tuning sowie die Methode der H_∞ -Optimierung für datengetriebene, robust stabile Einstellung der Parameter.

Die in Abschnitt 4.1 formulierte Forschungshypothese lässt sich somit bestätigen: Es wurde gezeigt, dass die dynamische Genauigkeit im Führungs- und Störverhalten durch die vorgestellten Lageregler verbessert wird. Da die neuen Regler keine Hardwareänderungen erfordern und mit je einem Verstärkungsparameter (und einem für den Zustandsbeobachter) eingestellt werden können, besteht ein hohes Potenzial für einen breiten industriellen Einsatz. Durch die Vereinfachung der Lageregelstrecke auf ein PT_2I -System, die auch für weitere kaskadengeregelte, elektromechanische Antriebssysteme, wie verspannte Zahnstange-Ritzel-Antriebe [186, Kap. 3.3] oder Gelenke von Knickarmrobotern [187] getroffen werden kann, lässt sich die vorgestellte Lageregelung voraussichtlich auch auf diese Antriebe übertragen.

Literatur

- [1] Y. Altintas, A. Verl, C. Brecher, L. Uriarte und G. Pritschow. „Machine tool feed drives“. In: *CIRP annals* 60.2 (2011), S. 779–796. DOI: 10.1016/j.cirp.2011.05.010.
- [2] G. Pritschow. *Einführung in die Steuerungstechnik*. Hanser München, 2006.
- [3] D. Schröder. *Elektrische Antriebe - Grundlagen*. Springer Berlin Heidelberg, 2013. DOI: 10.1007/978-3-642-30471-2.
- [4] C. Brecher. „Vergleichende Analyse von Vorschubantrieben für Werkzeugmaschinen“. Diss. Aachen: RWTH Aachen, 2002. 166 S. ISBN: 3-8322-0677-9. URL: <http://publications.rwth-aachen.de/record/58793>.
- [5] M. Neubauer, F. Brenner, C. Hinze und A. Verl. „Cascaded sliding mode position control (SMC-PI) for an improved dynamic behavior of elastic feed drives“. In: 169 (Okt. 2021), S. 103796. DOI: 10.1016/j.ijmachtools.2021.103796.
- [6] DIN ISO 3408-1:2006. *Kugelgewindetriebe – Teil 1: Begriffe und Bezeichnungssystem*. Standard. Geneva, CH: International Organization for Standardization, 2006.
- [7] M. Weck. *Werkzeugmaschinen Fertigungssysteme. Band 3.2*. VDI, 1995. 488 S. ISBN: 3184014096.
- [8] M. F. Zäh, T. Oertli und J. Milberg. „Finite Element Modelling of Ball Screw Feed Drive Systems“. In: *CIRP Annals* 53.1 (2004), S. 289–292. DOI: 10.1016/S0007-8506(07)60700-8.
- [9] S. Frey, A. Dadalau und A. Verl. „Expedient modeling of ball screw feed drives“. In: *Production Engineering* 6.2 (März 2012), S. 205–211. DOI: 10.1007/s11740-012-0371-0.
- [10] H. U. Golz. „Analyse, Modellierung und Optimierung des Betriebsverhaltens von Kugelgewindetrieben“. Diss. Universität Karlsruhe, 1990. 133 S.
- [11] C. Brecher und M. Weck. *Werkzeugmaschinen Fertigungssysteme 3*. Springer Berlin Heidelberg, 20. Jan. 2021. 718 S. DOI: 10.1007/978-3-662-46569-1.

- [12] August Steinmeyer GmbH & Co. KG. *Steinmeyer Kugelgewindtriebe*. 2017. 148 S. URL: https://www.steinmeyer.com/kataloge/steinmeyer_gesamtkatalog/files/assets/common/downloads/publication.pdf.
- [13] DIN ISO 3408-5:2006. *Kugelgewindtriebe – Teil 5: Statische und dynamische axiale Tragzahl und Lebensdauer*. Standard. Geneva, CH: International Organization for Standardization, 2006.
- [14] M. Weck. *Werkzeugmaschinen 3*. Springer Berlin Heidelberg, 2006. DOI: 10.1007/978-3-540-32506-2.
- [15] H. Groß, J. Hamann und G. Wiegärtner. *Elektrische Vorschubantriebe in der Automatisierungstechnik Grundlagen, Berechnung, Bemessung*. 2. Aufl. Erlangen: Publicis, 2006. ISBN: 3895782785.
- [16] Bosch Rexroth. *Handbuch Lineartechnik*. Firmenschrift. 2006.
- [17] D. Schröder. *Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen*. 4. Aufl. Springer, 2015. ISBN: 3642300952. DOI: 10.1007/978-3-642-30096-7.
- [18] C. Kessler. „Das Symmetrische Optimum, Teil II“. In: *Automatisierungstechnik* 6.1-12 (1958), S. 432–436. DOI: 10.1524/auto.1958.6.112.432.
- [19] K. Erkorkmaz und Y. Altintas. „High speed CNC system design. Part I: jerk limited trajectory generation and quintic spline interpolation“. In: *International Journal of Machine Tools and Manufacture* 41.9 (Juli 2001), S. 1323–1345. DOI: 10.1016/S0890-6955(01)00002-5.
- [20] X. Du, J. Huang und L.-M. Zhu. „A complete S-shape feed rate scheduling approach for NURBS interpolator“. In: *Journal of Computational Design and Engineering* 2.4 (Juni 2015), S. 206–217. DOI: 10.1016/j.jcde.2015.06.004.
- [21] Z. Sun, X. Wang, B. Liu, J. Lu, X. Mei und Y. Zhou. „Enhanced feedrate scheduling algorithm for CNC system with acceleration look-ahead and sin2 acceleration profile“. In: *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology* 119.1-2 (Okt. 2021), S. 217–231. DOI: 10.1007/s00170-021-08245-2.
- [22] G.-H. Feng und Y.-L. Pan. „Investigation of ball screw preload variation based on dynamic modeling of a preload adjustable feed-drive system and spectrum analysis of ball-nuts sensed vibration signals“. In: *International Journal of Machine Tools and Manufacture* 52.1 (1. Jan. 2012), S. 85–96. ISSN: 0890-6955. DOI: 10.1016/j.ijmachtools.2011.09.008.

- [23] G. Pritschow und N. Croon. „Ball screw drives with enhanced bandwidth by modification of the axial bearing“. In: *CIRP Annals* 62.1 (1. Jan. 2013). ZSCC: 0000021, S. 383–386. ISSN: 0007-8506. DOI: 10.1016/j.cirp.2013.03.086.
- [24] S. Frey. „Verbesserung des dynamischen Verhaltens von Vorschubantrieben durch semiaktive Dämpfung“. de. Diss. Institut für Steuerungstechnik der Werkzeugmaschinen und Fertigungseinrichtungen der Universität Stuttgart, 2013. DOI: 10.18419/OPUS-4560.
- [25] M. Wang, T. Zan, X. Gao und S. Li. „Suppression of the time-varying vibration of ball screws induced from the continuous movement of the nut using multiple tuned mass dampers“. In: *International Journal of Machine Tools and Manufacture* 107 (1. Aug. 2016). ZSCC: 0000014, S. 41–49. ISSN: 0890-6955. DOI: 10.1016/j.ijmachtools.2016.05.003.
- [26] N. C. Singer und W. P. Seering. „Preshaping Command Inputs to Reduce System Vibration“. In: *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control* 112.1 (1. März 1990). ZSCC: 0002068, S. 76–82. ISSN: 0022-0434. DOI: 10.1115/1.2894142.
- [27] W. E. Singhose, W. P. Seering und N. C. Singer. „Input shaping for vibration reduction with specified insensitivity to modeling errors“. In: *Symposium on Flexible Automation 1* (1996).
- [28] K. Zhang, A. Yuen und Y. Altintas. „Pre-compensation of contour errors in five-axis CNC machine tools“. In: *International Journal of Machine Tools and Manufacture* 74 (1. Nov. 2013). ZSCC: 0000079, S. 1–11. ISSN: 0890-6955. DOI: 10.1016/j.ijmachtools.2013.07.003.
- [29] D. Sepasi, R. Nagamune und F. Sassani. „Tracking Control of Flexible Ball Screw Drives With Runout Effect and Mass Variation“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 59.2 (Feb. 2012), S. 1248–1256. DOI: 10.1109/tie.2011.2158042.
- [30] F. Li, Y. Jiang, T. Li und K. F. Ehmann. „Compensation of dynamic mechanical tracking errors in ball screw drives“. In: *Mechatronics* 55 (1. Nov. 2018). ZSCC: 0000010, S. 27–37. ISSN: 0957-4158. DOI: 10.1016/j.mechatronics.2018.08.004.
- [31] S. I. Han und J. M. Lee. „Adaptive dynamic surface control with sliding mode control and RWNN for robust positioning of a linear motion stage“. In: *Mechatronics* 22.2 (2012), S. 222–238. ISSN: 0957-4158. DOI: 10.1016/j.mechatronics.2012.01.007.

- [32] S.-C. Park, J.-M. Lee und S.-I. Han. „Tracking Error Constrained Terminal Sliding Mode Control for Ball-Screw Driven Motion Systems with State Observer“. In: *International Journal of Precision Engineering and Manufacturing* 19.3 (März 2018), S. 359–366. doi: 10.1007/s12541-018-0043-x.
- [33] A.-C. Huang und Y.-S. Kuo. „Sliding control of non-linear systems containing time-varying uncertainties with unknown bounds“. In: *International Journal of Control* 74.3 (2001), S. 252–264. ISSN: 0020-7179. doi: 10.1080/00207170010003441.
- [34] Y. Altintas, K. Erkorkmaz und W.-H. Zhu. „Sliding Mode Controller Design for High Speed Feed Drives“. In: *CIRP Annals* 49.1 (2000), S. 265–270. doi: 10.1016/s0007-8506(07)62943-6.
- [35] W. Lee, C.-Y. Lee, Y. H. Jeong und B.-K. Min. „Distributed Component Friction Model for Precision Control of a Feed Drive System“. In: *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* 20.4 (Aug. 2015), S. 1966–1974. doi: 10.1109/tmech.2014.2365958.
- [36] D. Papageorgiou, M. Blanke, H. H. Niemann und J. H. Richter. „Online friction parameter estimation for machine tools“. In: *Advanced Control for Applications: Engineering and Industrial Systems* 2.1 (Feb. 2020), e28. doi: 10.1002/adc2.28.
- [37] H. Zhu und H. Fujimoto. „Mechanical Deformation Analysis and High-Precision Control for Ball-Screw-Driven Stages“. In: *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* 20.2 (Apr. 2015), S. 956–966. ISSN: 1941-014X. doi: 10.1109/TMECH.2014.2337933.
- [38] A. Kamalzadeh und K. Erkorkmaz. „Accurate tracking controller design for high-speed drives“. In: *International Journal of Machine Tools and Manufacture* 47.9 (Juli 2007), S. 1393–1400. doi: 10.1016/j.ijmachtools.2006.08.027.
- [39] C. Okwudire und Y. Altintas. „Minimum Tracking Error Control of Flexible Ball Screw Drives Using a Discrete-Time Sliding Mode Controller“. In: *CIRP Annals* 131.5 (2009), S. 367. ISSN: 0007-8506. doi: 10.1115/1.3155005.
- [40] W. Swoboda. „Digitale Lageregelung für Maschinen mit schwach gedämpften schwingungsfähigen Bewegungsachsen“. Diss. Universität Stuttgart, 1987. 141 S. doi: 10.1007/978-3-642-48029-4_7.

-
- [41] K. Erkorkmaz und Y. Altintas. „High speed CNC system design. Part III: high speed tracking and contouring control of feed drives“. In: *International Journal of Machine Tools and Manufacture* 41.11 (1. Sep. 2001). ZSCC: 0000167, S. 1637–1658. ISSN: 0890-6955. DOI: 10.1016/S0890-6955(01)00004-9.
- [42] M. Tomizuka. „Zero Phase Error Tracking Algorithm for Digital Control“. In: 109 (1987), S. 65–68. ISSN: 0022-0434. DOI: 10.1115/1.3143822.
- [43] D. J. Gordon und K. Erkorkmaz. „Accurate control of ball screw drives using pole-placement vibration damping and a novel trajectory prefilter“. In: *Precision Engineering* 37.2 (Apr. 2013), S. 308–322. ISSN: 0141-6359. DOI: 10.1016/j.precisioneng.2012.09.009.
- [44] N. Uchiyama. „Adaptive two-degree-of-freedom control of feed drive systems“. In: 48.3-4 (März 2008), S. 437–445. DOI: 10.1016/j.ijmachtools.2007.08.025.
- [45] C. Zhang und Y. Chen. „Tracking Control of Ball Screw Drives Using ADRC and Equivalent-Error-Model-Based Feedforward Control“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63.12 (Dez. 2016). ZSCC: 0000029, S. 7682–7692. ISSN: 1557-9948. DOI: 10.1109/TIE.2016.2590992.
- [46] M. Hanifzadegan und R. Nagamune. „Switching Gain-Scheduled Control Design for Flexible Ball-Screw Drives“. In: *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control* 136.1 (Sep. 2013). DOI: 10.1115/1.4025154.
- [47] M. Hanifzadegan und R. Nagamune. „Tracking and Structural Vibration Control of Flexible Ball-Screw Drives With Dynamic Variations“. In: *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* 20.1 (Feb. 2015), S. 133–142. DOI: 10.1109/tmech.2014.2298241.
- [48] D. Papageorgiou, M. Blanke, H. H. Niemann und J. H. Richter. „Friction-resilient position control for machine tools—Adaptive and sliding-mode methods compared“. In: *Control Engineering Practice* 75 (1. Juni 2018). ZSCC: 0000003, S. 69–85. ISSN: 0967-0661. DOI: 10.1016/j.conengprac.2018.03.017.
- [49] A. Dumanli und B. Sencer. „Optimal high-bandwidth control of ball-screw drives with acceleration and jerk feedback“. In: *Precision Engineering* 54 (Okt. 2018), S. 254–268. DOI: 10.1016/j.precisioneng.2018.06.002.

- [50] M. F. Elmorshedy, W. Xu, F. F. El-Sousy, M. R. Islam und A. A. Ahmed. „Recent Achievements in Model Predictive Control Techniques for Industrial Motor: A Comprehensive State-of-the-Art“. In: *IEEE Access* 9 (2021), S. 58170–58191. doi: 10.1109/access.2021.3073020.
- [51] A. Favato, P. G. Carlet, F. Toso, R. Torchio und S. Bolognani. „Integral Model Predictive Current Control for Synchronous Motor Drives“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 36.11 (Nov. 2021), S. 13293–13303. doi: 10.1109/tpel.2021.3081827.
- [52] C.-Y. Lin und Y.-C. Liu. „Precision Tracking Control and Constraint Handling of Mechatronic Servo Systems Using Model Predictive Control“. In: *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* 17.4 (Aug. 2012), S. 593–605. doi: 10.1109/tmech.2011.2111376.
- [53] A. Liniger, L. Varano, A. Rupenyan und J. Lygeros. „Real-Time Predictive Control for Precision Machining“. In: *IEEE Xplore 2019 58th IEEE Conference on Decision and Control (CDC 2019)* (28. Aug. 2019). doi: 10.1109/CDC40024.2019.9029533. arXiv: 1908.10609 [eess.SY].
- [54] Y. Wang, Y. Geng, Y. Yan, J. Wang und Z. Fang. „Robust model predictive control of a micro machine tool for tracking a periodic force signal“. In: *Optimal Control Applications and Methods* 41.6 (2020), S. 2037–2047. doi: <https://doi.org/10.1002/oca.2642>.
- [55] J. Yang, H.-T. Zhang und H. Ding. „Contouring error control of the tool center point function for five-axis machine tools based on model predictive control“. In: *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology* 88.9-12 (Juni 2016), S. 2909–2919. doi: 10.1007/s00170-016-8979-4.
- [56] X. Yang, R. Seethaler, C. Zhan, D. Lu und W. Zhao. „A Model Predictive Contouring Error Precompensation Method“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 67.5 (Mai 2020), S. 4036–4045. doi: 10.1109/tie.2019.2921294.
- [57] B. W. Margolis und R. T. Farouki. „Inverse dynamics toolpath compensation for CNC machines based on model predictive control“. In: *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology* 109.7 (2020), S. 2155–2172. doi: <https://doi.org/10.1007/s00170-020-05719-7>.
- [58] M. A. Stephens, C. Manzie und M. C. Good. „Explicit Model Predictive Control for Reference Tracking on an Industrial Machine Tool“. In: *IFAC Proceedings Volumes* 44.1 (Jan. 2011), S. 14513–14518. doi: 10.3182/20110828-6-it-1002.00579.

-
- [59] T. Berners, A. Epple und C. Brecher. „Model predictive controller for machine tool feed drives“. In: *2018 4th International Conference on Control, Automation and Robotics (ICCAR)*. IEEE, Apr. 2018. DOI: 10.1109/iccar.2018.8384658.
- [60] T. Berners. „Anforderungsspezifische Lageregelung von Vorschubantrieben in Werkzeugmaschinen“. Diss. RWTH Aachen, 30. Aug. 2019. 143 S. ISBN: 978-3-86359-765-8.
- [61] A. M. Faragalla, E. H. Abdelhameed und A. A. Elgafary. „Robust predictive control for a precise positioning mechanism with nonlinear friction and time-delay“. In: *2016 Eighteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*. IEEE. IEEE, 2016, S. 299–304. DOI: 10.1109/MEPCON.2016.7836906.
- [62] M. Yuan, C. Manzie, M. Good, I. Shames, L. Gan, F. Keynejad und T. Robinette. „Error-Bounded Reference Tracking MPC for Machines With Structural Flexibility“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 67.10 (2019), S. 8143–8154. DOI: 10.1109/TIE.2019.2949521.
- [63] V. I. Utkin. „Sliding mode control design principles and applications to electric drives“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 40.1 (Feb. 1993), S. 23–36. DOI: 10.1109/41.184818.
- [64] J. Guldner und V. I. Utkin. „The chattering problem in sliding mode systems“. In: *Fourteenth International Symposium of Mathematical Theory of Networks and Systems, MTNS2000*. 2000.
- [65] H. Lee. „Chattering Suppression in Sliding Mode Control System“. Diss. Ohio State University, 2007. 136 S. URL: http://rave.ohiolink.edu/etdc/view?acc_num=osu1192823756.
- [66] M.-L. Tseng und M.-S. Chen. „Chattering reduction of sliding mode control by low-pass filtering the control signal“. In: *Asian Journal of Control* 12.3 (Feb. 2010), S. 392–398. DOI: 10.1002/asjc.195.
- [67] K. Erkorkmaz und A. Kamalzadeh. „High Bandwidth Control of Ball Screw Drives“. In: *CIRP Annals* 55.1 (2006), S. 393–398. ISSN: 0007-8506. DOI: 10.1016/S0007-8506(07)60443-0.
- [68] A. Kamalzadeh und K. Erkorkmaz. „Compensation of Axial Vibrations in Ball Screw Drives“. In: *CIRP Annals* 56.1 (2007), S. 373–378. ISSN: 0007-8506. DOI: 10.1016/j.cirp.2007.05.087.

- [69] A. Kamalzadeh, D. J. Gordon und K. Erkorkmaz. „Robust compensation of elastic deformations in ball screw drives“. In: *International Journal of Machine Tools and Manufacture* 50.6 (Juni 2010), S. 559–574. DOI: 10.1016/j.ijmachtools.2010.03.001.
- [70] Y. Altintas und C. E. Okwudire. „Dynamic stiffness enhancement of direct-driven machine tools using sliding mode control with disturbance recovery“. In: *CIRP Annals* 58.1 (2009), S. 335–338. DOI: 10.1016/j.cirp.2009.03.045.
- [71] Z. Jamaludin, H. Brussel und J. Swevers. „Classical cascade and sliding mode control tracking performances for a xy feed table of a high-speed machine tool“. In: *International Journal of Precision Technology* 1.1 (2007), S. 65. DOI: 10.1504/ijptech.2007.015345.
- [72] L. Dong und W. C. Tang. „Adaptive backstepping sliding mode control of flexible ball screw drives with time-varying parametric uncertainties and disturbances“. In: *ISA Transactions* 53.1 (Jan. 2014), S. 110–116. DOI: 10.1016/j.isatra.2013.08.009.
- [73] A. E. K. Mohammad, N. Uchiyama und S. Sano. „Reduction of Electrical Energy Consumed by Feed-Drive Systems Using Sliding-Mode Control With a Nonlinear Sliding Surface“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 61.6 (Juni 2014), S. 2875–2882. ISSN: 1557-9948. DOI: 10.1109/TIE.2013.2275975.
- [74] H.-T. Yau und J.-J. Yan. „Adaptive sliding mode control of a high-precision ball-screw-driven stage“. In: *Nonlinear Analysis: Real World Applications* 10.3 (2009), S. 1480–1489. ISSN: 1468-1218. DOI: 10.1016/j.nonrwa.2008.01.025.
- [75] G. Pritschow, C. Eppler und W.-D. Lehner. „Ferraris Sensor – The Key for advanced dynamic Drives“. In: *CIRP Annals* 52.1 (2003), S. 289–292. ISSN: 0007-8506. DOI: 10.1016/S0007-8506(07)60586-1.
- [76] A. Verl und S. Frey. „Improvement of feed drive dynamics by means of semi-active damping“. In: *CIRP Annals* 61.1 (2012), S. 351–354. ISSN: 0007-8506. DOI: 10.1016/j.cirp.2012.03.135.
- [77] Z. Sun, P. Zahn, A. Verl und A. Lechler. „A new control principle to increase the bandwidth of feed drives with large inertia ratio“. In: *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology* 91.5-8 (Dez. 2016), S. 1747–1752. DOI: 10.1007/s00170-016-9895-3.

- [78] Z. Sun, G. Pritschow, P. Zahn und A. Lechler. „A novel cascade control principle for feed drives of machine tools“. In: *CIRP Annals* 67.1 (2018), S. 389–392. ISSN: 0007-8506. DOI: 10.1016/j.cirp.2018.03.004.
- [79] S. C. Gsell. „Antriebsbasierte Schwingungsdämpfung für Werkzeugmaschinen und Fahrzeugantriebe“. de. Diss. Aachen: RWTH Aachen, 2017. ISBN: 9783863595227. DOI: 10.18154/RWTH-2017-05556.
- [80] H. K. Shirvani, Y. Hosseinkhani und K. Erkorkmaz. „Suppression of harmonic positioning errors in ball-screw drives using Adaptive Feedforward Cancellation“. In: *Precision Engineering* 68 (März 2021), S. 235–255. DOI: 10.1016/j.precisioneng.2020.11.010.
- [81] H. K. Shirvani, J. Q. C. Zeng und K. Erkorkmaz. „Dynamic compliance attenuation in ball screw drives through model-based active damping of multiple vibration modes“. In: *CIRP Annals* 71.1 (2022), S. 373–376. DOI: 10.1016/j.cirp.2022.04.040.
- [82] D. Papageorgiou, M. Blanke, H. H. Niemann und J. H. Richter. „Adaptive and sliding mode friction-resilient machine tool positioning – Cascaded control revisited“. In: *Mechanical Systems and Signal Processing* 132 (1. Okt. 2019). ZSCC: 0000003, S. 35–54. ISSN: 0888-3270. DOI: 10.1016/j.ymsp.2019.06.015.
- [83] A. Pisano, A. Davila, L. Fridman und E. Usai. „Cascade Control of PM DC Drives Via Second-Order Sliding-Mode Technique“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55.11 (Nov. 2008), S. 3846–3854. DOI: 10.1109/tie.2008.2002715.
- [84] T. Tran, Q. P. Ha und H. T. Nguyen. „Robust Non-overshoot Time Responses Using Cascade Sliding Mode-PID Control“. In: *Journal of Advanced Computational Intelligence and Intelligent Informatics* (2007). URL: <https://opus.lib.uts.edu.au/handle/10453/6166>.
- [85] M. P. Petronijević, Č. Milosavljević, B. Veselić, B. Peruničić-Draženić und S. Huseinbegović. „Robust cascade control of electrical drives using discrete-time chattering-free sliding mode controllers with output saturation“. In: *Electrical Engineering* 103.4 (Feb. 2021), S. 1–15. ISSN: 1432-0487. DOI: 10.1007/s00202-020-01198-x.
- [86] Y. Iwashita, T. Okita, Y. Toyozawa und K. Maeda. „Servo control apparatus that performs dual-position feedback control“. U.S. Patent 7915848B27. März 2011.

- [87] FANUC Cooperation, Hrsg. *Series 30i/31i/32i/35i-MODEL B. Nano CNC for High-Speed, High-Accuracy Machining*. 2021. URL: [https://www.fanuc.co.jp/en/product/catalog/pdf/cnc/FS30i-B\(E\)-09a.pdf](https://www.fanuc.co.jp/en/product/catalog/pdf/cnc/FS30i-B(E)-09a.pdf).
- [88] S. Kuenzel, T. Reichel, E. Schaefers und A. Uhlich. „Method and apparatus for damping mechanical oscillations of a shaft in machine tools, manufacturing machines and robots“. U.S. Patent 6903529B2. Juni 2005.
- [89] Dr. Johannes Heidenhain GmbH. *Dynamic Precision – Machining Dynamically and with High Accuracy Technical Information*. 2013. URL: https://www.heidenhain.de/fileadmin/pdf/en/01_Products/Technische_Dokumentation/TI_Dynamic_Precision_ID1081196_en.pdf.
- [90] SIEMENS AG. *SINUMERIK 828D/SINUMERIK 840d/SINUMERIK Operate - Turning*. 2021. URL: https://static.dc.siemens.com/cnc4you/CNC-Downloads/828D_840dsl_Operate_Turning_offer_ov_0821_en-US.pdf.
- [91] T. Hägglund und K. J. Åström. „Revisiting The Ziegler-Nichols Tuning Rules For Pi Control“. In: *Asian Journal of Control* 4.4 (Okt. 2008), S. 364–380. DOI: 10.1111/j.1934-6093.2002.tb00076.x.
- [92] J. W. Umland und M. Safiuddin. „Magnitude and symmetric optimum criterion for the design of linear control systems: what is it and how does it compare with the others?“ In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 26.3 (Mai 1990), S. 489–497. ISSN: 1939-9367. DOI: 10.1109/28.55967.
- [93] Z. Preitl. „Improving disturbance rejection by means of a double parameterization of the symmetrical optimum method“. In: *Scientific Bulletin of the “Politehnica” University of Timișoara, Series Automation and Computers* (2005), S. 25–34.
- [94] T. Berners, S. Kehne, A. Epple und C. Brecher. „H ∞ position control for machine tool feed drives“. In: *7. WGP-Jahreskongress* (5. Okt. 2017), S. 391–399. URL: <https://publications.rwth-aachen.de/record/709924>.
- [95] S. Kehne, T. Berners, A. Epple und C. Brecher. „Optimal Loop Shaping of Position Controls of Feed Axes in Machine Tools with Position-Dependent Behavior“. In: *2019 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*. IEEE, Mai 2019. DOI: 10.1109/iemdc.2019.8785323.

-
- [96] J. Bretschneider. „Reglerselbsteinstellung für digital geregelte, elektromechanische Antriebssysteme an Werkzeugmaschinen“. Diss. Institut für Steuerungstechnik der Werkzeugmaschinen und Fertigungseinrichtungen, Universität Stuttgart, 2000.
- [97] X. Beudaert, O. Franco, K. Erkorkmaz und M. Zatarain. „Feed drive control tuning considering machine dynamics and chatter stability“. In: *CIRP Annals* 69.1 (2020), S. 345–348. doi: 10.1016/j.cirp.2020.04.054.
- [98] S. M. Raafat, R. Akmeliawati und I. Abdulljabaar. „Robust H_{∞} Controller for High Precision Positioning System, Design, Analysis, and Implementation“. In: *Intelligent Control and Automation* 03.03 (2012), S. 262–273. issn: 2153-0653. doi: 10.4236/ica.2012.33030.
- [99] L. Dong, W. Tang und D. Bao. „Interpolating gain-scheduled H_{∞} loop shaping design for high speed ball screw feed drives“. In: *ISA Transactions* 55 (Jan. 2015), S. 219–226. doi: 10.1016/j.isatra.2014.09.015.
- [100] T. Zhong und W. Tang. „Robust Controller Design for Ball Screw Drives with Varying Resonant Mode via μ -synthesis“. In: *2020 IEEE 16th International Workshop on Advanced Motion Control (AMC)*. IEEE, Sep. 2020. doi: 10.1109/amc44022.2020.9244447.
- [101] Z. Jamaludin, H. Van Brussel und J. Swevers. „Tracking performances of cascade and sliding mode controllers with application to a XY milling table“. In: *Proceedings of ISMA2006* 81 (2006), S. 81–92.
- [102] R. Tang, K. Shao, F. Xu, X. Wang und B. Liang. „Adaptive chattering-free terminal sliding mode control for a coordinate measuring machine system“. In: 96 (Dez. 2021), S. 107486. doi: 10.1016/j.compeleceng.2021.107486.
- [103] Z. Sun, G. Pritschow und A. Lechler. „Enhancement of feed drive dynamics using additional table speed feedback“. In: *CIRP Annals* 65.1 (2016), S. 357–360. doi: 10.1016/j.cirp.2016.04.099.
- [104] C. Hinze. *Identification data for Linear Direct Drive Forces compensation*. 2022. doi: 10.18419/darus-2563, darus.
- [105] C. Hinze und L. Zeh. *Identification data for plant and friction identification*. 2022. doi: 10.18419/darus-3003, darus.

- [106] H. Yang, Z. Wang, T. Zhang und F. Du. „A review on vibration analysis and control of machine tool feed drive systems“. In: *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology* 107.1-2 (Feb. 2020), S. 503–525. doi: 10.1007/s00170-020-05041-2.
- [107] B. Yao, M. Al-Majed und M. Tomizuka. „High-performance robust motion control of machine tools: an adaptive robust control approach and comparative experiments“. In: *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* 2.2 (Juni 1997), S. 63–76. doi: 10.1109/3516.588624.
- [108] K. Erkorkmaz und Y. Altintas. „High speed CNC system design. Part II: modeling and identification of feed drives“. In: *International Journal of Machine Tools and Manufacture* 41.10 (Aug. 2001), S. 1487–1509. doi: 10.1016/s0890-6955(01)00003-7.
- [109] K. K. Varanasi und S. A. Nayfeh. „The Dynamics of Lead-Screw Drives: Low-Order Modeling and Experiments“. In: *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control* 126.2 (Juni 2004), S. 388–396. doi: 10.1115/1.1771690.
- [110] B. Henke, M. Ringkowski und O. Sawodny. „Automatic loop shaping: Optimization-based controller tuning for motion systems“. In: *2015 IEEE International Conference on Mechatronics (ICM)*. IEEE, März 2015. doi: 10.1109/icmech.2015.7083944.
- [111] C. E. Okwudire und Y. Altintas. „Hybrid Modeling of Ball Screw Drives With Coupled Axial, Torsional, and Lateral Dynamics“. In: 131.7 (Mai 2009). doi: 10.1115/1.3125887.
- [112] F. Li, Y. Jiang, T. Li und Y. Du. „An improved dynamic model of preloaded ball screw drives considering torque transmission and its application to frequency analysis“. In: 9.7 (Juli 2017), S. 168781401771058. doi: 10.1177/1687814017710580.
- [113] D. A. Vicente, R. L. Hecker, F. J. Villegas und G. M. Flores. „Modeling and vibration mode analysis of a ball screw drive“. In: *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology* 58.1-4 (Mai 2011), S. 257–265. doi: 10.1007/s00170-011-3375-6.
- [114] B. Henke, O. Sawodny und R. Neumann. „Distributed Parameter Modeling of Flexible Ball Screw Drives Using Ritz Series Discretization“. In: *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* 20.3 (Juni 2015), S. 1226–1235. issn: 1941-014X. doi: 10.1109/TMECH.2014.2333775.

-
- [115] P. V. D. Braembussche, J. Swevers, H. V. Brussel und P. Vanherck. „Accurate tracking control of linear synchronous motor machine tool axes“. In: *Mechanics* 6.5 (Aug. 1996), S. 507–521. doi: 10.1016/0957-4158(95)00090-9.
- [116] M. Ruderman. „Zur Modellierung und Kompensation dynamischer Reibung in Aktuatorssystemen“. de. In: (2012). doi: 10.17877/DE290R-4865.
- [117] SIEMENS AG. *SINAMICS S120 Function Manual Drive Functions*. 1. Apr. 2004. URL: <https://support.industry.siemens.com/cs/mdm/99686093?c=65848063883&lc=en-AE>. Valid as of: Firmware Version 4.7.
- [118] DIN ISO 3408-3:2006. *Kugelgewindetriebe – Teil 3: Abnahmebedingungen und Abnahmeprüfungen*. Standard. Geneva, CH: International Organization for Standardization, 2006.
- [119] T. Liang, D. Lu, X. Yang, J. Zhang, X. Ma und W. Zhao. „Feed fluctuation of ball screw feed systems and its effects on part surface quality“. In: *International Journal of Machine Tools and Manufacture* 101 (1. Feb. 2016). ZSCC: 0000025, S. 1–9. ISSN: 0890-6955. doi: 10.1016/j.ijmachtools.2015.11.002.
- [120] J. Kennedy und R. Eberhart. „Particle swarm optimization“. In: *Proceedings of ICNN'95 - International Conference on Neural Networks*. IEEE, 1995. doi: 10.1109/icnn.1995.488968.
- [121] G. Heinzel, A. Rüdiger und R. Schilling. *Spectrum and spectral density estimation by the Discrete Fourier transform (DFT), including a comprehensive list of window functions and some new flat-top windows*. 2002. URL: https://holometer.fnal.gov/GH_FFT.pdf.
- [122] L. D. Mitchell. „Improved Methods for the Fast Fourier Transform (FFT) Calculation of the Frequency Response Function“. In: *Journal of Mechanical Design* 104.2 (Apr. 1982), S. 277–279. doi: 10.1115/1.3256336.
- [123] D. Turk, T. Singh und J. Swevers. „Linear parameter-varying system identification of an industrial ball screw setup“. In: *2018 IEEE 15th International Workshop on Advanced Motion Control (AMC)*. 2018 IEEE 15th International Workshop on Advanced Motion Control (AMC). ZSCC: 0000000 ISSN: 1943-6580. März 2018, S. 90–95. doi: 10.1109/AMC.2019.8371068.
- [124] B. Paijmans, W. Symens, H. V. Brussel und J. Swevers. „Identification of Interpolating Affine LPV Models for Mechatronic Systems with one Varying Parameter“. In: *European Journal of Control* 14.1 (Jan. 2008), S. 16–29. doi: 10.3166/ejc.14.16-29.

- [125] J. Caigny, R. Pintelon, J. Camino und J. Swevers. „Interpolated Modeling of LPV Systems Based on Observability and Controllability“. In: *IFAC Proceedings Volumes* 45.16 (Juli 2012), S. 1773–1778. DOI: 10.3182/20120711-3-be-2027.00065.
- [126] R. Pintelon, P. Guillaume, Y. Rolain, J. Schoukens und H. V. Hamme. „Parametric identification of transfer functions in the frequency domain – a survey“. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 39.11 (1994), S. 2245–2260. DOI: 10.1109/9.333769.
- [127] H. Groß. *Technik elektrischer Vorschubantriebe in der Fertigungs- und Automatisierungstechnik mechanische Komponenten, Servomotoren, Messergebnisse*. Erlangen: Publicis Corp. Publ, 2006. ISBN: 9783895781490.
- [128] O. Zirn und S. Weikert. *Modellbildung und Simulation hochdynamischer Fertigungssysteme. Eine praxisnahe Einführung*. Springer-Verlag, 2006. ISBN: 978-3-540-25817-9. DOI: 10.1007/3-540-29279-9.
- [129] P. Mesmer, M. Neubauer, A. Lechler und A. Verl. „Robust design of independent joint control of industrial robots with secondary encoders“. In: 73 (Feb. 2022), S. 102232. DOI: 10.1016/j.rcim.2021.102232.
- [130] J. Lunze. *Regelungstechnik 1*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2014. ISBN: 978-3-642-53908-4. DOI: 10.1007/978-3-642-53909-1.
- [131] M. Hosea und L. Shampine. „Analysis and implementation of TR-BDF2“. In: *Applied Numerical Mathematics* 20.1-2 (Feb. 1996), S. 21–37. DOI: 10.1016/0168-9274(95)00115-8.
- [132] C. Hinze und L. Zeh. *PI velocity controllers comparison*. 2022. DOI: 10.18419/darus-3109, darus.
- [133] Beckhoff Automation GmbH & Co. KG, Hrsg. *AX5000. Funktionsbeschreibung Servoverstärker*. 2021. URL: https://download.beckhoff.com/download/document/motion/ax5000_funktionsbeschreibung_hw2_de.pdf.
- [134] S. Thomsen. „Drehzahlregelungsverfahren für Antriebssysteme mit schwingungsfähiger Last unter Berücksichtigung verschiedener mechanischer Antriebsparameter – Auslegung, Analyse und Vergleich“. Diss. Christian-Albrechts Universität Kiel, 1. Feb. 2013. URL: <https://nbn-resolving.org/urn:nbn:de:gbv:8-diss-119519>.

-
- [135] G. Pritschow. „On the Influence of the Velocity Gain Factor on the Path Deviation“. In: *CIRP Annals* 45.1 (1996), S. 367–371. DOI: 10.1016/s0007-8506(07)63082-0.
- [136] S. Skogestad und I. Postlethwaite. *Multivariable Feedback Control*. John Wiley & Sons, 26. Okt. 2005. 592 S. ISBN: 978-0-470-01167-6.
- [137] P. Seiler, A. Packard und P. Gahinet. „An Introduction to Disk Margins“. In: (10. März 2020). arXiv: 2003.04771v2 [eess.SY].
- [138] J. G. Ziegler und N. B. Nichols. „Optimum Settings for Automatic Controllers“. In: *Trans. ASME* 64.11 (1942).
- [139] D. E. Rivera, M. Morari und S. Skogestad. „Internal model control: PID controller design“. In: *Industrial & engineering chemistry process design and development* 25.1 (1986), S. 252–265. DOI: 10.1021/i200032a041.
- [140] A. T. Azar und F. E. Serrano. „Robust IMC–PID tuning for cascade control systems with gain and phase margin specifications“. In: *Neural Computing and Applications* 25.5 (2014), S. 983–995. DOI: 10.1007/s00521-014-1560-x.
- [141] K. Szabat und T. Orłowska-Kowalska. „Vibration Suppression in a Two-Mass Drive System Using PI Speed Controller and Additional Feedbacks—Comparative Study“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 54.2 (Apr. 2007), S. 1193–1206. DOI: 10.1109/tie.2007.892608.
- [142] J. Faßnacht. „Schwingungsbedämpfung in Servosystemen mit der direkten Drehmomentmittelwertregelung“. Diss. TU Darmstadt, Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik, 2002. URL: <https://tuprints.ulb.tu-darmstadt.de/epda/000273/>.
- [143] S. Preitl und R.-E. Precup. „An extension of tuning relations after symmetrical optimum method for PI and PID controllers“. In: *Automatica* 35.10 (Okt. 1999), S. 1731–1736. DOI: 10.1016/s0005-1098(99)00091-6.
- [144] S. Preitl, R.-E. Precup, A.-I. Stînean, C.-A. Dragoş und M.-B. Rădac. „Extensions in Symmetrical Optimum design method. Advantages, applications and perspectives“. In: *2011 6th IEEE International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics (SACI)*. IEEE, IEEE, Mai 2011, S. 17–22. DOI: 10.1109/saci.2011.5873090.
- [145] J. Doyle, K. Glover, P. Khargonekar und B. Francis. „State-space solutions to standard H_2 and H_∞ control problems“. In: *1988 American Control Conference*. IEEE, Juni 1988. DOI: 10.23919/acc.1988.4789992.

- [146] P. Apkarian und D. Noll. „Nonsmooth H_∞ Synthesis“. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 51.1 (2006), S. 71–86. DOI: 10.1109/tac.2005.860290.
- [147] P. Apkarian und D. Noll. „Nonsmooth optimization for multiband frequency domain control design“. In: 43.4 (Apr. 2007), S. 724–731. DOI: 10.1016/j.automatica.2006.08.031.
- [148] MathWorks, Hrsg. *Control Systems Toolbox: User’s Guide*. Natick, MA: The MathWorks, Inc., 2021.
- [149] P. Gahinet und P. Apkarian. „Decentralized and fixed-structure H_∞ control in MATLAB“. In: *IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference*. IEEE, Dez. 2011. DOI: 10.1109/cdc.2011.6160298.
- [150] G. J. Silva, A. Datta und S. P. Bhattacharyya. „Controller design via Pade approximation can lead to instability“. In: *Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control (Cat. No.01CH37228)*. IEEE, 6. Aug. 2002. DOI: 10.1109/cdc.2001.980953.
- [151] C. Scherer. *Theory of Robust Control*. Mathematical Systems Theory, University of Stuttgart, 2018. URL: <https://www.immg.uni-stuttgart.de/mst/files/RC.pdf> (besucht am 19.10.2022).
- [152] G. Berchin. „Precise Filter Design [DSP Tips & Tricks]“. In: *IEEE Signal Processing Magazine* 24.1 (Jan. 2007), S. 137–139. DOI: 10.1109/msp.2007.273077.
- [153] V. Peiris und N. Sukhorukova. *The extension of linear inequality method for generalised rational Chebyshev approximation to approximation by general quasilinear functions*. 2020. DOI: 10.48550/ARXIV.2011.07731.
- [154] H. Khalil. *Nonlinear control*. Boston: Pearson, 2015. ISBN: 9780133499261.
- [155] M. van de Wal. *Actuator control with H-infinity and mu-synthesis*. Forschungsber. 1995.062. Eindhoven: Technische Universiteit Eindhoven, 1995, S. 42. URL: <https://pure.tue.nl/ws/files/4441631/642061.pdf>. DCT rapporten.
- [156] U. Baur, P. Benner und L. Feng. „Model Order Reduction for Linear and Nonlinear Systems: A System-Theoretic Perspective“. In: 21.4 (Aug. 2014), S. 331–358. DOI: 10.1007/s11831-014-9111-2.
- [157] V. Helma, M. Goubej und O. Ježek. „Acceleration Feedback in PID Controlled Elastic Drive Systems“. In: *IFAC-PapersOnLine* 51.4 (2018), S. 214–219. DOI: 10.1016/j.ifacol.2018.06.068.

-
- [158] H. Xu. „Modellauswahl und Offline-Parameteridentifikation der Mechanik am Kugelgewindetrieb“. Masterarbeit. Institut für Steuerungstechnik der Werkzeugmaschinen und Fertigungseinrichtungen der Universität Stuttgart, 31. Mai 2022.
- [159] A. Savitzky und M. J. E. Golay. „Smoothing and Differentiation of Data by Simplified Least Squares Procedures.“ In: *Analytical Chemistry* 36.8 (Juli 1964), S. 1627–1639. doi: 10.1021/ac60214a047.
- [160] C. Bohn und H. Unbehauen. *Identifikation dynamischer Systeme*. Springer Fachmedien Wiesbaden, 2016. doi: 10.1007/978-3-8348-2197-3.
- [161] R. King. „Struktur- und Parameteridentifikation“. Vorlesungsskript. Institut für Prozess- und Verfahrenstechnik. Berlin, 2021.
- [162] J.-J. E. Slotine. „Sliding controller design for non-linear systems“. In: *International Journal of Control* 40.2 (Aug. 1984), S. 421–434. doi: 10.1080/00207178408933284.
- [163] J. J. E. Slotine und W. Li. *Applied Nonlinear Control*. Prentice-Hall International Editions. Prentice Hall, 1991.
- [164] V. I. Utkin. *Sliding Modes in Control and Optimization*. Springer Berlin Heidelberg, 1992. doi: 10.1007/978-3-642-84379-2.
- [165] H. Sira-Ramirez. „On the sliding mode control of differentially flat systems“. In: *Control-Theory and Advanced Technology* 10.4 (1995), S. 1093–1113.
- [166] P. Kachroo und M. Tomizuka. „Chattering Reduction and Error Convergence in the Sliding-mode Control of a Class of Nonlinear Systems“. In: *IEEE Transactions On Automatic Control*. Bd. 41. 7. IEEE, Juli 1996, S. 1063–1068. doi: 10.1109/9.508917.
- [167] Y. Shtessel, C. Edwards, L. Fridman und A. Levant. *Sliding Mode Control and Observation*. Springer New York, 2014. doi: 10.1007/978-0-8176-4893-0.
- [168] A. Levant. „Principles of 2-sliding mode design“. In: *Automatica* 43.4 (Apr. 2007), S. 576–586. doi: 10.1016/j.automatica.2006.10.008.
- [169] V. Utkin, A. Poznyak, Y. V. Orlov und A. Polyakov. *Road Map for Sliding Mode Control Design*. Springer International Publishing, 2020. doi: 10.1007/978-3-030-41709-3.
- [170] R. E. Kalman. „On the general theory of control systems“. In: *Proceedings First International Conference on Automatic Control, Moscow, USSR*. 1960, S. 481–492.

- [171] M. Zeitz. „The extended Luenberger observer for nonlinear systems“. In: *Systems & Control Letters* 9.2 (Aug. 1987), S. 149–156. DOI: 10.1016/0167-6911(87)90021-1.
- [172] S. V. Drakunov. „Sliding-mode observers based on equivalent control method“. In: *Proceedings of the 31st IEEE Conference on Decision and Control*. IEEE, 1992, S. 2368–2369. DOI: 10.1109/cdc.1992.371368.
- [173] S. Drakunov und V. Utkin. „Sliding Mode Observers. Tutorial“. In: *Proceedings of 1995 34th IEEE Conference on Decision and Control*. IEEE, 1995, S. 3376–3378. DOI: 10.1109/cdc.1995.479009.
- [174] V. Leipe. „Vergleich von Methoden zur Zustandsrekonstruktion am Kugelgewindetrieb“. Studienarbeit. Institut für Steuerungstechnik der Werkzeugmaschinen und Fertigungseinrichtungen der Universität Stuttgart, 22. Feb. 2021. 94 S.
- [175] R. Schneider und C. Georgakis. „How To NOT Make the Extended Kalman Filter Fail“. In: *Industrial & Engineering Chemistry Research* 52.9 (Feb. 2013), S. 3354–3362. DOI: 10.1021/ie300415d.
- [176] J. Barbot, T. Boukhobza und M. Djemai. „Sliding mode observer for triangular input form“. In: *Proceedings of 35th IEEE Conference on Decision and Control*. IEEE, 2002. DOI: 10.1109/cdc.1996.572727.
- [177] G. Welch und G. Bishop. „An Introduction to the Kalman Filter“. In: *UNC-Chapel Hill, TR 95-041* (2006).
- [178] J. Lunze. *Regelungstechnik 2*. Springer Berlin Heidelberg, 2014. DOI: 10.1007/978-3-642-53944-2.
- [179] S. Devasia. „Should model-based inverse inputs be used as feedforward under plant uncertainty?“. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 47.11 (Nov. 2002), S. 1865–1871. DOI: 10.1109/tac.2002.804478.
- [180] M. Boerlage, M. Steinbuch, P. Lambrechts und M. van de Wal. „Model-based feedforward for motion systems“. In: *Proceedings of 2003 IEEE Conference on Control Applications, 2003. CCA 2003*. IEEE, 2003. DOI: 10.1109/cca.2003.1223174.
- [181] J. Doyle und G. Stein. „Robustness with observers“. In: *1978 IEEE Conference on Decision and Control including the 17th Symposium on Adaptive Processes*. IEEE, Jan. 1978. DOI: 10.1109/cdc.1978.267883.

-
- [182] C. Hinze und L. Zeh. *Validation data for comparison of SMC-PI controllers vs. P-PI controller*. 2022. doi: 10.18419/darus-3152, darus.
- [183] A. Huf. „Kumulative Lastermittlung aus Antriebsdaten zur Bewertung des Zustands von Werkzeugmaschinenkomponenten“. Diss. Universität Stuttgart, 2012. doi: 10.18419/OPUS-4457.
- [184] R. Müller. „Verbesserung des kinematischen und dynamischen Bewegungsverhaltens von Handhabungsgeräten mit geschlossenen kinematischen Teilketten: Parameteridentifikation, Bahnplanung und Bahnoptimierung, Verformungskompensation“. Diss. RWTH Aachen, 1996. 229 S.
- [185] T. Surmann. „Simulation der Dynamik von Dreh- und Fräsprozessen“. Habilitationsschrift. TU Dortmund, 2017. 239 S. ISBN: 9783802787942. URL: <https://d-nb.info/1136144226>.
- [186] T. Engelberth. *Adaptive Verspannung von Zahnstange-Ritzel-Antrieben*. de. 2020. doi: 10.18419/OPUS-10744.
- [187] P. Mesmer, C. Hinze, A. Lechler und A. Verl. „Gain-Scheduled Drive-based Damping Control for Industrial Robots“. In: *2022 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM)*. IEEE, Juli 2022. doi: 10.1109/aim52237.2022.9863417.
- [188] N. Helfesrieder, M. Neubauer, A. Lechler und A. Verl. „Hybrid manufacturing of topology optimized machine tool parts through a layer laminated manufacturing method“. In: *Production Engineering* 16.4 (Dez. 2021), S. 493–502. doi: 10.1007/s11740-021-01095-7.
- [189] A. Dadalau, M. Mottahedi, K. Groh und A. Verl. „Parametric modeling of ball screw spindles“. In: *Production Engineering* 4.6 (Aug. 2010), S. 625–631. doi: 10.1007/s11740-010-0264-z.

Abkürzungsverzeichnis

ABSC	Adaptive Backstepping Controller
ABSMC	Adaptive Backstepping Sliding Mode Controller
ADRC	Active Disturbance Rejection Controller
AFC	Adaptive Feedforward Cancellation
APC	Advanced Position Control
AVD	Active Vibration Damping
CAM	Computer Aided Manufacturing
CNC	Computerized Numerical Control
DOF	Freiheitsgrade
EMPC	expliziter modellprädiktiver Regler
FDLS	Frequency Domain Least Squares
FE	Finite Elemente
FFT	Fast-Fourier-Transformation
HPC	High Performance Cutting
HRV	High Response Vector Control
KGT	Kugelgewindetrieb
LAC	Load Adaptive Control
LDA	Lineardirektantrieb
LMI	lineare Matrixungleichung
LPV	linear parametervariantes System
LQR	linear-quadratischer Regler
ISMC	Sliding-Mode-Lageregler mit linearer Ansatzfunktion
MAC	Motion Adaptive Control
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MPC	modellprädiktiver Regler
NC	numerische Steuerung
ODE	gewöhnliche Differenzialgleichung
PAC	Position Adaptive Control
PMSM	Permanentmagnet-Synchronmotor
PRBS	pseudozufällige Binärsequenz

PSO	Partikelschwarmoptimierung
PWM	Pulsweitenmodulation
qSMC	Quasi-Sliding-Mode-Lageregler
SDP	Semidefinite Programmierung
SISO	Single Input Single Output
SMC	Sliding-Mode-Regler
SMO	Sliding-Mode-Beobachter
SNR	Signal-Rausch-Verhältnis
STSMC	Super Twisting Sliding Mode Control
VSS	System variabler Ordnung
ZPETC	Zero Phase Error Tracking Controller
ZRA	Zahnstange-Ritzel-Antrieb

Symbolverzeichnis

Symbol	Einheit	Beschreibung
a_R		Amplitudenreserve
A_s	m^2	Effektive Spindelquerschnittsfläche
B	N^3m	Belastungsintegral nach Huf
\bar{y}		Virtueller Ausgang der Sliding-Variablen s
e		Differenzieller Vektor des Regelfehlers
C_x	N/m	Nachgiebigkeit der Positionskaskade (z nach x_l)
D		Dämpfung der Schwingung der reduzierten Lage- regelstrecke
D_4	$Nms/rad, Ns/m$	Dämpfungsmatrix des Viermassenmodells
d_{ax}	Ns/m	Axiale Dämpfungskonstante der Spindel
d_n	Ns/m	Dämpfungskonstante der KGT-Mutter
d_{rot}	Nms/rad	Rotatorische Dämpfungskonstante der Spindel
d_s	m	Effektiver Spindeldurchmesser
δ		Zeitvariante Störgröße
$\delta_{s,l}$		Stribeck-Formfaktor auf Lastseite
$\delta_{s,m}$		Stribeck-Formfaktor auf Motorseite
E_s	N/m^2	Elastizitätsmodul der KGT-Spindel
e_v	m/s	Geschwindigkeitsfehler des PI-Geschwindigkeits- reglers
e_x	m	Schleppfehler (Position)
ϵ		Verrundungsparameter der nichtlinearen Ansatz- funktion κ des qSMC
F		Übertragungsfunktion des Stromsollwertfilters
f		Vektorielle Verstärkung der Vorsteuerung

Symbol	Einheit	Beschreibung
f_B	Hz	Bandbreite (Frequenz, $\omega_B/(2\pi)$)
$f_{c,l}$	N	Coulomb-Reibkraft auf Lastseite
$f_{c,m}$	N	Coulomb-Reibkraft auf Motorseite
$F_{\text{ext},l}$	N	Axial auf den Tisch wirkende Störkraft
$F_{R,l}$	N	Reibkraft an den Axialführungen
$f_{s,l}$	N	Stribeck-Reibkraft auf Lastseite
$f_{s,m}$	N	Stribeck-Reibkraft auf Motorseite
$f_{v,l}$	Ns/m	Viskoser Reibanteil auf Lastseite
$f_{v,m}$	Ns/m	Viskoser Reibanteil auf Motorseite
$G_{0,v}$		Offener Geschwindigkeitsregelkreis (e_v nach v_m)
$G_{0,x}$		Offener Lageregelkreis (e_x nach x_l)
G_m		Motorübertragungsfunktion von $\tau_{m,d}$ nach τ_m
$G_{p,1}$		Mechanische Übertragungsfunktion von τ_m nach v_m
$G_{p,2}$		Mechanische Übertragungsfunktion von v_m nach \dot{x}_l
G_{pd}		Abgeleitete Lageregelstrecke (v_d nach \dot{x}_l)
G_s	N/m ²	Schubmodul der KGT-Spindel
G_x		Lageregelstrecke (v_d nach x_l)
γ_{xy}^2		Kohärenzfunktion $\in [0, 1]$ zur Bewertung der Güte eines geschätzten Frequenzgangs
h	m/U	Spindelsteigung
\hat{G}_1		Transferfunktion des eingeschwungenen Kalman-filters von Ausgang zu geschätztem Zustand
\hat{G}_2		Transferfunktion des eingeschwungenen Kalman-filters von Stellgröße zu geschätztem Zustand
i_d	A	Stromsollwert
i_m	A	Motorstrom (q-Richtung)
I_s	m ⁴	Polares Flächenträgheitsmoment der KGT-Spindel
i_s	m/rad	Spindeluntersetzung

Symbol	Einheit	Beschreibung
J_m	kgm^2	Trägheitsmoment des Motors
J_s	kgm^2	Trägheitsmoment der Spindel
\mathbf{K}_4	Nm/rad, N/m	Steifigkeitsmatrix des Viermassenmodells
k_{ax}	N/m	Axiale Steifigkeit der Spindel (kombiniert)
k_b	N/m	Steifigkeitskonstante des Festlagers
k_c	Nm/rad	Steifigkeitskonstante der Kupplung
K_{FF}		Übertragungsfunktion der Zwei-Freiheitsgrad-Vorsteuerung
k_i	$1/\text{s}$	Integratorverstärkung des PI-Geschwindigkeitsreglers
$k_{i,i}$	$1/\text{s}$	Integratorverstärkung des PI-Stromreglers
$k_{i,v}$	$1/\text{s}$	Integratorverstärkung des PI-Geschwindigkeitsreglers (Disambiguierung bei vorhandenem Stromregler)
\mathbf{k}_k		Statische Verstärkung des Kalmanfilters
k_l		Verstärkung der Ansatzfunktion κ des ISMC
k_M	Nm/A	Drehmomentenkonstante des Motors
k_n	N/m	Steifigkeitskonstante der KGT-Mutter
k_p	$1/\text{s}$	Proportionalverstärkung des PI-Geschwindigkeitsreglers
$k_{p,i}$	$1/\text{s}$	Proportionalverstärkung des PI-Stromreglers
$k_{p,v}$	$1/\text{s}$	Proportionalverstärkung des PI-Geschwindigkeitsreglers (Disambiguierung bei vorhandenem Stromregler)
k_{rot}	Nm/rad	Rotatorische Steifigkeit der Spindel (kombiniert)
k_s		Verstärkung der Ansatzfunktion κ des qSMC
$k_{\text{sp,ax}}$	N/m	Axiale Spindelsteifigkeit
$k_{\text{sp,rot}}$	Nm/rad	Rotatorische Spindelsteifigkeit
K_v		Übertragungsfunktion des Geschwindigkeitsreglers

Symbol	Einheit	Beschreibung
k_v	1/s	Proportionalverstärkung des P-Lagereglers
K_x		Übertragungsfunktion des Lagereglers
κ		Stabilisierende Ansatzfunktion des SMC
KC_x		Auswirkung der Störgröße auf den Stellaufwand (z nach $\tau_{m,d}$)
KS_v		Stellaufwand der Geschwindigkeitskaskade (v_d nach $\tau_{m,d}$)
KS_x		Stellaufwand der Positionskaskade (x_d nach v_d)
$l_{0,ax}$	m	Axiale Spindellänge bis zur Nullstellung (ab dem Festlager gemessen)
$l_{0,rot}$	m	Rotatorische Spindellänge bis zur Nullstellung (ab dem Motor gemessen)
l_{eff}	m	Effektive Länge der KGT-Spindel zwischen Motor und Mutter
λ_i	rad/s	Pole des charakteristischen Polynoms der Sliding- Variable s
λ_l	rad/s	Verstärkungsfaktor des ISMC
λ_q	rad/s	Verstärkungsfaktor des qSMC
M_4	kgm ² , kg	Massenmatrix des Viermassenmodells
m_l	kg	Lastmasse
m_s	kg	Masse der KGT-Spindel
m_Σ	kg	Effektiv auf den Motor wirkende Gesamtmasse des Antriebs
$M_{S,v}$		H_∞ -Verstärkung der Sensitivität S_v
$M_{S,x}$		H_∞ -Verstärkung der Sensitivität S_x
$M_{T,v}$		H_∞ -Verstärkung der komplementären Sensitivität T_v
ν		Poissonzahl
ω_0	rad/s	Kennkreisfrequenz der reduzierten Lageregelstrecke

Symbol	Einheit	Beschreibung
ω_B	rad/s	Bandbreite (Kreisfrequenz), erste -3 dB-Überquerung der Sensitivität
P		Kovarianz des Kalmanfilters
p_{kd}		Parametervektor der Steifigkeiten und Dämpfungen
p_M		Parametervektor des Mechanikmodells
p_R		Parametervektor der Reibkoeffizienten
Q		Kovarianz des Systemrauschens des Kalmanfilters
R		Kovarianz des Messrauschens des Kalmanfilters
ρ		Koeffizienten des charakteristischen Polynoms der Sliding-Variable s
s		Sliding-Variable des SMC
S_v		Sensitivitätsfunktion der Geschwindigkeitskaskade (v_d nach e_v)
S_x		Sensitivitätsfunktion der Positionskaskade (x_d nach e_x)
T_v		Führungsübertragungsfunktion der Geschwindigkeitskaskade (v_d nach v_m)
T_x		Führungsübertragungsfunktion der Positionskaskade (x_d nach x_i)
$\tau_{ext,m}$	Nm	Störmoment am Motor
τ_m	Nm	Motormoment
$\tau_{m,d}$	Nm	Motor-Sollmoment
$\tau_{m,f}$	Nm	Gefilteretes Motor-Sollmoment
$\tau_{R,m}$	Nm	Reibmoment am Motor
θ_m	rad	Winkelgröße des Motors
θ_s	rad	Winkelgröße der Spindel an der Mutter
\tilde{q}	rad, m	Minimalkoordinaten des Viermassenmodells
u_d	V	Vorgegebene Motorspannung
$u_{F,SMC}$	m/s	Vorsteueranteil der SMC-Lageregler

Symbol	Einheit	Beschreibung
$u_{K,ISMC}$	m/s	Regleranteil des ISMC-Lagereglers
$u_{K,qSMC}$	m/s	Regleranteil des qSMC-Lagereglers
u_{ISMC}	m/s	Stellgröße des ISMC-Lagereglers (v_d)
u_{qSMC}	m/s	Stellgröße des qSMC-Lagereglers (v_d)
v_d	m/s	Führungsgröße des Geschwindigkeitsreglers, Stellgröße des Lagereglers
v_m	m/s	Motorgeschwindigkeit
$v_{s,l}$	m/s	Stribeck-Geschwindigkeit auf Lastseite
$v_{s,m}$	m/s	Stribeck-Geschwindigkeit auf Motorseite
φ_R	°	Phasenreserve
x_d	m	Soll-Tischposition
x_l	m	Tischposition
x_m	m	Axiales Äquivalent der Motorposition ($\theta_m i_s$)
x_s	m	Spindelauslenkung der axialen Mode
z	N	Axiale Störkraft auf den Tisch

Abbildungsverzeichnis

1.1	Methoden zur Dynamiksteigerung an Vorschubachsen	1
1.2	Für die Regelung von Vorschubachsen etablierte Kaskadenregelung	2
2.1	Beispielhafter Aufbau einer Vorschubachse mit Kugelgewindetrieb	7
2.2	Statische Gesamtsteifigkeit für verschiedene Lagerung nach [7]	8
2.3	Verhältnis von rotatorischer und axialer Eigenfrequenz für Stahl mit $\nu = 0.28$	9
2.4	Vorspannungsprinzipien in der KGT-Mutter	10
2.5	Industrietypischer Aufbau der Kaskadenregelung für Vorschubantriebe	11
3.1	Methoden zur Dynamiksteigerung an Kugelgewindetrieben	13
4.1	Übersicht über Vorgehen und Aufbau der Arbeit	28
5.1	Aufbau des Versuchsstands	30
5.2	Ersatzmodell des Kugelgewindetriebs	32
5.3	Auswirkungen der LDA-Kräfte auf den Vorschubantrieb	37
5.4	Qualitative Auswirkung des Formfaktors $\delta_{s,(\cdot)}$ auf die Reibkurve (5.23) für $f_{v,(\cdot)} = 0$	39
5.5	Übertragungsfunktion der Stromsollwertfilter	40
5.6	Nichtmodellerte Effekte am KGT-Versuchsstand	41
5.7	Reihenfolge der Identifikationsschritte mit zugehörigen Identifikations-signalen und gegenseitige Abhängigkeiten	43
5.8	Identifizierte LDA-Kräfte	45
5.9	Mit PSO identifizierte Gesamtreibung nach (5.27) aus Messungen des geschwindigkeitsabhängigen Motormoments	47
5.10	Identifizierte numerische Frequenzgänge des mechanischen Übertra-gungsverhaltens	49
5.11	Fit der Frequenzgänge nach der Optimierung (5.33) an verschiedenen Positionen	51
5.12	Reduktion des mittleren absoluten Modellfehlers $E[e_{dB}]$ an verschiede-nen Tischpositionen x_l	52

5.13	Übertragungsfunktion des geschlossenen Stromregelkreises $G_m(s)$	53
5.14	Bodediagramme der ermittelten Übertragungsfunktion für variierende Tischpositionen x_l	55
5.15	Variation der dominierenden Eigenwerte des linearisierten Streckenmodells	56
5.16	Closed-loop-Modellfehler für Sinustrajektorie mit niedriger Dynamik	57
5.17	Closed-loop-Modellfehler für dynamisches Siebenphasenprofil	58
6.1	Verwendetes Modell von Geschwindigkeitsregelkreis und Lageregelstrecke	59
6.2	Einfluss von Totzeiten auf den geschlossenen Geschwindigkeitsregelkreis	62
6.3	Einfluss des Stromsollwertfilters auf den offenen Kreis $G_{0,v}(s)$	63
6.4	Dynamische Kenngrößen bei Sprungantwort der Geschwindigkeitsregelstrecke unter Variation von $k_{p,v}$ und $k_{i,v}$	65
6.5	Prädizierte Robustheitsreserven für $x_l = 0$ m in Abhängigkeit der Parametrierung von $k_{p,v}$ und $k_{i,v}$	66
6.6	Pole der linearisierten Geschwindigkeitsstrecke T_v	67
6.7	Überschwingen der Sprungantwort in % und Dämpfung D für dominantes Polpaar nach [130, Abb. 11.2]	69
6.8	Untere Grenzen für Phasen- und Amplitudenreserve basierend auf der maximalen Amplitude von Sensitivität M_S und komplementärer Sensitivität M_T	77
6.9	Verwendete Gewichtsfunktionen und H_∞ -optimierte Frequenzgänge	79
6.10	Simulativ prädizierte Performance der Geschwindigkeitsregler	80
6.11	Experimentelle Performance der Geschwindigkeitsregler	82
6.12	Identifizierte Strecken des reduzierten Modells der Lageregelstrecke	88
7.1	Erlaubte Bereiche und mögliche valide Ansätze zur Wahl von $\kappa(s)$	97
7.2	Auswirkung von ϵ auf $\kappa_{\text{qSMC}}(s)$	99
7.3	Blockschaltbild der verwendeten Kaskadenstruktur mit Zwei-Freiheitsgrad-Lageregelung und Zustandsbeobachter	104
7.4	Leistungsdichtspektrum eines Siebenphasenprofils als Solltrajektorie	106
7.5	Prozentualer mittlerer Absolut-Schleppfehler gegenüber der kennwertbasierten Ermittlung der reduzierten Lageregelstrecke für Siebenphasenprofile variierender Geschwindigkeit	108

7.6	Geschwindigkeitsfehler des Beobachters \dot{e}_o für robuste Anpassung des Systemrauschens am Kalmanfilter	109
7.7	Ermittelte Grenze des Ratterns von ϵ zur Verrundung von κ_{qSMC}	110
7.8	Abschätzungen der Reglerverstärkung λ_q anhand des Prinzips der äquivalenten Steuerung	112
7.9	Statischer Zusammenhang zwischen λ_l und Lageregelverstärkung $k_v/(1/s)$ für ISMC	114
7.10	Zum ISMC-Tuning verwendete Gewichtsfunktionen und H_∞ -optimierte Frequenzgänge	116
7.11	Einfluss von Variation der Modellparameter und Reglerverstärkung auf die Dynamik des qSMC	118
7.12	Einfluss von Variation der Modellparameter und Reglerverstärkung auf die Dynamik des ISMC	119
8.1	Sollprofil des Siebenphasenprofils mit $v_{\text{max}} = 0,7 \text{ m/s}$	123
8.2	Performance der qSMC für variierende Pole λ_q	125
8.3	Performance der ISMC für variierende Pole λ_l	127
8.4	Robustheit des qSMC gegenüber variierenden Modellparametern	130
8.5	Robustheit des ISMC gegenüber variierenden Modellparametern	131
8.6	Performancevergleich der Lageregel gegenüber der P-PI-Kaskadenregelung	132
8.7	Schleppfehler der Regler für variierende Lastmasse unter Siebenphasenprofil (8.2)	135
8.8	Vergleich des Störverhaltens der Lageregel unter simulierter Kraft bei HPC-Bearbeitung	138
9.1	Erreichte Verbesserung im dynamischen Verhalten im Vergleich zur jeweils besseren Variante des P-Lagereglers	141

Tabellenverzeichnis

3.1	Bewertung der kaskadierten Ansätze der Lageregelung aus dem Stand der Technik	24
6.1	Übersicht über Ansätze zur Parametrierung des Geschwindigkeitsreglers	71
6.2	Reglerparameter für den Geschwindigkeitsregler und Performance-Maße	81
6.3	Ermittelte Parameter der PT ₂ I-Approximation und Modellfehler . . .	88
8.1	Performancemaße zur Bewertung der Ziele	121
8.2	Performance des qSMC für für variierende Pole λ_q	124
8.3	Performance des lSMC für für variierende Pole λ_l	128
8.4	Performance der SMC-Lageregler gegenüber der P-PI-Kaskadenregelung	133
8.5	Entwicklung des Schleppfehlers der Regler für variierende Lastmasse unter Siebenphasenprofil (8.2)	136
8.6	Performance der Lageregler unter simulierter Kraft bei HPC-Bearbeitung	138
B1	Parameter des Mechanikmodells: Initial und nach Identifikation am Versuchsstand	182
B2	Parametrierung auf dem Umrichter	183

Anhang A Aufbau und Parameter des verwendeten KGT-Versuchsstands

Anhang A.1 Mechanik

Kugelgewindetrieb Steinmeyer 3526/40.40.6.3E ETA+ Mutterbaureihe mit Gesamtumlenkung

- Nenndurchmesser: 0,04 m
- Spindelsteigung: 0,04 m
- Umläufe: 3+3
- Kugeldurchmesser: 0,006 m
- DN-Wert: 160000
- Steifigkeit: $R_{\nu,ar} = 420 \text{ N}/\mu\text{m}$
- Leerlaufdrehmoment: 16,6 Ncm – 49,8 Ncm
- Max Vorspannung: 4150 N
- Genauigkeit P
- Statische Tragzahl: $C_{0a} = 60,3 \text{ kN}$
- Dynamische Tragzahl: $C_a = 41,5 \text{ kN}$
- Effektive Länge der Spindel $L = 1,8 \text{ m}$
- Maximaler Verfahrweg (eingebaut, mit Tisch): 0,72 m

Tisch

- Stahl
- Masse: 400 kg
- Zuladung durch Zusatzplatten, 3 Stück à je 108 kg

Führungen 6 Führungswagen Schaeffler KWSE35-L-03-V2

Kupplung R+W Elastomerkupplung 150 A (roter Elastomerkranz)

- Shorehärte 98 Sh A
- Werkstoff TPU
- verhältnismäßige Dämpfung: 0.4–0.5

Lager Festlager: Topologieroptimiertes, individuell gefertigtes Lager, hergestellt mit selektivem Laserschmelzverfahren (PBF-LB/M), beschrieben in [188].

- Axiale Gesamtsteifigkeit (mit unterliegendem Lageraufbau): $R_{\nu,ar} = 170 \text{ N}/\mu\text{m}$
- Loslager: Stehlager Rexroth SES-F R1595 030 20

- Statische Tragzahl: $C_{0a} = 64 \text{ kN}$
- Dynamische Tragzahl: $C_a = 29 \text{ kN}$
- Axialsteifigkeit: $R_{\nu,ar} = 850 \text{ N}/\mu\text{m}$

Anhang A.2 Antriebe

Motor SIEMENS 1FT7085-7WF71-1ML1

- Bemessungsdrehmoment: 38 Nm
- Bemessungsstrom: 32 A
- Stillstandsrehmoment $M_0 = 43 \text{ Nm}$
- Trägheitsmoment Rotor: $J_m = 0,00349 \text{ kgm}^2$
- $P_n = 11,9 \text{ kW}$
- Wirkungsgrad: 93%
- Drehmomentkonstante: $k_M = 1,2 \text{ Nm/A}$
- Wicklungswiderstand bei 20°C : $0,12 \Omega$
- Drehfeldinduktivität: $3,1 \text{ mH}$
- $T_{el} = 26 \text{ ms}$
- $T_{mech} = 0,5 \text{ ms}$
- $T_{temp} = 10 \text{ min}$
- Wellentorsionssteifigkeit: 51 Nm/rad
- Optimale Drehzahl: 3000 U/min
- Maximales Drehmoment: $\tau_{m,max} = 105 \text{ Nm}$

Lineardirektantrieb Rexroth LSP200U-RU2-BN/Controller: HDS03.2-W075N

- Maximale Kraft: $F_{max} = 13,2 \text{ kN}$
- Kontinuierliche, nominelle Kraft: $5,3 \text{ kN}$ ($\approx 1,8 \text{ kN}$ ohne Wasserkühlung)
- Anziehungskraft Stator (bei $1,4 \text{ mm}$ nominellem Luftspalt): $33,6 \text{ kN}$
- Bewegliche Masse (Sekundärteil): $m_{LDA} = 36 \text{ kg}$

Anhang A.3 Sensorik

Linearmesssystem Heidenhain LS187C (distance coded).

- 1VPP bei $20 \mu\text{m}$ Singalperiode
- Messgenauigkeit: $3 \mu\text{m}$
- Auflösung: $4,88 \text{ nm}$ (Sinus-Periode $20 \mu\text{m}$, 4096-fach interpoliert)
- Reibkraft in Bewegung $\leq 4 \text{ N}$

Motorgeber AM2048S/R: Absolutwertgeber mit 2048 S/R

Kraftmessung 4 Kistler 9323A Druckkraftsensoren, verstärkt mit 8-kanaligem Labor-Ladungsverstärker KISTLER 5017B1800

Anhang A.4 Ansteuerelektronik

SIEMENS Sinamics S120 mit Komponenten:

Komponente	Bezeichnung	Seriennummer
Netzfilter	Active Interface Module 36 kW	6SL3100-0BE23-6AB0
Zwischenkreis	Active Line Module 36 kW	6SL3130-7TE23-6AA3
Wechselrichter Servo	Single Motor Module 24 kW	6SL3120-1TE24-5AA3
Wechselrichter LDA	Single Motor Module 16 kW	6SL3120-1TE23-0AA3
Control Unit	CU320-2 DP	6SL3040-1MA00-0AA0
I/O-Erweiterung	Terminal Module TM31	6SL3055-0AA00-3AA1
Geberauswertung Motor	Sensor Module Cabinet SMC20	6SL3055-0AA00-5BA1
Geberauswertung Tisch	Sensor Module Cabinet SMC20	6SL3055-0AA00-5BA2
Kommunikationsprozessor	CP5711	6GK1571-1AA00

dSPACE Rapid-Prototyping-Einheit für Lage- und Geschwindigkeitsregelung sowie Sollwerterzeugung:

Komponente	Bezeichnung	Kommentar
Rechnerkarte	DS1006	
A/D-Board	DS2002	32 ADC-Eingänge
D/A-Board	DS2102	6 DAC-Ausgänge
Encoderkarte	DS3002	6 Kanäle
Linkboard	DS814	optische Signalübertragung zum Engineering-PC

Anhang B Parametrierung

KGT-Modell Fläche und Torsionsträgheit der Spindel für Masse- und Steifigkeitsannahmen wurden über einen Kreisquerschnitt der Spindel approximiert. Dies war für die Identifikation ausreichend. Eine genauere Approximation (basierend auf FE-Berechnungen) findet sich beispielsweise in [189].

Tabelle B1: Parameter des Mechanikmodells: Initial und nach Identifikation am Versuchsstand

Parameter	Einheit	Initialwert	Identifiziert	Kommentar
h	m/U	0,04	–	–
i_s	m/rad	$h/(2\pi)$	–	–
A_s	m ²	$9,0792 \cdot 10^{-4}$	–	Kreisquerschnitt gemittelt aus Kern- und Außendurchmesser
m_s	kg	19,7292	–	Zylinder mit Dichte Edelstahl
$l_{0,ax}$	m	0,3	–	ab Festlager
$l_{0,rot}$	m	0,631	–	ab Kupplung
m_l	kg	400	–	–
J_m	kgm ²	$34,9 \cdot 10^{-4} + 3 \cdot 10^{-4}/2$	–	halbe Trägheit Kupplung zuge- schlagen
J_s	kgm ²	$37,0909 \cdot 10^{-4} + 3 \cdot 10^{-4}/2$	–	halbe Trägheit Kupplung zuge- schlagen
I_s	m ⁴	$2,5133 \cdot 10^{-7}$	–	Kreisquerschnitt mit Außen- durchmesser
E_s	N/m ²	$210 \cdot 10^9$	–	Stahl
G_s	N/m ²	$81,5 \cdot 10^9$	–	Stahl
$f_{c,m}$	N	–	90,5039	–
$f_{s,m}$	N	–	190,2084	–
$f_{v,m}$	Ns/m	–	317,8880	–
$v_{s,m}$	m/s	–	0,001	–
$\delta_{s,m}$	Ns/m	–	0,9987	–
$f_{c,l}$	N	–	222,4265	–
$f_{s,l}$	N	–	615,1706	–
$f_{v,l}$	Ns/m	–	0	–
$v_{s,l}$	m/s	–	0,1757	–
$\delta_{s,l}$	Ns/m	–	–0,6776	–
k_c	Nm/rad	$13,4 \cdot 10^3$	–	–
k_b	N/m	$150 \cdot 10^6$	–	–
$k_{0,rot}$	N/m	$2,0483 \cdot 10^4$	$1,9719 \cdot 10^4$	Nach (5.12)

Parameter	Einheit	Initialwert	Identifiziert	Kommentar
$k_{1,\text{rot}}$	N/m	2,1596	2,3825	Nach (5.13)
$k_{0,\text{ax}}$	N/m	$1,9066 \cdot 10^8$	$2,6929 \cdot 10^8$	Nach (5.10)
$k_{1,\text{ax}}$	N/m	1,5711	0,7631	Nach (5.11)
k_{r_n}	N/m	$420 \cdot 10^6$	$1,0827 \cdot 10^8$	–
d_{rot}	Nms/rad	0,1210	0,3492	initial: $d_{\text{rot}} = 2 \cdot 0.01 \cdot \sqrt{(J_s)k_{0,\text{rot}}/k_{1,\text{rot}}}$
d_{ax}	Ns/m	$4,5139 \cdot 10^3$	$9,0025 \cdot 10^4$	initial: $d_{\text{ax}} = 2 \cdot 0.01 \cdot \sqrt{(m_s + m_l)k_{0,\text{ax}}/k_{1,\text{ax}}}$
d_n	Ns/m	$8,1976 \cdot 10^3$	$1,1011 \cdot 10^4$	initial: $d_n = 2 \cdot 0.01 \sqrt{m_l k_n}$

Umrichter (Stromregler, Stromsollwertfilter)

Tabelle B2: Parametrierung auf dem Umrichter

Parameter	Einheit	Wert			Kommentar
k_M	Nm/A	1,2			–
f_0	Hz	[105.5	324.2	1687.5]	Sperrfrequenzen
f_K	Hz	[105.5	162.1	843.8]	Bandbreite Sperrfilter
k_t	dB	[–100	–35	–40]	Kerbtiefe Sperrfilter
d_A	–	0.7			Dämpfung Anti-Aliasing-Filter
f_A	Hz	1999			Knickfrequenz Anti-Aliasing-Filter
$k_{i,i}$	1/s	500			–
$k_{p,i}$	V/A	17			–



Vorschubachsen sind wesentliche bewegungserzeugende Elemente von Maschinen. Für kurze und mittlere Vorschublängen werden hauptsächlich Kugelgewindetriebe eingesetzt, da sie präzise, effizient und spielfrei sind. Die Steigerung der dynamischen Genauigkeit von Kugelgewindetrieben ist ein Ziel der Fertigungsindustrie, um genauere Prozesse, bessere Störunterdrückung und kürzere Durchlaufzeiten zu ermöglichen. Allerdings beeinflussen die nachgiebige Mechanik der Achse und der Maschinenstruktur bei höherer Dynamik das Regelungsverhalten und die Gesamtmaschinenleistung.

Die vorliegende Arbeit untersucht den Einsatz alternativer, modellbasierter Lageregler für Kugelgewindetriebe, wobei neben der Dynamiksteigerung auch die industrielle Einsetzbarkeit, Robustheit und einfache Parametrierung im Fokus stehen. Das vorgestellte Verfahren ermöglicht eine Steigerung der dynamischen Genauigkeit bei Kugelgewindetrieben mit geringer Inbetriebnahmekomplexität.