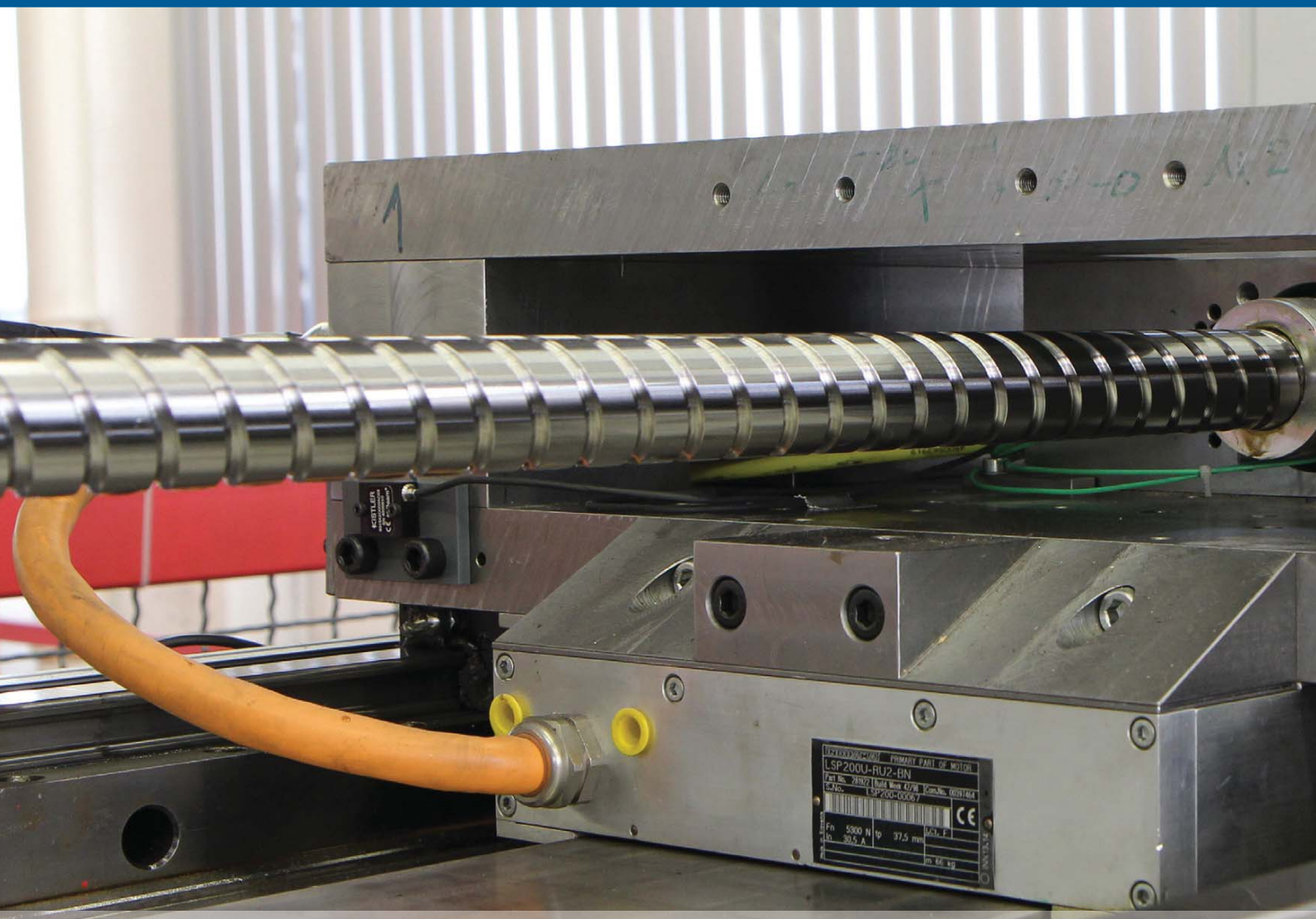
STUTTGARTER BEITRÄGE ZUR PRODUKTIONSFORSCHUNG

ZHENG SUN

Erhöhung der Bandbreite von Vorschubantrieben mit Kugelrollspindeln unter Verwendung der Lagegeschwindigkeit



Universität Stuttgart

Fraunhofer IPA

STUTTGARTER BEITRÄGE ZUR PRODUKTIONSFORSCHUNG BAND 74

Herausgeber:
Univ.-Prof. Dr.-Ing. Thomas Bauernhansl
Univ.-Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. mult. Alexander Verl
Univ.-Prof. a. D. Dr.-Ing. Prof. E.h. Dr.-Ing. E.h. Dr. h.c. mult. Engelbert Westkämper

Zheng Sun

Erhöhung der Bandbreite von Vorschubantrieben mit Kugelrollspindeln unter Verwendung der Lagegeschwindigkeit

FRAUNHOFER VERLAG

Kontaktadresse:
Fraunhofer-Institut für Produktionstechnik und Automatisierung IPA, Stuttgart
Nobelstraße 12, 70569 Stuttgart
Telefon 0711 970-00, Telefax 0711 970-1399
info@ipa.fraunhofer.de, www.ipa.fraunhofer.de

STUTTGARTER BEITRÄGE ZUR PRODUKTIONSFORSCHUNG

Herausgeber:
Univ.-Prof. Dr.-Ing. Thomas Bauernhansl
Univ.-Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. mult. Alexander Verl
Univ.-Prof. a. D. Dr.-Ing. Prof. E.h. Dr.-Ing. E.h. Dr. h.c. mult. Engelbert Westkämper

Fraunhofer-Institut für Produktionstechnik und Automatisierung IPA, Stuttgart
Institut für Industrielle Fertigung und Fabrikbetrieb (IFF) der Universität Stuttgart
Institut für Steuerungstechnik der Werkzeugmaschinen und Fertigungseinrichtungen (ISW)
der Universität Stuttgart

Titelbild @ Institut für Steuerungstechnik der Werkzeugmaschinen und Fertigungseinrichtungen ISW

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek
Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über www.dnb.de abrufbar.
ISSN: 2195-2892
ISBN (Print): 978-3-8396-1279-8

D 93

Zugl.: Stuttgart, Univ., Diss., 2017

Druck: Mediendienstleistungen des Fraunhofer-Informationszentrum Raum und Bau IRB, Stuttgart
Für den Druck des Buches wurde chlor- und säurefreies Papier verwendet.

© by FRAUNHOFER VERLAG, 2018
Fraunhofer-Informationszentrum Raum und Bau IRB
Postfach 80 04 69, 70504 Stuttgart
Nobelstraße 12, 70569 Stuttgart
Telefon 0711 970-2500
Telefax 0711 970-2508
E-Mail verlag@fraunhofer.de
URL http://verlag.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 DER HERAUSGEBER

Produktionswissenschaftliche Forschungsfragen entstehen in der Regel im Anwendungszusammenhang, die Produktionsforschung ist also weitgehend erfahrungsbasiert. Der wissenschaftliche Anspruch der „Stuttgarter Beiträge zur Produktionsforschung" liegt unter anderem darin, Dissertation für Dissertation ein übergreifendes ganzheitliches Theoriegebäude der Produktion zu erstellen.

Die Herausgeber dieser Dissertations-Reihe leiten gemeinsam das Fraunhofer-Institut für Produktionstechnik und Automatisierung IPA und jeweils ein Institut der Fakultät für Konstruktions-, Produktions- und Fahrzeugtechnik an der Universität Stuttgart.

Die von ihnen betreuten Dissertationen sind der marktorientierten Nachhaltigkeit verpflichtet, ihr Ansatz ist systemisch und interdisziplinär. Die Autoren bearbeiten anspruchsvolle Forschungsfragen im Spannungsfeld zwischen theoretischen Grundlagen und industrieller Anwendung.

Die „Stuttgarter Beiträge zur Produktionsforschung" ersetzt die Reihen „IPA-IAO Forschung und Praxis" (Hrsg. H.J. Warnecke / H.-J. Bullinger / E. Westkämper / D. Spath) bzw. ISW Forschung und Praxis (Hrsg. G. Stute / G. Pritschow / A. Verl). In den vergangenen Jahrzehnten sind darin über 800 Dissertationen erschienen.

Der Strukturwandel in den Industrien unseres Landes muss auch in der Forschung in einen globalen Zusammenhang gestellt werden. Der reine Fokus auf Erkenntnisgewinn ist zu eindimensional. Die „Stuttgarter Beiträge zur Produktionsforschung" zielen also darauf ab, mittelfristig Lösungen für den Markt anzubieten. Daher konzentrieren sich die Stuttgarter produktionstechnischen Institute auf das Thema ganzheitliche Produktion in den Kernindustrien Deutschlands. Die leitende Forschungsfrage der Arbeiten ist: Wie können wir nachhaltig mit einem hohen Wertschöpfungsanteil in Deutschland für einen globalen Markt produzieren?

Wir wünschen den Autoren, dass ihre „Stuttgarter Beiträge zur Produktionsforschung" in der breiten Fachwelt als substanziell wahrgenommen werden und so die Produktionsforschung weltweit voranbringen.

Alexander Verl Thomas Bauernhansl Engelbert Westkämper

Erhöhung der Bandbreite von Vorschubantrieben mit Kugelrollspindeln unter Verwendung der Lagegeschwindigkeit

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

Vorgelegt von
Dipl.-Ing. Zheng Sun
aus Ningbo, China

Hauptberichter:	Uni-Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. mult. Alexander Verl
Mitberichter:	Uni-Prof. i.R. Dr.-Ing. Dr. h.c. mult. Dr.-Ing. E. h. Günter Pritschow
	Uni-Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Oliver Sawodny
Tag der mündlichen Prüfung:	04. September. 2017

Institut für Steuerungstechnik der Werkzeugmaschinen und
Fertigungseinrichtungen der Universität Stuttgart

2017

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Steuerungstechnik der Werkzeugmaschinen und Fertigungseinrichtungen (ISW) der Universität Stuttgart.

Mein aufrichtiger Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. mult. Alexander Verl, Leiter des Instituts, der mir sein Vertrauen bei der selbständigen Bearbeitung des Projekts schenkte. Auch bedanke ich mich für die Übernahme des Hauptberichts der Arbeit. Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr. h. c. Oliver Sawodny, Leiter des Instituts für Systemdynamik, danke ich für sein Interesse an meiner Arbeit und die Erstellung eines Mitberichts.

Bedanken möchte ich mich weiterhin bei Herrn Prof. i.R. Dr.-Ing. Dr. h. c. mult. Dr.-Ing. E.h. Günter Pritschow für die wissenschaftliche Betreuung des Themas sowie für die Übernahme eines Mitberichts. Herrn Prof. Dr.-Ing. Alfred Storr danke ich für die kritische Durchsicht des Manuskripts.

Ein herzlicher Dank geht an alle Mitarbeiter des Instituts, die mich bei meiner wissenschaftlichen Tätigkeit begleitet haben. Namentlich hervorheben möchte ich Herrn Dipl.-Ing. Peter Zahn, Herrn Dr.-Ing. Armin Lechler und Herrn Dr.-Ing. Siegfried Frey für die Unterstützung und fachliche Diskussion über dieses Projekt und Herrn M.Sc. Michael Neubauer sowie Herrn Dipl.-Ing. Oliver Gerlach für die Hilfe bei der Ausarbeitung der Arbeit. Mein Dank gilt auch den Herren aus der Werkstatt für die praktische Hilfe.

Mein besonderer Dank gilt meiner Familie, allen voran meiner Frau Dr. sc. Kan Wang und meiner Tochter Yiqing Sun für die Geduld und Ermutigung. Nicht versäumen möchte ich es, meinen Eltern zu danken, die mich bei meinem Studium und der Forschungstätigkeit in Deutschland immer unterstützt haben.

Stuttgart, April 2017 Zheng Sun

Short Summary

Feed drives are used in machine tools and manufacturing units for generating relative movements between workpieces and cutting tools. Both the machining time and the quality of machined parts are dominated by the dynamic performance of feed drives. Due to cost reasons, the most commonly used drive systems in machine tool industries are ball screws with PPI control principle. The bandwidth of the position loop is limited by the first natural frequency of the mechanical transmission elements.

In order to enhance the drive dynamics, various solutions have been presented. Some typical solutions are introduced in chapter 2 of this thesis. The constructive and actoric solutions are based on the cascade control structure. These concepts attenuate resonance vibrations and increase the bandwidth of the position loop with sufficient robustness but require extra costs for the hardware. The control engineering solutions improve the drive dynamics without any extra hardware, require however expert knowledge and experience for the control design and parameter setting. Furthermore these solutions have a lack of robustness. Consequently, until today none of them has been accepted in industries. The PPI control principle with cascade structured controllers is the most used and accepted controller concept in industry because of its easy tuning and sufficient system robustness. The open question is, how to increase the bandwidth of the position loop with the same typical features as the industrial used cascade controllers of today: easily tuning, sufficient system robustness and no additional cost for sensors or actuators.

In this thesis, the attempt will be undertaken to find an answer for this more than 50 years old question with two different new concepts to damp the resonance vibrations. Based on them, three new cascade control principles are

presented to meet the increasing demand for dynamic performance of electro-mechanical feed drives but with similar features as those of standard cascade controller. All these principles are developed and theoretical analysed with a simplified two-mass model, simulated with a refined mechanical model and verified on a test bench with a ball screw.

The PPI-R control principle is introduced in chapter 4. By this principle, the difference of the table and the motor speed is regarded as the vibration of the mechanical structure. After the multiplication with a feedback gain, the difference will be fed back and subtracted from the output of the motor speed controller.

In chapter 5, the first mechanical natural frequency is attenuated by the motor, which is governed by a weakly set speed controller. As a side effect, the weak control gain leads to a PT1 behaviour, whose cut-off frequency is much lower than the mechanical resonance. To counter this limitation, either a PI table speed controller (P-PI-P principle) or a PD position speed controller (PD-O-P principle) need to be superimposed outside. For the PD-O-P principle, a disturbance observer should be inserted between the position and the motor speed loop for the disturbance rejection.

A test bench with a ball screw and variable table mass is introduced in chapter 6. The effectiveness of all three control principles are analysed experimentally. The tracking performance, the servo stiffness and the system robustness are investigated both in time and frequency domains and compared with the state of the art.

Under real conditions, all three control principles can increase the bandwidth of position loop significantly (100%-200%) with sufficient robustness. None of them need extra sensor or actuator. The P-PI-P und PD-O-P principles are suitable for feed drives with large mass ratio, which means the equivalent mass of the motor and the ball screw inertia need to be minimized in comparison to the table mass. This can be reached by using high dynamic motors with small inertia and ball screws with high pitch.

Kurzinhalt

Elektromechanische Vorschubantriebe mit Kugelrollspindeln und PPI-Kaskadenregelung haben sich in vielen Bereichen der Fertigungstechnik als geeignete Antriebslösung durchgesetzt. In Applikationen mit hohen Anforderungen an die Vorschubdynamik erweist sich jedoch die im Antriebsstang liegende Nachgiebigkeit als begrenzender Faktor für die Lageregelbandbreite.

In Kapitel 2 werden die aus dem Stand der Forschung bekannten Regelansätze zur Verbesserung des dynamischen Verhaltens vorgestellt und bewertet. Ungeachtet der erreichbaren hohen Bandbreite, konnten sich keine Ansätze wegen mangelnder Robustheit oder des hohen Hardwareaufwandes in der Industrie durchsetzen. So blieb in den letzten 50 Jahren die Frage offen: wie kann man ohne zusätzlichen Aufwand die Dynamik eines Vorschubantriebs erhöhen, wobei das Verhalten im Einstellaufwand und in der Stabilität bei Lastwechsel dem eines industriellen Kaskadenreglers ähnlich sein sollte.

Mit der vorliegenden Arbeit wird der Versuch einer Antwort darauf gegeben. Dazu werden zwei Konzepte zur Dämpfung der mechanischen Eigenschwingungen vorgestellt und darauf aufbauend drei kaskadierte Regelansätze entwickelt.

Der Ausgangspunkt des ersten Dämpfungskonzepts ist die Verwendung der Differenz der an- und abtriebsseitigen Geschwindigkeiten. Die Dämpfung der ersten mechanischen Eigenfrequenz erfolgt durch die Veränderung der Stellgröße des Drehzahlreglers. Als hochgradig ähnlich in den Eigenschaften zum derzeitigem Standardregler hat sich das Regelverfahren unter Verwendung der Geschwindigkeitsdifferenz (PPI-R-Verfahren) nach Kapitel 4 gezeigt. Die Aufwendungen zur Einstellung sind nur unwesentlich höher, die Stabilität bei Lastwechsel ist ausreichend gut und der Gewinn an Bandbreite liegt bei nahezu 100%.

In Kapitel 5 wird das zweite Dämpfungskonzept beschrieben, welches mit einem schwach eingestellten Drehzahlregler verknüpft ist. Neben der Dämpfung der ersten mechanischen Eigenfrequenz, weist der schwach verstärkte Motor ein PT1-Verhalten auf, dessen Eckfrequenz unterhalb der mechanischen Resonanz liegt. Um diese Nebenwirkung zu kompensieren, wird die Standardregelstruktur durch einen PI-Regler mit der Rückführung der abtriebsseitigen Lagegeschwindigkeit (P-PI-P-Verfahren) erweitert. Die Aufwendungen zur Einrichtung sind nur geringfügig. Die Bandbreite kann über 100% erhöht werden.

Neben dem PI-Geschwindigkeitsregler kann das PT1-Verhalten auch durch einen PD-Lageregler (PD-O-P-Verfahren) direkt kompensiert werden. Bei diesem Verfahren wird ein Störbeobachter für das Ausregeln der stationären Abweichung eingeführt. Der Gewinn an Lageregelbandbreite liegt bei über 200%.

In Kapitel 6 werden die Funktionsfähigkeiten der entwickelten Verfahren messtechnisch validiert. Das Führungs- und Störverhalten und die Robustheit aller drei Verfahren werden an einem Versuchsstand mit der Kugelrollspindel im Zeit- und Frequenzbereich untersucht. Die Beurteilung der Zielerreichung erfolgt anhand eines Vergleichs der neuen Regelverfahren mit einem typischen industriellen Kaskadenregler für Vorschubantriebe. Die zu bewertenden Kenngrößen stellen dabei die Robustheit des Systems, der Bandbreitengewinn sowie die Komplexität der Reglerparametrierung dar. Durchgeführte Untersuchungen zeigen, dass die Bandbreite unter realen Bedingungen je nach Verfahren um Faktor 2 bis 3 ansteigt. Darüber hinaus zeigen Simulationen eine geringere Robustheit im Vergleich zu einem PPI-Standardverfahren, allerdings sollte sie für die meisten Anwendungsfällen ausreichen, da alle drei Verfahren bei einem Lastwechsel von ±40% messtechnisch ausreichend stabil sind. Für die Implementierung sind keine zusätzlichen Sensoren erforderlich, sodass der Hardwareaufwand den derzeitig eingesetzten Verfahren entspricht.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis **xii**

Tabellenverzeichnis **xvii**

Abkürzungsverzeichnis **xix**

Symbolverzeichnis **xxi**

1 Einleitung und Problemstellung **1**

1.1 Einleitung 1

1.2 Bandbreite und K_v-Faktor 2

1.3 Problemstellung 4

1.4 Lösungsansätze 5

2 Stand der Technik und der Forschung **7**

2.1 Alternative Regelverfahren 9

2.1.1 Polvorgabeverfahren (PPC) 11

2.1.2 Sliding-Mode-Regelverfahren (SMC) 12

2.1.3 H_∞-Regelverfahren 16

2.2 Erweiterung der Kaskadenregelung 19

2.2.1 Advanced Position Control (APC) 19

2.2.2 Kaskadenregelung mit Ferraris-Sensor 21

2.2.3 Kaskadenregelung mit semiaktivem Dämpfer 23

2.3 Konstruktive Lösung für die Erhöhung der Bandbreite 24

2.4 Zusammenfassende Bewertung 26

3 Zielsetzung und Vorgehensweise **29**

4 Dämpfung der Eigenfrequenz durch Rückführung der Geschwindigkeitsdifferenz 31

4.1 Theoretische Analyse 31

4.2 Stabilitätsbedingung des PPI-R-Verfahrens 35

4.3 Detailliertes Modell für simulative Validierung 37

4.4 Simulative Validierung anhand des verfeinertes Modells 40

5 Dämpfung der Eigenfrequenz durch schwach eingestellten Drehzahlregler 45

5.1 Erhöhung der Bandbreite durch schwach eingestellten Drehzahlregler mit überlagertem PI-Geschwindigkeitsregler 45

5.2 Einfluss des Massenverhältnisses 49

5.3 Simulative Validierung des P-PI-P-Verfahrens 52

5.4 Erhöhung der Bandbreite durch schwach eingestellten Drehzahlregler mit überlagertem PD-Lageregler 57

6 Messtechnische Untersuchungen 61

6.1 Aufbau des Versuchsstands 61

6.2 Messtechnische Validierung des PPI-R-Verfahrens 67

6.2.1 Einstellung der Rückführungsverstärkung 67

6.2.2 Wirksamkeit des PPI-R-Verfahrens auf die Vorschubdynamik 69

6.3 Messtechnische Validierung des P-PI-P-Verfahrens 75

6.3.1 Einstellung des P-PI-P-Verfahrens (Drehzahl- und Geschwindigkeitsregelkreis) 75

6.3.2 Wirksamkeit des P-PI-P-Verfahrens auf die Vorschubdynamik 77

6.4 Messtechnische Validierung des PD-O-P-Verfahrens 82

6.4.1 Einstellung des PD-O-P-Verfahrens 82

6.4.2 Wirksamkeit des PD-O-P-Verfahrens auf die Vorschubdynamik 86

6.5 Bewertung der Messergebnisse 90
6.5.1 Bewertung der Messergebnisse zur Validierung der Regelverfahren 90
6.5.2 Zusammenfassende Bewertung 92

7 Zusammenfassung und Ausblick 95

Literatur 97

Abbildungsverzeichnis

1.1 Ein-Masse-System mit PPI-Regler 3
1.2 Schematischer Amplitudengang von Führungseigenschaft (rot) und Störeigenschaft (blau) 4

2.1 Strukturbild eines Vorschubsystems mit PPI-Regelung 7
2.2 Einstellungskriterium des K_v-Faktors, dargestellt mit dem Frequenzgang des offenen Lageregelkreises 8
2.3 Zwei-Massen-Modell eines Vorschubantriebs 9
2.4 Geschlossener Regelkreis mit Zustandsregler 11
2.5 Bewegung der Zustandstrajektorie in der Phasenebene nach der Grundidee von SMC 13
2.6 Blockschaltbild eines Standardregelkreises 17
2.7 Regelkreis mit Gewichtsfunktionen 18
2.8 Regelstruktur von APC (Künzel et al. 2003) 19
2.9 Funktionsweise des APC-Ansatzes 20
2.10 Regelstruktur des Verfahrens mit Ferraris-Sensor (Pritschow 2003) 21
2.11 Funktionsweise des Regelverfahrens mit Ferraris-Sensor, DAM: Drehzahlgeregelter Antrieb samt angekoppelter schwingungsfähiger Mechanik 22
2.12 Schematische Darstellung des Funktionsprinzips nach (Frey 2014) 24
2.13 Auslegung des Vorschubantriebs mit nachgiebigem Lager (Pritschow 2006b) 25
2.14 Simulierte Mechanikfrequenzgänge mit unterschiedlichen Lagerkonzepten 25

4.1 Blockschaltbild von PPI-R-Verfahren, PPI-Struktur mit zusätzlicher Rückführung 32

4.2 Detailliertes mechanisches Modell einer Vorschubachse mit KGT 38
4.3 Motormodell mit Stromregelung 38
4.4 Vergleich des Mechanikfrequenzgangs in Simulation und Messung 40
4.5 Einfluss der Rückführungsverstärkung auf die Polstelle des Führungsverhaltens der Tischgeschwindigkeit, PPI-R, Simulation . 41
4.6 Führungsfrequenzgänge der Tischgeschwindigkeit im Bode-Diagramm, PPI-R, Simulation 42
4.7 Führungsfrequenzgang des offenen Lageregelkreises, PPI-R, Simulation 43

5.1 Blockschaltbild eines drehzahlgeregelten Vorschubantriebs . . . 46
5.2 Blockschaltbild des offenen Geschwindigkeitsregelkreises sowie die Funktionsweise des PI-Geschwindigkeitsreglers 48
5.3 Gesamte Regelstruktur des P-PI-P-Verfahrens 49
5.4 Kinematisches Modell eines elektromechanischen Antriebs . . . 50
5.5 Erreichbares Beschleunigungsvermögen, abhängig von der Spindelsteigung und dem Trägheitsmoment des Motors 51
5.6 Einfluss der Verringerung von K_p auf die Lage der Polstellen, P-PI-P, Simulation 52
5.7 Führungseigenschaft des Tisches für unterschiedliche Werte von K_p, P-PI-P, Simulation 53
5.8 Einfluss des K_{pv}-Faktors auf den Führungsfrequenzgang der Tischgeschwindigkeit, P-PI-P, Simulation 54
5.9 Einfluss des Massenverhältnisses ($\eta = m_2/m_1$) auf die Lage der dominanten Polstellen, P-PI-P, Simulation 55
5.10 Vergleich des Frequenzgangs des offenen Lageregelkreises, P-PI-P, Simulation 56
5.11 Blockschaltbild des offenen Lageregelkreises sowie die Funktionsweise des PD-Lagereglers 58
5.12 Blockschaltbild eines Störbeobachters 59
5.13 Blockschaltbild des PD-O-P-Verfahrens 60

6.1 Versuchsstand für die messtechnischen Untersuchungen mit Ansteuerung 62
6.2 Vergleich von simuliertem und gemessenem Führungsfrequenzgang der Tischgeschwindigkeit mit PI-Drehzahlregler 63
6.3 Kalibration der Totzeit des Versuchsstands, offener Drehzahlregelkreis ohne Drehzahlregler 64
6.4 Auswirkung des Kerbfilters, simulative Betrachtung 65
6.5 Vergleich des Führungsfrequenzgangs mit Berücksichtigung von Totzeit und Vorfilter der Stromsollwerte 66
6.6 Führungsfrequenzgang der Tischgeschwindigkeit für unterschiedliche K_R, PPI-R 68
6.7 Sprungantwort der Tischgeschwindigkeit, PPI-R und PPI . . . 69
6.8 Offener Lageregelkreis, PPI-R 70
6.9 Nachgiebigkeitsfrequenzgang, PPI-R 71
6.10 Untersuchungen im Zeitbereich, PPI-R; links: Sprungantwort; rechts: Störantwort 72
6.11 Robustheit des PPI-R-Verfahrens gegenüber einer veränderlichen Tischmasse im Frequenzbereich, offener Lageregelkreis 73
6.12 Robustheit des PPI-R-Verfahrens im Zeitbereich; links: Sprungantwort; rechts: Störantwort 74
6.13 Zusammenhang zwischen Robustheit und Bandbreite, PPI-R, (∗): K_R 75
6.14 Auswirkung des schwach eingestellten Drehzahlreglers 76
6.15 Führungsfrequenzgang des Geschwindigkeitsregelkreises für unterschiedliche Werte von K_{pv}, P-PI-P 77
6.16 Sprungantwort der Tischgeschwindigkeit, P-PI-P 78
6.17 Offener Lageregelkreis, P-PI-P 78
6.18 Nachgiebigkeitsfrequenzgang, P-PI-P 79
6.19 Untersuchungen im Zeitbereich, P-PI-P; links: Sprungantwort; rechts: Störantwort 80
6.20 Robustheit des P-PI-P-Verfahrens gegenüber veränderlichen Tischbelastungen im Frequenzbereich, offener Lageregelkreis 81

6.21 Robustheit des P-PI-P-Verfahrens im Zeitbereich; links: Sprungantwort; rechts: Störantwort 81
6.22 Zusammenhang zwischen Robustheit und Bandbreite, P-PI-P, (∗): K_{pv} 82
6.23 Führungsfrequenzgang der Tischgeschwindigkeit, PD-O-P . . . 83
6.24 Bandbreitenbegrenzung des Tiefpassfilters, Simulation mit Totzeit und Vorfilter der Stromsollwerte 84
6.25 Amplitudengang der im Beobachterkreis liegenden Blöcke . . . 85
6.26 Führungsfrequenzgang des Beobachterkreises in Abhängigkeit der Totzeit 85
6.27 Offener Lageregelkreis, PD-O-P 86
6.28 Nachgiebigkeitsfrequenzgang, PD-O-P 87
6.29 Untersuchungen im Zeitbereich, PD-O-P; links: Führungsverhalten; rechts: Störsprungantwort 87
6.30 Robustheit des PD-O-P-Verfahrens gegenüber veränderlicher Tischmasse im Frequenzbereich, offener Lageregelkreis 88
6.31 Robustheit des PD-O-P-Verfahrens im Zeitbereich; links: Führungsverhalten; rechts: Störantwort 89
6.32 Zusammenhang zwischen Robustheit und Bandbreite, PD-O-P, (∗): Eckfrequenz des Tiefpassfilters 90

Tabellenverzeichnis

2.1 Vergleich bekannter Regelansätze für Vorschubantriebe mit KGT 27

4.1 Gewählte Model-Parameter 39

6.1 Relevante Daten des Versuchsstand 63

6.2 Vergleich der vorgestellten Regelverfahren mit dem Stand der Technik 92

Abkürzungsverzeichnis

APC Advanced Position Control

CNC Computerized Numerical Control

DAM Drehzahlgeregelter Antrieb samt angekoppelter schwingungsfähiger Mechanik

KGT Kugelgewindetrieb

LDA Lineardirektantrieb

PD-O-P PD-Lageregler mit Störbeobachter und P-Drehzahlregler

PPC Pole Placement Control

PPI Proportional-Lageregler mit Proportional- und Integral-Drehzahlregler

P-PI-P P-Lageregler mit PI-Geschwindigkeitsregler und P-Drehzahlregler

PPI-R PPI-Regelverfahren mit Rückführung der Geschwindigkeitsdifferenz

SMC Sliding Mode Control

ZRA Zahnstange-Ritzel-Antrieb

Symbolverzeichnis

A		Systemmatrix
B		Eingungsmatrix
C		Ausgangsmatrix
c	N/m	Steifigkeit
D		Durchgangsmatrix
d	kg/s	Dämpfungskoeffizient
d_1	kg/s	Antriebsseitige Dämpfung
d_2	kg/s	Abtriebsseitige Dämpfung
e	m	Schleppfehler
F_S	N	Störkraft
F_u	N	Antriebskraft des Motors
G		Regelstrecke
G_0		Übertragungsmatrix
G_C		Übertragungsmatrix eines geschlossenen Systems
G_n		Normiertes Modell der Regelstrecke
h	mm	Spindelsteigung
I		Einheitmatrix
i		Getriebeübersetzung
J	$kg \cdot m^2$	Trägheitsmoment
K_i	s^{-1}	Integraler Verstärkungsfaktor des Drehzahlreglers
K_{iv}	s^{-1}	Integraler Verstärkungsfaktor des Geschwindigkeitsreglers
K_p	s^{-1}	Proportionaler Verstärkungsfaktor des Drehzahlreglers
k_p	s^{-1}	Eckfrequenz des Ersatzmodells

K_{pv}	s^{-1}	Proportionaler Verstärkungsfaktor des Geschwindigkeitsreglers
K_R	s^{-1}	Verstärkungsfaktor der Geschwindigkeitsdifferenz
K_T	Nm/A	Drehmomentkonstante
K_v	s^{-1}	Proportionaler Verstärkungsfaktor des Lagereglers
m_1	kg	Antriebsseitige äquivalente Masse
m_2	kg	Abtriebsseitige Masse
Q		Tiefpassfilter
R		Regler
T_D	s	Vorhaltezeit des D-Reglers
U		Eingangsvektor
u		Eingangsgröße
V	J	Lyapunov Funktion
v		Ausgangsgröße
v_1	m/s	Antriebsseitige Geschwindigkeit
v_2	m/s	Abtriebsseitige Geschwindigkeit
v_{soll}	m/s	Sollgeschwindigkeit
$v_{2,rück}$	m/s	Nach dem Rückführungsglied zurückgeführte Tischgeschwindigkeit
X		Zustandsvektor
x_1	m	Antriebsseitige Position
x_2	m	Abtriebsseitige Position
x_{ist}	m	Istposition
x_{soll}	m	Sollposition
Y		Ausgangsvektor
Δ		Normierte Veränderung der Regelstrecke
η		Massenverhältnis
Λ		Parametervektor von Schaltfläche
μ	rad/m	Übersetzungsverhältnis
z^{-n}	s	Totzeit
ω_A	s^{-1}	Bandbreite des Antriebs
ω_e	s^{-1}	Eckfrequenz

ω_M	s^{-1}	Mechanische Eigenfrequenz
ζ		Dämpfungsgrad

1 Einleitung und Problemstellung

1.1 Einleitung

In Werkzeugmaschinen und Produktionsanlagen werden Vorschubantriebe als wichtige Ausführungssysteme betrachtet. Sie setzen die in der Computerized Numerical Control (CNC) generierten Bewegungsanweisungen in relative Bewegungen zwischen Werkzeug und Werkstück um (Weck et al. 2006). Je nach Art der Bewegungserzeugung lassen sich die Vorschubsysteme in elektromechanische Vorschubantriebe und Lineardirektantriebe (LDA) einteilen.

Bei elektromechanischen Antrieben werden mechanische Übertragungselemente eingesetzt, um die rotatorische Bewegung eines Motors in eine translatorische Bewegung umzusetzen. Solche Übertragungselemente sind meistens Kugelgewindetriebe (KGT), welche sich durch eine hohe Genauigkeit und ein gutes Preis-/Leistungsverhältnis auszeichnen. Alternativ werden auch Zahnstange-Ritzel-Antriebe (ZRA) eingesetzt, die häufig für Vorschubachsen mit langen Verfahrwegen (typisch > 3 m) eingesetzt werden (Pritschow 2004). Nach langjährigen Entwicklungen werden die Komponenten solcher Antriebssysteme heutzutage als standardisierte Komponenten auf dem industriellen Markt angeboten. Als nachteilig erweist sich jedoch die im Vorschubgetriebe liegende Nachgiebigkeit, welche die dynamischen Eigenschaften des geregelten Systems stark begrenzt.

Die zweite Klasse bilden Vorschubantriebe, bei denen die linearen Bewegungen direkt durch Lineardirektantriebe generiert werden. Die Spulen als Primärteil werden häufig für die Anwendung in Werkzeugmaschinen in den Schlitten integriert und die Permanentmagnete als Sekundärteil werden direkt auf das Maschinenbett aufgebaut. Solche Auslegungen verzichten auf mechanische Ge-

triebe, ihre Bandbreite kann damit einen sehr hohen Wert erreichen (Pritschow und Philipp 1990; Krüger et al. 1997). Jedoch ist dieses Konzept wegen der fehlenden Übertragungselemente sehr störkraftempfindlich (Lehner 2005) und benötigt bei Leistungsansprüchen eine Kühlung. Darüber hinaus beschädigen bei ungenügender Abdeckung die auf dem Sekundärteil sich ansammelnden ferromagnetischen Späne ggf. den Linearmotor (Heisel 2007). Trotz des großen Potentials der erreichbaren Dynamik von LDA werden heutzutage elektromechanische Vorschubantriebe wegen der geringeren Anschaffungs- und Betriebskosten sowie des verminderten Aufwands für Montage, Einstellung und Kühlung überwiegend eingesetzt. Die in dieser Arbeit entwickelten Regelverfahren beziehen sich nur auf elektromechanische Vorschubsysteme, da nur hier das Problem der störenden mechanischen Nachgibigkeit auftritt.

1.2 Bandbreite und K_v-Faktor

Werkzeugmaschinen werden neben der Genauigkeit nach ihrer Produktivität beurteilt, da diese direkt in die Kosten der Werkstücke eingeht. Die Bearbeitungszeit stellt ein Maß für die Produktivität dar. Für ein typisches Bearbeitungszentrum beträgt die Hauptzeit für Zerspanungsprozesse ca. 35% der ganzen Bearbeitungszeit und die Nebenzeit für Eilgangbewegungen sowie Werkzeugwechsel usw. ca. 60% (Heller Maschinenfabrik o.D.). Um die Nebenzeiten zu verkürzen, wird eine möglichst hohe Eilganggeschwindigkeit bei Werkzeugmaschinen mit großen Verfahrwegen (> 200 mm) gefordert. Die maximale Beschleunigung spielt in diesem Fall eine untergeordnete Rolle (Pritschow 1998).

Die maximale Vorschubgeschwindigkeit beeinflusst bei vielen Prozessen die Bearbeitungsdauer. So begrenzt die Bandbreite des Lageregelkreises bei der Kreisfahrt die Vorschubgeschwindigkeit und damit die Produktivität. Der Schlüssel für diese Begrenzung liegt also in der Erhöhung der Bandbreite des Vorschubsystems (Pritschow 1996).

Die Bandbreite ist eine Kenngröße der Signalverarbeitung, die die Breite des Intervalls in einem Frequenzspektrum festlegt, in dem die dominanten Fre-

quenzanteile eines zu übertragenden Signals liegen (Werner 2008). In der Praxis wird der Frequenzbereich von 0 Hz bis zu der Grenzfrequenz, bei welcher der Amplitudengang um -3 dB abgefallen ist, als Bandbreite bezeichnet (Groß et al. 2006). Je höher die Bandbreite eines Systems ist, desto mehr Frequenzkomponenten eines Signals können durch dieses System verzerrungsarm übertragen werden.

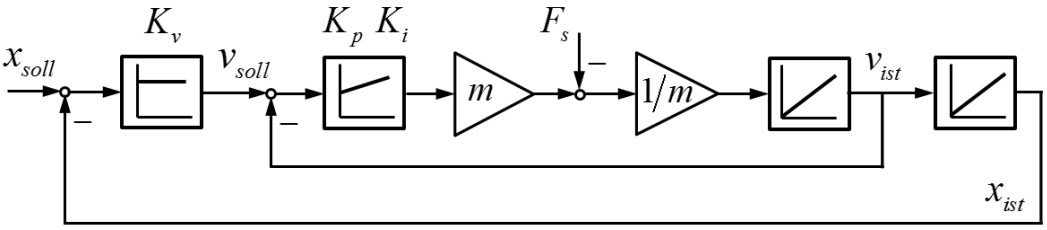


Abbildung 1.1: Ein-Masse-System mit PPI-Regler

Abbildung 1.1 zeigt ein einfaches Ein-Massen-Modell mit einer standardtisierten PPI-Kaskadenregelung, wobei m die gesamte äquivalente Masse des Vorschubsystems ist. Nach der Laplace-Transformation kann die Übertragungsfunktionen von Führungsverhalten und Störverhalten wie folgt abgeleitet werden:

$$\begin{aligned}\frac{x_{ist}}{x_{soll}} &= \frac{K_v K_p s + K_v K_p K_i}{s^3 + K_p s^2 + K_p(K_v + K_i)s + K_v K_p K_i} \\ &\approx \frac{K_v}{s + K_v} \cdot \frac{K_p s + K_p K_i}{s^2 + K_p s + K_p K_i} \end{aligned} \tag{1.2.1}$$

$$\begin{aligned}\frac{-x_{ist}}{F_S} &= \frac{s}{s^3 + K_p s^2 + K_p(K_v + K_i)s + K_v K_p K_i} \cdot \frac{1}{m} \\ &\approx \frac{s}{s + K_v} \cdot \frac{1}{s^2 + K_p s + K_p K_i} \cdot \frac{1}{m} \end{aligned} \tag{1.2.2}$$

Die dazugehörigen Amplitudengänge sind in Abbildung 1.2 dargestellt. Die Bandbreite ω lässt sich aus der Verstärkung K_v des Lagereglers abschätzen (Pritschow 2006a) mit $K_v \approx \omega$. Für einen Vorschubantrieb bedeutet eine hohe Bandbreite, dass das System bei einer Kreisfahrt mit steigendem K_v über eine höhere Bahngeschwindigkeit, ein höheres Beschleunigungsvermögen, eine höhere Steifigkeit bei Störkräften und -bei Betrieb ohne Vorsteuerung- einen klei-

neren Schleppabstand besitzt (Pritschow 1996). Diese Vorteile sind der Grund dafür, eine möglichst große Bandbreite d.h. einen möglichst hohen K_v-Faktor zu erreichen, der als wichtige Qualitätsgröße für einen Lageregelkreis anzusehen ist.

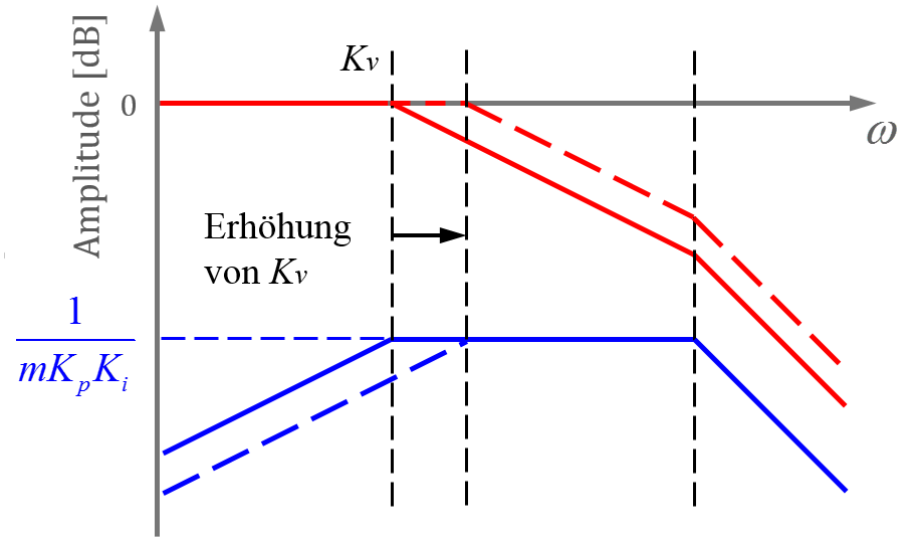


Abbildung 1.2: Schematischer Amplitudengang von Führungseigenschaft (rot) und Störeigenschaft (blau)

1.3 Problemstellung

Elektromechanische Vorschubantriebe mit Kugelrollspindeln und PPI-Kaskadenregelung haben sich in vielen Bereichen der Fertigungstechnik als geeignete Antriebslösung durchgesetzt. In Applikationen mit hohen Anforderungen an die Vorschubdynamik erweist sich jedoch die im Antriebsstang liegende Nachgiebigkeit als begrenzender Faktor für die Lageregelbandbreite. Verschiedene Regelansätze wurden entwickelt, um die erste mechanische Resonanz zu bedämpfen und dadurch den K_v-Faktor zu erhöhen. Ungeachtet der erreichbaren hohen Bandbreite konnten sich keiner dieser Ansätze gegen den Standardkaskadenregler durchsetzen, da dieser wegen seines klaren Aufbaues, der einfachen Einstellbarkeit und Robustheit gegen Parameterschwankungen in der Praxis die höchste Akzeptanz ergab.

So bleibt weiterhin die Aufgabe bestehen, ein Regelungskonzept für Vorschubantriebe zu entwickeln, das bei sonst ähnlichen Eigenschaften des Standardverfahrens eine Bandbreitenerhöhung gegen die mechanische Nachgiebigkeit erlaubt ohne das ein zusätzlicher Aufwand an Sensoren oder Aktoren betrieben werden muss.

1.4 Lösungsansätze

Durch neue Regleransätze wird in dieser Arbeit versucht, darauf eine Antwort zu geben. Dazu wurden die bisher zum Stand der Technik und Forschung zählenden Verfahren zur Dämpfung der Resonanzüberhöhung untersucht und darüber hinausgehende neue Verfahren entwickelt, die über die bisher bekannten kaskadierenden Standardverfahren mit Lage- und Drehzahl-Istwert ohne zusätzliche Sensoren die Bandbreite und damit das dynamische Verhalten der geregelten Vorschubantriebe verbessern können. Die erforderlichen theoretischen Grundlagen wurden abgeleitet und die entwickelten Regelverfahren mit Hilfe von Simulationstechnik validiert. An einem Versuchsstand mit für den Werkzeugmaschinenbereich typischen Kenngrößen wurden die Regler erprobt und deren Funktionsfähigkeit und das Verhalten der geregelten Systeme mit umfangreichen Messungen nachgewiesen.

Eine abschließende Bewertung der entwickelten Regelungsverfahren erfolgt im Vergleich gegen die Eigenschaften des Standardreglers um damit eine Einschätzung für eine Anwendung in der Praxis zu geben.

2 Stand der Technik und der Forschung

Ein standardisiertes Regelverfahren für Vorschubantriebe ist die in Abbildung 2.1 dargestellte Kaskadenregelung mit Proportional-Anteil im Lageregler und Proportional- und Integral-Anteil im Drehzahlregler (PPI-Kaskadenregelung). Dieses Verfahren ist seit den siebziger Jahren das am häufigsten in der Industrie eingesetzte wegen der einfachen Einstellbarkeit ohne die Notwendigkeit zusätzlicher Sensoren z.B. zur Erfassung der Tischbeschleunigung. Es wird daher oft als Bezug verwendet, um neu entwickelte Verfahren zu bewerten (Altintas, Verl et al. 2011).

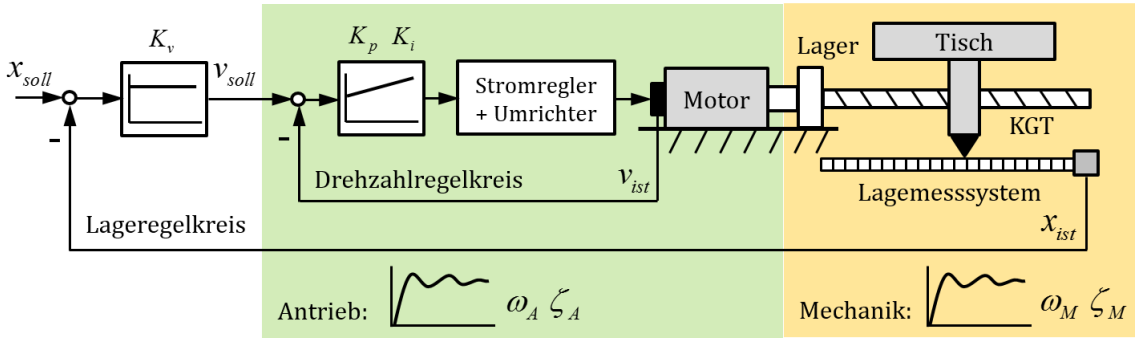


Abbildung 2.1: Strukturbild eines Vorschubsystems mit PPI-Regelung

Die Bandbreite eines solchen lagegeregelten Vorschubsystems ist linear abhängig vom proportionalen Verstärkungsfaktor K_v. Jedoch ruft ein zu hoch eingestellter K_v-Faktor Instabilität hervor. Abbildung 2.2 stellt einen entsprechenden schematischen Frequenzgang des offenen Lageregelkreises mit seinen drei wesentlichen Blöcken - Regler, Übertragungsverhalten und Integrator - dar. Block 2 beschreibt hierbei das Führungsverhalten von der Sollgeschwindigkeit zu der sich am Tisch einstellenden Istgeschwindigkeit und beinhaltet damit das

Verhalten des drehzahlgeregelten Antriebs samt angekoppelter schwingungsfähiger Mechanik (DAM). Dieser Block repräsentiert die im Vorschubgetriebe liegende Nachgiebigkeit und kann zunächst als ein PT2-Glied angenommen werden. Entscheidend für den K_v-Faktor ist die Eckfrequenz ω_e, bei welcher die Phase des Blocks 2 das erste Mal den Wert -90° erreicht. Mit dem zusätzlichen Phasenabfall durch das I-Glied (Block 3), welches die Geschwindigkeit in eine Lage überführt, erreicht die Phasendrehung des offenen Lageregelkreises den Wert -180°. An dieser Stelle muss die Amplitude nach dem Nyquistkriterium unter 0 dB liegen, um die Stabilität des Systems zu gewährleisten. In der Praxis sollte dieser Amplitudenrand allerdings mehr als -10 dB betragen, um eine ausreichende Robustheit und ein gutes dynamisches Verhalten des geschlossenen Kreises sicherzustellen (Stute 1981).

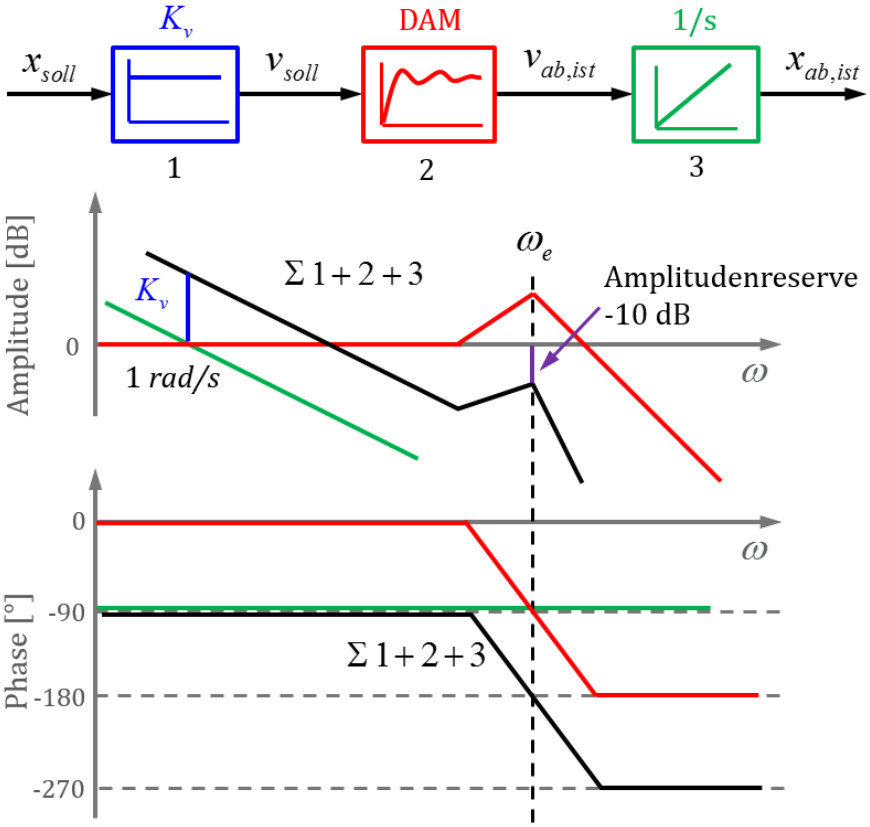


Abbildung 2.2: Einstellungskriterium des K_v-Faktors, dargestellt mit dem Frequenzgang des offenen Lageregelkreises

Um eine ausreichende Störsteifigkeit zu erzielen, wird der K_p-Faktor des Drehzahlreglers üblicherweise möglichst hoch eingestellt, siehe blaue Kurve von Ab-

bildung 1.1. Der maximale Wert von K_p sowie die Bandbreite des Antriebs werden durch die Bandbreite des Stromregelkreises und die elektronische Totzeit begrenzt.

Durch Fortschritte im Bereich der mechanischen Komponenten konnte die Steifigkeit der Übertragungselemente in den letzten Jahren gesteigert werden. Trotzdem liegt die mechanische Eigenfrequenz deutlich niedriger als die des Antriebes: $\omega_M < \omega_A$ (Lehner 2005). Deswegen bleibt die Nachgiebigkeit der Komponenten aus regelungstechnischer Sicht der begrenzende Faktor der Vorschubdynamik.

Im Folgenden werden die bisher entwickelten alternativen Ansätze zur Erhöhung der Bandbreite durch Bedämpfung der mechanischen Resonanz vorgestellt. Die verschiedenen Ansätze lassen sich einteilen in Verfahren, die auf alternative Regelkonzepte zurückgreifen, und Verfahren, welche auf einer Erweiterung der klassischen Kaskadenstruktur basieren.

2.1 Alternative Regelverfahren

Die meisten alternativen Regelverfahren basieren auf der Zustandsraumdarstellung. Für die Entwicklung der Regler wird die Vorschubmechanik entsprechend Abbildung 2.3 häufig als Zwei-Massen-Schwinger abstrahiert, da es typischerweise nur zwei Geber bei einer realen Vorschubachse gibt, ein Drehgeber auf der Antriebsseite und einen Linearmaßstab auf der Abtriebsseite.

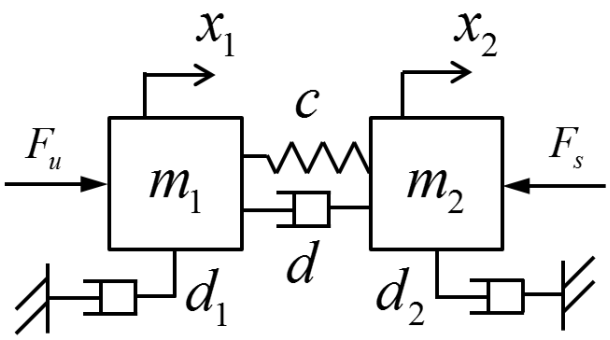


Abbildung 2.3: Zwei-Massen-Modell eines Vorschubantriebs

Für Vorschubsysteme mit KGT wird die antriebsseitige äquivalente Masse m_1 von der Trägheitsmoment des Motors J_M, der Kupplung J_K und der Spindel J_S etc. beeinflusst.

$$m_1 = (J_M + J_K + J_S)\left(\frac{2\pi \cdot i}{h}\right)^2 \tag{2.1.1}$$

wobei i das Übersetzungsverhältnis des Getriebes und h die Spindelsteigung ist. Die abtriebsseitige Masse, z. B. Masse des Tischs und der Last, wird als m_2 bezeichnet. Die Parameter c und d repräsentieren die gesamte, in Vorschubrichtung wirksame Steifigkeit und Dämpfung des Vorschubantriebs. Die wirksame Antriebskraft des Motors ist mit F_u bezeichnet, während F_S die Stör- bzw. Prozesskraft darstellt. Die stets vorhandene Reibungen gegenüber dem Inertialsystem werden als d_1 bzw. d_2 bezeichnet.

Das Übertragungsverhalten kann mit der Zustandsraumdarstellung durch folgende Gleichungen beschrieben werden

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \\ Y \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}}_{G} \cdot \begin{bmatrix} X \\ U \end{bmatrix} \tag{2.1.2}$$

wobei

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\dfrac{c}{m_2} & \dfrac{c}{m_2} & -\dfrac{d+d_2}{m_2} & \dfrac{d}{m_2} \\ \dfrac{c}{m_1} & -\dfrac{c}{m_1} & \dfrac{d}{m_1} & -\dfrac{d+d_1}{m_1} \end{bmatrix}, \; B = \begin{bmatrix} B_u & B_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\dfrac{1}{m_2} \\ \dfrac{1}{m_1} & 0 \end{bmatrix}, \\ C &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \; D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}, \; U = \begin{bmatrix} F_u & F_S \end{bmatrix}^T, \\ X &= \begin{bmatrix} x_2 & x_1 & \dot{x}_2 & \dot{x}_1 \end{bmatrix}^T, \; Y = x_2 \end{aligned} \tag{2.1.3}$$

gilt. Die Matrix G in Gleichung (2.1.2) wird System-Transfer-Matrix genannt. Mit einer solchen Darstellung kann man die Übertragungsfunktion vom Eingangsvektor U zum Ausgangsvektor Y direkt durch die Linear-Fractional-Trans-

formation (LFT) von G bekommen (Allgöwer 2005).

$$G_0 = \mathbb{F}\left(G \quad \tfrac{1}{s}E\right) = C \cdot (s \cdot I - A)^{-1} \cdot B + D \tag{2.1.4}$$
$$\text{mit} \quad Y = G_0 \cdot U$$

Die dynamischen Eigenschaften und die Stabilität des Systems werden durch die Polstellen der Gleichung (2.1.4) bzw. die Eigenwerte der Matrix A bestimmt.

Im Folgenden werden einige typische alternative Regelverfahren für die Regelung der Vorschubantriebe vorgestellt.

2.1.1 Polvorgabeverfahren (PPC)

Erkorkmaz und Gorden entwickelten eine Zustandsregelung für Vorschubantriebe mit KGT, wobei die Regelparameter mittels Polvorgabeverfahren ermittelt werden (Erkorkmaz 1999; Gorden 2010; Erkorkmaz und Gorden 2011; Gordon et al. 2013). Abbildung 2.4 stellt den geschlossenen Regelkreis mit dem Zustandsregler dar. Die Übertragungsmatrix G_C von Soll- zu Istzustandsgrößen lautet:

$$G_C = [s \cdot I - (A - B_u \cdot R)]^{-1} \cdot B_u \cdot R \tag{2.1.5}$$
$$\text{mit} \quad X_{ist} = G_C \cdot X_{soll}$$

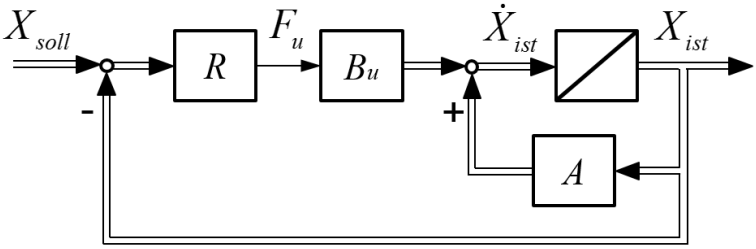


Abbildung 2.4: Geschlossener Regelkreis mit Zustandsregler

Die Grundidee des Polvorgabeverfahren ist, dass die Eigenwerte der Systemmatrix des geschlossenen Systems $(A - B_u \cdot R)$ im Vergleich zu denen der originalen Matrix A durch den Einsatz des Gliedes $B \cdot R$ gezielt verändert werden.

Theoretisch könnten alle Polstellen des geschlossenen Systems bei der vollständigen Zustandsrückmeldung beliebig definiert werden. Allerdings wird die Position der vorgegebenen Polstellen in der Praxis durch Stellgrößensättigung des Motors, Totzeit, Messrauschen, usw. beschränkt.

Um die von der Störkraft hervorgerufene stationäre Abweichung auszuregeln, wird das Integral der Tischposition, $\int x_2 \mathrm{d}t$, als eine zusätzliche Größe im Zustandsvektor hinzugefügt. Mithilfe des PPC-Verfahrens werden die Eigenschwingungen der Vorschubmechanik stark gedämpft und damit die Bandbreite um Faktor 4-5 erhöht. Allerdings erweist sich die Robustheit des Verfahrens sehr empfindlich gegenüber Modellierungsfehlern und Veränderungen an der Regelstrecke. Darüber hinaus erfordert der Ansatz fachexpertise zur horrenten Einstellung der Polstellen.

Für eine detailliertere Betrachtung von PPC-Verfahren sei auf die Referenzen (Hafla 2008; Novotny et al. 2009; Erkorkmaz und Hosseinkhani 2013) verwiesen.

2.1.2 Sliding-Mode-Regelverfahren (SMC)

Das Sliding-Mode-Regelverfahren wurde zuerst in der Sowjetunion durch Emeljanov und seine Mitforscher untersucht (Emeljanov 1972). Die Grundidee des Verfahrens beruht darauf, ein System, das infolge einer Störung oder Sollwertänderung aus dem Gleichgewichtszustand (Ursprung der Phasenebene) geraten ist, durch einen Regler nach dem folgenden Prinzip dorthin zurückzubringen (siehe Abbildung 2.5):

1. Die Zustandstrajektorie ausgehend von einem beliebigen Punkt der Phasenebene in endlicher Zeit auf die Schaltfläche zu bringen,

2. Die Trajektorie entlang der Schaltfläche in den Ursprung der Phasenebene zu verschieben.

Yao und Tomizuka verwendeten die Grundidee von SMC für die Regelung eines Vorschubsystems mit LDA und stellten das Adaptive-Robust-Control (ARC)-Verfahren 1994 vor (Yao und Tomizuka 1994; Yao 1996). Der ARC-Regler

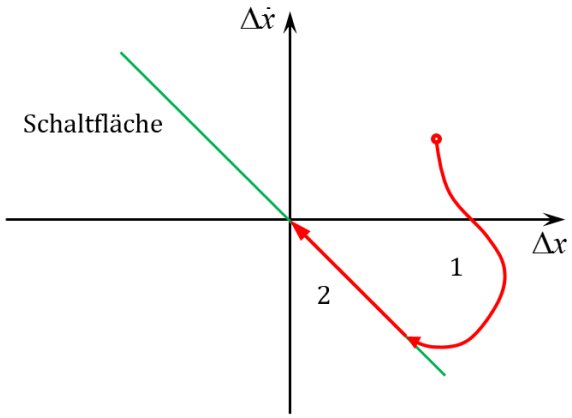


Abbildung 2.5: Bewegung der Zustandstrajektorie in der Phasenebene nach der Grundidee von SMC

schätzt und kompensiert die Störgrößen und die Veränderung der Regelstrecke nach dem Prinzip der SMC und berechnet Stellgröße unter dem Lyapunov-Stabilitätskriterium. In den folgenden zwanzig Jahren haben Yao und seine Mitforscher das ARC-Verfahren kontinuierlich verbessert (Yao, Al-Majed et al. 1997; Xu et al. 2001; Lu et al. 2008; Chen et al. 2015).

Parallel dazu haben Altintas et. al. das auch SMC-Verfahren für Vorschubsysteme mit LDA (Altintas und Okwudire 2009) und KGT (Altintas, Erkorkmaz et al. 2000; Erkorkmaz und Kamalzadeh 2006; Kamalzadeh et al. 2007) eingeführt. Außerdem haben sie sich langfristig für die technische Umsetzung dieses Ansatzes in der Industrie engagiert.

Im Folgenden wird der Entwurf des SMC-Reglers für eine Vorschubachse mit KGT vorgestellt. Die Schaltfläche wird definiert als

$$S = \begin{bmatrix} \lambda_{x2} & \lambda_{x1} & \lambda_{v2} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_2 \\ x_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_1 \end{bmatrix} = \Lambda \cdot X = 0 \tag{2.1.6}$$

wobei λ_{x2}, λ_{x1} und λ_{v2} drei einzustellende Regelparameter sind. Schritt 2 wird zuerst berücksichtigt. Wenn die Zustandstrajektorie die Schaltfläche erreicht,

soll sich die Trajektorie sich immer entlang der Schaltfläche bewegen ($S = 0, \forall t$).

$$\dot{S} = \Lambda\left(\dot{X}_{soll} - \dot{X}_{ist}\right) = \Lambda\left(\dot{X}_{soll} - A \cdot X_{ist} - B_u \cdot F_u - B_S \cdot F_S\right) = 0 \Rightarrow$$
$$F_{u,L} = \left(\Lambda B_u\right)^{-1} \Lambda\left(\dot{X}_{soll} - AX_{ist} - B_S F_S\right) = \begin{pmatrix} y_1 & y_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ F_S \end{pmatrix} = YP \qquad (2.1.7)$$

Hierbei bezeichnet der Vektor P die zu schätzenden bzw. zu kompensierenden Größen und der Vektor Y die Koeffizienten der Elemente von P. Wie die Gleichung (2.1.7) zeigt, wird nur die Störkraft F_S beim Entwurf des Reglers berücksichtigt.

Ein Regelsatz vorgestellt in (Altintas, Erkorkmaz et al. 2000; Erkorkmaz und Kamalzadeh 2006; Kamalzadeh et al. 2007) lautet

$$F_u = K \cdot S + Y \cdot \hat{P}. \qquad (2.1.8)$$

Wobei ist $\hat{P}$ die Schätzung von P. Der Term KS wirkt nur wenn die Trajektorie die Schaltfläche noch nicht erreicht hat.

Die theoretische Analyse mit Lyapunov-Funktion zeigt, dass das geregelte System stabil ist, wenn folgende Bedingung erfüllt wird:

$$\left(P - \hat{P}\right)^T \left(Y^T \cdot S - \Gamma \cdot \dot{\hat{P}}\right) < 0. \qquad (2.1.9)$$

Hierbei ist $\dot{\hat{P}}$ die Ableitung des Schätzungsvektors $\hat{P}$ und Γ ist eine diagonale Matrix, welche die Veränderungsskala der in P definierten Größen beschreibt. Für diesen Beispiel wird Γ als

$$\Gamma = \begin{bmatrix} 1/\rho_1 & 0 \\ 0 & 1/\rho_S \end{bmatrix} \qquad (2.1.10)$$

definiert, wobei ρ_S der einzustellende Regelparameter ist, der die Empfindlichkeit des Kompensators bestimmt und ρ_1 ist ein beliebiger positiver Wert.

Der Schätzungsvektor $\hat{P}$ kann im allgemeinen Fall durch die Integration seiner Ableitung $\dot{\hat{P}}$ mit der Definition

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\hat{F}}_S \end{bmatrix} &= \dot{\hat{P}} = \Gamma^{-1} \cdot H \cdot Y^T \cdot S = \begin{bmatrix} \rho_1 & 0 \\ 0 & \rho_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & h_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} S \\ &= \begin{bmatrix} 0 \\ \rho_S \cdot h_S \cdot y_2 \cdot S \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{2.1.11}$$

berechnet werden. Hierbei ist H eine Schaltermatrix, welche die Veränderung des Kompensationsvorgangs unter der Bedingung

$$h_S = \begin{cases} 0 & \hat{F}_S \leq F_S{}^- \ und \ S \leq 0 \\ 0 & \hat{F}_S \geq F_S{}^+ \ und \ S \geq 0 \\ 1 & sonst \end{cases} \tag{2.1.12}$$

ein- bzw. ausschaltet. F_S^- und F_S^+ sind die vorher definierten Grenzen der Störkraft. Die Matrix H wirkt sich wie eine Anti-Windup-Funktion eines I-Reglers aus.

Wird Gleichung (2.1.11) integriert und in Gleichung (2.1.8) eingesetzt sowie $H_S = 1$, ergibt sich das Stellgesetz des SMC-Verfahrens wie folgt:

$$\begin{aligned} F_u &= \left[\left(K\lambda_{x2} + \rho_S \frac{m_2}{m_1}\right) + \frac{\rho_S \lambda_{x2}}{s} + \left(m_1\lambda_{x2} + K\frac{m_2}{m_1} - d_2\right) s\right] \Delta x_2 \\ &+ \left[(K\lambda_{x1} + \rho_S) + \frac{\rho_S \lambda_{x1}}{s} + (m_1\lambda_{x1} + K - d_1)\, s\right] \Delta x_1 \\ &+ \left(m_2 s^2 + d_2 s\right) x_{2,soll} + \left(m_1 s^2 + d_1 s\right) x_{1,soll} \end{aligned} \tag{2.1.13}$$

Dieses Stellgesetz kann man als PID-Regler für die abtriebsseitige Lage (Summand 1) und antriebsseitige Lage (Summand 2) mit intern eingebaute Vorsteuerungsstruktur (Summand 3 und 4) aufgefasst werden.

Dieser SMC-Ansatz kann die Bandbreite des Vorschubsystems um ca. 100% erhöhen. Außerdem liegt eine hohe Robustheit gegenüber axialer Steifigkeitsveränderung vor. Nachteilhaft ist jedoch, dass die Auswirkung des Verfahrens mit

auf KGT mit einer stationären Abweichung verbunden ist. Der Grund hierfür ist, dass die antriebsseitige Istposition (Motorwinkel) in Gleichung (2.1.13) integriert wird. Um die stationäre Abweichung zu vermindern muss eine zusätzliche Vorsteuerung unter Verwendung eines inversen Mechanikmodells entwickelt werden. Die Genauigkeit des Vorsteuerungsmodells hat zwar keinen Einfluss auf die Systemstabilität, spielt aber eine entscheidende Rolle für die Positioniergenauigkeit.

Für detailliertere Ausführungen in Bezug auf SMC-Verfahren sei auf die Referenzen (Pritschow 2004; Yau et al. 2009; Dong et al. 2014) verwiesen.

2.1.3 H_∞-Regelverfahren

Die robuste Regelung ist eine seit den späten 1970er eingesetzte moderne Regelungstheorie (Davison 1976). Ihre Grundidee bewirkt darauf, den Regelkreis des Systems im Frequenzbereich zu optimieren (Loop Shaping). Im Jahr 1981 schlug Zames die H_∞-Norm der Übertragungsmatrix für die quantitative Bewertung des Optimierungsvorgangs vor (Zames 1981). Doyle et. al. bewiesen im Jahr 1988, dass die Lösung für die Entwurf des H_∞-Reglers durch die anpassende algebraische Riccati-Gleichung berechnet werden kann (Doyle et al. 1989). Die Veröffentlichung von (Doyle et al. 1989) zeigt wie ausgereift die H_∞-Regelungstheorie bereits ist (Safonov et al. 1997).

In den letzten Jahren wird das robuste Regelverfahren auch für die Lageregelung von Vorschubachsen mit LDA (van Brussel und van den Braembussche 1998; Choi et al. 1999; Symens et al. 2003) und KGT (Raafat et al. 2012; Sepasi et al. 2012; Ponce et al. 2015) eingeführt. Die Vorgehensweise beim Reglerentwurf wird im Folgenden erklärt.

Abbildung 2.6 zeigt einen Standardregelkreis. Hierbei ist G_n das normierte Modell der realen Regelstrecke, z.B. ein PT2-Glied, und R ist der entwickelte Regler. Das Messrauschen wird als n bezeichnet. d repräsentiert hier die von der Ungenauigkeit des Modells verursachte Störung.

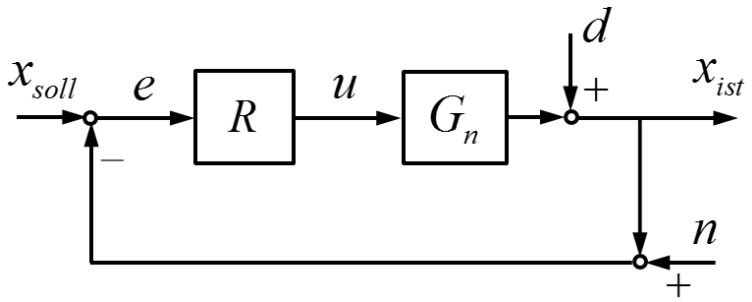


Abbildung 2.6: Blockschaltbild eines Standardregelkreises

Für einen gegebenen Regler R, können die relevanten Größen in dem Regelkreis folgendermaßen beschrieben werden

$$x_{ist} = T \cdot (x_{soll} - n) + S \cdot d \tag{2.1.14}$$

$$e = S \cdot (x_{soll} - d) + T \cdot n \tag{2.1.15}$$

$$u = R \cdot S \cdot (x_{soll} - n - d) \tag{2.1.16}$$

Dabei ist S die Sensitivitätsfunktion und T die komplementäre Sensitivitätsfunktion.

$$S = (I + G_n \cdot R)^{-1} \tag{2.1.17}$$

$$T = I - S = (I + G_n \cdot R)^{-1} \cdot G_n \cdot R \tag{2.1.18}$$

Um den Einfluss der Modellungenauigkeit zu verringern, soll einerseits die Sensitivitätsfunktion S gemäß Gleichung (2.1.14) möglich klein sein. Andrerseits soll die komplementäre Sensitivitätsfunktion T gemäß Gleichung (2.1.15) ebenfalls so klein wie möglich sein, um den Schleppfehler e gering zu halten. Aber diese Anforderungen können nach der Definition von Gleichung (2.1.18) nicht gleichzeitig erreicht werden.

In der Praxis sind die Einflüsse von x_{soll}, d und n unterschiedlich. Während das Messrauschen normalerweise hohe Frequenzanteile aufweist, liegt der Einfluss der Veränderung von dem Sollwert oder der Regelstrecke hauptsächlich im niedrigen Frequenzbereich (Allgöwer 2005). Um diesen Umstand zu berück-

sichtigen, werden, wie in Abbildung 2.7 dargestellt, drei Gewichtsfunktionen eingeführt.

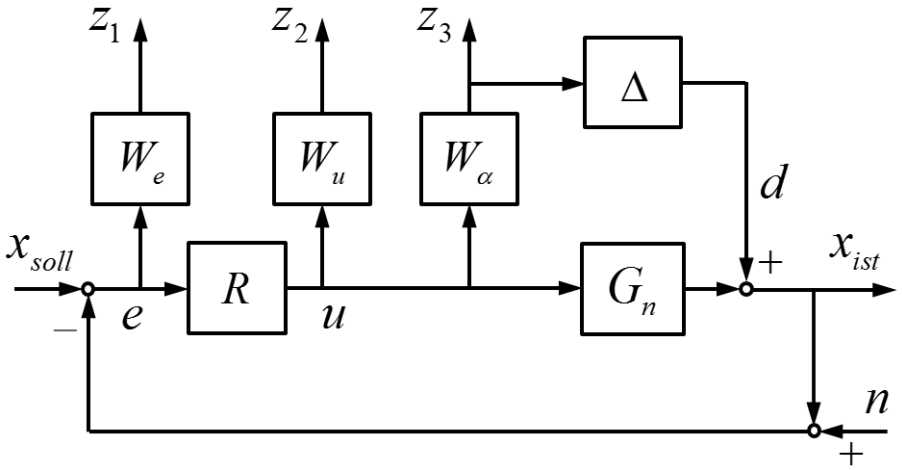


Abbildung 2.7: Regelkreis mit Gewichtsfunktionen

Der normierte Wert $\|\Delta\| \leq 1$ beschreibt die Veränderung der Regelstrecke. Die Gewichtsfunktion W_α beschreibt die Ungenauigkeit des Modells, deren Übertragungsfunktion durch ein Neuro-Fuzzy-Inferenzsystem messtechnisch bestimmt werden kann (Akmeliawati et al. 2012). W_e ist eine Gewichtsfunktion mit Tiefpassverhalten. Ihr Kehrwert beschränkt den maximalen Singulärwert von S. W_u ist normalerweise eine Konstante oder eine hochpassförmige Funktion. Ihr Kehrwert beschränkt den maximalen Wert der Stellgröße.

Nach der Definition der Gewichtsfunktionen kann der Entwurf des H_∞-Reglers als ein Optimierungsproblem unter der Zwangsbedingung

$$\left\| \begin{bmatrix} W_e \cdot S \\ W_u \cdot R \cdot S \\ W_\alpha \cdot T \end{bmatrix} \right\|_\infty \leq 1 \tag{2.1.19}$$

betrachtet werden. Die Lösung von diesem Optimierungsproblem kann durch die Riccati-Gleichung berechnet werden. Der Algorithmus wird hier nicht vorgestellt, da er schon häufig in kommerzieller Software implementiert wurde (MathWorks 2017).

Verglichen mit der PPI-Regelung kann die H_∞-Regelung die Lageregelbandbreite um ca. 50% erhöhen (Sepasi et al. 2012). In Allgemeinen bietet dieser

Ansatz eine sichergestellte Robustheit des synthetisierten Systems. Er zeigt sich als ein gutes alternatives Regelverfahren für Vorschubachsen mit LDA, da das Modell der Regelstrecke im Vergleich zu KGT deutlich einfacher ist. Ein wesentlicher Nachteil des Ansatzes ist ein großes Maß an Expertenwissen für den Entwurf des Reglers und die Wahl der Gewichtsfunktionen.

2.2 Erweiterung der Kaskadenregelung

Die in diesem Abschnitt vorgestellten Regelansätze basieren auf der konventionellen Kaskadenregelung. Mit der kaskadierten Regelstruktur wurde entweder der Regelkreis erweitert oder der zusätzliche Aktor hinzufügt, um die mechanischen Eigenfrequenzen zu bedämpfen.

2.2.1 Advanced Position Control (APC)

Die Firma Siemens bedämpft die mechanischen Eigenschwingungen durch die Modifikation der Eingangsgröße des Drehzahlreglers (Künzel et al. 2003). Dieses Verfahren wird als Advanced Position Control (APC) bezeichnet (Rebafka 2008). Abbildung 2.8 zeigt die Regelstruktur des Ansatzes. Die PPI-Kaskadenregelung wird durch die zusätzlichen Rückführungen der gefilterten Lagegeschwindigkeit erweitert.

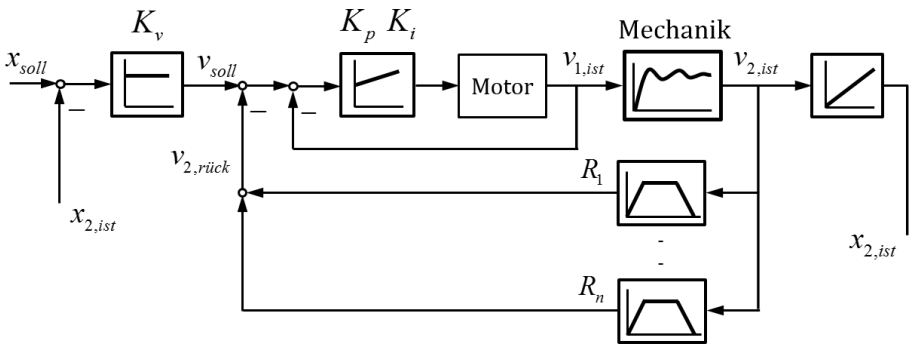


Abbildung 2.8: Regelstruktur von APC (Künzel et al. 2003)

In Abbildung 2.9 ist die Funktionsfähigkeit des Verfahrens mit einem Rückführungsglied dargestellt. Die blaue Kurve zeigt den Führungsfrequenzgang der

Lagegeschwindigkeit mit einem standardisiert eingestellten Drehzahlregler. Das System weist eine Amplitudenüberhöhung bei 40 Hz auf. Das Rückführungsglied wirkt wie ein Bandpassfilter mit Durchlass im Bereich der Eigenfrequenz, dessen dynamisches Verhalten die rote Kurve beschreibt. Auf diese Weise wird die unerwünschte Amplitudenüberhöhung deutlich bedämpft (grüne Kurve) und damit die Amplitudenreserve des offenen Lageregelkreises erhöht. Die kritische Frequenz bei -90° bleibt konstant. Weitere mechanische Resonanzen werden ebenso behandelt.

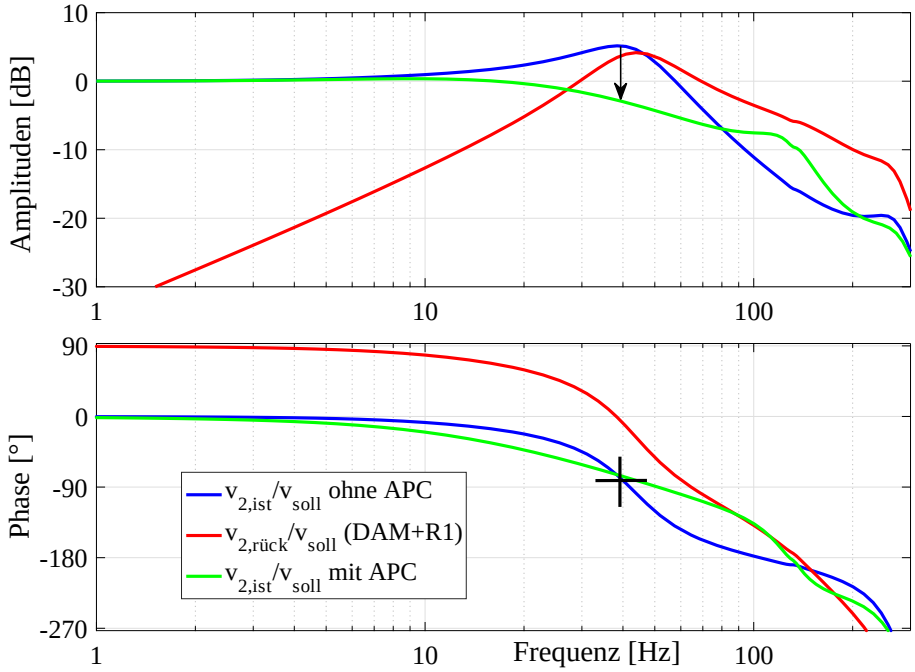


Abbildung 2.9: Funktionsweise des APC-Ansatzes

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass sich mithilfe des APC-Ansatzes der K_v-Faktor bzw. die Lageregelbandbreite verdoppeln lässt. Nachteilig bei diesem Verfahren ist jedoch die genaue Abstimmung der Filterstrukturen auf die Eigenfrequenz des mechanischen Systems, was die erhöhte Sensitivität dieses Ansatzes gegenüber Parameterschwankung erklärt.

2.2.2 Kaskadenregelung mit Ferraris-Sensor

Pritschow und Lehner könnten die Bandbreite des Vorschubsystems durch den Einsatz eines Geschwindigkeitsregelkreises für die Mechanik unter der Erfassung der abtriebsseitigen Lagebeschleunigung erhöhen (Pritschow 2003; Lehner und Garber 2001; Pritschow, Eppler et al. 2003; Lehner 2005). Abbildung 2.10 zeigt die Regelstruktur des Ansatzes. Die PPI-Kaskadenregelung wird durch den zusätzlichen Geschwindigkeitsregelkreis mit einem phasendrehenden Glied (Glied 1) erweitert. Da die gemessene Geschwindigkeit bei der Phasenrückdrehung differenziert werden muss, sind die Anforderungen an die Güte des Geschwindigkeitssignals außerordentlich hoch. Insbesondere das Quantisierungsrauschen bei der Differentiation der Geschwindigkeit führt in der Regel zu unerwünschten Effekten, weswegen im vorliegenden Fall das Verfahren auf Basis der gemessenen Tischbeschleunigung nach dem Ferrarisprinzip umgesetzt wurde.

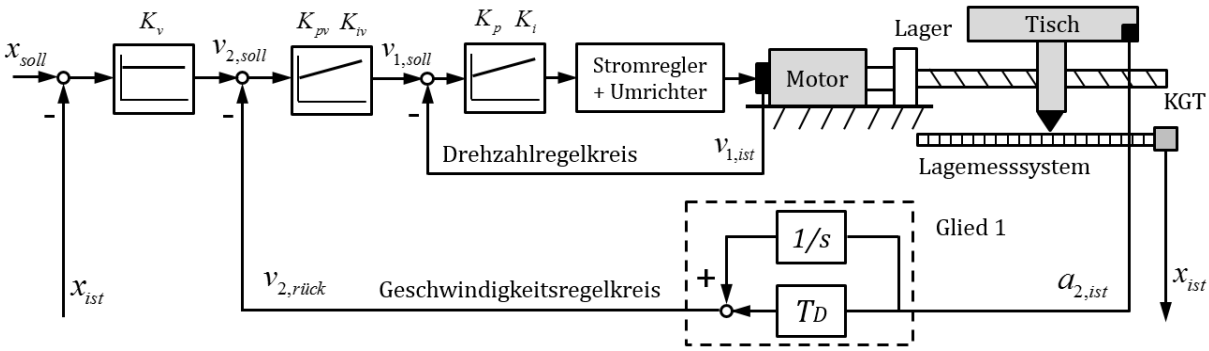


Abbildung 2.10: Regelstruktur des Verfahrens mit Ferraris-Sensor (Pritschow 2003)

Die in Abbildung 2.11 dargestellten Frequenzgänge zeigen die simulierte Funktionsfähigkeit des Ansatzes. Der Führungsfrequenzgang der Lagegeschwindigkeit dreht die Phase über den mechanischen Resonanzpunkt ω_M um -180° (blaue Kurve). Um die Bandbreitenreserve $\omega_A - \omega_M$ zum Motorsystem, dessen Eckfrequenz ω_A deutlich höher als ω_M ist, nutzen zu können, muss oberhalb des Resonanzpunkts ω_M eine Phasenrückdrehung um +90° erfolgen. Diese Phasenrückdrehung erfolgt durch das phasendrehende Glied (Glied 1) mit der Einstellung $\omega_M = 1/T_D$. Die Reihenschaltung vom Drehzahlregelkreis und der Mechanik mit dem Glied 1 führt im Frequenzgang zwischen $v_{1,soll}$ und $v_{2,rück}$ zu einem

Abfall von -20 dB/Dekade obenhalb von ω_M (rote Kurve). Auf diese Weise wird in der Summe die Phase von -180° auf -90° gedreht.

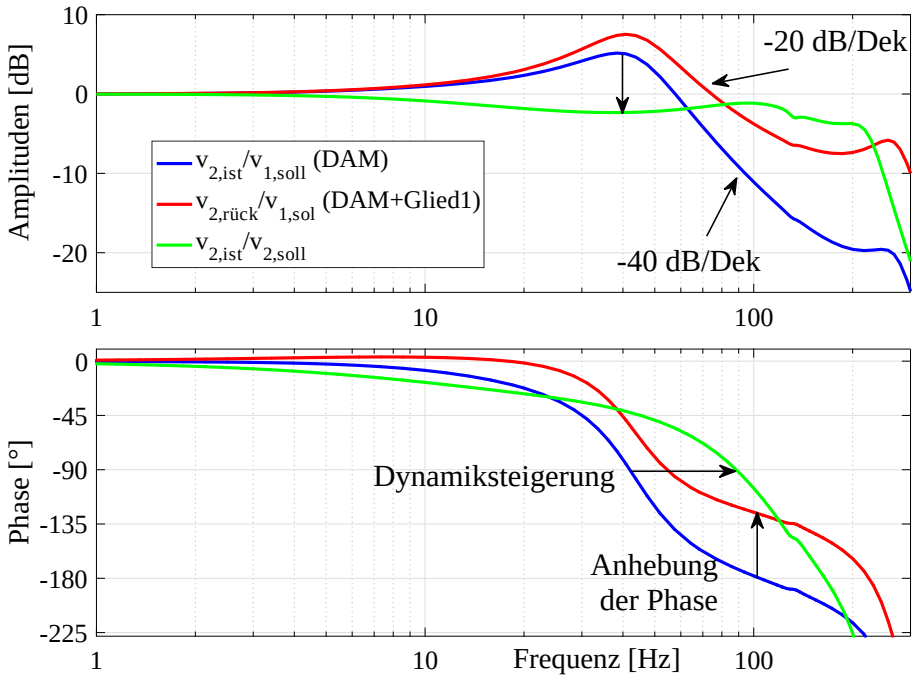


Abbildung 2.11: Funktionsweise des Regelverfahrens mit Ferraris-Sensor, DAM: Drehzahlgeregelter Antrieb samt angekoppelter schwingungsfähiger Mechanik

Prinzipiell hat dieser Ansatz eine ähnliche Auswirkung wie das APC-Verfahren, da das phasendrehende Glied mit Berücksichtigung der Bandbreite des Ferraris-Sensors als ein Bandpassfilter betrachtet werden kann. Allerdings liegt ein zusätzlicher Geschwindigkeitsregler vor, der neben der Dämpfung der Resonanz auch die kritische Frequenz bei -90° erhöhen kann, siehe Abbildung 2.11 (grüne Kurve).

Zusammen mit der Dämpfung der Resonanz und der Erhöhung der kritischen Frequenz kann der K_v-Faktor verglichen mit dem konventionellen PPI-Verfahren um den Faktor 3 erhöht werden. Zu den Nachteilen dieses Verfahrens zählen zum einen der Aufwand für die hochaufgelöste und rauscharme Erfassung der Beschleunigung, was insbesondere im Bereich der Bandbreite von steifen Vorschubantrieben eine besondere Herausforderung darstellt. Zum anderen weist es eine mangelnde Robustheit gegenüber Parameterschwankungen auf.

2.2.3 Kaskadenregelung mit semiaktivem Dämpfer

Frey und Verl könnten die Dynamik von Vorschubantrieben durch den Einsatz eines semiaktiven Dämpfers zwischen dem Maschinenbett und dem Maschinentisch erhöhen (Frey, Hafla et al. 2011; Frey 2011; Verl und Frey 2012; Frey, Groh et al. 2013; Frey 2014). Die Grundidee des Ansatzes ist in Abbildung 2.12 dargestellt. Die Struktur der Regelkaskade bleibt dabei weitgehend unverändert. Der Vorschubantrieb wird um einen geregelten Aktor erweitert, welcher eine definierte Reibkraft F_d zwischen dem Maschinentisch und dem Maschinenbett einbringt.

$$F_d = \begin{cases} K_d \cdot \ sgn(v_2)(|v_2| - |v_1|) & |v_2| - |v_1| > 0 \\ 0 & |v_2| - |v_1| \leq 0 \end{cases} \tag{2.2.1}$$

Die bedarfsgerechte Ansteuerung des Aktors erfolgt durch eine Erweiterung der Kaskadenregelung um einen Vergleich von Motorgeschwindigkeit v_1 und Tischgeschwindigkeit v_2. Auf diese Weise lässt sich die Amplitudenüberhöhung der axialen Eigenschwingung bedämpfen und damit eine Erhöhung des K_v-Faktors bzw. eine Verbesserung des Regelverhaltens erzielen. Der von Matsubara et. al präsentierte Regelansatz basiert auf dem ähnlichen Prinzip, wobei der Dämpfer auf die lineare Führung integriert und durch einen Sliding-Mode-Regler geregelt wird (Matsubara et al. 2004).

Dieser Ansatz weist eine hohe Robustheit auf, da sich die zusätzliche Bremse (Dämpfer) unabhängig von der Resonanzstelle immer positiv auf die Systemstabilität auswirkt. Mit dem semiaktiven Dämpfer kann der K_v-Faktor verdoppelt werden. Ein Nachteil des Verfahrens sind die Kosten für einen zusätzlichen Dämpfungsaktor, dessen Bandbreite prinzipbedingt größer sein muss als die der zu dämpfenden Eigenfrequenz.

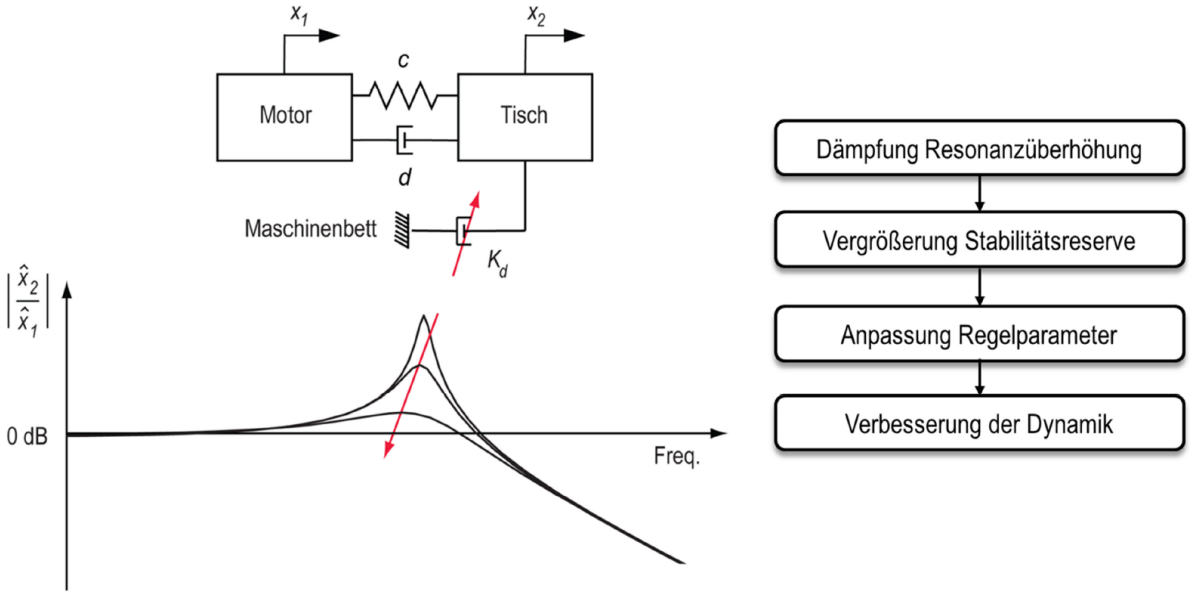


Abbildung 2.12: Schematische Darstellung des Funktionsprinzips nach (Frey 2014)

2.3 Konstruktive Lösung für die Erhöhung der Bandbreite

Neben der Dämpfung der mechanischen Eigenfrequenz durch die regelungstechnischen oder aktorischen Ansätze, wird im Folgenden ein konstruktiver Ansatz für die Erhöhung der Lageregelbandbreite vorgestellt.

Um die erste mechanische Eigenfrequenz und damit den K_v-Faktor (siehe Abbildung 2.2) zu erhöhen, liegt der Fokus bisher auf einer möglichst steifen Konstruktion der Antriebsachse. Die Steifigkeit heutiger Axiallager und Kugelrollspindeln mit keramischen Kugeln ist schon sehr hoch. Das Potential die Steifigkeit weiter zu erhöhen ist aufgrund der beschränkten Materialsteifigkeit und Fertigungsrestriktionen gering. Pritschow und Croon modifizierten den Aufbau in die entgegengesetzte Richtung durch ein gedämpftes nachgiebiges Axiallager (Pritschow 2006b; Pritschow 2008; Pritschow und Croon 2013). Das Prinzip des Ansatzes ist in Abbildung 2.13 dargestellt.

Die Auswirkung des Ansatzes kann in Abbildung 2.14 betrachtet werden. Die blaue Kurve zeigt die Frequenzgang der Vorschubmechanik mit einem konventionellen Festlager. Wird das Festlager durch das nachgiebige Lager ersetzt, ver-

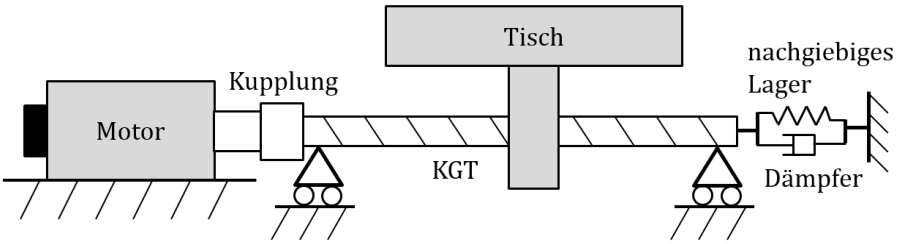


Abbildung 2.13: Auslegung des Vorschubantriebs mit nachgiebigem Lager (Pritschow 2006b)

schieben sich die erste Eigenfrequenz und der Tilger des mechanischen Systems in den niederen Frequenzbereich (rote Kurve). Um ein günstiges Regelverhalten zu erzielen, wird der Amplituden- und Phasenverlauf, welcher sich im niedrigen Frequenzbereich ergibt, im nächsten Schritt durch den Einsatz eines starken Dämpfers am Ende der Kugelrollspindel entsprechend geglättet (grüne Kurve).

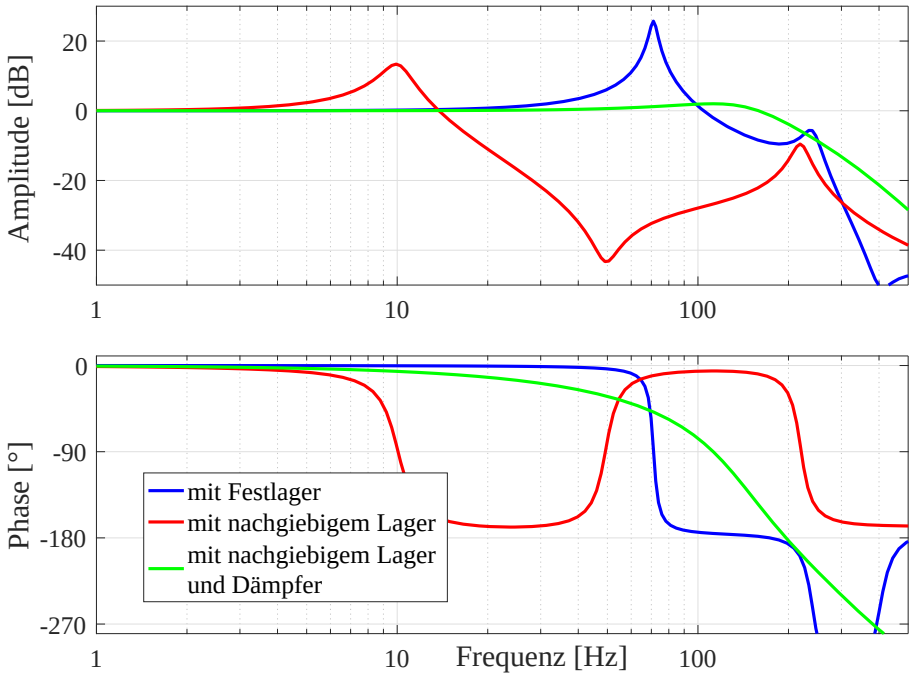


Abbildung 2.14: Simulierte Mechanikfrequenzgänge mit unterschiedlichen Lagerkonzepten

Dieser konstruktive Ansatz verändert die Eigenschaften der Vorschubmechanik. Die Lageregelbandbreite kann damit um Faktor 4-5 erhöht werden, da der K_v-Faktor nicht mehr durch die erste axiale Eigenfrequenz begrenzt ist. Der Ansatz hat eine gute Robustheit, da die Schwankungen der Mechanik nur einen

geringen Einfluss auf die grüne Kurve mit nachgiebigen Lager und Dämpfer haben. Ein wesentlicher Nachteil des Verfahrens ist derzeit noch die Gestaltung eines preisgünstigen, starken und hysteresefreien Dämpfers mit hoher Bandbreite, der sich auf hydraulischer Basis derzeit nur mit einer Bandbreite bis zu 20 Hz realisieren lässt. Dagegen liegen mechanische Eigenfrequenzen von Vorschubantrieben bei 50-100 Hz.

2.4 Zusammenfassende Bewertung

In den vorangegangenen Abschnitten wurden aus dem Stand der Technik und Forschung bekannte Regelansätze zur Verbesserung des dynamischen Verhaltens von Vorschubsystemen vorgestellt. Tabelle 2.1 zeigt entsprechend der vorgenommenen Einteilung eine Bewertung der unterschiedlichen Ansätze. Der Vergleich basiert auf Beschreibungen in den zugehörigen Veröffentlichungen sowie simulativen Reproduktionen und Untersuchungen. Das in der Industrie weiterverbreitete PPI-Verfahren wird als Bezug des Vergleichs herangezogen.

Die Leistungsfähigkeit regelungstechnischen Ansätze (inkl. APC und Kaskadenregelung mit Ferraris-Sensor) wurde in zahlreichen Forschungen nachgewiesen. All diese Verfahren verwenden die Tischgeschwindigkeit, um die Vorschubdynamik zu erhöhen. Ungeachtet der hohen Lageregelbandbreite, konnten sich kaum ein Verfahren in der Industrie durchsetzen. Die wesentlichen Gründe hierfür sind die hohe Komplexität der Regelungsstrukturen, der Aufwand für die Erfassung der Beschleunigung und insbesondere mangelnde Robustheit gegenüber veränderlichen Betriebsbedingungen. Sich im Bearbeitungsprozess ändernde Tischmassen, Positionabhängige Steifigkeitsänderungen und Verschleiß haben einen nennenswerten Einfluss auf die Regelstrecke und damit auf die Wirksamkeit regelungstechnischen Maßnahmen.

Für den aktorischen Ansatz mit semiaktivem Dämpfer und den konstruktiven Ansatz mit nachgiebigem Lager wurden die Erhöhung der Lageregelbandbreite sowie die hohe Robustheit nachgewiesen. Der begrenzende Faktor ist dabei der Aufwand für die Modifikation der Vorschubmechanik. Die zusätzlichen Kosten

	Hohe Vorschubdynamik	Hohe Robustheit	Geringer Hardwareaufwand	Einfache Parametrierung
PPI als Referenz	○	●	●	●
PPC	●	○	●	◔
SMC	◑	◔	●	◔
H_∞	◔	◕	●	○
APC	◑	◔	●	◑
Ferraris-Sensor	◕	○	◑	◑
Semiaktiver Dämpfer	◑	●	◑	◕
Nachgiebiges Lager	●	●	○	●

●Kriterium erfüllt ○Kriterium nicht erfüllt

Tabelle 2.1: Vergleich bekannter Regelansätze für Vorschubantriebe mit KGT

für den Aufbau der zusätzlichen Aktoren bzw. starken Dämpfer verhindern den Einsatz der Verfahren in der Industrie.

3 Zielsetzung und Vorgehensweise

Wie aus dem Stand der Forschung und Technik hervorgeht, wurden mit den steigenden Anforderungen unterschiedliche Ansätze zur Erhöhung der Bandbreite von Vorschubsystemen entwickelt. Aufgrund der mangelnden Robustheit oder des hohen Hardwareaufwands konnten sich die bisher entwickelte Maßnahmen trotz des zum Teil hohen Verbesserungspotentials im industriellen Umfeld nicht durchsetzen. Der Standard-Kaskadenregler blieb seit den 70er Jahren mit dem Aufkommen von dynamischen Leistungstransistoren für den Drehzahlregler dominant. Dessen Bandbreite war seitdem gegenüber der Mechanik deutlich höher und damit blieb die Mechanik die bestimmende Größe für die Bandbreite des Lagereglers.

Vor dem Hintergrund wachsender Anforderungen besteht nach wie vor ein Bedürfnis zur Verbesserung der dynamischen Eigenschaften von Vorschubsystemen, jedoch messen sich neue Verfahren stets am Aufwand und der Robustheit eines Kaskaden-Standardverfahrens. Nur wenn es gelingt, eine deutliche Verbesserung in der Bandbreite bei sonst gleichen Eigenschaften der bewährten Technik zu erreichen, besteht eine Wahrscheinlichkeit für einen industriellen Einsatz.

Diese Randbedingung gab die Motivation, im Rahmen der vorliegenden Arbeit nach neuen Konzepten zur Dämpfung der Resonanzüberhöhung der Mechanik zu suchen und basierend darauf neue Regelverfahren für die Erhöhung der Bandbreite von Antrieben mit Kugelrollspindeln unter Verwendung der Lagegeschwindigkeit abzuleiten. Die neuen untersuchten Regelverfahren sind in die Gruppe der regelungstechnischen Ansätze mit kaskadierter Regelungsstruktur einzuordnen und versprechen ein erhebliches Verbesserungspotential an Bandbreite bei nur geringem Mehraufwand und guter Robustheit.

Der Ausgangspunkt des ersten Dämpfungskonzepts ist die Verwendung der Differenz der an- und abtriebsseitigen erfassten Geschwindigkeiten (Sun, Zahn et al. 2017). Die Geschwindigkeitsdifferenz wird direkt zum Drehzahlregelkreis zurückgeführt. Auf einen zusätzlichen Aktor wird hierbei verzichtet. Die Dämpfung der mechanischen Eigenschwingung erfolgt in diesem Fall durch die Veränderung der Stellgröße des Drehzahlreglers.

Der Ausgangspunkt des zweiten Dämpfungskonzepts ist die Kopplung der Vorschubmechanik mit einem schwach verstärkenden Drehzahlregelkreis (Sun, Pritschow et al. 2016). Die mechanischen Eigenschwingungen werden durch den schwach geregelten Motor bedämpft. Damit kann die Bandbreite der Vorschubachse entweder durch einen zusätzlichen überlagerten PI-Geschwindigkeitsregler mit der Rückführung der Tischgeschwindigkeit oder durch einen PD-Lageregler erhöht werden.

Die entwickelten Dämpfungskonzepte und Regelverfahren für Vorschubsysteme mit Kugelrollspindeln werden in den folgenden Kapiteln erarbeitet und umgesetzt. In Kapitel 4 wird das erste Regelkonzept mit Rückführung der Geschwindigkeitsdifferenz entwickelt und seine Funktionsfähigkeit simulativ untersucht. Dabei wird auch ein detailliertes mechanisches Modell für die Simulation vorgestellt. Das zweite Dämpfungskonzept mit schwach eingestelltem Drehzahlregler wird in Kapitel 5 vorgestellt. Basierend darauf werden zwei Regelverfahren entwickelt. Ihre theoretischen Grundlagen und Funktionsweisen werden in diesem Kapitel beschrieben.

Anschließend erfolgt in Kapitel 6 die messtechnische Verifikation der Verfahren an einem Versuchsstand mit Kugelgewindetrieb. Hiermit wird das Führungs- und Störverhalten sowie die Systemrobustheit aller drei Regelverfahren im Frequenz- und Zeitbereich gezeigt. Anschließend erfolgt eine Bewertung der Verfahren im Vergleich zum Standard-Kaskaden Verfahren, um eine Einschätzung für einen industriellen Einsatz abzuleiten, wobei der Mehraufwand sowie die geringere Robustheit gegen den Gewinn an Bandbreite (K_v-Faktor) als Maßstab benutzt wird. Die Zusammenfassung sowie ein Ausblick in Kapitel 7 schließt die Arbeit ab.

4 Dämpfung der Eigenfrequenz durch Rückführung der Geschwindigkeitsdifferenz

In diesem Kapitel wird das erste Dämpfungskonzept sowie das darauf basierende PPI-R-Regelverfahren vorgestellt. Das Verfahren bedämpft die lineare Eigenschwingung des Tischs unter Verwendung der Differenz zwischen der Motorgeschwindigkeit und der Tischgeschwindigkeit. Anders als beim Verfahren mit semiaktivem Dämpfer wird die Geschwindigkeitsdifferenz direkt zum Drehzahlregelkreis zurückgeführt. Die Grundidee des Verfahrens wird im Abschnitt 4.1 erklärt und analysiert. Die Analyse erfolgt anhand eines allgemeingültigen vereinfachten Mechanikmodells mit einem Zwei-Massen-Schwinger. Die Stabilitätsbedingung des Konzepts wird im Abschnitt 4.2 durch die zweite Methode von Lyapunov untersucht. Ein verfeinertes Mechanikmodell wird in Abschnitt 4.3 vorgestellt und verifiziert. Mit diesem Modell wird die Funktionsfähigkeit des Verfahrens im idealen Fall validiert. Die Simulationsergebnisse werden im Abschnitt 4.4 vorgestellt.

4.1 Theoretische Analyse

Die Bewegung des Tischs entlang der Vorschubrichtung kann in zwei Bewegungsanteile zerlegt werden, einerseits in die vorgegebene Vorschubbewegung, welche sich aus den vorgegebenen Sollwerten ergibt, und andererseits in überlagerte unerwünschte Schwingungen, die durch die mechanische Nachgiebigkeit hervorgerufen werden. Wie im Stand der Technik vorgestellt, spielt die erste mechanische Eigenschwingung in der axialen Richtung eine entscheidende Rolle für

die Lageregelbandbreite. Beim ersten vorgestellten Verfahren wird die Differenz zwischen Motor- und Tischgeschwindigkeit als Schwingung des Tischs betrachtet. Sie wird nach der Verstärkung K_R zum Drehzahlregelkreis zurückgeführt. Das Regelverfahren wird im Folgenden mit PPI-R abgekürzt.

Abbildung 4.1 zeigt die Regelstruktur des PPI-R-Verfahrens. Das dargestellte Zwei-Massen-Modell entspricht dem in Abschnitt 2.1 vorgestellten. Die stets vorhandene Reibung gegenüber dem Inertialsystem (Reibung in Lagern und Führungen) wird vernachlässigt. Da Reibkräfte immer gegen Bewegungen wirken, führen die Reibungen in der Praxis zu einem zusätzlichen Dämpfungseffekt, der im Allgemeinen die Amplitude der Eigenschwingungen mindert. Deswegen sollten Regelverfahren, die ohne Berücksichtigung von Reibungen entwickelt werden, in der Praxis eine höhere Stabilitätsreserve aufweisen.

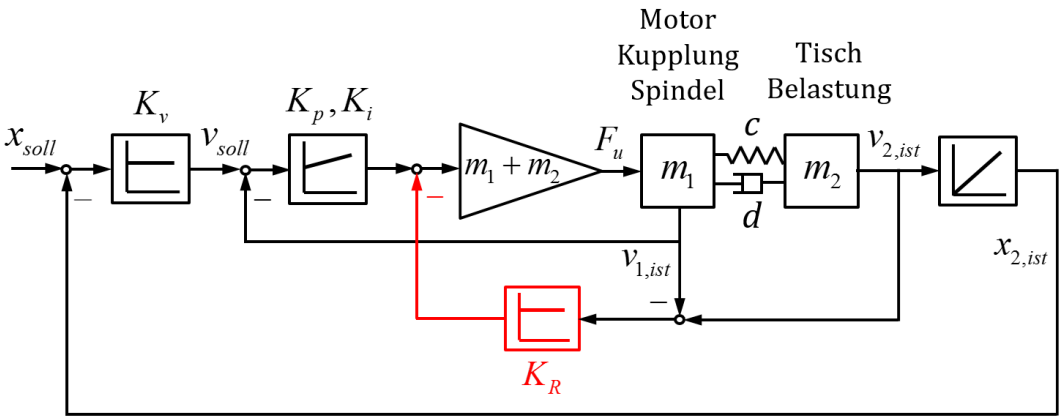


Abbildung 4.1: Blockschaltbild von PPI-R-Verfahren, PPI-Struktur mit zusätzlicher Rückführung

Die theoretische Analyse wird mit der Übertragungsfunktion der innenliegenden Mechanik angefangen. Für den rückwirkungsfreien Zwei-Massen-Schwinger lassen sich folgende Gleichgewichtsgleichungen aufstellen:

$$m_1\ddot{x}_{1,ist} = (x_{2,ist} - x_{1,ist}) \cdot c + (\dot{x}_{2,ist} - \dot{x}_{1,ist}) \cdot d + F_u \tag{4.1.1}$$

$$m_2\ddot{x}_{2,ist} = (x_{1,ist} - x_{2,ist}) \cdot c + (\dot{x}_{1,ist} - \dot{x}_{2,ist}) \cdot d \tag{4.1.2}$$

Nach der Laplace-Transformation ergibt sich die Übertragungsfunktion von einwirkender Motorkraft F_u zu der sich am Abtrieb einstellenden Tischgeschwin-

digkeit $v_{2,ist}$ damit zu:

$$\frac{v_{2,ist}}{F_u} = \frac{1}{(m_1 + m_2)\, s} \cdot \frac{ds + c}{\frac{m_1 m_2}{m_1 + m_2} s^2 + ds + c} \tag{4.1.3}$$

Der erste Multiplikator der Gleichung 4.1.3 beschreibt den Beschleunigungsvorgang des mechanischen Systems als eines starren Körpers nach zweitem Newton´schem Gesetz. Der zweite Multiplikator beschreibt die Schwingung der Massen gegeneinander.

Im nächsten Schritt wird die Mechanik in den Drehzahlregelkreis eingeschlossen. Wie in Abbildung 2.1 gezeigt wird die antriebsseitige Istgeschwindigkeit beim Standardverfahren zu dem Drehzahlregler zurückgeführt, so dass der Frequenzgang des mechanischen Antriebsstangs außerhalb der Regelstrecke des Drehzahlreglers liegt. Die mechanische Eigenschwingung wirkt in diesem Fall als rückwirkender Tilger, der keinen Einfluss auf die Systemstabilität hat.

Um die Herleitung und Analyse der Führungseigenschaften zu vereinfachen, wird der I-Anteil des Drehzahlreglers im Folgenden vernachlässigt ($K_i = 0$). Zusammen mit dem Drehzahlregler und der zusätzlichen Rückführung der Geschwindigkeitsdifferenz ergibt sich der Sollwert der einwirkenden Motorkraft:

$$F_u = \left[(v_{soll} - v_{1,ist})\, K_p - (v_{2,ist} - v_{1,ist})\, K_R \right] (m_1 + m_2) \tag{4.1.4}$$

Die Führungseigenschaft der Tischgeschwindigkeit, nämlich von v_{soll} zu $v_{2,ist}$, wird abgeleitet, da sie direkt den K_v-Faktor des Lageregelkreises beeinflusst. Wird die Gleichung (4.1.4) in der Gleichung (4.1.3) eingesetzt, ergibt sich die Übertragungsfunktion zwischen Sollgeschwindigkeit und der abtriebsseitigen Tischgeschwindigkeit wie folgt:

$$\frac{v_{2,ist}}{v_{soll}} = \frac{ds + c}{\frac{m_1 m_2}{(m_1 + m_2)\, K_p} s^3 + \left[\frac{d}{K_p} + m_2 \left(1 - \frac{K_R}{K_p} \right) \right] s^2 + \left(\frac{c}{K_p} + d \right) s + c} \tag{4.1.5}$$

Der Verstärkungsfaktor K_p des Drehzahlreglers soll bei dem Standardverfahren hoch eingestellt werden, um eine ausreichende Störsteifigkeit zu erzielen. In diesem Fall kann die Übertragungsgleichung (4.1.5) wie folgt angenähert werden:

$$\frac{v_{2,ist}}{v_{soll}} \approx \frac{1}{\frac{m_2}{c}\left(1-\frac{K_R}{K_p}\right)s^2+\frac{1}{K_p}s+1} \cdot \frac{ds+c}{\frac{m_1 c}{(m_1+m_2)(K_p-K_R)}s+c} \tag{4.1.6}$$

Die Approximation (4.1.6) basiert auf der Annahme, dass die euklidische Norm der Polstellen des ersten Multiplikators stets kleiner ist als die des zweiten Multiplikators. Damit ist der zweite Multiplikator im niedrigen Frequenzbereich von untergeordneter Bedeutung.

Das Standardverfahren hat keine Rückführung der Geschwindigkeitsdifferenz. Um die Ableitung und die Approximation zu überprüfen, wird der Verstärkungsfaktor K_R zuerst zu Null gesetzt ($K_R = 0$). In diesem Fall ergeben sich die Eckfrequenzen beider Multiplikatoren und der Dämpfungsgrad ζ des ersten Multiplikators wie folgt:

$$\omega_{1,2} = \sqrt{\frac{c}{m_2}} \tag{4.1.7}$$

$$\zeta_{1,2} = \frac{1}{2K_p}\sqrt{\frac{c}{m_2}} \tag{4.1.8}$$

$$\omega_3 = K_p\left(1+\frac{m_2}{m_1}\right) \tag{4.1.9}$$

Der erste Multiplikator der Gleichung (4.1.6) beschreibt ein mechanisches PT2-Glied mit der Resonanzfrequenz $\omega_{1,2}$. Der zweite Multiplikator beschreibt die Bandbreite des Antriebs $\omega_A = \omega_3$. Da die Eckfrequenz ω_3 wegen des hoch eingestellten K_p-Faktors einen vergleichsweise hohen Wert erreicht, wird die Eckfrequenz des Führungsverhaltens der Tischgeschwindigkeit, wie die Literatur (Groß et al. 2006; Pritschow 2006a) belegt, durch die mechanische Eigenfrequenz $\omega_{1,2}$ dominiert.

Beim PPI-R-Verfahren wird der Verstärkungsfaktor K_R mit einem positiven Wert eingestellt. Damit kann die Eckfrequenz und die Dämpfungsgrad des ersten Multiplikators der Gleichung (4.1.6) wie folgt berechnet werden.

$$\omega_{1,2} = \sqrt{\frac{c}{m_2} \cdot \frac{K_p}{K_p - K_R}} \tag{4.1.10}$$

$$\zeta_{1,2} = \frac{1}{2K_p}\sqrt{\frac{c}{m_2} \cdot \frac{K_p}{K_p - K_R}} \tag{4.1.11}$$

Wie in den Gleichungen (4.1.10) und (4.1.11) erkennbar ist, erhöht der Einsatz der Rückführung der Geschwindigkeitsdifferenz sowohl die Eckfrequenz als auch den Dämpfungsgrad um den Faktor $\sqrt{K_p/\left(K_p - K_R\right)}$. Bei der praktischen Anwendung wird ein schwingungsfreies Führungsverhalten gefordert, d.h. es muss $\zeta_{1,2} \geq 1/\sqrt{2}$ gelten. Mit dieser Bedingung kann die Untergrenze der Rückführungsverstärkung wie folgt berechnet werden:

$$K_{R,min} \geq K_p - \frac{c}{m_2} \cdot \frac{1}{2K_p} \tag{4.1.12}$$

4.2 Stabilitätsbedingung des PPI-R-Verfahrens

Durch die Rückführung der Geschwindigkeitsdifferenz kann die Vorschubdynamik verbessert werden. Allerdings darf die Rückführungsverstärkung K_R nicht beliebig hoch eingestellt werden. In diesem Abschnitt wird die Grenze der Rückführungsverstärkung durch die zweite Methode von Lyapunov untersucht. Da die Struktur von Lageregelkreis keinen Unterschied zwischen dem PPI-R-Verfahren und dem konventionellen PPI-Verfahren hat, siehe Abbildung 4.1, wird hier nur die Regelstrecke des Lagereglers berücksichtigt.

Nach Einführung der Zustandsgrößen $y_1 = x_{1,ist}$, $y_2 = x_{2,ist} - x_{1,ist}$ sowie deren Ableitungen $y_3 = v_{1,ist}$, $y_4 = v_{2,ist} - v_{1,ist}$ können die Gleichgewichtsgleichungen des geschlossenen Drehzahlregelkreises mit der Mechanik wie folgt

aufstellt werden:

$$\dot{y}_3 = \frac{c}{m_1} y_2 - \frac{m_1 + m_2}{m_1} K_p y_3 + \frac{d - (m_1 + m_2) K_R}{m_1} y_4 \tag{4.2.1}$$

$$\dot{y}_4 = -\left(\frac{c}{m_1} + \frac{c}{m_2}\right) y_2 + \frac{m_1 + m_2}{m_1} K_p y_3 - \left(\frac{d - (m_1 + m_2) K_R}{m_1} + \frac{d}{m_2}\right) y_4 \tag{4.2.2}$$

Beide Gleichungen sind keine Funktion von y_1. Dies bedeutet, dass der Gleichgewichtszustand des nur drehzahlgeregelten Systems unabhängig von der Position des Tischs ist. Im Zustandsraum kann das System mit drei unabhängigen Zustandsgrößen beschrieben werden.

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_2 \\ \dot{y}_3 \\ \dot{y}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ \frac{c}{m_1} & -\frac{m_1 + m_2}{m_1} K_p & \frac{d - (m_1 + m_2) K_R}{m_1} \\ -\frac{c}{m_1} - \frac{c}{m_2} & \frac{m_1 + m_2}{m_1} K_p & \frac{(m_1 + m_2) K_R - d}{m_1} - \frac{d}{m_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{bmatrix} \tag{4.2.3}$$

Das System hat eine invariante Menge $I = \left\{ y \in \mathbf{R}^3 \,|\, y_2 = y_3 = y_4 = 0 \right\}$. Für diese soll im Folgenden bewiesen werden, dass es sich um eine asymptotisch stabile Ruhelage handelt. Die invariante Menge zeigt den Zustand, in welchem es keine relative Bewegung zwischen beiden Massen und dem Sollwert gibt.

Die Summe aus kinetischer und potentieller Energie wird als Lyapunov-Funktion V formuliert:

$$V = \frac{1}{2} m_1 y_3^2 + \frac{1}{2} m_2 \left(y_3 + y_4\right)^2 + \frac{1}{2} c y_2^2. \tag{4.2.4}$$

Diese ist außerhalb der invarianten Menge, wo die Lyapunov-Funktion gleich Null ist, offensichtlich stets größer als Null. Im nächsten Schritt wird die zeitliche Ableitung von V bestimmt.

$$\dot{V} = m_1 \cdot y_3 \dot{y}_3 + m_2 \left(y_3 + y_4\right) \left(\dot{y}_3 + \dot{y}_4\right) - c \cdot y_2 y_4 \tag{4.2.5}$$

Werden die Gleichungen (4.2.1) und (4.2.2) eingesetzt, ergibt sich:

$$\dot{V} = -\left(m_1 + m_2\right) K_p \cdot y_3^2 - \left(m_1 + m_2\right) K_R \cdot y_3 y_4 - d \cdot y_4^2. \tag{4.2.6}$$

Wenn die Ableitung von V stets negativ ist, ist die Ruhelage asymptotisch stabil. Angenommen, dass alle Regelverstärkungen und die Dämpfung positiv sind, dann kann die Stabilitätsbedingung des PPI-R-Verfahrens bzw. die Obergrenze der Rückführungsverstärkung K_R nach Gleichung (4.2.6) wie folgt berechnet werden:

$$K_{R,max} < 2 \cdot \sqrt{\frac{K_p d}{m_1 + m_2}} \tag{4.2.7}$$

4.3 Detailliertes Modell für simulative Validierung

Um Funktionsfähigkeit des entwickelten Regelverfahrens simulativ zu validieren, wurde die Regelstrecke in Form eines detaillierten linearen Modells abgebildet. Der Begriff Regelstrecke umfasst dabei alle im Kraftfluss zwischen dem Ausgang des Reglers und dem Maschinentisch befindlichen Bauteile. Neben dem Kugelgewindetrieb sind dies: Stromgeregelter Motor, Kupplung, Lager, etc. Die Simulationen im Rahmen dieser Arbeit orientieren sich an dem in (Pritschow 2007; Frey, Dadalau et al. 2012) vorgestellten mechanischen Modell, wobei die Einzelkomponenten über ihre Masse-, Steifigkeits- und Dämpfungseigenschaft als gekoppelter Mehr-Massen-Schwinger modelliert wurden.

Abbildung 4.2 zeigt den schematischen Aufbau des detaillierten mechanischen Modells. Neben den mechanischen Komponenten wird der elektronische Synchronmotor als vereinfachter Gleichstrommotor abgebildet. Abbildung 4.3 zeigt das in Matlab-Simulink aufgebaute Blockschaltbild eines Gleichstrommotors mit Stromreglung. Die zugrunde gelegten Modell-Parameter entsprechen den realen Werten eines am ISW aufgebauten Versuchsstands, der in Abschnitt 6.1 vorgestellt wird.

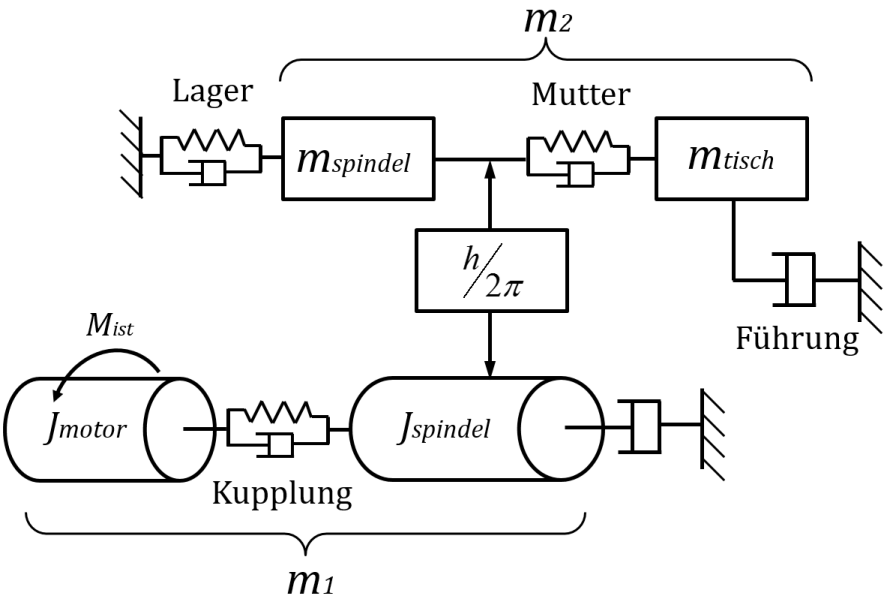


Abbildung 4.2: Detailliertes mechanisches Modell einer Vorschubachse mit KGT

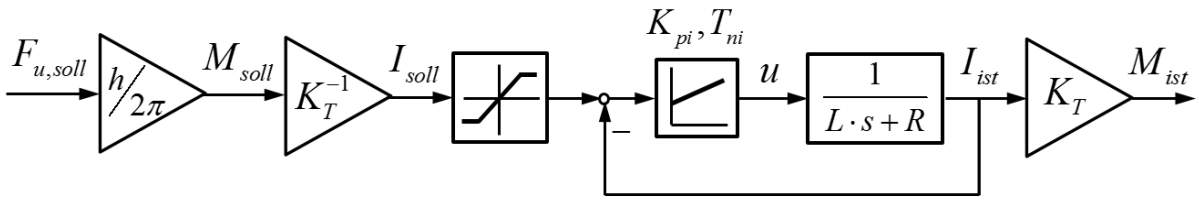


Abbildung 4.3: Motormodell mit Stromregelung

Abbildung 4.4 zeigt den Vergleich des simulierten und gemessenen Mechanikfrequenzgangs. Der Mechanikfrequenzgang beschreibt das frequenzabhängige Übertragungsverhalten zwischen Motorgeschwindigkeit und Tischgeschwindigkeit. Mit den in Tabelle 4.1 aufgelisteten Modell-Parametern weisen Simulation und Messung eine gute Übereinstimmung auf.

Die in Abbildung 4.4 dargestellten beiden Mechanikfrquenzgänge sind durch zwei ausgeprägte Eigenfrquenzen gekennzeichnet. Die erste Eigenfrequenz liegt bei 58 Hz. Mit dieser Frequenz schwingt der Tisch translatorisch gegen die summierte Nachgiebigkeit in Vorschubrichtung. Die Haupteinflussfaktoren sind dabei die Spindel und die Festlagereinheit, deren Steifigkeit nach der Serienschaltung von Festlager und Lagerbock die gleiche Größenordnung wie die Spindel besitzt (Verl, Hafla et al. 2010). Die zweite Eigenfrequenz bei 265 Hz ist auf eine

Von den technischen Dokumentationen entnommene oder dadurch berechnete Größen			
J_{motor}	Trägheitsmoment des Motors	$3,6 \times 10^{-3}$	$kg \cdot m^2$
$J_{spindel}$	Trägheitsmoment der Spindel	$2,9 \times 10^{-3}$	$kg \cdot m^2$
i	Getriebeübersetzung	1	
h	Steigung der Spindel	40	mm
m_1	Äquivalente Masse	160	kg
m_{tisch}	Masse des Tischs	430	kg
K_T	Drehmomentkonstante	1,2	Nm/A
L	Drehfeldinduktivität	3,1	mH
R	Wicklungswiderstand	0,12	Ω
Eingestellte oder aufgrund von Messergebnissen geschätzte Größen			
K_{pi}	Verstärkungsfaktor des Stromreglers	17	V/A
T_{ni}	Nachstellzeit des Stromreglers	2	ms
$c_{kupplung}$	Steifigkeit der Kupplung	8000	N/m
c_{lager}	Steifigkeit der Spindel und Lagereinheit	137×10^6	N/m
c_{mutter}	Steifigkeit der Mutter	1000×10^6	N/m

Tabelle 4.1: Gewählte Model-Parameter

rotatorische Schwingung zurückzuführen. Verantwortlich hierfür ist das Zusammenspiel von dem äquivalenten Trägheitsmoment des Tischs und den rotatorischen Nachgiebigkeiten von Spindel und Kupplung. Die danach folgende Eigenschwingung liegt zwischen 300 Hz bis 400 Hz. Bei dieser Eigenmode schwingen alle rotatorischen Komponenten (inkl. des Motors) als Starrköper (m_1) gegen die summierte rotatorische Nachgiebigkeit der Mutter sowie der Spindel selbst. Der Tisch als ein Gegenstand schwingt hierbei nicht mit, deswegen weist diese Eigenmode einen eine schwingungstilgende Eigenschaft auf.

Basierend auf diesem detaillierten mechanischen Modell wurde die Wirksamkeit der entwickelten Regelverfahren simulativ validiert. Für die simulativen Untersuchungen in Abschnitt 4.4 und 5.3 wurde das PPI-Verfahren als Referenz verwendet. Die Parameter des PPI-Reglers wurden entsprechend gängiger

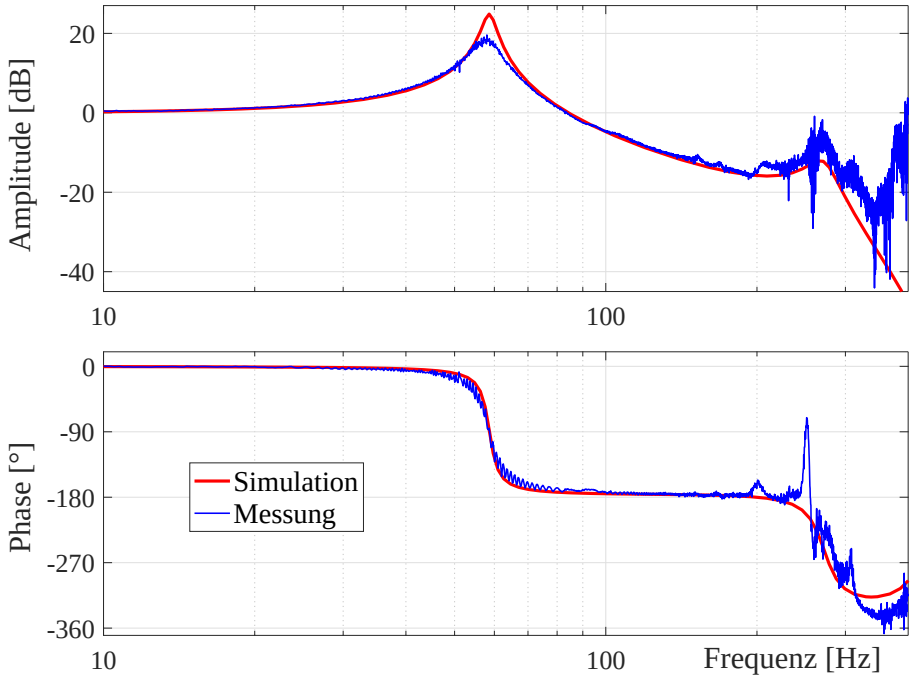


Abbildung 4.4: Vergleich des Mechanikfrequenzgangs in Simulation und Messung

Verfahren mit den Werten

$$K_p = 400\,s^{-1} \quad K_i = 50\,s^{-1} \quad K_v = 80\,s^{-1} \tag{4.3.1}$$

eingestellt, wobei ein geeigneter Kompromiss aus Dynamik und Robustheit angestrebt wurde.

4.4 Simulative Validierung anhand des verfeinertes Modells

Wie die theoretische Betrachtung zeigt, ist die Rückführung der Geschwindigkeitsdifferenz ein wirkungsvolles Mittel zur Verbesserung der Führungseigenschaften der Tischgeschwindigkeit. Im diesem Abschnitt werden die Auswirkung des PPI-R-Verfahrens sowie die Eigenschaften des geregelten Systems anhand des im Abschnitt 4.3 vorgestellten Modells simulativ untersucht.

Abbildung 4.5 zeigt den Einfluss der Rückführungsverstärkung K_R auf die Vorschubdynamik. Die Pol- und Nullstellen des Drehzahl-geschlossenen Systems mit schwingungsfähiger Vorschubmechanik werden in Abbildung 4.5 dargestellt. Bei $K_R = 0$ geht das PPI-R-Verfahren in das konventionellen PPI-Verfahren über. Nur die Polstellen sind hier relevant, da ihr Abstand zum Ursprung der S-Ebene direkt den Wert der Eigenfrequenz und ihr Winkel zur realen Achse den Dämpfungsgrad repräsentiert. Wegen der Symmetrie der Konjugation wird nur die obere Halbebene der komplexen Ebene gezeigt. Aus Gründen der Übersichtlichkeit sind nur die Pol- und Nullstellen im niedrigen Frequenzbereich dargestellt, da sie für den überlagerten Lageregelkreis eine entscheidende Bedeutung haben.

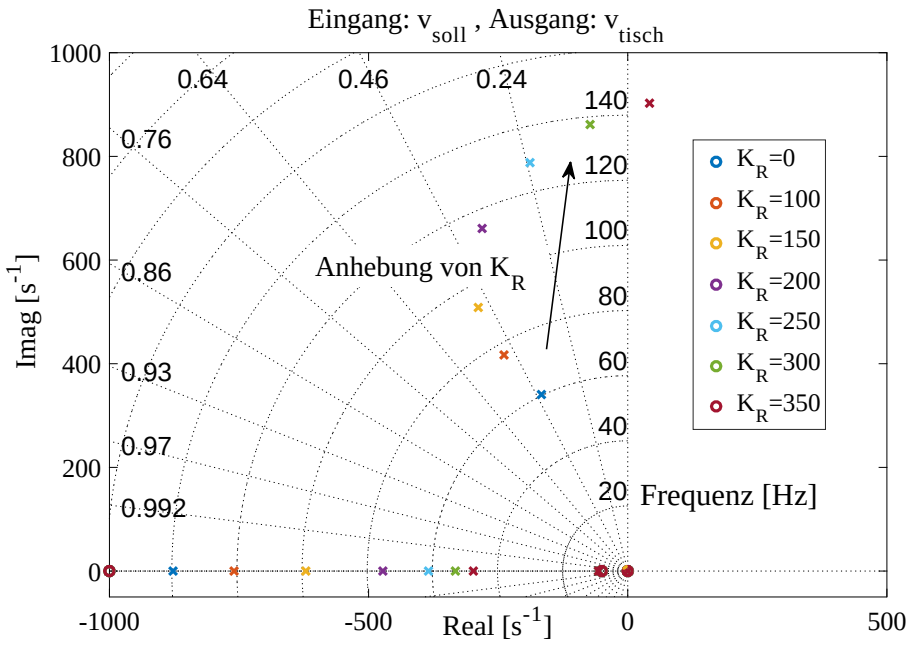


Abbildung 4.5: Einfluss der Rückführungsverstärkung auf die Polstelle des Führungsverhaltens der Tischgeschwindigkeit, PPI-R, Simulation

Die zu den Polstellen gehörigen Amplituden- und Phasenverläufe sind im Bode-Diagramm in Abbildung 4.6 dargestellt. In Abbildung 4.6 liegt die -90°-Eckfrequenz mit dem konventionellen PI-Drehzahlregler ($K_R = 0$) bei 53 Hz. Sie wird nach der Gleichung (4.1.7) durch die mechanische Eigenfrequenz dominiert. Dies stellt zugleich die begrenzende Größe für die erzielbare Bandbreite

im Lageregelkreis dar. Betrachtet man nun vergleichsweise das im diesem Kapitel vorgestellte Verfahren, so wird die Eckfrequenz durch die Anhebung von K_R proportional erhöht. Allerdings, wie aus Abbildung 4.5 sowie Abbildung 4.6 hervorgeht, entdämpft eine zu hoch eingestellte Rückführungsverstärkung die Resonanzüberhöhung, welche die Systemstabilität mindert und die Größe des K_v-Faktors wiederum liminiert.

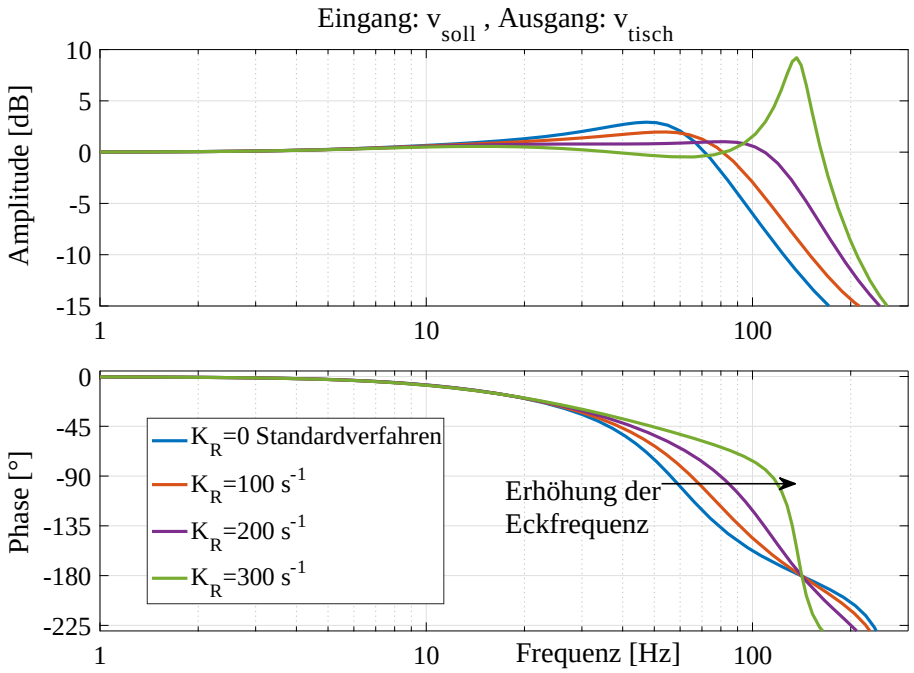


Abbildung 4.6: Führungsfrequenzgänge der Tischgeschwindigkeit im Bode-Diagramm, PPI-R, Simulation

Der in Abbildung 4.7 dargestellte offene Lageregelkreis zeigt das Verbesserungspotential, das sich erschließt, wenn die Rückführungsverstärkung richtig eingestellt wird. Die Erhöhung der Eckfrequenz bei -90° führt zu einer Zunahme der Amplitudenreserve. Dies ermöglicht die Erhöhung des K_v-Faktors, was im Bode-Diagramm einer Anhebung des Amplitudenverlaufes entspricht. Wie sich aus Abbildung 4.7 ablesen lässt, erhöht die Rückführung der Geschwindigkeitsdifferenz die Lageregelbandbreite mit gleicher Amplitudenreserve (-10 dB) um 80%.

Die Einstellung des PPI-R-Reglers wird in Abschnitt 6.2.1 mit einem realen Vorschubantrieb konkret vorgestellt. Das dynamische Verhalten und die

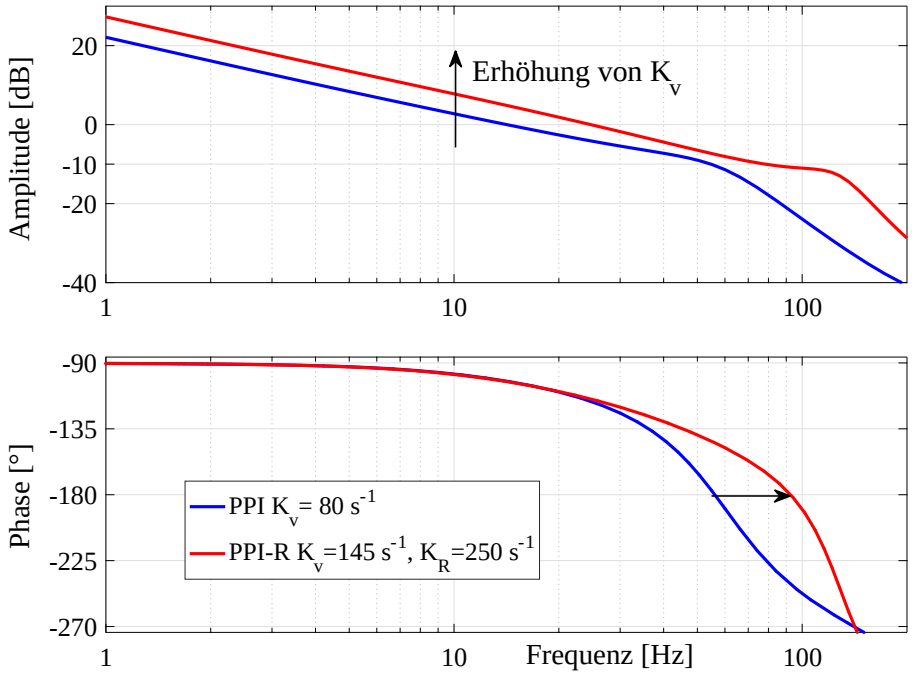


Abbildung 4.7: Führungsfrequenzgang des offenen Lageregelkreises, PPI-R, Simulation

Robustheit des vom PPI-R-Verfahren geregelten Systems können aus den Untersuchungen des Abschnitts 6.2.2 entnommen werden.

5 Dämpfung der Eigenfrequenz durch schwach eingestellten Drehzahlregler

In diesem Kapitel wird das zweite neue Dämpfungskonzept vorgestellt. Dabei wird die axiale Eingenfrequenz durch den Motor mit dem schwach eingestellten Drehzahlregler bedämpft. Basierend darauf kann die Bandbreite entweder durch den überlagerten PI-Geschwindigkeitsregler (P-PI-P-Verfahren) oder einen PD-Lageregler (PD-O-P-Verfahren) erhöht werden. Das Dämpfungskonzept und das Funktionsprinzip des Geschwindigkeitsreglers wird in Abschnitt 5.1 vorgestellt. Da die Bandbreitenerhöhung mit diesem Dämpfungskonzept von dem Massenverhältnis abhängig ist, wird der Einfluss des Massenverhältnisses in Abschnitt 5.2 diskutiert. In Abschnitt 5.3 wird die Auswirkung des P-PI-P-Verfahrens in der simulativen Umgebung untersucht. Das Funktionsprinzip des PD-Lagereglers mit einem Störbeobachter wird in Abschnitt 5.4 vorgestellt. Da die Einstellung der Störbeobachter von den realen Bedingungen abhängig ist, werden die Funktionsfähigkeiten des PD-O-P-Verfahrens in nächstem Kapitel messtechnisch validiert.

5.1 Erhöhung der Bandbreite durch schwach eingestellten Drehzahlregler mit überlagertem PI-Geschwindigkeitsregler

Der Verstärkungsfaktor K_p des Drehzahlreglers wird beim Standardverfahren hoch eingestellt, um eine genügende Störsteifigkeit zu erzielen. Jedoch regt ein zu hoch eingestellter K_p die Eigenschwingung der mechanischen Struktur an.

Hier soll die erste mechanische Eigenschwingung durch den Motor mit einen schwach eingestellten Drehzahlregler gedämpft werden.

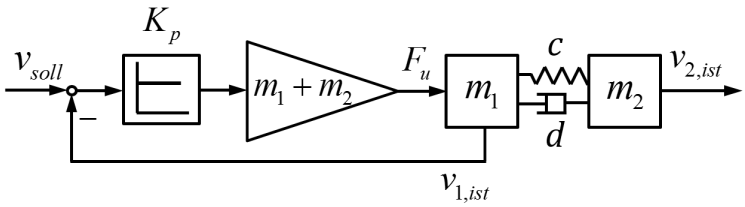


Abbildung 5.1: Blockschaltbild eines drehzahlgeregelten Vorschubantriebs

Die Analyse des Regelverhaltens basiert auf dem vereinfachten mechanischen Modell mit Zwei-Massen-Schwinger. Wie in Abbildung 5.1 dargestellt, wird die Drehzahl des Motors nur durch einen P-Regler geregelt. Die Übertragungsfunktion für den Kreis nach Abblidung 5.1 mit v_{soll} zu $v_{2,ist}$ ergibt sich wie folgt:

$$\frac{v_{2,ist}}{v_{soll}} = \frac{ds + c}{\frac{m_1 m_2}{(m_1 + m_2)\, K_p} s^3 + \left(\frac{d}{K_p} + m_2\right) s^2 + \left(\frac{c}{K_p} + d\right) s + c}. \tag{5.1.1}$$

Die Herleitung dieser Übertragungsfunktion ist gleich wie bei der Gleichung (4.1.5). Man kann die Gleichung (5.1.1) als einen Sonderfall der Gleichung (4.1.5) mit $K_R = 0$ betrachten.

Ausgangspunkt der Betrachtungen ist ein schwach eingestellter K_p-Faktor. Unter der Voraussetzung folgender Ungleichung

$$K_p < \sqrt{\frac{c}{m_2}} \tag{5.1.2}$$

kann Gleichung (5.1.1) wie folgt approximiert werden:

$$\frac{v_{2,ist}}{v_{soll}} \approx \frac{K_p}{s + K_p} \cdot \frac{ds + c}{\frac{m_1 m_2}{m_1 + m_2} s^2 + (d + K_p m_2)\, s + c}. \tag{5.1.3}$$

Die Approximation bei Gleichung (5.1.3) basiert auf der Annahme, dass die Eckfrequenz des ersten Multiplikators stets niedriger ist als die des zweiten Multiplikators. Damit hat der zweite Multiplikator im relevanten Frequenzbe-

reich eine untergeordnete Bedeutung. Dies wird durch die Ungleichung (5.1.2) sichergestellt.

Die mit Gleichung (5.1.3) ausgedrückte Übertragungsfunktion kann als eine Multiplikation zweier Übertragungselemente betrachtet werden. Das erste PT1-Glied beschreibt die Führungseigenschaft des Motors. Wegen des schwach eingestellten Drehzahlreglers wirkt das Führungsverhalten wie ein Tiefpassfilter mit niedriger Eckfrequenz. Der zweite Multiplikator ist ein mechanisches PT2-Glied mit Resonanzfrequenz und Dämpfungsgrad. Die Resonanzfrequenz ω_e und der Dämpfungsgrad ζ des PT2-Gliedes sind hierbei nach Gleichung (5.1.3) abhängig vom Massenverhältnis $\eta = m_2/m_1$:

$$\omega_e = \sqrt{\frac{c}{m_2}} \cdot \sqrt{1+\eta} \tag{5.1.4}$$

$$\zeta_e = \left(\frac{d}{2m_2} + \frac{K_p}{2}\right) \cdot \sqrt{\frac{m_2}{c}} \cdot \sqrt{1+\eta} \tag{5.1.5}$$

Wie in Gleichung (5.1.4) erkennbar, erhöht sich die Eckfrequenz des PT2-Gliedes durch einen schwach eingestellten P-Regler um den Faktor $\sqrt{1+\eta}$. Trotz der erhöhten Eigenfrequenz des PT2-Glieds wird die Bandbreite des Antriebssystems weiterhin durch den ersten Multiplikator der Gleichung (5.1.3), das PT1-Glied, begrenzt. Um dieser Begrenzung entgegen zu wirken, wird ein PI-Geschwindigkeitsregler mit Rückführung der Lagegeschwindigkeit überlagert.

Abbildung 5.2 verdeutlicht das Funktionsprinzip des abtriebsseitigen Geschwindigkeitsreglers anhand eines Blockschaltbildes mit den entsprechenden Amplituden- und Phasenverläufen. Die Führungseigenschaft von $v_{1,soll}$ zu $v_{2,ist}$ wurde gemäß der Gleichung (5.1.3) als PT1-Glied vereinfacht, weil dies im vorliegenden Fall die begrenzende Größe darstellt. Die blauen und roten Kurven beschreiben jeweils die Frequenzgänge von PI-Regler und PT1-System. Wie in Abbildung 5.2 dargestellt, hebt der Integralanteil des Geschwindigkeitsreglers die Phase und Amplitude des PT1-Gliedes an, indem die Integralverstärkung K_{iv} mit dem gleichen Wert wie die Proportionalverstärkung des Drehzahlreglers

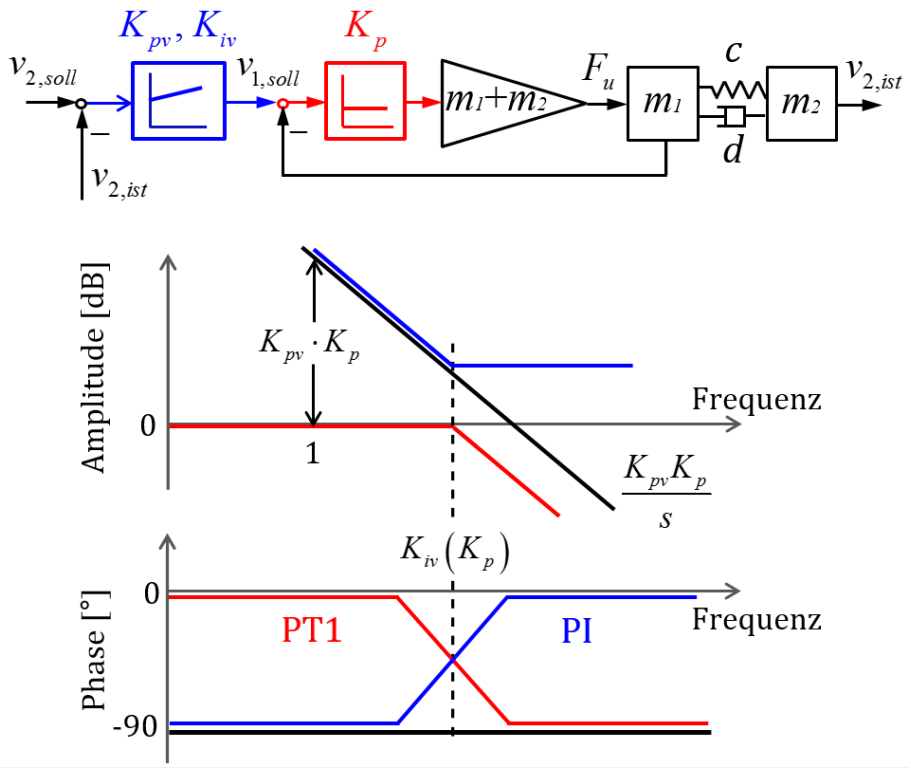


Abbildung 5.2: Blockschaltbild des offenen Geschwindigkeitsregelkreises sowie die Funktionsweise des PI-Geschwindigkeitsreglers

K_p eingestellt wird:

$$G_{PI} \cdot G_{PT1} = K_{pv}\left(1 + \frac{K_{iv}}{s}\right) \cdot \frac{K_p}{s + K_p} = \frac{K_{pv}K_p}{s} \tag{5.1.6}$$

$$\text{mit} \quad K_{iv} = K_p.$$

Die Bandbreite des gesamten Systems (schwarze Linien) kann deswegen durch den Proportionalanteil des Geschwindigkeitsreglers K_{pv} erhöht werden. Der maximale Wert von K_{pv} sowie die theoretische Bandbreite des Geschwindigkeitsregelkreises werden durch den zweiten Multiplikator der Gleichung (5.1.3) mit der in der Gleichung (5.1.4) dargestellten kritischen Frequenz begrenzt, d.h.

$$K_{pv,max} < \sqrt{\frac{c}{m_2}} \cdot \frac{\sqrt{1+\eta}}{K_p} \tag{5.1.7}$$

Um ein schwingungsfreies Führungsverhalten zu erreichen, muss der Dämpfungsgrad ζ_e größer als $1/\sqrt{2}$ sein. Damit ergibt sich mit Gleichung (5.1.5) eine

Untergrenze für den schwach eingestellten Drehzahlregler:

$$K_{p,min} > \sqrt{\frac{2}{1+\eta} \cdot \frac{c}{m_2}} - \frac{d}{m_2} \tag{5.1.8}$$

In diesem Bereich soll der K_p eingestellt werden.

Abbildung 5.3 zeigt die gesamte Regelstruktur des Regelverfahrens. Die komplette Regelstruktur besteht aus einem P-Lageregler, einem PI-Geschwindigkeitsregler und einem schwach eingestellten P-Drehzahlregler. Dieses Verfahren wird im Folgenden mit P-PI-P abgekürzt. Der fehlende I-Anteil des Drehzahlreglers führt nicht zu stationärer Regelabweichung, weil dieser durch den I-Anteil des Geschwindigkeitsreglers mit der direkten Rückführung der Tischgeschwindigkeit ersetzt wird.

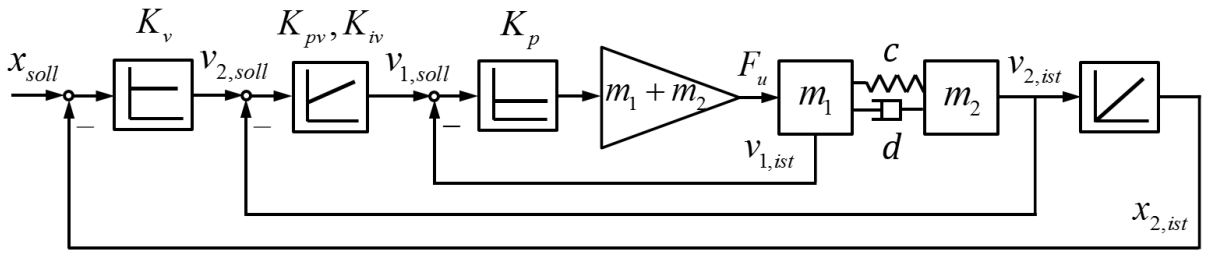


Abbildung 5.3: Gesamte Regelstruktur des P-PI-P-Verfahrens

5.2 Einfluss des Massenverhältnisses

Für die Anwendung der in diesem Kapitel vorgestellten Regelverfahren wird die Anforderung eines großen Massenverhältnisses gestellt. In diesem Abschnitt wird der Einfluss des Massenverhältnisses auf das Beschleunigungsvermögen untersucht.

Für Vorschubantriebe mit mechanischen Übertragungselementen kann ein Bewegungsmodell, wie in Abbildung 5.4 dargestellt, abstrahiert werden. M beschreibt das Drehmoment des Motors. J_1 ist das gesamte Trägheitsmoment aller antriebsseitigen rotatorischen Komponenten. Mit dem Übersetzungsverhältnis μ kann das Trägheitsmoment J_1 zur äquivalenten Masse m_1 umgerechnet wer-

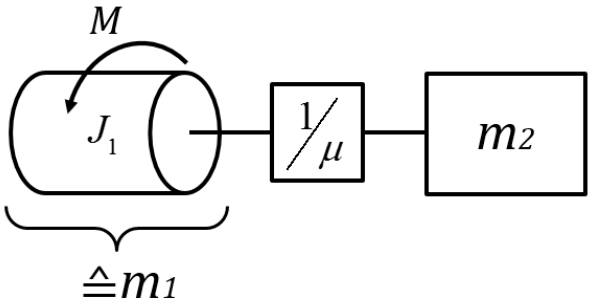


Abbildung 5.4: Kinematisches Modell eines elektromechanischen Antriebs

den:

$$m_1 = J_1 \cdot \mu^2 \quad \text{mit} \quad \mu = \frac{\omega_1}{v_2} \tag{5.2.1}$$

Unter Vernachlässigung der Reibung, ergibt sich die Beschleunigung a des Abtriebs wie folgt:

$$a = \frac{M}{J_1 + J_2} \cdot \frac{1}{\mu} = \frac{M}{J_1\mu + \dfrac{m_2}{\mu}}. \tag{5.2.2}$$

Um die maximale Beschleunigung zu erzielen, wird die Beschleunigung nach dem Übersetzungsverhältnis abgeleitet.

$$\frac{\mathrm{d}a}{\mathrm{d}\mu} = \frac{M\left(m_2 - J_1\mu^2\right)}{\left(J_1\mu^2 + m_2\right)^2} = 0 \tag{5.2.3}$$

Daraus folgt:

$$m_2 = J_1\mu^2 = m_1 \tag{5.2.4}$$

Wie aus der Gleichung (5.2.4) hervorgeht, erreicht das Beschleunigungsvermögen für ein gegebenes Antriebsmoment seinen maximalen Wert, nur wenn die abtriebsseitige Masse gleich wie die äquivalent antriebsseitige Masse ist.

Gemäß Gleichung (5.2.1) gibt es zwei Möglichkeiten das Massenverhältnis zu erhöhen. Eine besteht darin, das Trägheitsmoment des Motors zu reduzieren; die Andere ist, das Übersetzungsverhältnis abzusenken. Die Auswirkungen von beiden Möglichkeiten werden in Abbildung 5.5 dargestellt. Die Kurven in Abbildung 5.5 basieren auf den technischen Daten des realen Versuchsstands, der in Abschnitt 6.1 vorgestellt wird.

Wie in Abbildung 5.5 zu erkennen ist, hebt die Abnahme des Motorträgheitsmoments die Kennlinien des Beschleunigungsvermögens beim gleichen Motormoment an. Für diese Arbeit wurde der hochdynamische Motor 1FT7085 von Firma SIEMENS beispielhaft ausgewählt. Verglichen mit dem Standardmotor der gleichen Baureihe (Kompaktmotor 1FT7084), ist sein Trägheitsmoment um 44% kleiner.

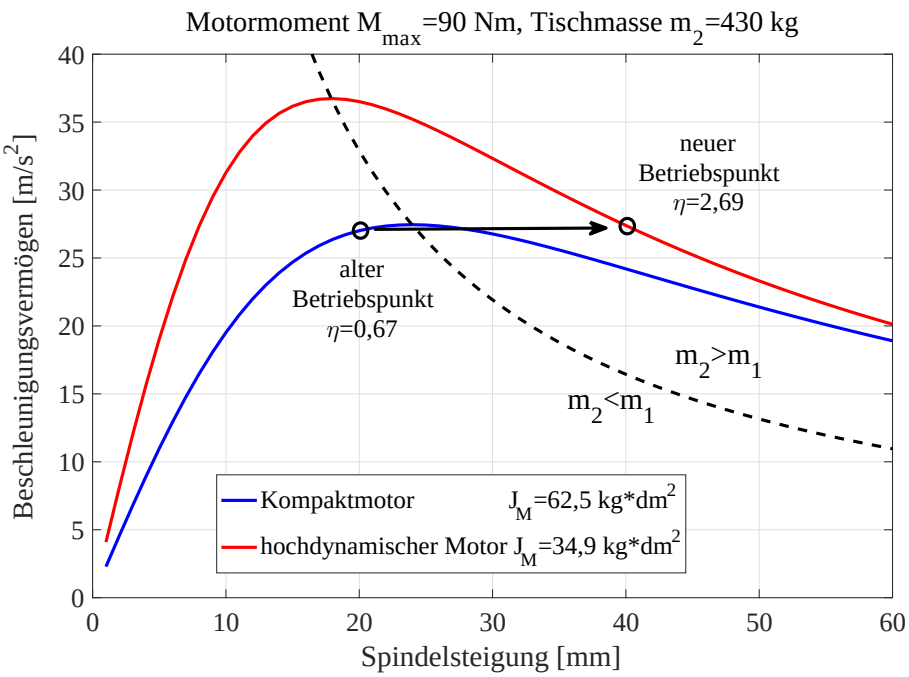


Abbildung 5.5: Erreichbares Beschleunigungsvermögen, abhängig von der Spindelsteigung und dem Trägheitsmoment des Motors

Der Einsatz der Spindel mit einer hohen Steigung kann einerseits das Massenverhältnis erhöhen aber andererseits das Beschleunigungsvermögen reduzieren. Allerdings kann die Kombination vom hoch dynamischen Motor mit der großen Spindelsteigung das Beschleunigungsvermögen auf dem gleichen Niveau der konventionellen Auslegung halten, siehe Abbildung 5.5

Neben der Verbesserung der Regeldynamik kann die Erhöhung der Spindelsteigung die Eilgangsgeschwindigkeit des Abtriebs erhöhen. Bei Werkzeugmaschinen mit großen Verfahrwegen (>200 mm) kann die Erhöhung der Eilgangsgeschwindigkeit die Nebenzeiten verkürzen. Die maximale Beschleunigung spielt in diesem Fall eine untergeordnete Rolle (Pritschow 1998).

5.3 Simulative Validierung des P-PI-P-Verfahrens

Der Abschnitt 5.1 zeigt, dass die Kombination aus schwach eingestelltem Drehzahlregler und überlagertem PI-Geschwindigkeitsregler mit der zurückgeführten Tischgeschwindigkeit ein wirkungsvolles Regelkonzept zur Steigerung der Vorschubdynamik ist. Die Wirksamkeit der Regler sowie die Eigenschaften der Regelkreise wurden in diesem Abschnitt simulativ validiert. Das detaillierte mechanische Modell entspricht der Struktur von Abbildung 4.2 und wurde mit den Werten aus Tabelle 4.1 parametriert. Als Bezugssystem wurde ein PPI-System mit den in Gleichung (4.3.1) angegeben Regelparametern herangezogen.

Da die Regelparameter bei der Kaskadenregelung im Allgemeinen vom inneren zum äußeren Regelkreis eingestellt werden, wird zuerst der Einfluss der Verstärkung K_p des inneren Drehzahlreglers simulativ untersucht. Die Ergebnisse werden im Pol-Nullstellen-Diagramm in Abbildung 5.6 dargestellt. Ein-

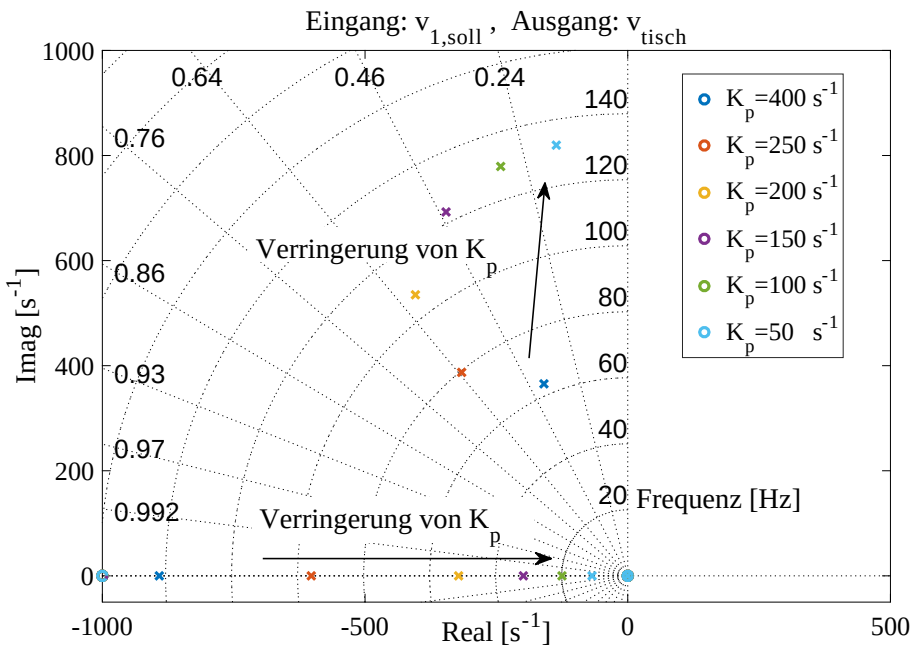


Abbildung 5.6: Einfluss der Verringerung von K_p auf die Lage der Polstellen, P-PI-P, Simulation

und Ausgang des simulierten Systems sind die Sollgeschwindigkeit des Motors $v_{1,soll}$ und die Istgeschwindigkeit des Tischs v_{tisch}.

Diese Ergebnisse bestätigen die Annährung der Übertragungsfunktion (5.1.1), die als Multiplikation von einem PT1-Glied (Polstelle auf der realen Achse) und einem PT2-Glied (Polstelle im zweiten Quadrant) betrachtet werden kann. Bei hoch eingestelltem K_p liegt die Eigenfrequenz des PT2-Gliedes in der Nähe der mechanischen Resonanz, siehe Gleichung (4.1.7). Die Eckfrequenz des PT1-Gliedes liegt vergleichsweise wesentlich höher, siehe Gleichung (4.1.9). Die Bandbreite des geregelten Systems wird deswegen durch das PT2-Glied begrenzt. Wenn der K_p-Faktor reduziert wird, erhöht sich einerseits die Resonanzfrequenz des PT2-Glieds gemäß der Gleichung (5.1.4), andererseits reduziert sich die Eckfrequenz des PT1-Glieds merklich. Die Lageregelbandbreite wird in diesem Fall durch das PT1-Glied begrenzt. Darüber hinaus bestätigen die dargestellten Ergebnisse den Zusammenhang von Gleichung (5.1.8), nach welchem ein zu gering eingestellter K_p-Faktor die Eigenfrequenz des PT2-Gliedes entdämpft.

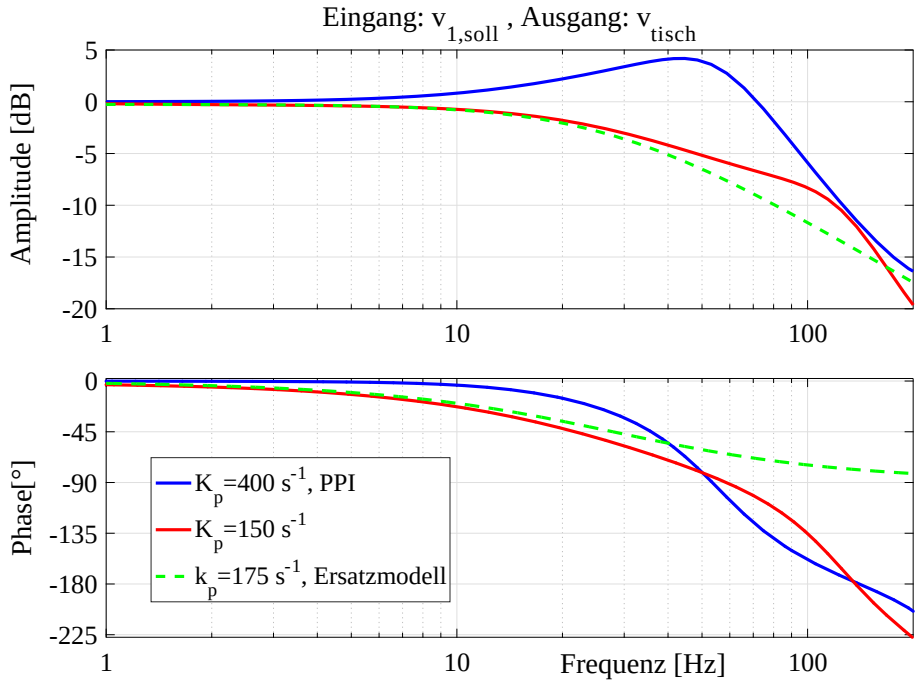


Abbildung 5.7: Führungseigenschaft des Tisches für unterschiedliche Werte von K_p, P-PI-P, Simulation

Abbildung 5.7 zeigt die zu Abbildung 5.6 gehörigen Amplituden- und Phasenverläufe. Aus Gründen der Übersichtlichkeit sind die Frequenzgänge für nur zwei verschiedene Werte von K_p aufgetragen. Zum Vergleich ist der Frequenzgang von einem idealen PT1-Ersatzmodells mit folgender Übertragungsfunktion zusätzlich dargestellt:

$$G_{PT1} = \frac{k_p}{s + k_p} \tag{5.3.1}$$

Bedingt durch die Nebenwirkung des nachfolgenden PT2-Gliedes entspricht die Eckfrequenz des approximierten PT1-Gliedes nicht genau dem Wert von K_p, sondern ist entsprechend einem Vergleich der Amplitudengänge, um Faktor 1,15 erhöht.

$$k_p = 1,15 \cdot K_p \tag{5.3.2}$$

Im nächsten Schritt wird der überlagerte Geschwindigkeitsregelkreis geschlossen. Abbildung 5.8 zeigt die Führungsfrequenzgänge in Abhängigkeit vom P-Anteil des Geschwindigkeitsreglers K_{pv}. Bei der Parametrierung des I-Anteils K_{iv} wurde die in der Gleichung (5.3.2) vorgestellte Anpassung mit berücksich-

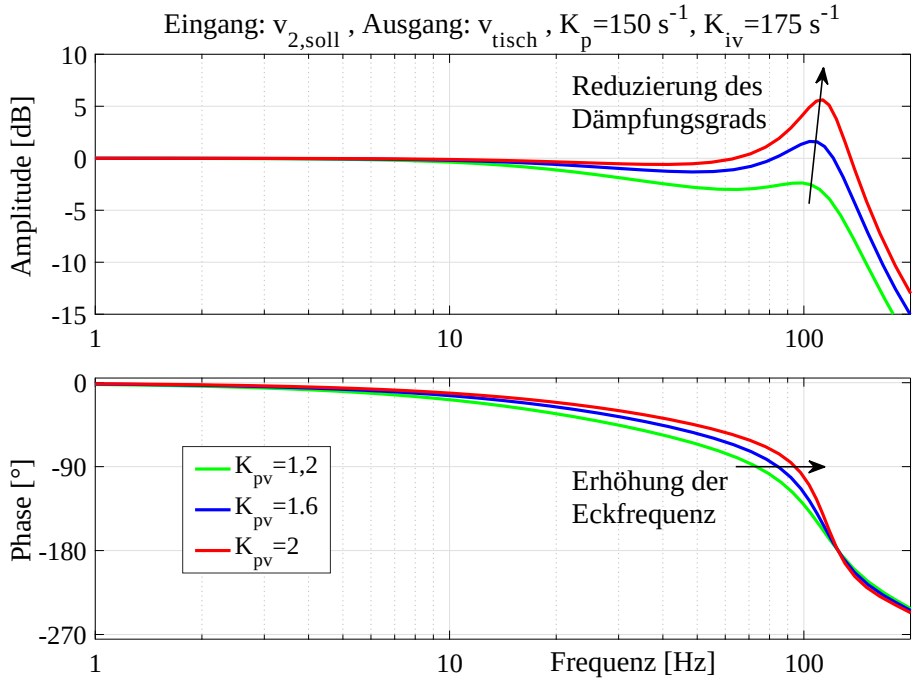


Abbildung 5.8: Einfluss des K_{pv}-Faktors auf den Führungsfrequenzgang der Tischgeschwindigkeit, P-PI-P, Simulation

tigt. Verglichen mit dem PPI-System, siehe blaue Kurve in Abbildung 5.7, erhöht der Geschwindigkeitsregler die -90°-Eckfrequenz von 50 Hz auf 90 Hz. Der Anstieg von K_{pv} kann zwar die Eckfrequenz bei -90° erhöhen, reduziert aber den Dämpfungsgrad und damit die Amplitudenreserve erheblich. Bei der Einstellung des P-Anteils sollte ein geeigneter Kompromiss aus hoher Bandbreite und geringer Amplitudenüberhöhung angestrebt werden. Als Amplitudenreserve des offenen Geschwindigkeitsregelkreises wird mindestens -6 dB vorgeschlagen.

Der Einfluss des Massenverhältnisses auf die Polstellen des geschlossenen Geschwindigkeitsregelkreises ist in Abbildung 5.9 dargestellt. Die Variierung des Massenverhältnisses wurde durch die Änderung der Spindelsteigung simulativ implementiert. Da die Tischmasse und die Steifigkeit des Festlagers konstant bleiben, bleibt die erste Eigenfrequenz der Mechanik quasi unveränderlich. Mit der Verringerung des Massenverhältnisses wandert die dominante Polstelle nach rechts. Der Dämpfungsgrad wird deswegen offensichtlich reduziert, was sich negativ auf die Systemstabilität auswirkt. Der Geschwindigkeitsregelkreis ist laut Simulation instabil, wenn das Verhältnis unter 1,3 liegt. Dies zeigt, dass das P-

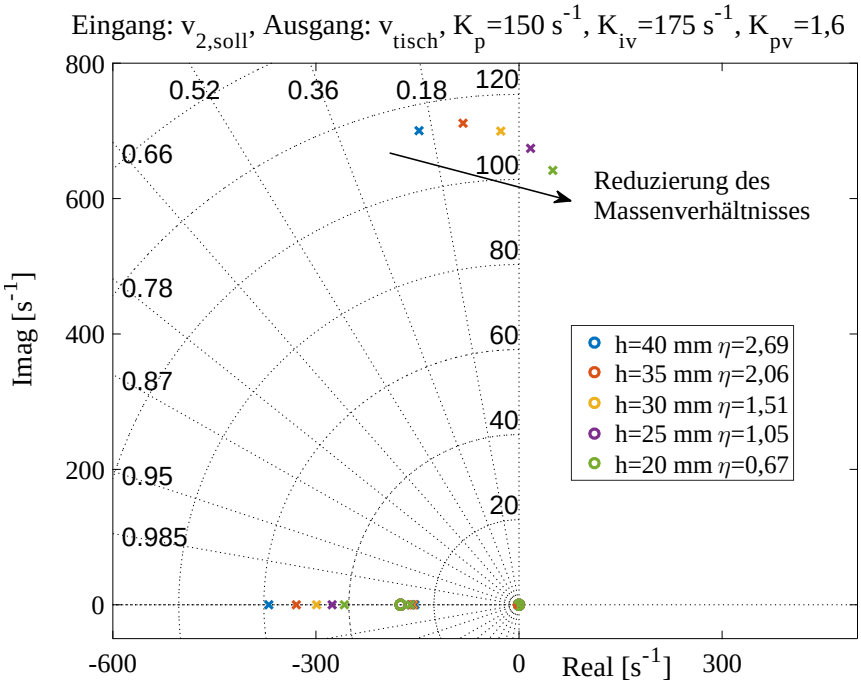


Abbildung 5.9: Einfluss des Massenverhältnisses ($\eta = m_2/m_1$) auf die Lage der dominanten Polstellen, P-PI-P, Simulation

PI-P-Verfahren nur für Vorschubantriebe mit großem Massenverhältnis (η>1,5) geeignet und vorteilhaft ist.

Der in Abbildung 5.10 dargestellte offene Lageregelkreis zeigt das Verbesserungspotential, wenn die Geschwindigkeits- und Drehzahlreglern richtig eingestellt werden. Mit dem PPI-Verfahren liegt die -180°-Eckfrequenz bei 53 Hz. Im Vergleich dazu erhöht das P-PI-P-Verfahren diese kritische Frequenz auf 85 Hz. Dadurch lässt sich der K_v-Faktor, der ein Maß für die Bandbreite des Lageregelkreises ist, von 80 s^{-1} auf 155 s^{-1} erhöhen.

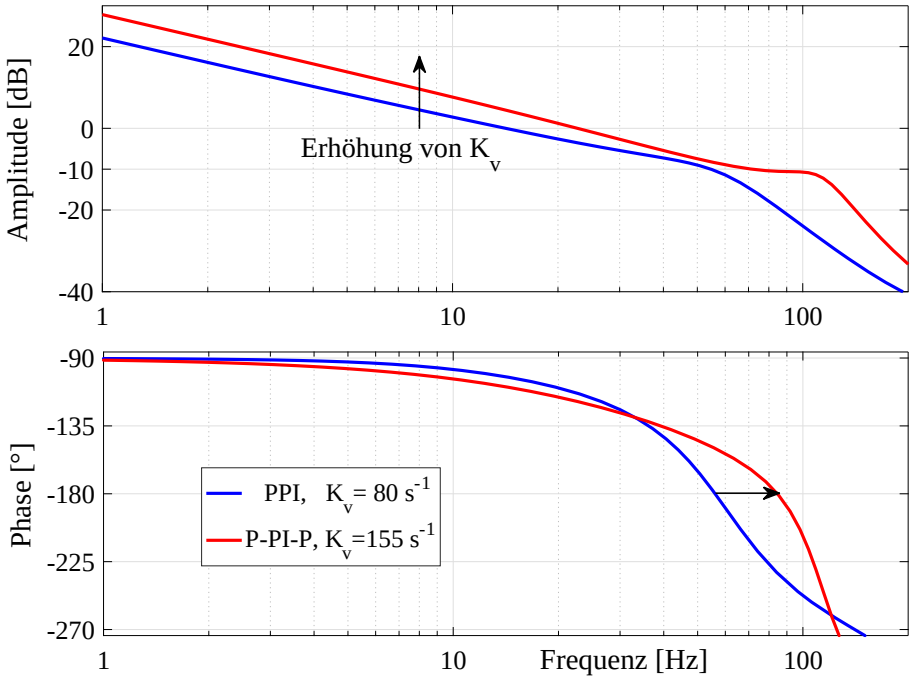


Abbildung 5.10: Vergleich des Frequenzgangs des offenen Lageregelkreises, P-PI-P, Simulation

Die Einstellvorschrift für den P-PI-P-Regle kann als folgendes Vorgehensmodell zusammengefasst werden:

1. Einstellung von K_p nach Gleichung (5.1.8),
2. Einstellung von K_{iv} nach Gleichung (5.3.2),
3. Einstellung von K_{pv} mit genügender Amplitudenreserve (>-6 dB),
4. Einstellung von K_v wie üblich.

Die Einstellung mit einer realen Vorschubachse wird in Abschnitt 6.3.1 konkrete dargestellt. Die Funktionsfähigkeit und Robustheit des P-PI-P-Verfahren wird in Abschnitt 6.3.2 messtechnisch validiert.

5.4 Erhöhung der Bandbreite durch schwach eingestellten Drehzahlregler mit überlagertem PD-Lageregler

In Abschnitt 5.1 wird das vom schwach eingestellten Drehzahlregler hervorgerufene PT1-Verhalten durch einen PI-Geschwindigkeitsregler kompensiert, siehe Abbildung 5.2. In allgemeiner Weise ist ein PI-Regler aufteilbar in einen PD-Regler und einen Integrator.

$$K_{pv}\left(1+\frac{K_{iv}}{s}\right) = K_v\left(1+T_D s\right)\cdot\frac{1}{s} \qquad (5.4.1)$$
$$\text{mit} \quad K_v = K_{pv}K_{iv} \quad \text{und} \quad T_D = \frac{1}{K_{iv}}$$

Durch die Multiplikation mit dem Integrator werden Soll- und Istgeschwindigkeiten in Soll- und Istlagen des Tisches umgewandelt. Deswegen kann das in Abschnitt 5.1 dargestellte Verfahren auch als Kombination aus schwach eingestelltem Drehzahlregler und PD-Lageregler betrachtet werden.

Abbildung 5.11 verdeutlicht das Funktionsprinzip des PD-Lagereglers anhand eines Blockschaltbildes mit den entsprechenden Amplituden- und Phasenverläufen. Die blauen, roten und grünen Kurven beschreiben jeweils die Frequenzgänge von dem PD-Regler, dem PT1-System und dem Integrator. Das PT1-Verhalten wird kompensiert, indem der Kehrwert der Vorhaltezeit T_D des PD-Reglers mit dem gleichen Wert wie die Proportionalverstärkung des Drehzahlreglers K_p eingestellt wird:

$$G_{PD}\cdot G_{PT1}\cdot G_{int} = K_v\left(1+T_D s\right)\cdot\frac{K_p}{s+K_p}\cdot\frac{1}{s} = \frac{K_v}{s} \qquad (5.4.2)$$

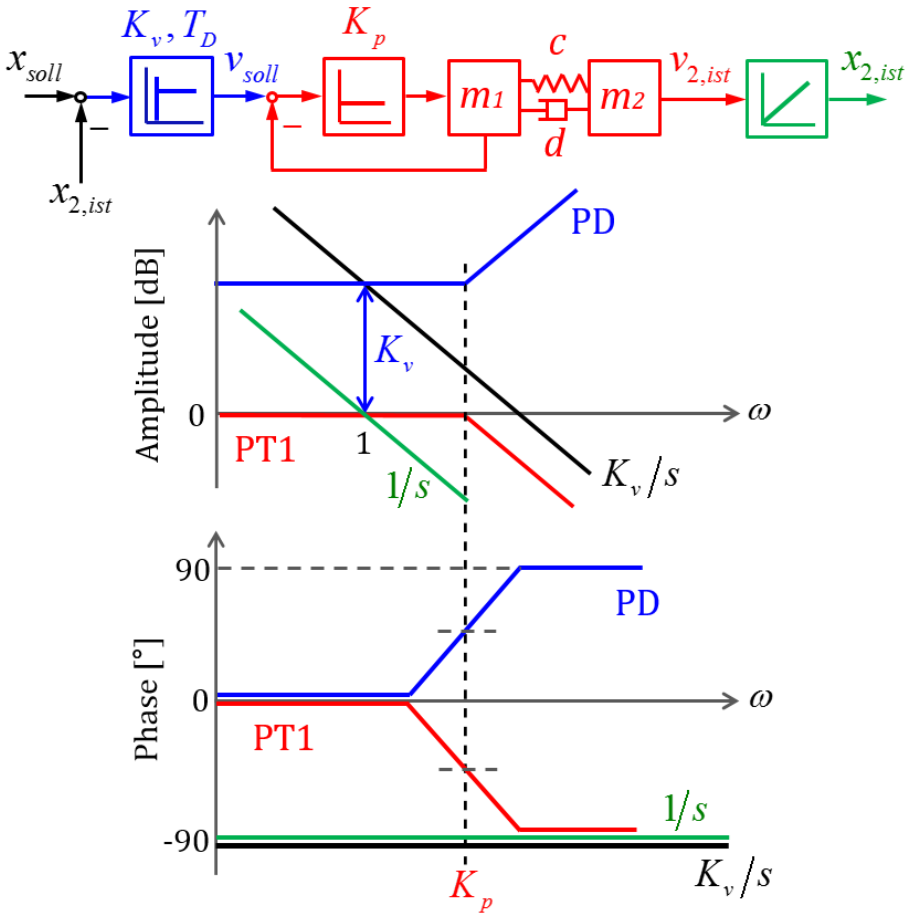


Abbildung 5.11: Blockschaltbild des offenen Lageregelkreises sowie die Funktionsweise des PD-Lagereglers

$$\text{mit} \quad K_p = \frac{1}{T_D}$$

Verglichen mit dem P-PI-P-Verfahren liegt der Vorteil der in Abbildung 5.11 dargestellten Regelstruktur in der weiteren Erhöhung des K_v-Faktors, da die Amplitudenreserve des abwesenden Geschwindigkeitsregelkreises hier nicht mehr berücksichtigt werden muss. Dagegen ist der Nachteil auch offensichtlich. Da es keinen I-Anteil in beiden Reglern gibt, kann dieses Verfahren die von der Störkraft verursachte stationäre Abweichung nicht kompensieren. Um diesen Nachteil zu vermeiden, wird ein Störbeobachter in die Regelstruktur eingeführt.

Die Regelstruktur des Beobachters ist in Abbildung 5.12 dargestellt. Die reale Regelstrecke wird als G bezeichnet. G_n repräsentiert das normierte Modell von G. Wenn man den Tiefpassfilter Q und die Totzeit z^{-n} vernachlässigt, wird die

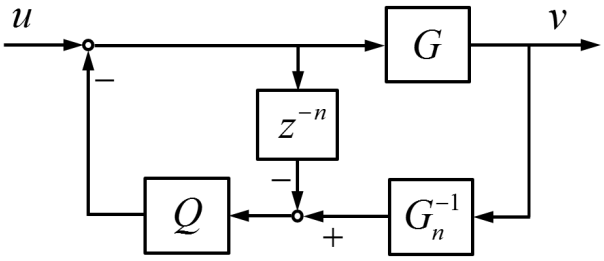


Abbildung 5.12: Blockschaltbild eines Störbeobachters

Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises durch das vorher definierte G_n dominiert.

$$\frac{v}{u} = \frac{G}{1 + Q\left(\frac{G}{G_n} + z^{-n}\right)} = G_n \tag{5.4.3}$$

$$\text{mit} \quad Q = 1 \quad \text{und} \quad n = 0$$

Gleichung (5.4.3) zeigt die Kompensationsfähigkeit eines Beobachters gegen Störungen oder Veränderungen an der Regelstrecke. Allerdings ist die Totzeit z^{-n} in der Praxis nicht vermeidbar und die Inverse $1/G_n$ nicht realisierbar. Ein Tiefpassfilter Q wird im Beobachter vorgestellt, dadurch kann Q/G_n implementiert werden. Die Eckfrequenz von Q soll einerseits möglich hoch eingestellt werden, um eine ausreichende Dynamik des Beobachters zu gewährleisten. Andererseits führt ein zu hoch eingestellter Q zur Instabilität des Systems. In (Kempf et al. 1999) wird nachgewiesen, dass der Störbeobachter nur dann eine robuste Stabilität hat, wenn

$$\|Q(j\omega) \cdot \Delta(j\omega)\|_\infty \leq 1 \tag{5.4.4}$$

$$\text{mit} \quad \Delta = \frac{G - G_n}{G_n} \tag{5.4.5}$$

gilt.

Für eine detailliertere Betrachtung des Störbeobachters wird auf (Ohishi et al. 1992; van Brussel, Chen et al. 1994; Pritschow und Fritz 2004; Jamaludin et al. 2009) verwiesen.

Anderes als im Stand der Technik, wo der Beobachter meistens im innersten Regelkreis liegt, wird er bei diesem Regelverfahren zwischen Lage- und Drehzahlregelkreis eingesetzt, damit der drehzahlgeregelte Motor mit der Vorschubmechanik als die reale Regelstrecke des Beobachters G betrachtet werden kann. Wegen des schwach eingestellten Drehzahlreglers bezieht sich das normierte Modell G_n nur auf das PT1-Glied. Die gesamte Regelstruktur ist in Abbildung 5.13 dargestellt. Im Vergleich zu Abbildung 5.12 wird der Störbeobachter auf Implementierungsgründen umgeformt. Das gesamte Verfahren besteht aus einem PD-Lageregler, einem Störbeobachter und einem schwach eingestellten Drehzahlregler und wird mit PD-O-P abgekürzt.

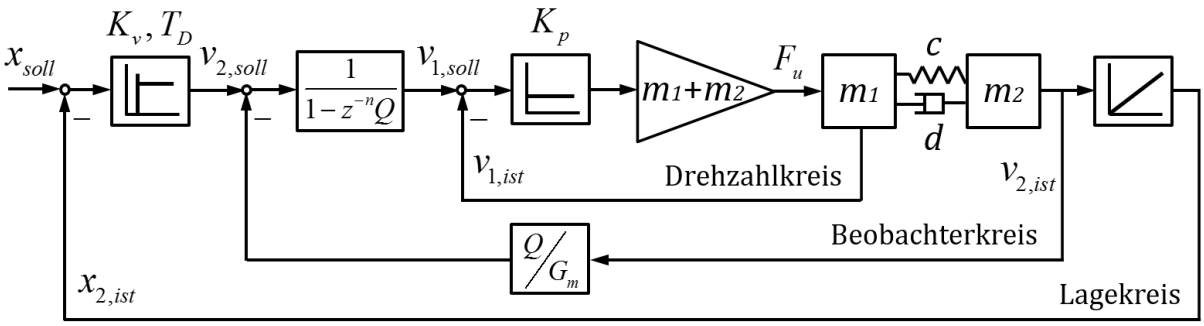


Abbildung 5.13: Blockschaltbild des PD-O-P-Verfahrens

Analog zur konventionelle Kaskadenregelung wird der PD-O-P-Regler vom inneren zum äußeren Kreis parametriert. Die konkrete Einstellung wird in Abschnitt 6.4.1 dargestellt. Da die Parametrierung des Störbeobachters von den realen Bedingungen stark abhängt, wird die Funktionsfähigkeit des PD-O-P-Verfahrens in Abschnitt 6.4.2 direkt messtechnisch untersucht.

6 Messtechnische Untersuchungen

In den vorhergehenden Kapiteln wurden drei neue Regelverfahren vorgestellt. In diesem Kapitel wird deren Funktionsfähigkeit messtechnisch validiert. Abschnitt 6.1 stellt den Aufbau des Versuchsstands vor. Der Unterschied zwischen Simulation und Experiment wurde untersucht und erklärt. An diesem Versuchsstand wurden umfangreiche Untersuchungen zur Wirkungsweise aller Regelverfahren durchgeführt. Abschnitt 6.2 zeigt die Parametrierung und experimentelle Wirksamkeit des PPI-R-Verfahrens. Die Einstellung sowie die Messergebnisse des P-PI-P-Verfahrens werden in Abschnitt 6.3 beschrieben. In Abschnitt 6.4 wird zuerst die Einstellung des Beobachters vorgestellt und dann die Funktionsfähigkeit des PD-O-P-Verfahrens nachgewiesen. Das Kapitel wird durch die Bewertung der Messergebnisse in Abschnitt 6.5 abgeschlossen.

6.1 Aufbau des Versuchsstands

Für die Durchführung der messtechnischen Untersuchungen wurde der in Abbildung 6.1 dargestellte Versuchsstand eingesetzt. Bei dem Versuchsstand handelt es sich um einen elektromechanischen Vorschubantrieb mit direkt angetriebener Kugelrollspindel. Die Winkellage des Motors wird durch den im Motor integrierten Absolutwertgeber erfasst. Die Tischposition wird durch einen Linearmaßstab von Firma Heidenhain gemessen. Die gemessenen analogen Winkellage und Tischposition werden in der Ansteuerungskarte mit dem Faktor 4096 interpoliert. Die Auslegung des Versuchsstands und die Auswahl der eingesetzten Komponenten erfolgten repräsentativ für den Werkzeugmaschinenbereich. Die wesentlichen Daten des Versuchsstands sind in Tabelle 4.1 sowie Tabelle 6.1 aufgeführt.

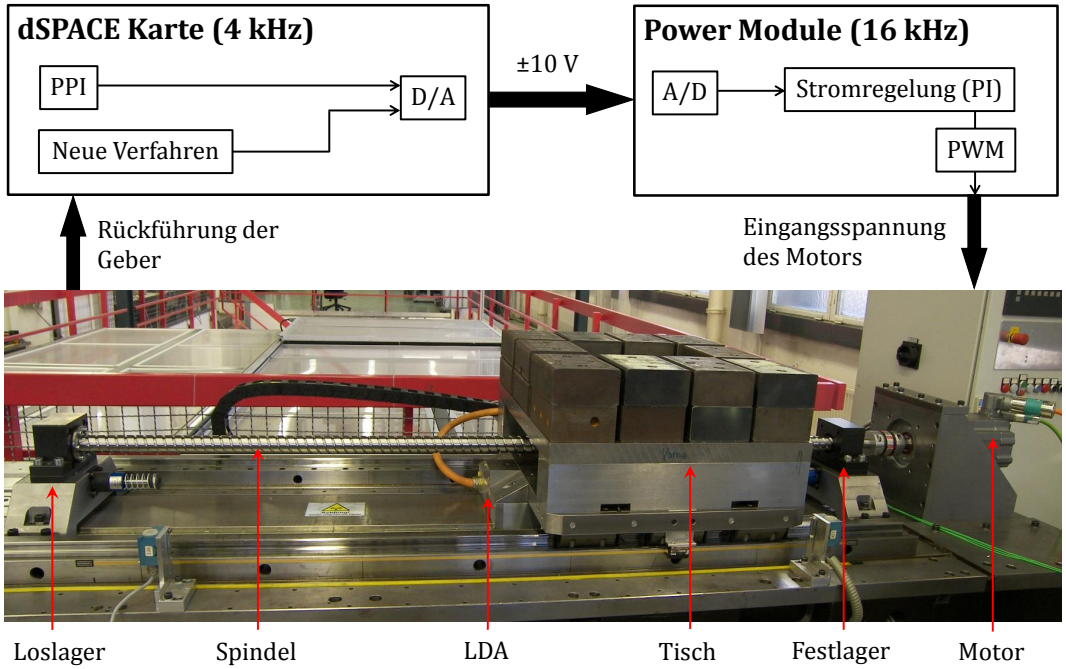


Abbildung 6.1: Versuchsstand für die messtechnischen Untersuchungen mit Ansteuerung

Neben dem Servomotor verfügt der Versuchsstand als Störbelaster über einen zusätzlichen Lineardirektantrieb. Der LDA befindet sich zwischen den beiden Linearführungen, wobei der Primärteil fest mit dem Maschinentisch verbunden ist. Der Aufbau ermöglicht die direkte Einbringung der vom LDA generierten Lasten als äquivalente Prozesskräfte auf den Tisch.

Die konventionelle Lage- und Drehzahlregelung sowie die neu entwickelten Regelkonzepte wurden auf einem Prototyping-System der Firma dSPACE mit einer Abtastfrequenz von 4 kHz implementiert. Ein hochdynamischer Servomotor 1FT7085 wird mittels industriellen Motor-Modul 6SL312 der Firma SIEMENS bestromt, wobei die unterlagerte feldorientierte Stromregelung mit einer Abtastfrequenz von 16 kHz erfolgt. Die Verbindung zwischen Ansteuerungsplattform und Motor-Modul ist als analoge $\pm 10\ V$ Schnittstelle ausgeführt.

Der Mechanikfrequenzgang des Versuchsstands ist in Abbildung 4.4 dargestellt. Anhand von diesem Messergebnis wurden die Steifigkeiten und Dämpfungen des detaillierten mechanischen Modells verifiziert. Der Führungsfrequenzgang der Tischgeschwindigkeit mit konventionellem PI-Drehzahlregler wurde

Beschreibung	**Wert**	**Einheit**
Trägheitsmoment des Motors	$3,6 \times 10^{-3}$	$kg \cdot m^2$
Maximale Strom des Motors	126	A
Nenndurchmesser der Kugelrollspindel	40	mm
Spindelsteigung	40	mm
Tischmasse inkl. Belastung	260-600	kg
Auflösung des Drehgebers	2048	IpU
Strichabstand des Linearmaßstabs	20	μm

Tabelle 6.1: Relevante Daten des Versuchsstand

zunächst als Referenz betrachtet. Abbildung 6.2 zeigt den Vergleich von Messung und Simulation. Anders als beim Mechanikfrequenzgang, wo Simulationsergebnis und Messergebnis fast identisch sind, tritt hier die -90°-Eckfrequenz in der Messung bei niedriger Frequenz als in der Simulation auf.

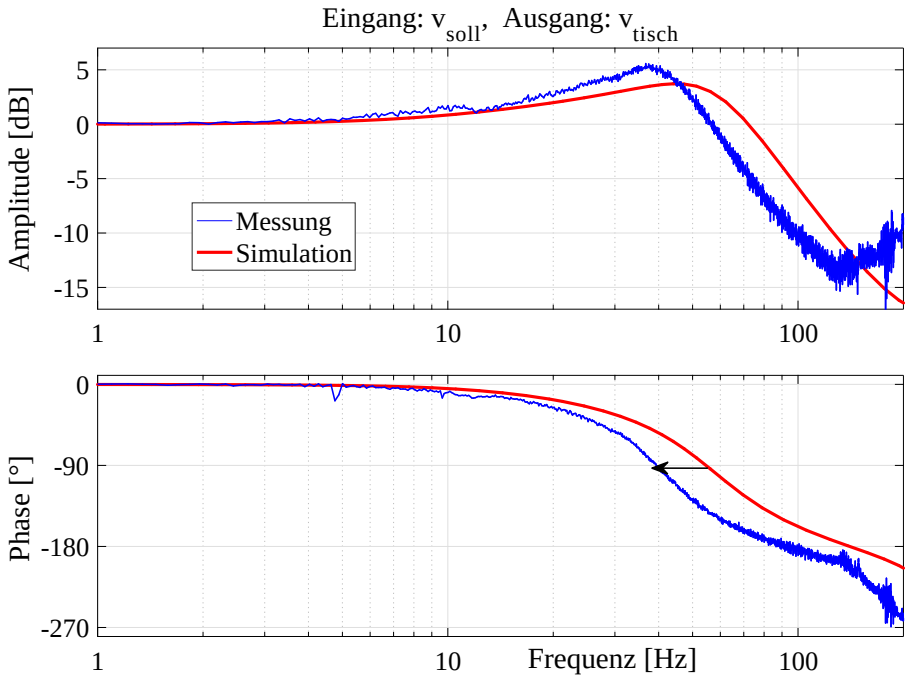


Abbildung 6.2: Vergleich von simuliertem und gemessenem Führungsfrequenzgang der Tischgeschwindigkeit mit PI-Drehzahlregler

Die Ursache für dieses Phänomen liegt darin, dass der reale Drehzahlregelkreis über systembedingte Totzeiten mit entsprechendem Phasenverlust verfügt.

Abbildung 6.3 zeigt das Übertragungsverhalten vom Ausgang des Drehzahlreglers a_{soll} zur Istgeschwindigkeit des Motors $v_{1,ist}$. Dies kann man als Verhalten des offenen Drehzahlregelkreises betrachten, wobei der Drehzahlregler zu eins gesetzt wird. Die hier dargestellten Simulationsergebnisse wurden mit dem in Abschnitt 4.3 vorgestellten detaillierten Modell durchgeführt.

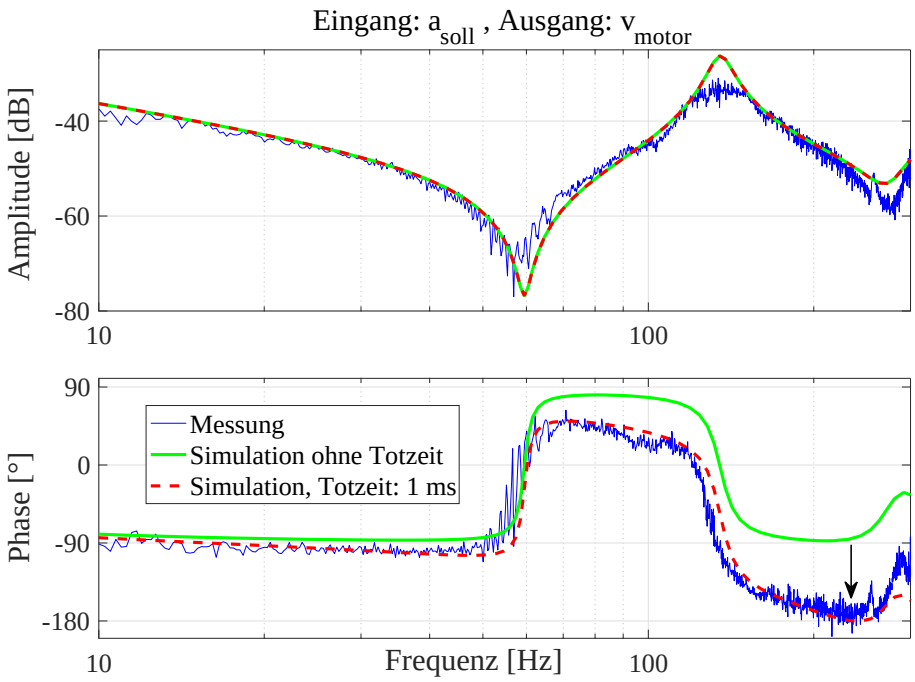


Abbildung 6.3: Kalibration der Totzeit des Versuchsstands, offener Drehzahlregelkreis ohne Drehzahlregler

Für die Herleitung der Übertragungsfunktion wurde aus dem Gründen der analytischen Herleitbarkeit das einfache Zwei-Massen-Modell (siehe Abbildung 2.3) hergenommen. Die Übertragungsfunktion von a_{soll} zu $v_{1,ist}$ wird wie folgt berechnet:

$$\frac{v_{1,ist}}{a_{soll}} = \frac{1}{s} \cdot \frac{m_2 s^2 + ds + c}{\frac{m_1 m_2}{m_1 + m_2} s^2 + ds + c}. \tag{6.1.1}$$

Da das mechanische Glied m_2 außerhalb der Regelstrecke des Drehzahlreglers liegt, wirkt dessen mechanische Resonanz bei 58 Hz wie ein Schwingungstilger, welcher als Zähler in der Gleichung (6.1.1) auftaucht. Die Amplitudenüberhö-

hung bei 136 Hz wird durch den Nenner der Gleichung (6.1.1) dominiert und beschreibt die Schwingung zwischen Motor (m_1) und Tisch (m_2).

Im idealen Fall kann der K_p-Faktor vom Drehzahlregler wegen der ausreichenden Phasenreserve beliebig hoch parametriert werden. In der Praxis wird die Phasenreserve zwischen 140 Hz und 280 Hz von der mit 1 ms identifizierten Totzeit um ca. -90° reduziert. Dies führt zur Instabilität des geregelten Systems, wenn der K_p-Faktor über 150 s^{-1} eingestellt wird.

Die Totzeit des Versuchsstandes beruht auf der zeitdiskreten Berechnung der Stellgröße, der notwendigen Ableitung von Lagemesswerten zu Geschwindigkeiten sowie der D/A bzw. A/D-Umsetzung zwischen der Ansteuerungskarte und dem Motor-Modul. Diese sind in der Praxis nicht eliminierbar. Um ihrer kritischen Auswirkung entgegen zu wirken, muss ein Kerbfilter (Sperrfrequenz: 136 Hz, Bandbreite: 130 Hz, Kerbtiefe: -22 dB) als der Vorfilter der Stromsollwerte eingesetzt werden.

Abbildung 6.4 zeigt die Wirkung des Kerbfilters. Der Kerbfilter hebt nicht nur die Phase in der Nähe von 200 Hz an, sondern reduziert auch die dazugehörige Amplitudenüberhöhung erheblich. Ein Nachteil dieses Filters ist der

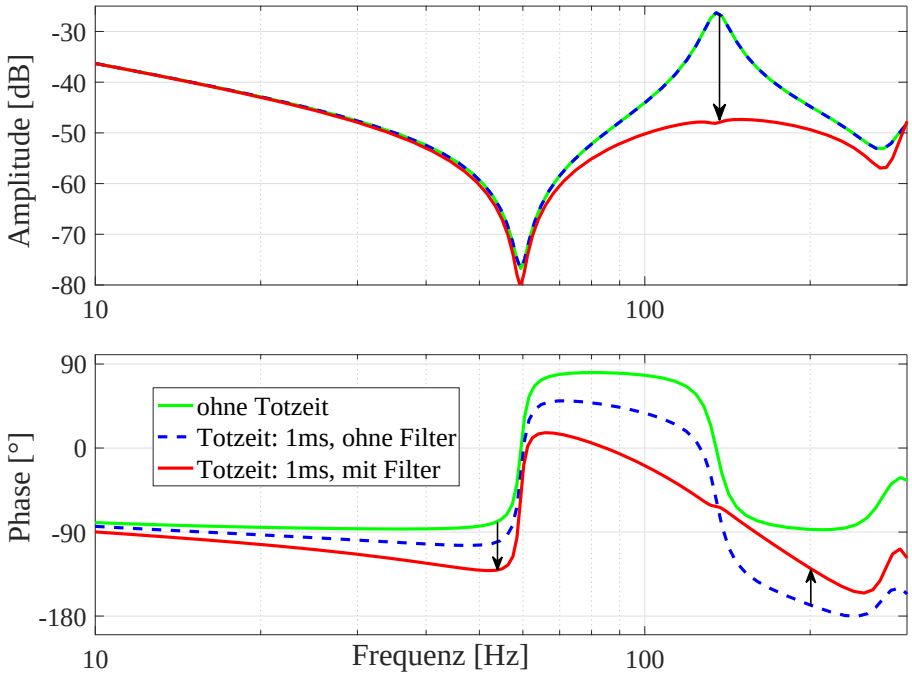


Abbildung 6.4: Auswirkung des Kerbfilters, simulative Betrachtung

zusätzliche Phasenverlust im niedrigen Frequenzbereich, der zwar die Regeldynamik reduziert aber wegen des Tilgereffektes keinen kritischen Einfluss auf die Systemstabilität hat. Mit Berücksichtigung von Totzeit und Kerbfilter ist das Übertragungsverhalten von den Simulationen und den Messungen vergleichbar. Die Ergebnisse werden in Abbildung 6.5 als Führungsfrequenzgang dargestellt. Um die Systemstabilität des realen Systems mit Totzeit sicherzustellen, wurden die messtechnischen Untersuchungen für alle Regelverfahren mit dem Kerbfilter als Stromvorfilter durchgeführt.

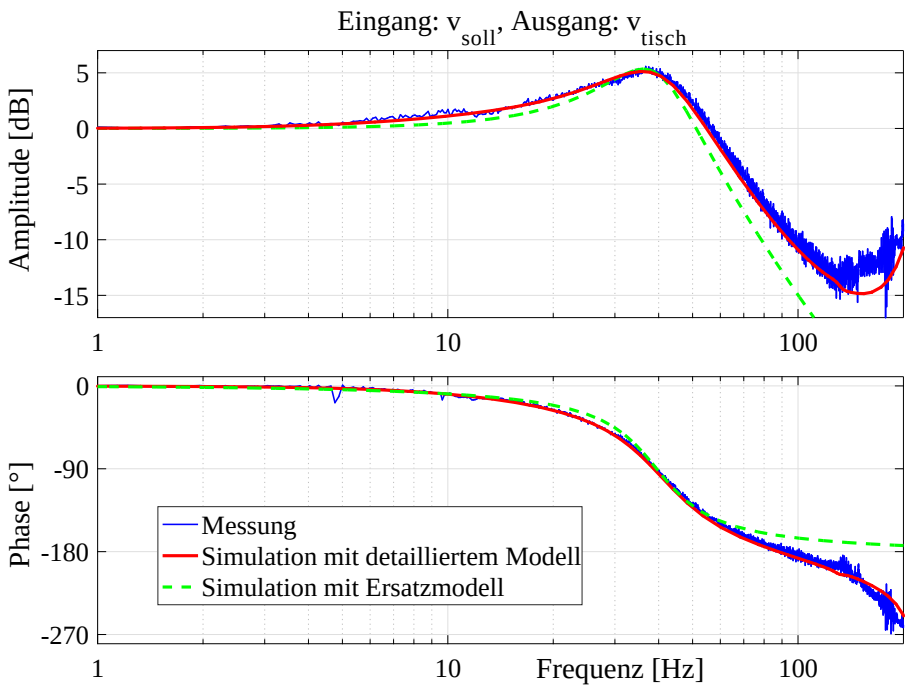


Abbildung 6.5: Vergleich des Führungsfrequenzgangs mit Berücksichtigung von Totzeit und Vorfilter der Stromsollwerte

Um die Totzeit und den damit einhergehenden Phasenverlust bei der Parametrierung der entwickelten Regelverfahren zu berücksichtigen, wird ein PT2-Ersatzmodell eingeführt.

$$G_{PT2} = \frac{c}{m_2 s^2 + ds + c} \tag{6.1.2}$$

$$\text{mit} \quad m_2 = 430\,kg \quad d = 55 \times 10^3\,kg/s \quad c = 26,5 \times 10^6\,N/m \tag{6.1.3}$$

Die Modellparameter werden durch Abgleich der Frequenzgänge identifiziert, siehe gestrichelt grüne Kurve in Abbildung 6.5.

6.2 Messtechnische Validierung des PPI-R-Verfahrens

6.2.1 Einstellung der Rückführungsverstärkung

Die Anwendungswahrscheinlichkeit des neuen Verfahrens misst sich trotz der sich ergebenden höheren Bandbreite am Einstellungsaufwand und in der Robustheit bei üblichen Veränderung der Strecke gegenüber dem Standardkaskadenfall.

Zunächst müssen die gleichen Einstellungen durchgeführt werden wie bei einer Standardeinstellung. Ein zusätzlicher Aufwand ergibt sich durch den Hardwareaufwand für die Ermittlung der Differenzgeschwindigkeit und der Rückführungsverstärkung als Kaskade zum Drehzahlregler. Dieser Aufwand ist vernachlässigbar. Die Justierung der Rückführungsverstärkung erfolgt in gleicher Weise wie beim Standardverfahren mit geringem Aufwand, sodass der Zusatzaufwand zur Einstellung des PPI-R-Verfahrens als unerheblich bzw. minimal bezeichnet werden kann.

Als Maßstab für die Robustheit soll die Veränderung des Frequenzganges des Lageregelkreises bei einer Veränderung der Last des Tisches bewertet werden. Die Regelparameter werden bei der Nenn-Tischmasse von 430 kg eingestellt. Ihre Werte bleiben in den Untersuchungen von Robustheit konstant.

Der Drehzahlregler wurde mit den Werten $K_p = 300\ s^{-1}$ und $K_i = 50\ s^{-1}$ eingestellt. Gemäß den Gleichungen (4.1.12), (4.2.7) und (6.1.3) ist die Rückführungsverstärkung auf einen Bereich von 197 s^{-1} bis 334 s^{-1} beschränkt.

Die in Abbildung 6.6 dargestellten Führungsfrequenzgänge der Tischgeschwindigkeit zeigen die Auswirkung der Rückführung der Geschwindigkeitsdifferenz. Die Messungen wurden mit sinusförmiger Sollgeschwindigkeit zwischen 1 und 200 Hz mit einer Amplitude von 1 mm/s als Eingangsignal durchgeführt. Mit

steigernder Rückführungsverstärkung erhöht sich die Bandbreite bzw. die -90°-Eckfrequenz des Führungsverhaltens. Für nachfolgend beschriebene Untersuchungen wurde der K_R-Faktor auf 250 s^{-1} gesetzt, da dieser ca. in der Mitte zwischen Ober- und Untergrenze liegt.

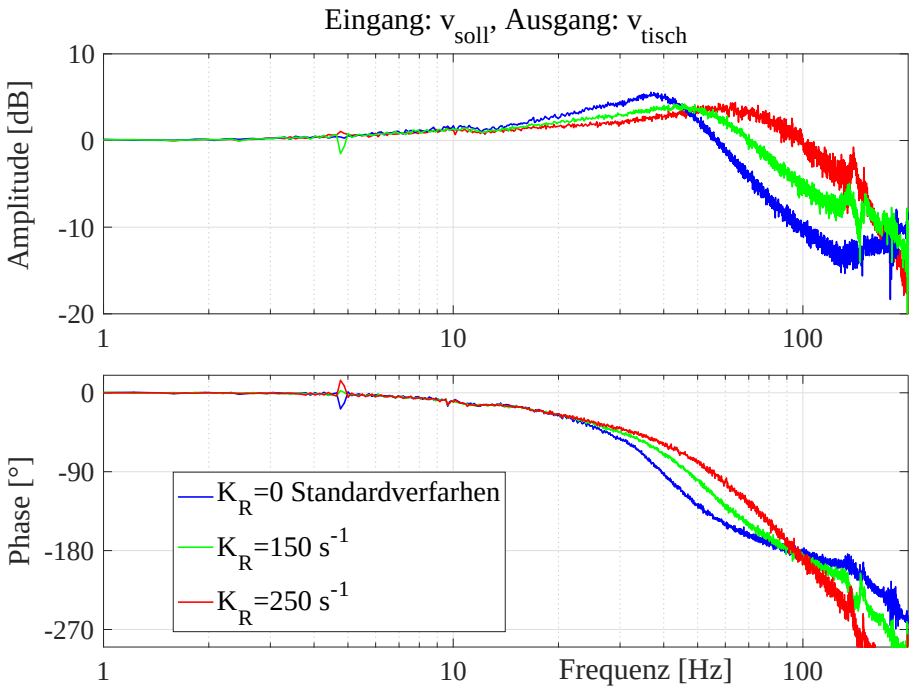


Abbildung 6.6: Führungsfrequenzgang der Tischgeschwindigkeit für unterschiedliche K_R, PPI-R

Abbildung 6.7 zeigt den Vergleich von PPI- und PPI-R-Verfahren anhand der Sprungantwort der Tischgeschwindigkeit. Die Sollgeschwindigkeit ändertet sich sprungförmig bei 0,1 s auf 10 mm/s. Wegen der erhöhten Eckfrequenz ist die Ausregelzeit des PPI-R-Verfahrens deutlich kürzer als die vom Standardverfahren. Das Überschwingen in der zeitlichen Darstellung steht im direkten Zusammenhang zu der Amplitudenüberhöhung im Frequenzbereich. Das PPI-Verfahren weist eine hohe Amplitudenüberhöhung in der Nähe von 40 Hz auf, siehe Abbildung 6.6. Deswegen zeigt die Sprungantwort einen periodischen Ablauf mit einer großen Überschwingweite. Die Amplitudenüberhöhung des PPI-R-Verfahrens ist zwar klein, besitzt aber einen breiten Frequenzbereich. Deshalb weist die Sprungantwort eine schnell abklingende impulsförmige Überschwinge auf.

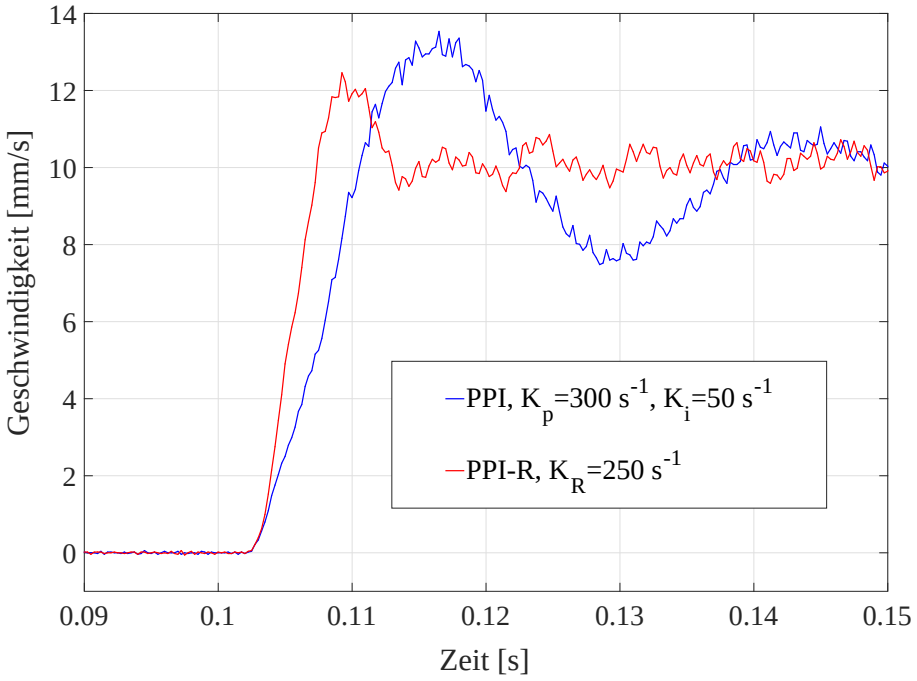


Abbildung 6.7: Sprungantwort der Tischgeschwindigkeit, PPI-R und PPI

6.2.2 Wirksamkeit des PPI-R-Verfahrens auf die Vorschubdynamik

Welchen Einfluss das verbesserte Geschwindigkeitsverhalten auf die Dynamik eines Vorschubantriebs hat, zeigt sich bei Betrachtung des offenen Lageregelkreises in Abbildung 6.8. Bei den Messungen wurden sinusförmige Sollpositionen von 1 bis 100 Hz mit einer Amplitude von 50 µm auf den Eingang des geschlossenen Lageregelkreises geschaltet. Das Übertragungserhalten des Schleppfehlers $x_{soll} - x_{2,ist}$ zur Tischposition $x_{2,ist}$ wird im Frequenzbereich dargestellt und als der Frequenzgang des offenen Lagekreises betrachtet. Durch die Rückführung der Geschwindigkeitsdifferenz kann der K_v-Faktor unter experimentellen Bedingungen von 45 s^{-1} auf 85 s^{-1} erhöht werden.

Während die Steigerung des K_v-Faktors in erster Linie zu einer Verbesserung des Führungsverhaltens führt, ist die Zunahme der Bandbreite auch für das Störverhalten von zentraler Bedeutung. Abbildung 6.9 zeigt den Nachgiebigkeitsfrequenzgang für den betrachteten Vorschubantrieb und die Auswirkung der Regelverfahren. Der Lineardirektantrieb, dessen Primärteil direkt in den

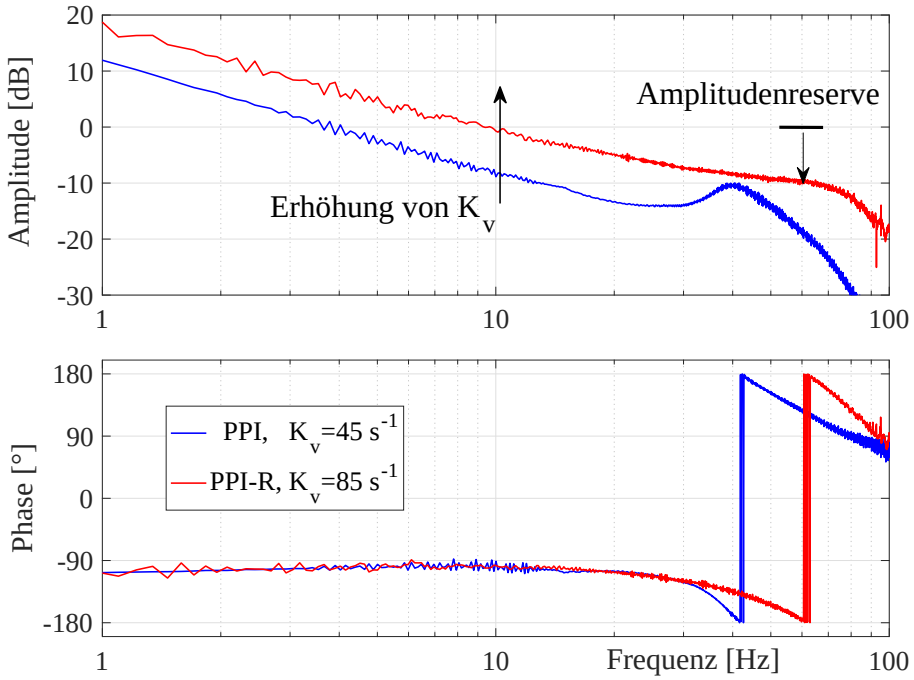


Abbildung 6.8: Offener Lageregelkreis, PPI-R

Tisch integriert ist, generiertet hier sinusförmige Störkräfte zwischen 0.1 und 200 Hz, mit einer Amplitude von 500 N.

Es ist erkennbar, dass bei hohen Frequenzen die Frequenzgänge beider Verfahren mit einem Abfall von -60 dB/Dekade keinen offensichtlichen Unterschied aufweisen. Allerdings kann das PPI-R-Verfahren die von der mechanischen Eigenschwingung verursachte Amplitudenüberhöhung deutlich bedämpfen. Wegen des erhöhten K_v-Faktors liegen die Amplitudengänge der neuen Verfahren deutlich niedriger als beim Standardverfahren.

Das Verbesserungspotential des neuen Regelverfahrens geht ebenfalls aus den durchgeführten Untersuchungen im Zeitbereich hervor. Abbildung 6.10 zeigt die Reaktion des Vorschubantriebs auf einen Lagesollwert- und Störgrößensprung beim PPI-R- und PPI-Verfahren.

Das linke Bild von Abbildung 6.10 stellt die Sprungantwort für den Lagesollwert dar. Der Lagesollwert des Tischs ändertet sich sprungförmig bei 0,1 s um 200 µm. Beide Verfahren folgen dem Sollwert überschwingungsfrei. Die Ausregelzeit wird hier definiert als Dauer des Zeitintervalls, das beginnt, wenn die Solllage seine initiale Größe (0 μm) verlässt, und das endet, wenn der Schlepp-

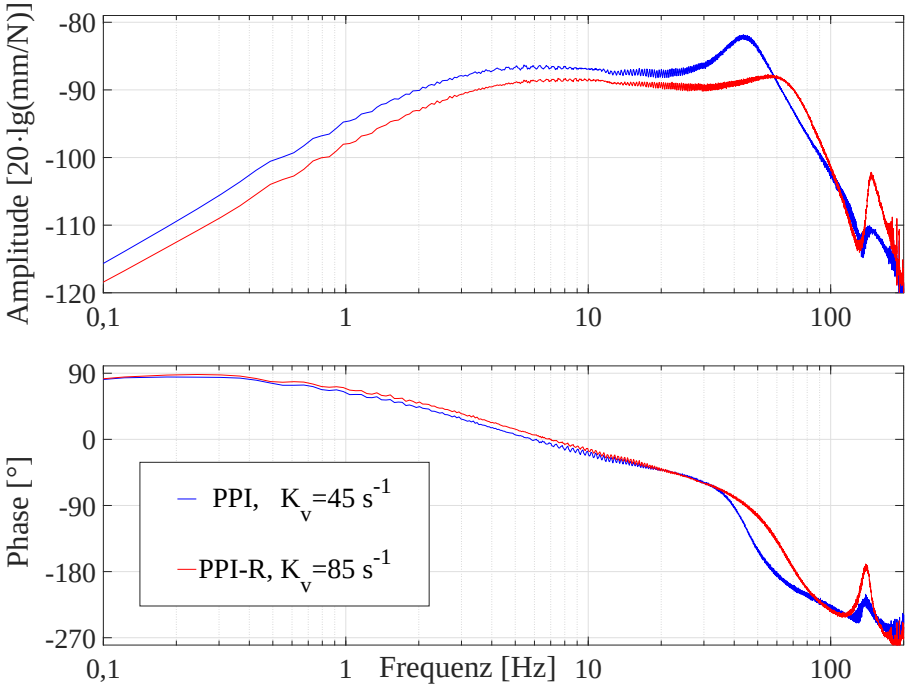


Abbildung 6.9: Nachgiebigkeitsfrequenzgang, PPI-R

fehler wieder in Toleranzbereich $\pm 2\ \mu m$ zurückkehrt und darin verbleibt. Diese steht im negativen Zusammenhang zu dem K_v-Faktor. Verglichen mit dem Standardverfahren, wo die Ausregelzeit bei 0,155 s liegt, reduziert sich diese beim PPI-R-Verfahren hier um 43% auf 0,089 s.

Das rechte Bild von Abbildung 6.10 stellt die Sprungantwort für eine Störkraft dar. Der LDA brachtet hier die sprungförmige Störkraft bei 0,05 s mit 1000 N auf. Verglichen mit dem Standardverfahren, wo die maximale Abweichung bei 74 μm liegt, reduziert sich diese beim PPI-R-Verfahren um 40% auf 45 μm. Die gleiche Verbesserung kann auch in der schnelleren Ausregelung erkannt werden. Die Ausregelzeit für die Störsprungantwort wird definiert als Dauer des Zeitintervalls, das beginnt, wenn die Störkraft ihre initiale Größe (0 N) verlässt, und das endet, wenn die Istlage wieder in Toleranzbereich $\pm 1\ \mu m$ zurückkehrt und darin verbleibt. Beim Standardverfahren wird die Abweichung nach 0,22 s ausgeregelt. Das PPI-R-Verfahren verkürzt die Ausregelzeit um 40% auf 0,13 s.

Vorschubsysteme für die industrielle Anwendung unterliegen während der Dauer ihres Einsatzes zahlreichen Einflüssen, die sich auf das mechanische Verhalten auswirken. Ein wesentlicher kurzfristiger Einfluss hierbei ist die Verän-

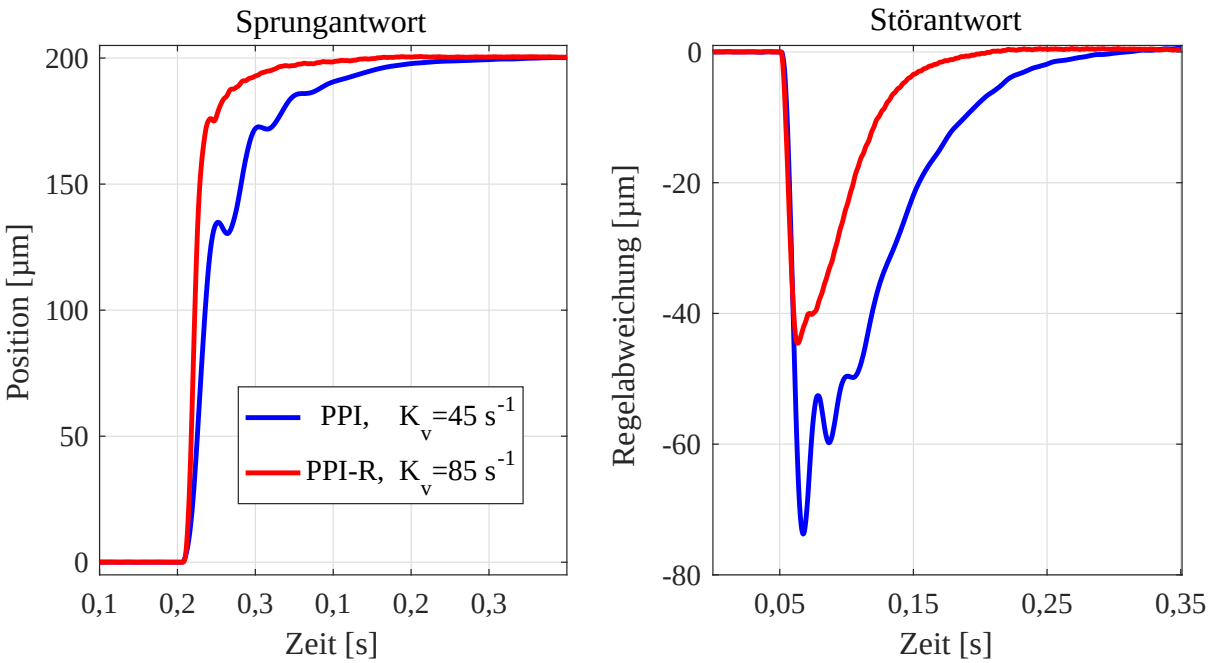


Abbildung 6.10: Untersuchungen im Zeitbereich, PPI-R; links: Sprungantwort; rechts: Störantwort

derung der Tischlast, da bei Bearbeitungsprozessen mehr als 80% Masse eines Werkstücks zerspant werden kann (Schnadt-Kirschner 1997). Sowohl die Stabilität eines geregelten Systems als auch die Qualität der Vorschubbewegung muss für die Zeitdauer der Nutzung in jedem Fall sichergestellt werden. Das konventionelle PPI-Regelverfahren erfüllt die Forderung nach einer hohen Robustheit in der Größenordnung von $m_{max}/m_{min} \approx 40$ (simulierter Grenzwert), was ein wesentlicher Grund für dessen weite Verbreitung in der Industrie ist.

Im Folgenden werden die Ergebnisse der messtechnischen Robustheitsuntersuchungen dargestellt. Die Variation der mechanischen Eigenschaften wurde durch Zu- und Abnahme der Tischbelastung um ±40% beeinflusst. Die Regelparameter wurden bei der Nenn-Tischmasse von 430 kg eingestellt und blieben in den weiteren Untersuchungen konstant.

Abbildung 6.11 zeigt das Übertragungsverhalten des durch das PPI-R-Verfahren geregelten offenen Lageregelkreises im Bode-Diagramm (links) und Nyquist-Diagramm (rechts). Aus dem Bode-Diagramm geht hervor, dass sich die -180°-Eckfrequenz mit steigender Tischmasse verringert, da die Zunahme der Tischmasse die mechanische Eigenfrequenz reduziert. Das vom PPI-R-Verfahren ge-

regelte Vorschubsystem weist eine ausreichende Robustheit auf. Die kleinste Amplitudenreserve beträgt in Nyquist-Diagramm 0,58 und im Bode-Diagramm -7 dB.

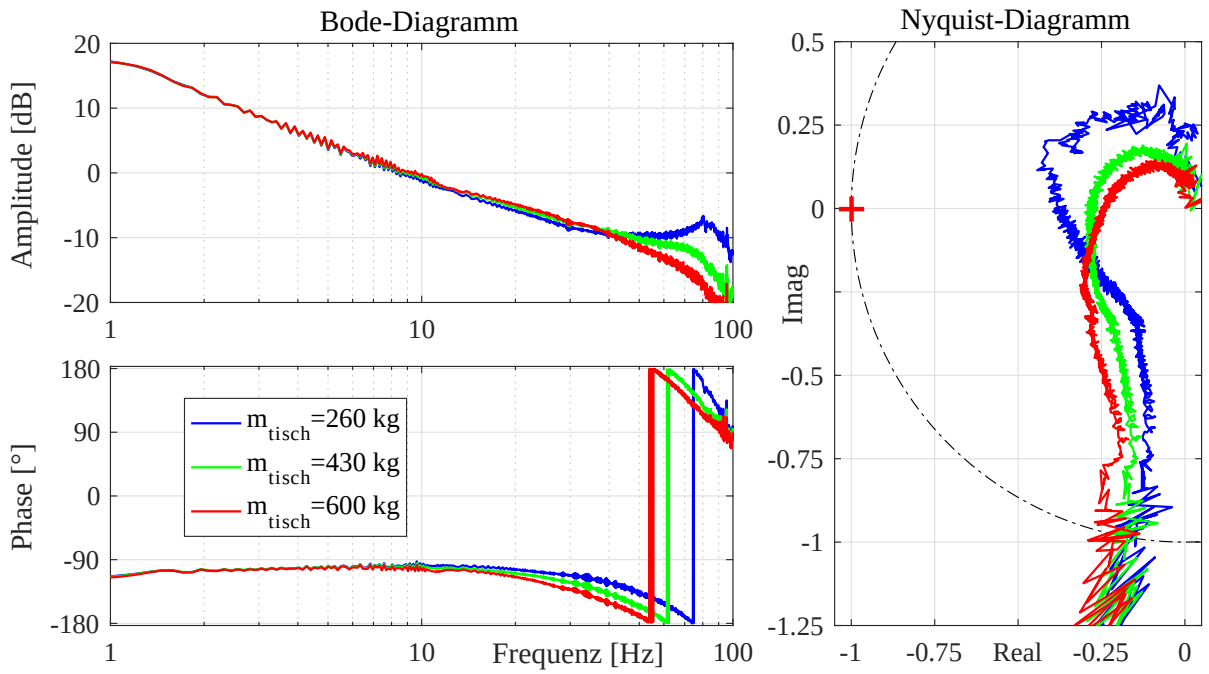


Abbildung 6.11: Robustheit des PPI-R-Verfahrens gegenüber einer veränderlichen Tischmasse im Frequenzbereich, offener Lageregelkreis

Abbildung 6.12 zeigt die Vorschubbewegungen des geregelten Systems mit unterschiedlichen Tischmassen. Sowohl die Ausregelzeit der Sprung- und Störantworten als auch die maximale Abweichung der Störantwort verändern sich mit den unterschiedlichen Tischmassen nur geringfügig. Bei einer Tischmasse von 260 kg treten schwingende Vorschubbewegungen auf, da im Bode-Diagramm eine Amplitudenüberhöhung in der Nähe von 80 Hz auftritt. Allerdings klingt diese Schwingung schnell ab und ruft in den beiden Antworten kein Überschwingen hervor.

Weiterführende simulative Untersuchungen zeigen, dass das System stabil ist, wenn die Tischmasse zwischen 210 kg und 1390 kg variiert wird. In dieser Arbeit wird die Systemrobustheit durch den Quotient aus den simulativ erreichbaren Ober- und Untergrenzen der Tischmasse quantitativ bewertet. Bei einer Amplitudenreserve von -10 dB kann das PPI-R-Verfahren eine Robustheit von 6,6 erreichen. Dagegen erreicht das PPI-Verfahren mit derselben Amplitudenreser-

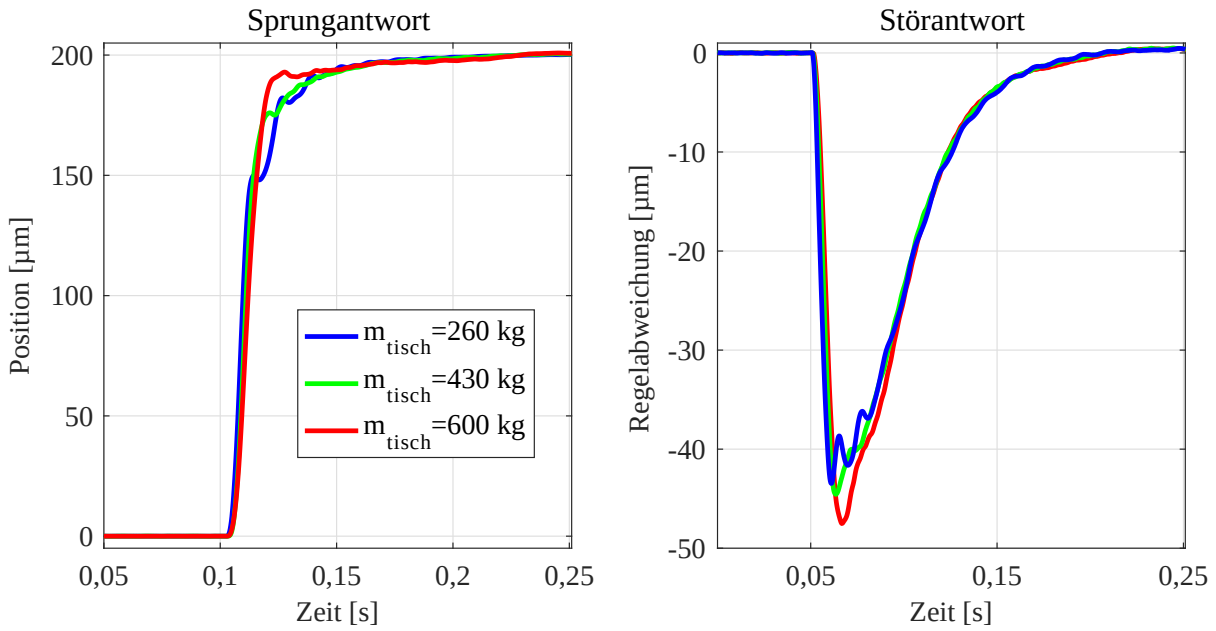


Abbildung 6.12: Robustheit des PPI-R-Verfahrens im Zeitbereich; links: Sprungantwort; rechts: Störantwort

ve einen Wert von 44 ($m_{max} = 1540\ kg\ m_{min} = 35\ kg$). Der Quotient des PPI-R-Verfahrens kann jedoch auf Kosten der Bandbreite des geregelten Systems erhöht werden. Abbildung 6.13 zeigt den Einfluss der Bandbreite auf die erreichbare Robustheit.

Die dazugehörigen Simulationen wurden mit Totzeit und Kerbfilter durchgeführt. Bei der Absenkung des K_v-Faktors soll der Rückführungsverstärker K_R ebenfalls reduziert werden. In den Klammern steht der Wert von K_R in der Einheit von s^{-1}. Durch Reduktion des K_v-Faktors kann die Obergrenze der Tischmasse erhöht werden, während die Reduktion des K_R-Faktors die Untergrenze der Tischmasse erweitern kann. Bei einer Reduktion des K_R-Faktors auf 0, stimmen PPI-R-Verfahren und PPI-Verfahren überein.

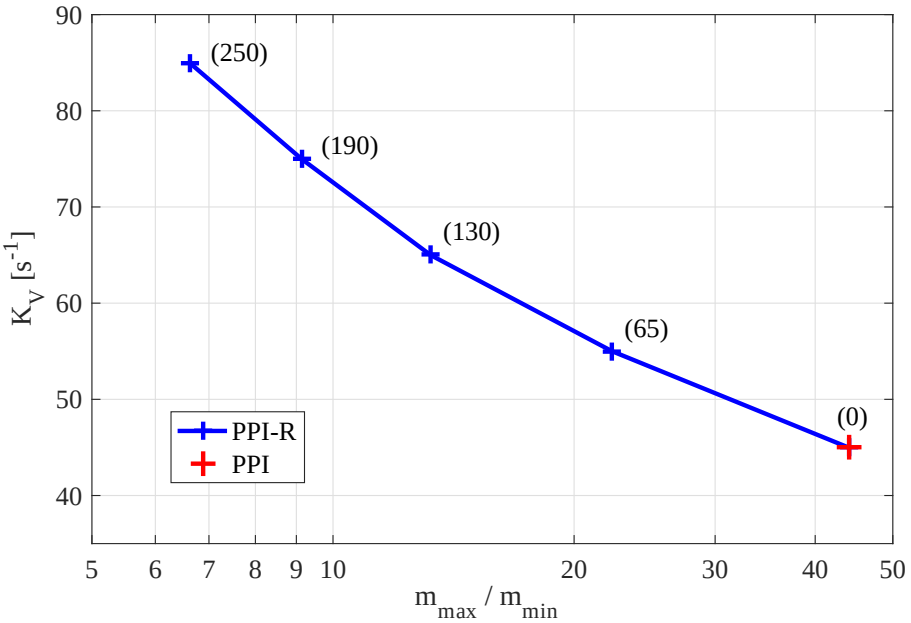


Abbildung 6.13: Zusammenhang zwischen Robustheit und Bandbreite, PPI-R, (∗): K_R

6.3 Messtechnische Validierung des P-PI-P-Verfahrens

6.3.1 Einstellung des P-PI-P-Verfahrens (Drehzahl- und Geschwindigkeitsregelkreis)

Das P-PI-P-Verfahren besitzt einen zusätzlichen Regelkreis, in welchem die Lagegeschwindigkeit zurückgeführt wird. Diese lässt sich mit ausreichender Signalgüte durch Ableitung des Encodersignals gewinnen. Dementsprechend ist hierfür kein zusätzlicher Sensor erforderlich. Zur Parametrierung der Regelung kann auf dasselbe Vorgehen zurückgegriffen werden, welches auch bei der PPI-Kaskadenregelung verwendet wird. Dabei werden die Antworten auf Sweep- und Sprungfunktionen betrachtet und die Regelparameter entsprechend den auftretenden Amplitudenüberhöhungen, Bandbreiten und Überschwingweiten angepasst. Im vorliegenden Fall wurde für die Parametrierung eine Nenn-Tischmasse von 430 kg zugrunde gelegt.

Die in Abbildung 6.14 dargestellten Führungsfrequenzgänge der Tischgeschwindigkeit zeigen die Funktionsfähigkeit des schwach eingestellten Drehzahlreglers. Beim stark eingestellten Regler weist die blaue Kurve eine Resonanz bei 39 Hz (248 rad/s) mit einer offensichtlichen Amplitudenüberhöhung auf. Gemäß den Gleichungen (5.3.1) und (6.1.3) soll der K_p-Faktor beim P-PI-P-Verfahren größer als 55 s^{-1} sein. Für die folgenden Untersuchungen wurde ein Wert von $K_p = 60\ s^{-1}$ eingestellt. Auf diese Weise wird die Amplitudenüberhöhung bei 39 Hz (blaue Kurve) bedämpft, sodass entsprechend der roten Kurve keine Überhöhung mehr vorhanden ist. Im niedrigen Frequenzbereich liegt der rote Amplitudengang unter 0 dB, da der I-Anteil des Drehzahlreglers auf Null gesetzt wurde.

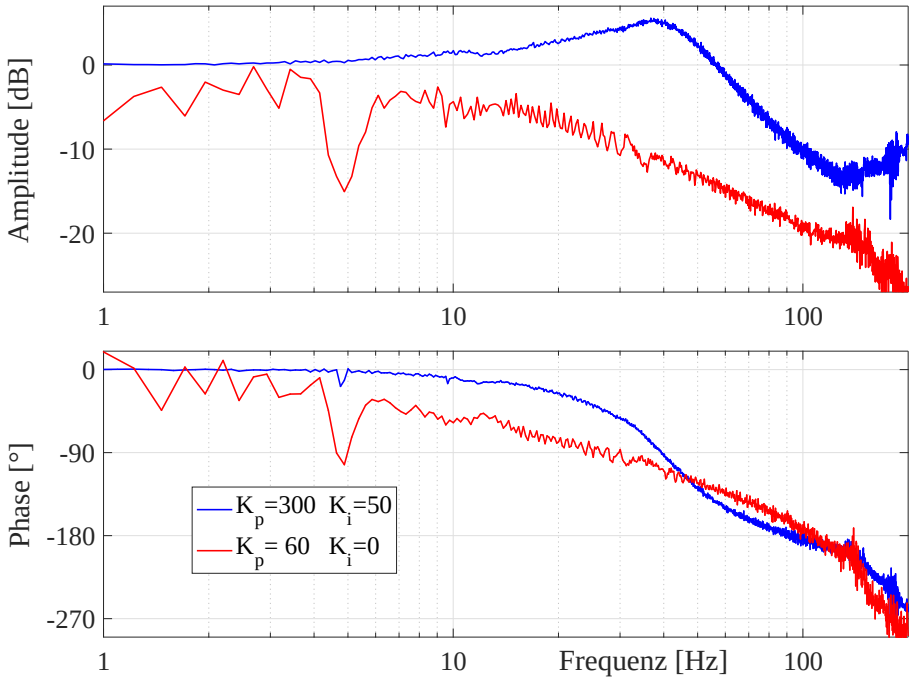


Abbildung 6.14: Auswirkung des schwach eingestellten Drehzahlreglers

Trotz der Dämpfung der Resonanzüberhöhung sinkt der rote Phasengang in Abbildung 6.14 wegen des niedrigen K_p-Faktors früher ab. Um die Eckfrequenz bei -90° wieder zu erhöhen, wird ein Geschwindigkeitsregelkreis überlagert. Der I-Anteil des Geschwindigkeitsreglers wurde gemäß Gleichung (5.3.2) mit 70 s^{-1} eingestellt. Der Einfluss des P-Anteils auf den Führungsfrequenzgang des geschlossenen Geschwindigkeitsregelkreises ist in Abbildung 6.15 dargestellt. Bei

$K_{pv} = 3,5$ (rot) beträgt der Amplitudenrand des offenen Geschwindigkeitskreises -7 dB. Verglichen mit der blauen Kurve in Abbildung 6.14 steigt die -90°-Eckfrequenz von 40 Hz auf 60 Hz an.

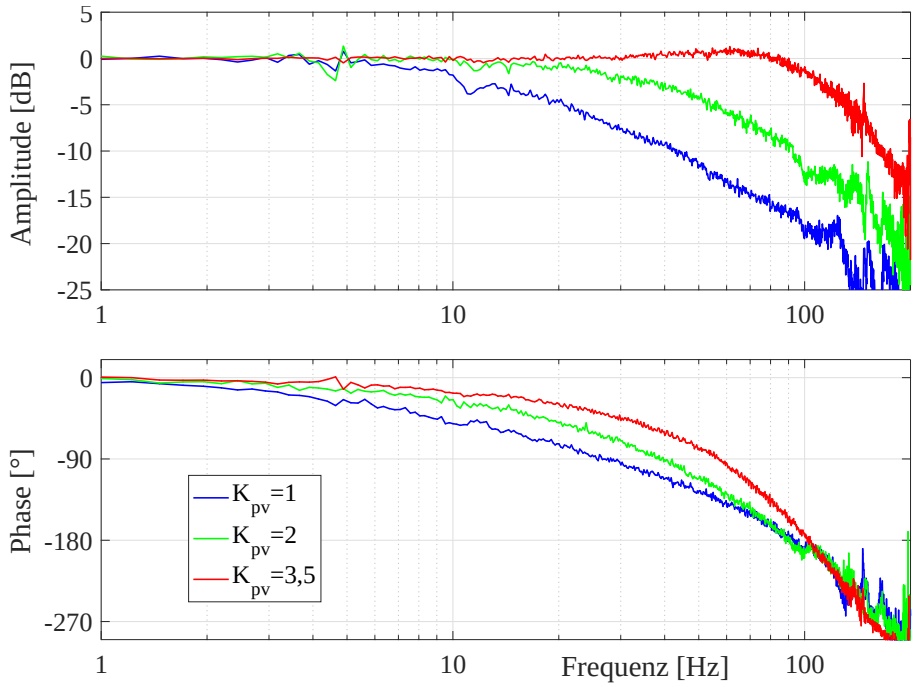


Abbildung 6.15: Führungsfrequenzgang des Geschwindigkeitsregelkreises für unterschiedliche Werte von K_{pv}, P-PI-P

Abbildung 6.16 zeigt den Vergleich der Sprungantwort der Tischgeschwindigkeit. Wegen der erhöhten Eckfrequenz ist die Ausregelzeit des P-PI-P-Verfahrens deutlich kürzer als die des Standardverfahrens. Da das P-PI-P-Verfahren keine Amplitudenüberhöhung im Frequenzbereich zeigt, weist das Verfahren bei der Sprungantwort der Geschwindigkeit auch kein Überschwingen auf.

6.3.2 Wirksamkeit des P-PI-P-Verfahrens auf die Vorschubdynamik

Die Anhebung der -90°-Eckfrequenz und der Unterdrückung der Amplitudenüberhöhung führen zu einer Zunahme der Stabilitätsreserve und ermöglichen eine Anpassung des K_v-Faktors im Lageregelkreis. Wie sich aus Abbildung 6.17 ablesen lässt, kann der K_v-Faktor mit dem P-PI-P-Verfahren bei gleicher Amplitudenreserve hier von 45 s^{-1} auf 100 s^{-1} erhöht werden.

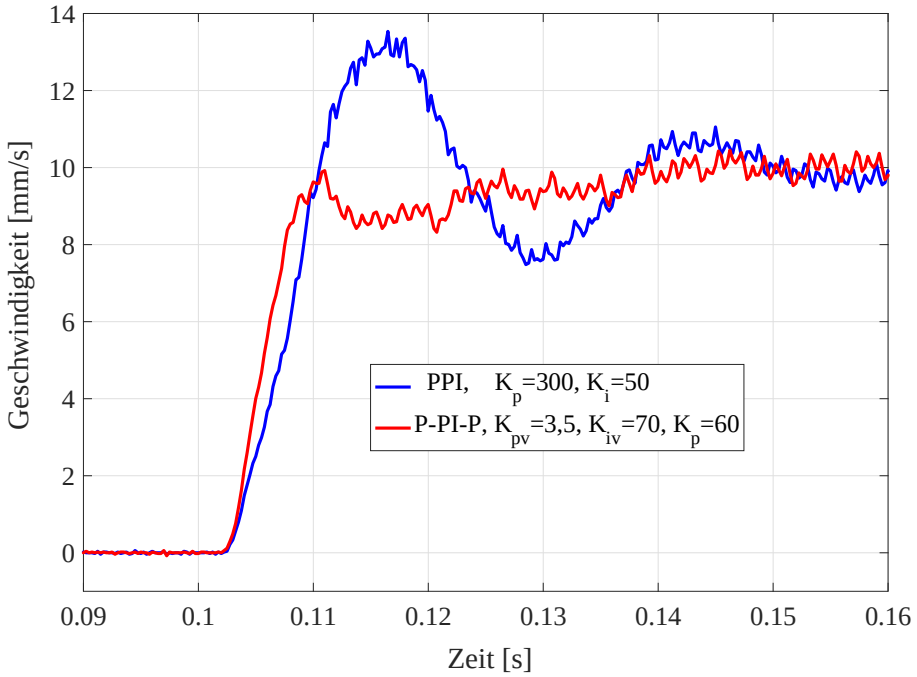


Abbildung 6.16: Sprungantwort der Tischgeschwindigkeit, P-PI-P

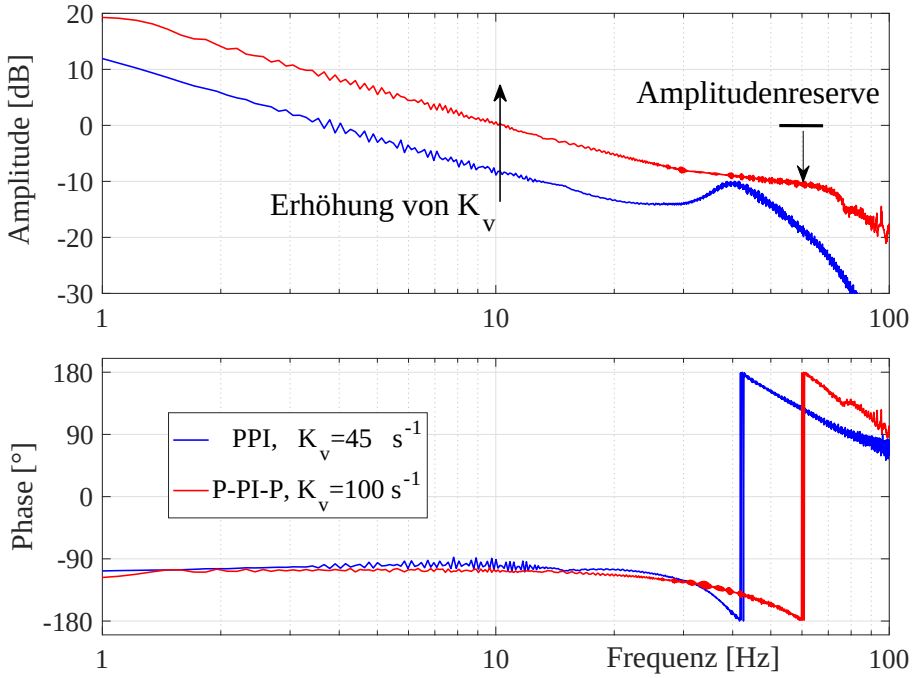


Abbildung 6.17: Offener Lageregelkreis, P-PI-P

Das Störverhalten des vom P-PI-P-Verfahren geregelten Vorschubsystems ist in Abbildung 6.18 dargestellt. Die Amplitudenüberhöhung in der Nähe von

40 Hz wird bedämpft. Wegen des erhöhten K_v-Faktors liegt der Amplitudengang des neuen Verfahrens unter dem des Standardverfahrens.

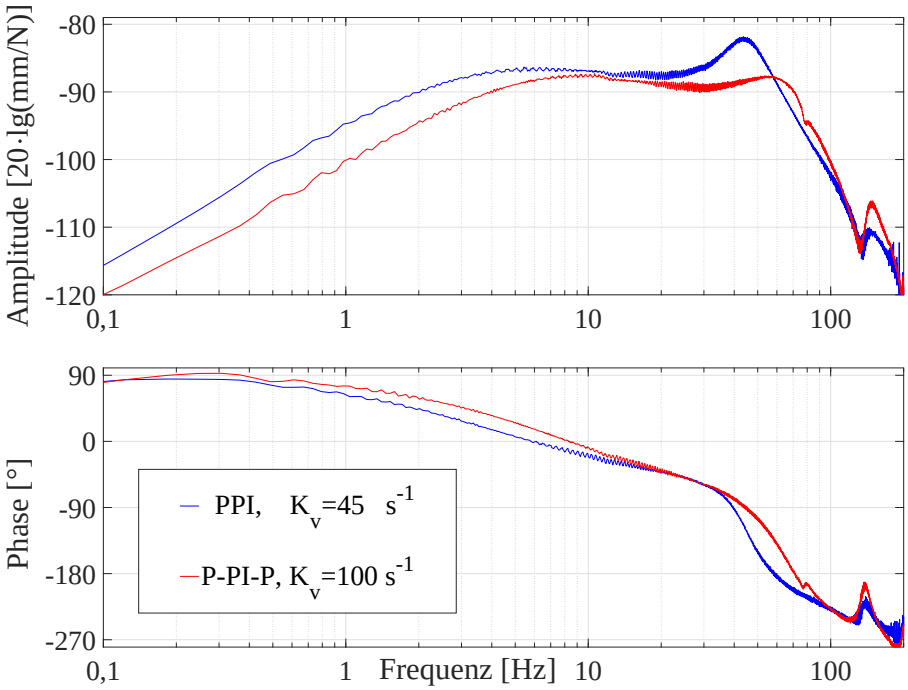


Abbildung 6.18: Nachgiebigkeitsfrequenzgang, P-PI-P

Das linke Bild von Abbildung 6.19 zeigt die Reaktion des Vorschubantriebs auf einen Lagesollwert- und Störgrößensprung beim P-PI-P-Verfahren. Das P-PI-P-Verfahren folgt dem Sollwert überschwingungsfrei. Verglichen mit dem Standardverfahren, reduziert sich die Ausregelzeit hier um 70% auf 0,047 s.

Das rechte Bild von Abbilgung 6.19 stellt die Sprungantwort für eine Störkraft dar. Verglichen mit dem Standardverfahren, wo die maximale Abweichung bei 74 μm liegt, reduziert sich diese beim P-PI-P-Verfahren um 35% auf 48 μm. Daneben verkürzt das P-PI-P-Verfahren die Ausregelzeit von 0,22 s um 59% auf 0,09 s.

Abbildung 6.20 und Abbildung 6.21 zeigen entsprechend die Robustheit des P-PI-P-Regelverfahrens gegenüber veränderlichen Tischbelastungen jeweils im Frequenz- und Zeitbereich. Ähnlich wie beim PPI-R-Verfahren verringert sich die -180°-Eckfrequenz mit steigender Tischmasse. Jedoch reduzieren sich die dazugehörigen Amplitudenreserven in Bode- und Nyquist-Diagramm mit der Abnahme der Tischmasse. Dieses Ergebnis stimmt mit der Aussage in Abbil-

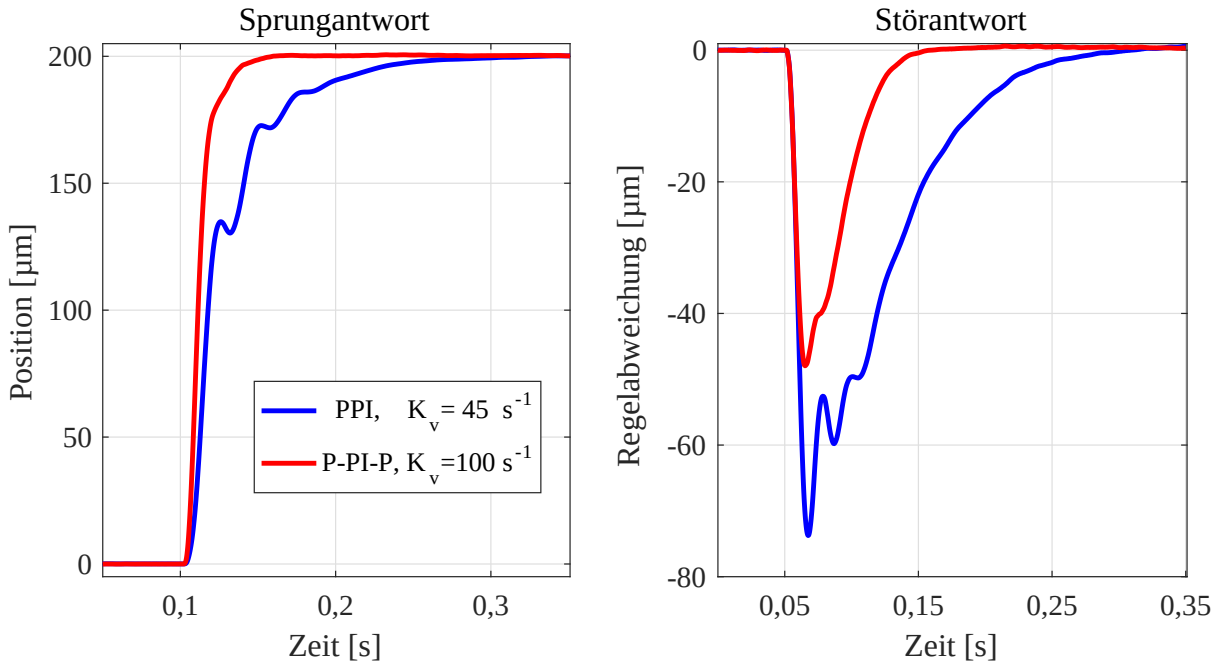


Abbildung 6.19: Untersuchungen im Zeitbereich, P-PI-P; links: Sprungantwort; rechts: Störantwort

dung 5.9 überein, da sich das Massenverhältnis wegen der Reduktion der Tischmasse ebenfalls verringert. Trotz der Reduktion der Amplitudenreserve zeigt das vom P-PI-P-Verfahren geregelte Vorschubsystem eine gute Robustheit. Die minimale Amplitudenreserve bleibt bei 0,6 im Nyquist-Diagramm und -8 dB im Bode-Diagramm. Verglichen mit dem PPI-R-Verfahren, wird bei der Tischmasse von 260 kg keine wesentliche Amplitudenüberhöhung beobachtet. Deswegen zeigt das P-PI-P-Verfahren eine bessere Robustheit hinsichtlich schwingungsarmer Vorschubbewegungen.

Weiterführende simulative Untersuchungen zeigen, dass das System mit dem K_v-Faktor von 100 s^{-1} (Amplitudenreserve: -10 dB) stabil ist, wenn die Tischmasse zwischen 200 kg und 1000 kg variiert. Die Beziehung zwischen dem K_v-Faktor und der erreichbaren Robustheit ist in Abbildung 6.22 dargestellt. Die Simulationen wurden unter realen Randbedingungen mit dem konstanten Drehzahlregler ($K_p = 60\ s^{-1}$) und konstantem I-Anteil des Geschwindigkeitsreglers ($K_{iv} = 70\ s^{-1}$) durchgeführt. Nur der P-Anteil des Geschwindigkeitsreglers (K_{pv}) wurde mit der Absenkung des K_v-Faktors reduziert. Dieser Wert steht in Klammern und besitzt die Einheit s^{-1}. Durch Verringerung des K_{pv}-Faktors

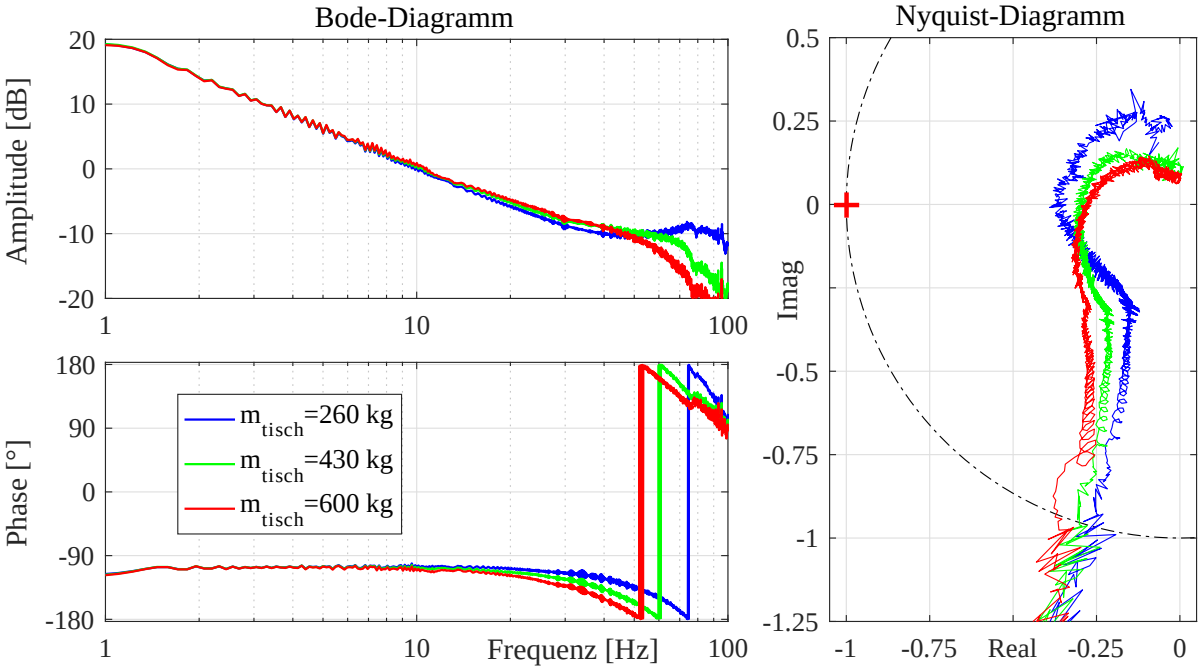


Abbildung 6.20: Robustheit des P-PI-P-Verfahrens gegenüber veränderlichen Tischbelastungen im Frequenzbereich, offener Lageregelkreis

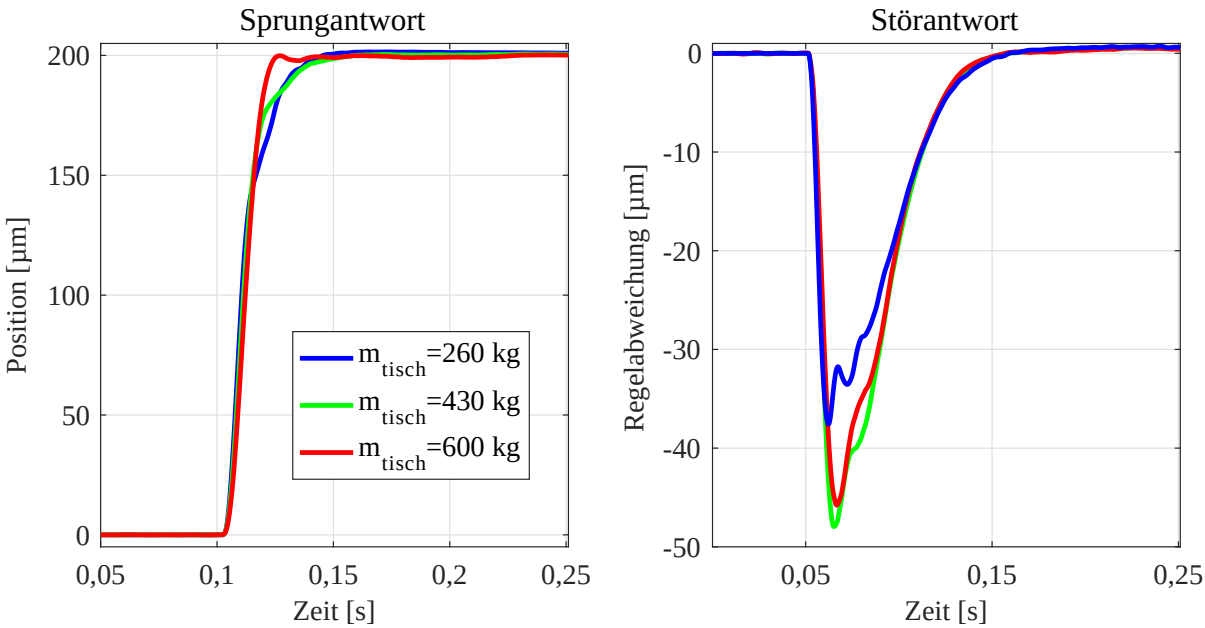


Abbildung 6.21: Robustheit des P-PI-P-Verfahrens im Zeitbereich; links: Sprungantwort; rechts: Störantwort

lässt sich die Untergrenze der Tischmasse erweitern, während die Reduktion des K_v-Faktors die Obergrenze der Tischmasse erhöht.

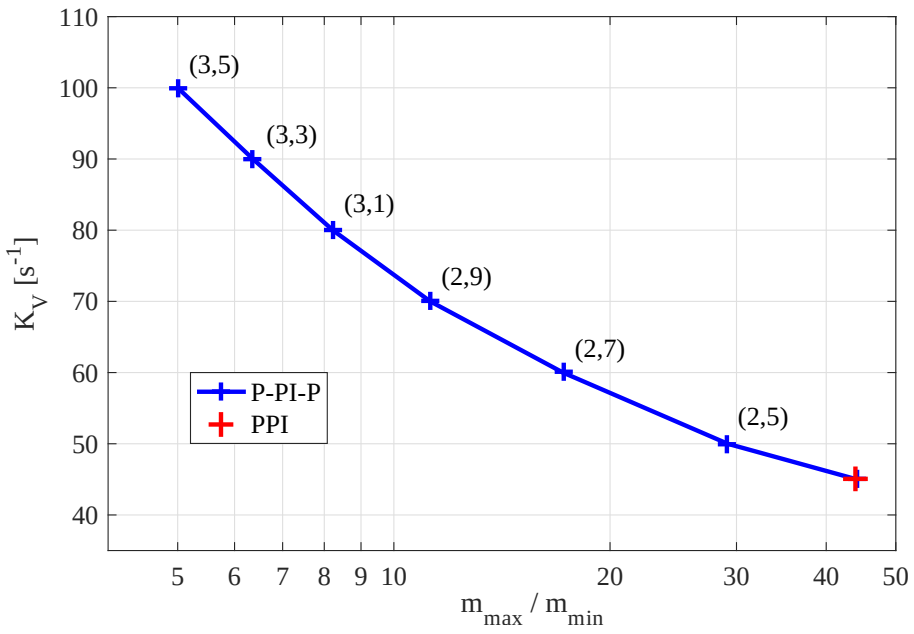


Abbildung 6.22: Zusammenhang zwischen Robustheit und Bandbreite, P-PI-P, $(*)$: K_{pv}

6.4 Messtechnische Validierung des PD-O-P-Verfahrens

6.4.1 Einstellung des PD-O-P-Verfahrens

Der K_p-Faktor des Drehzahlreglers wurde wie beim P-PI-P-Verfahren mit dem Wert 60 s^{-1} schwach parametriert. Mit dem schwachverstärkenden Drehzahlregelkreis weist das Übertragungsverhalten zwischen $v_{1,soll}$ und $v_{2,ist}$ ein PT1-Verhalten auf. Deswegen kann das normierte Modell des Beobachters als ein PT1-Glied definiert werden, dessen Eckfrequenz durch die Gleichung (5.3.2) um Faktor 1,15 erhöht wird. Der Vergleich des Amplitudengangs wird in Abbildung 6.23 dargestellt.

$$G_n = \frac{k_p}{s + k_p} \quad k_p = 70\, s^{-1} \tag{6.4.1}$$

Das Totzeitglied des Beobachters kann durch den Vergleich des Phasengangs eingestellt werden, siehe Abbildung 6.23. Die grünen Kurven zeigen den gemessenen Frequenzgang mit dem schwach eingestellten Drehzahlregler ($K_p =$

60 s^{-1}). Wegen des fehlenden I-Anteils des Drehzahlreglers liegt die Amplitude im niedrigen Frequenzbereich unter 0 dB. Die roten Kurven zeigen den Frequenzgang des vom Beobachter verwendeten normierten Modells ohne Totzeit. Mit der leicht erhöhten Eckfrequenz ($k_p = 70\ s^{-1}$) passt sich der Amplitudengang an die grüne Kurve an. Der Frequenzgang des Modells mit Totzeit wird von der schwarzen Kurve dargestellt. Mit der eingestellten Totzeit 2,5 ms (z^{-10}) stimmen die Phasen von der Simulation und der Messung überein.

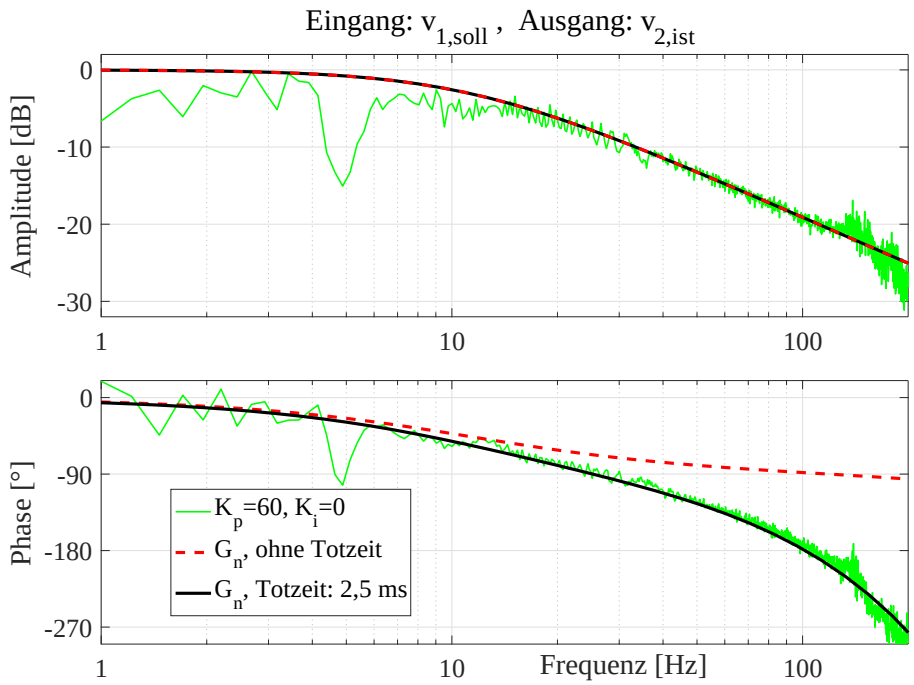


Abbildung 6.23: Führungsfrequenzgang der Tischgeschwindigkeit, PD-O-P

In diesen 2,5 ms ist nur 1 ms „echte“ Totzeit des Systems, die von der D/A bzw. A/D-Umsetzung zwischen der Ansteuerungskarte und dem Motor-Modul verursacht wird (siehe Abbildung 6.3). Die restlichen 1,5 ms sind die „äquivalente“ Totzeit, die von der Vereinfachung des normierten Modells (Vernachlässigung des zweiten Multiplikators der Gleichung (5.1.3)) verursacht wird.

Der Tiefpassfilter wurde als ein PT2-Glied eingestellt.

$$Q = \left(\frac{\omega_f}{s + \omega_f}\right)^2, \quad \omega_f = 400\ s^{-1} \tag{6.4.2}$$

Die in Abbildung 6.24 dargestellten Amplitudengänge weisen nach, dass der eingestellte Tiefpassfilter die robuste Stabilitätsbedingungen, Gleichung (5.4.4) und Gleichung (5.4.5), erfüllt.

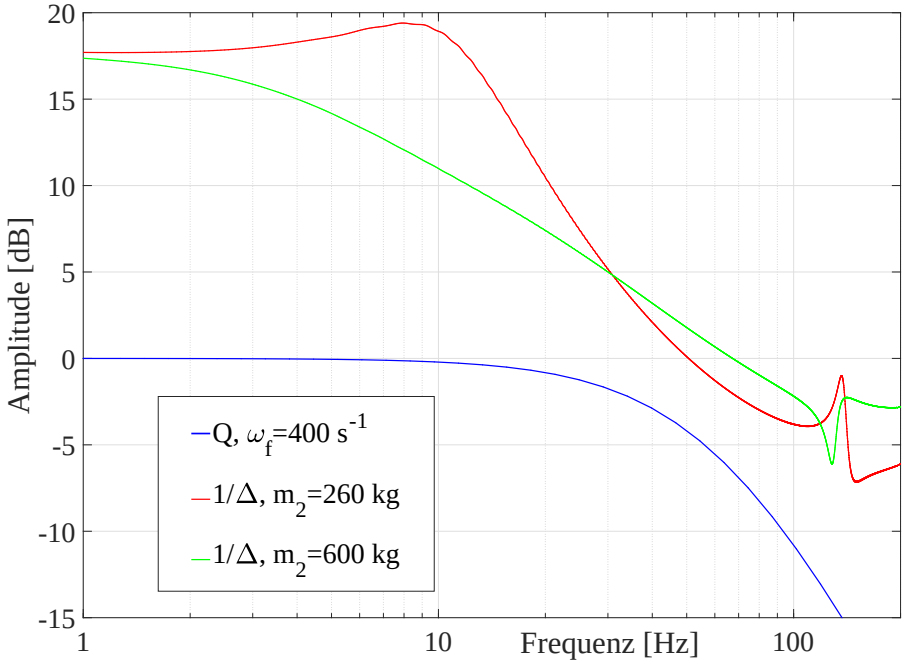


Abbildung 6.24: Bandbreitenbegrenzung des Tiefpassfilters, Simulation mit Totzeit und Vorfilter der Stromsollwerte

Abbildung 6.25 zeigt die Amplitudengänge der im Beobachterkreis liegenden Blöcke (siehe Abbildung 5.13) mit den eingestellten Parametern. Die Funktionsfähigkeit des Rückführgliedes (blaue Kurve) wirkt wie ein Tiefpassfilter mit einer schwach bedämpften Eckfrequenz in der Nähe von 60 Hz. Der Amplitudengang des Vorwärtsgliedes (rote Kurve) verhält sich ähnlich wie ein PI-Regler, dessen proportionale Verstärkung zu eins gesetzt wird. Damit wird der fehlende I-Anteil ersetzt.

Abbildung 6.26 zeigt die Führungsfrequenzgänge des geschlossenen Beobachterkreises in Abhängigkeit der eingestellten Totzeit. Nur wenn die eingestellte Totzeit genau den Phasenverlust des realen Systems repräsentiert (siehe Abbildung 6.23), kann der gemessene Führungsfrequenzgang (rot) mit dem normierten Modell (schwarz) übereinstimmen. Die Reduktion der Totzeit führt zu der Amplitudenüberhöhung und reduziert außerdem die Amplitudenreserve des

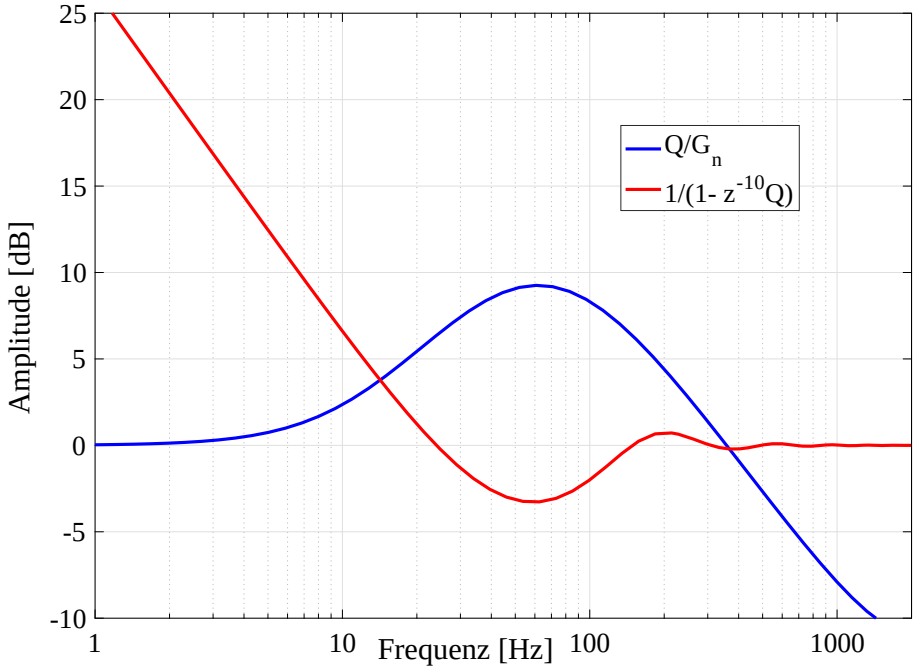


Abbildung 6.25: Amplitudengang der im Beobachterkreis liegenden Blöcke

überlagerten Lageregelkreises, d.h. eine fehlerhaft eingestellte Totzeit reduziert die Lageregelbandbreite.

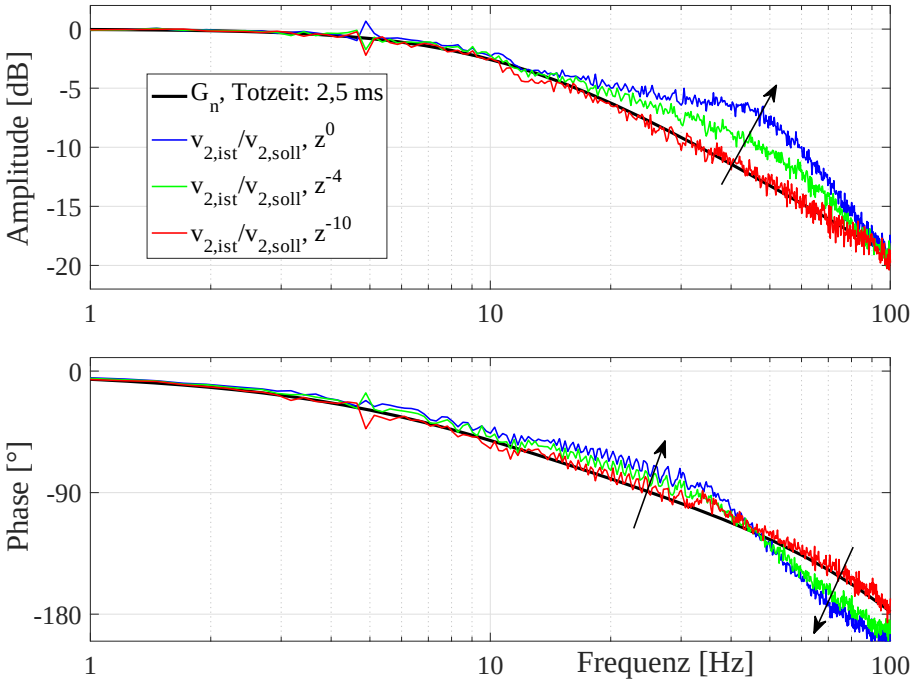


Abbildung 6.26: Führungsfrequenzgang des Beobachterkreises in Abhängigkeit der Totzeit

6.4.2 Wirksamkeit des PD-O-P-Verfahrens auf die Vorschubdynamik

Die Führungseigenschaft des Lageregelkreises wurde zuerst untersucht. Abbildung 6.27 zeigt den Vergleich der Frequenzgänge des offenen Lageregelkreises vom PD-O-P-Verfahren und dem Standverfahren. Die Vorhaltezeit T_D wurde mit dem Wert 1/70 s eingestellt. Wegen der Anhebung der Phase und der Amplitude (siehe Abbildung 5.11) kann der K_v-Faktor unter realen Bedingungen um 230% erhöht und auf dem Wert 150 s^{-1} eingestellt werden.

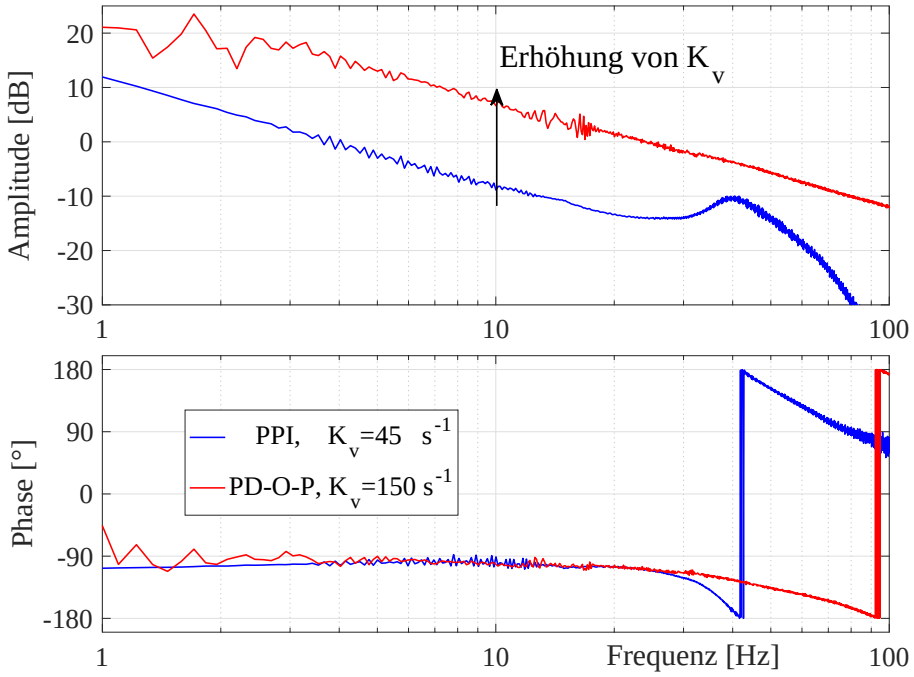


Abbildung 6.27: Offener Lageregelkreis, PD-O-P

Der Vergleich der Nachgiebigkeitsfrequenzgänge vom PD-O-P-Verfahren und dem PPI-Verfahren wird in Abbildung 6.28 dargestellt. Wie erwartet liegt der Amplitudengang des PD-O-P-Verfahrens wegen des erhöhten K_v-Faktors deutlich besser als beim PPI-Verfahren.

Die Vergleichsuntersuchungen wurden auch im Zeitbereich durchgeführt. Abbildung 6.29 zeigt die Messergebnisse. Der Vergleich des Führungsverhaltens wird auf der linken Seite dargestellt. Da ein Differenzierer im PD-Lageregler vorhanden ist, wurde statt der sprungförmigen Sollposition eine ruckbegrenz-

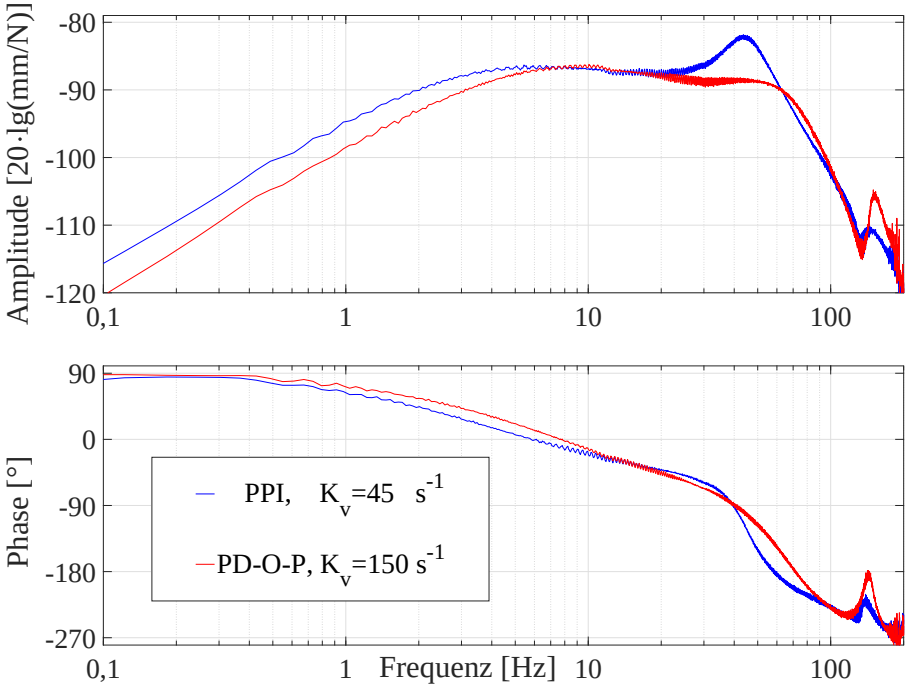


Abbildung 6.28: Nachgiebigkeitsfrequenzgang, PD-O-P

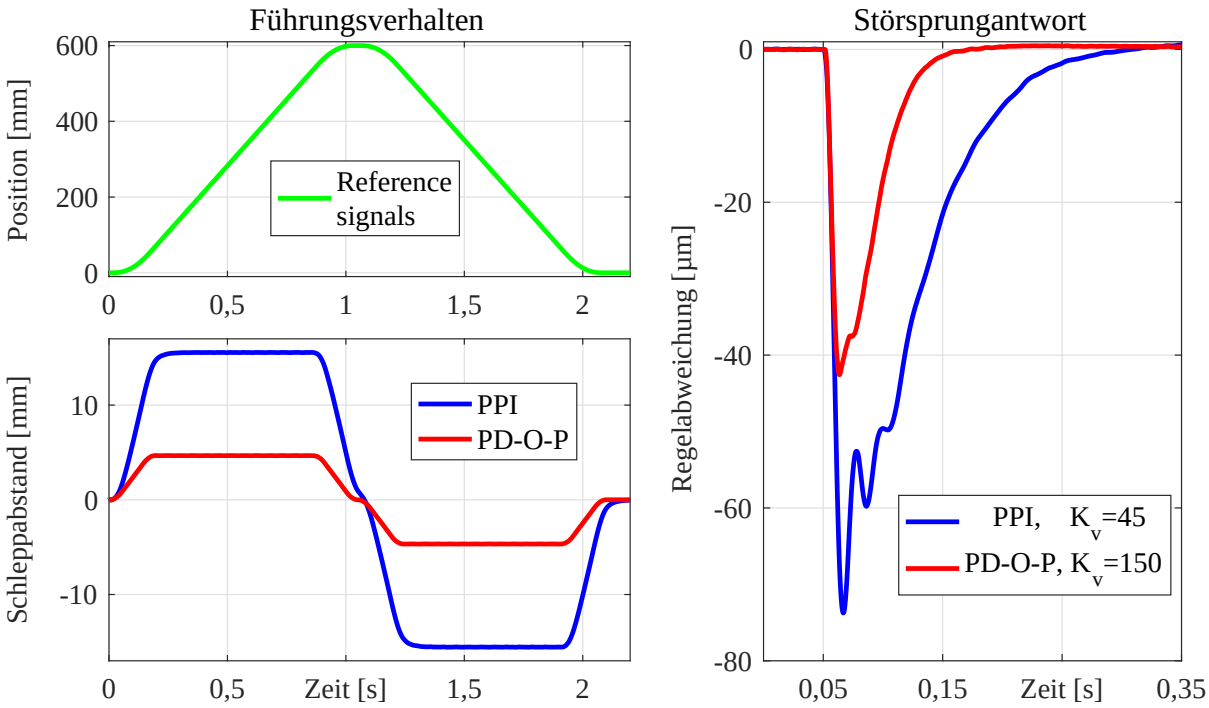


Abbildung 6.29: Untersuchungen im Zeitbereich, PD-O-P; links: Führungsverhalten; rechts: Störsprungantwort

te Trajektorie (grüne Kurve), wie bei den meisten industriellen Anwendungen, eingesetzt. Die maximale Geschwindigkeit der Trajektorie ist 700 mm/s. Mit

dem PD-O-P-Verfahren kann der Schleppabstand von 15,56 mm um 70% auf 4,67 mm reduziert werden.

Der Vergleich der Störantwort ist auf der rechten Seite von Abbildung 6.29 dargestellt. Wie im Abschnitt 6.2 erläutert, wurde die sprungförmige Störkraft bei 0,05 s mit 1000 N vom LDA aufgebracht. Das PD-O-P-Regelverfahren reduziert die maximale Abweichung von 74 µm um 42% auf 43 µm und verkürzt die Ausregelzeit von 0,22 s um 55% auf 0,10 s.

Für die Robustheit des PD-O-P-Verfahrens wurde die Vorschubachse mit unterschiedlichen Tischmassen im Frequenz- und Zeitbereich untersucht. Das Übertragungsverhalten des offenen Lageregelkreises ist in Abbildung 6.30 dargestellt. Anders als PPI-R- und P-PI-P-Verfahren, bleibt die -180°-Frequenz in Bode-Diagramm konstant. Allerdings verringert sich die Amplitudenreserve wegen der Anhebung des Amplitudengangs mit abnehmender Tischmasse. Die minimale Amplitudenreserve bleibt bei -7 dB im Bode-Diagramm und 0,58 im Nyquist-Diagramm.

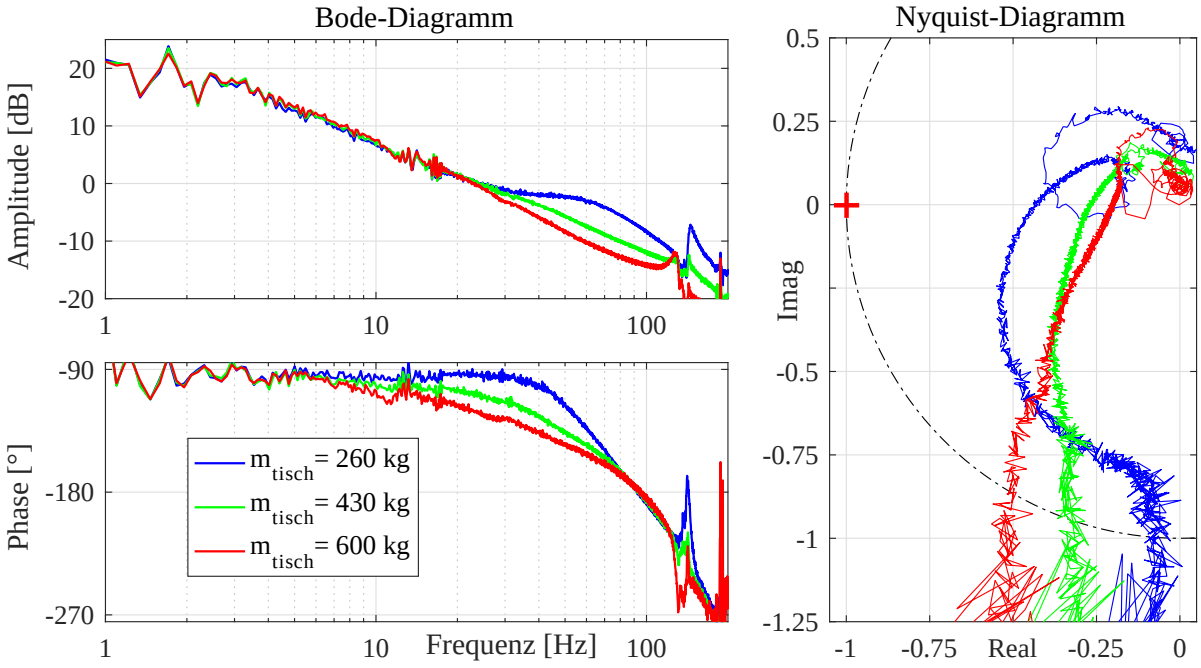


Abbildung 6.30: Robustheit des PD-O-P-Verfahrens gegenüber veränderlicher Tischmasse im Frequenzbereich, offener Lageregelkreis

Die in Abbildung 6.31 dargestellten Vorschubbewegungen zeigen die Ergebnisse der Robustuntersuchungen im Zeitbereich. Für das Führungsverhalten mit

der ruckbegrenzten Trajektorie verändert sich der Schleppabstand mit den unterschiedlichen Tischmassen nur geringfügig. Für die Störantwort weist sowohl die maximale Regelabweichung als auch die Ausregelzeit keinen offensichtlichen Unterschied auf.

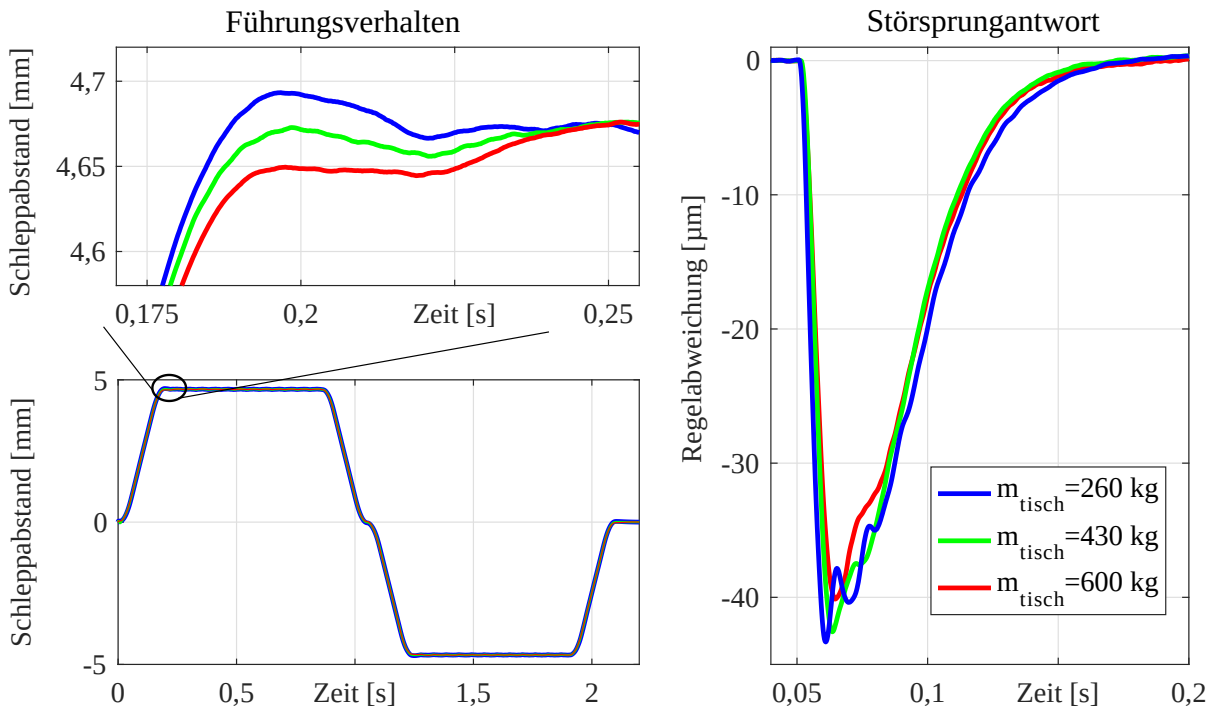


Abbildung 6.31: Robustheit des PD-O-P-Verfahrens im Zeitbereich; links: Führungsverhalten; rechts: Störantwort

Weiterführende Simulationen zeigen, dass das vom PD-O-P-Verfahren geregelte System stabil ist, wenn die Tischmasse zwischen 150 kg und 1030 kg variiert. Der Zusammenhang der erzielten Bandbreite und der theoretisch erreichbaren Robustheit ist in Abbildung 6.32 dargestellt. Die Simulationen waren mit dem konstanten Drehzahlregler $K_p = 60\ s^{-1}$, dem bereits vorgestellten normierten Modell mit $k_p = 70\ s^{-1}$ und einer konstant eingestellten Totzeit von 2,5 ms durchgeführt. Um die Robustheit zu erweitern, muss neben der Absenkung des K_v-Faktors die Eckfrequenz des Tiefpassfilters Q reduziert werden, damit der Beobachter die robuste Stabilitätsbedingung (5.4.4) erfüllen kann. In den Klammern stehen die Eckfrequenzen von Q, welche die Einheit rad/s besitzen. Verglichen mit Abbildung 6.13 und Abbildung 6.22 ist die Robustheit

des PD-O-P-Verfahrens durch die Verwendung der robusten Regelungstheorie deutlich höher als die der anderen beiden Verfahren.

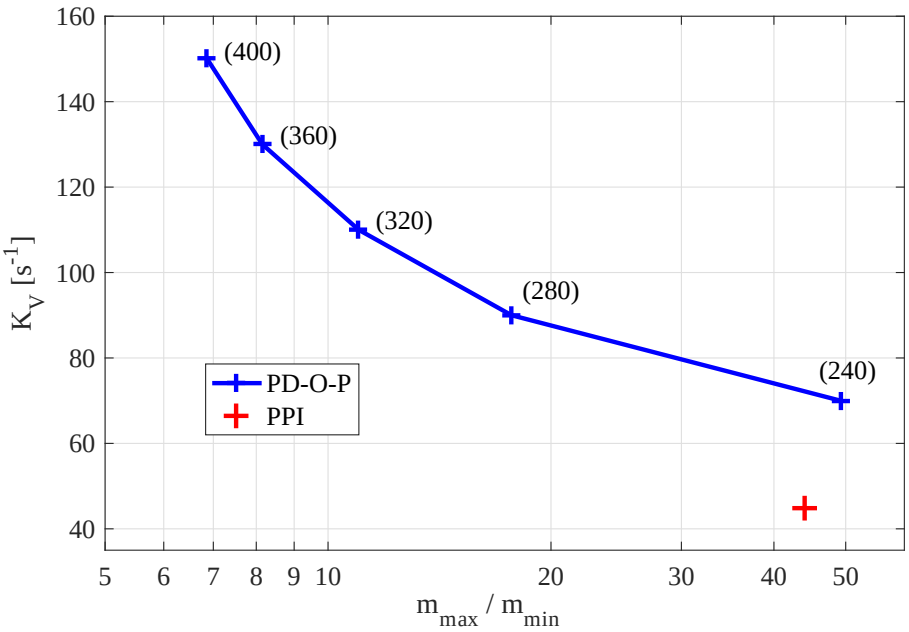


Abbildung 6.32: Zusammenhang zwischen Robustheit und Bandbreite, PD-O-P, (∗): Eckfrequenz des Tiefpassfilters

6.5 Bewertung der Messergebnisse

6.5.1 Bewertung der Messergebnisse zur Validierung der Regelverfahren

Im Rahmen dieser Arbeit wurden messtechnische Untersuchungen im Zeit- und Frequenzbereich durchgeführt, um die Funktionsfähigkeit der neu entwickelten Regelverfahren zu validieren. Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass die erste mechanische Eigenfrequenz beim PPI-R-Verfahren durch die Rückführung der Geschwindigkeitsdifferenz bedämpft wird. Damit kann der K_v-Faktor ohne zusätzlichen Sensor bzw. Aktor um ca. den Faktor 2 erhöht werden, siehe Abbildung 6.8. Neben der Standardeinstellung des Drehzahlreglers braucht nur ein zusätzlicher Rückführungsverstärker K_R parametriert zu werden. Seine Ober- und Untergrenze werden durch die Gleichungen (4.1.12) und (4.2.7)

beschränkt. Entsprechend messtechnischer Untersuchungen weist das Regelverfahren bei ±40%-Variation der Tischmasse eine gute Robustheit auf. Die ±40%-Variation reicht für die meisten Anwendungsfällen aus. Entsprechend Abbildung 6.13 kann die Robustheit durch Inkaufnahme einer Bandbreitenreduktion noch weiter ausgebaut werden. So ergibt die Verdopplung des Robustheitsquotienten von $m_{max}/m_{min} = 6,5$ auf 13 eine Bandbreitenreduktion von $K_v = 85\ s^{-1}$ auf 65 s^{-1} (PPI: 45 s^{-1}). Wollte man diese Bandbreite mit dem PPI Verfahren erreichen, so müsste der Massenquotient um den Faktor 2 reduziert werden, was für manche Konstruktion eine unüberwindbare Herausforderung sein könnte.

Bei dem P-PI-P-Verfahren wird die erste mechanische Eigenfrequenz durch den schwach eingestellten Drehzahlregler bedämpft. Die Untergrenze des Drehzahlreglers wird durch Gleichung (5.1.8) beschrieben. Um das von der schwachen Einstellung hervorrufende PT1-Verhalten zu kompensieren, wird ein zusätzlicher PI-Geschwindigkeitsregler eingefügt. Der I-Anteil des Reglers wird durch Gleichung (5.3.2) mit dem Drehzahlregler verbunden. Die Lageregelbandbreite kann damit ohne zusätzlichen Sensor bzw. Aktor um den Faktor 2 erhöht werden. Obwohl die Simulationen eine geringere Robustheit im Vergleich zum PPI-Verfahren zeigen, weist das P-PI-P-Verfahren gemäß messtechnischen Untersuchungen eine gute Robustheit bei einer ±40%-Variation der Tischmasse auf. Um eine noch höhere Robustheit zu erreichen kann die Bandbreite gemäß der in Abbildung 6.22 dargestellten Beziehung reduziert werden.

Ähnlich wie beim P-PI-P-Verfahren lässt sich die erste mechanische Eigenfrequenz beim PD-O-P-Verfahren durch den Motor mit dem schwach eingestellten Drehzahlregler bedämpfen. Das PT1-Verhalten wird hier direkt durch den PD-Lageregler kompensiert. Ein Störbeobachter wird zwischen dem Lage- und Drehzahlregelkreis eingefügt, um die stationäre Abweichung zu eliminieren. Die Einstellung des Beobachters wird in Abschnitt 6.4.1 vorgestellt. Beim PD-O-P-Verfahren kann der K_v-Faktor ohne zusätzlichen Hardwareaufwand um Faktor 3 erhöht werden. Messtechnische Untersuchungen zeigen eine ausreichende Robustheit bei einer ±40%-Variation der Tischmasse. Der Zusammenhang zwischen dem K_v-Faktor und der erreichbaren Robustheit ist in Abbildung 6.32

dargestellt. Unter Zugrundelegung der gleichen Robustheit lässt sich mit dem Verfahren im Vergleich zur PPI-Regelung eine 67% höhere Bandbreite erzielen.

6.5.2 Zusammenfassende Bewertung

Tabelle 6.2 zeigt einen qualitativen Vergleich der entwickelten Regelverfahren mit den im Stand der Technik vorgestellten Ansätzen.

	Hohe Vorschubdynamik	Hohe Robustheit	Geringer Hardwareaufwand	Einfache Parametrierung
PPI als Referenz	○	●	●	●
PPC	●	○	●	◔
SMC	◑	◔	●	◔
H_∞	◔	◕	●	○
APC	◑	◔	●	◑
Ferraris-Sensor	◕	○	◑	◑
Semiaktiver Dämpfer	◑	●	◑	◕
Nachgiebiges Lager	●	●	○	●
PPI-R	◑	◑	●	◕
P-PI-P	◑	◑	●	◕
PD-O-P	◕	◕	●	◑

● Kriterium erfüllt ○ Kriterium nicht erfüllt

Tabelle 6.2: Vergleich der vorgestellten Regelverfahren mit dem Stand der Technik

Die Messergebnisse in den vorangegangen Abschnitten weisen das Verbesserungspotential durch die vorgestellten Regelkonzepte nach. Alle Regelverfahren erhöhen die -180°-Eckfrequenz in offenem Lageregelkreis und steigern damit den

K_v-Faktor bzw. die Lageregelbandbreite. Verglichen mit dem PPI-Verfahren kann der K_v-Faktor unter gleichbleibender Amplitudenreserve (-10 dB) durch den Einsatz des PPI-R-Verfahrens um 89%, des P-PI-P-Verfahrens um 120% und des PD-O-P-Verfahrens um 230% gesteigert werden.

Entsprechend messtechnischer Untersuchungen zeigen alle drei Verfahren bei einer ±40%-Variation der Tischmasse eine gute Robustheit. Für die Qualität der Vorschubbewegungen ist die Robustheit der auf dem schwach eingestellten Drehzahlregler basierenden Regelverfahren im Vergleich zum PPI-R-Verfahren besser.

Im Vergleich zum konventionellen PPI-Verfahren muss beim PPI-R-Verfahren nur ein zusätzlicher Regelparameter eingestellt werden, wobei die Parametrierung analog zum Standardverfahren erfolgt. Obwohl das P-PI-P-Verfahren einen zusätzlichen Regelkreis aufweist, ist ein Parameter weniger einzustellen als beim PPI-R-Verfahren, da der K_{iv}-Faktor durch die Gleichung (5.3.2) mit dem K_p-Faktor verbunden ist. Die Einstellung des PD-O-P-Verfahrens ist wegen des zusätzlichen Störbeobachters etwas aufwendiger als bei den beiden anderen Verfahren. Für die industrielle Umsetzung muss die vorhandene Kaskadenregelstruktur um einen zusätzlichen Rückführungspfad oder einen zusätzlichen Regelkreis sowie ein Differenzierglied zur Erzeugung der Lagegeschwindigkeit erweitert werden.

Wenn die Robustheit der drei Verfahren für die Lösung des Problems ausreichend ist, besitzt das PPI-R Verfahren wegen seiner großen Nähe zum Standardverfahren wahrscheinlich die besten Voraussetzungen, das PPI Verfahren zu ersetzen. Das P-PI-P-Verfahren ist als nächstes ähnlich einzuschätzen

Obwohl die Einstellung des PD-O-P-Verfahrens etwas aufwendiger ist, besitzt das PD-O-P-Verfahren wegen der enormen Bandbreitenerhöhung und ausreichend hohen Robustheit eine gute Perspektive das PPI-Regelverfahren in Zukunft zu verdrängen.

7 Zusammenfassung und Ausblick

In der vorliegenden Arbeit wurden drei neue Regelverfahren für die Verbesserung des dynamischen Verhaltens elektromechanischer Vorschubantriebe mit Kugelrollspindeln vorgestellt. Ihre Funktions- und Wirkungsweisen wurden theoretisch hergeleitet, simuliert und an einem Versuchsstand mit KGT messtechnisch validiert. Alle Verfahren können die mechanische Eigenfrequenz bedämpfen und damit den K_v-Faktor bzw. die Lageregelbandbreite je nach Verfahren um den Faktor 2 bis 3 erhöhen.

Neben einem hohen Verbesserungspotential weisen die Regelverfahren eine ausreichende Robustheit und einfache Umsetzbarkeit auf. Alle Verfahren sind kaskadiert strukturiert. Weder sensitive Filter noch zusätzlich Sensoren oder Aktoren wurden für die Dämpfung der mechanischen Eigenfrequenz verwendet. Die erste mechanische Eigenfrequenz wurde entweder durch die Rückführung der Geschwindigkeitsdifferenz (PPI-R-Verfahren) oder durch einen schwach eingestellten Drehzahlregler (P-PI-P- und PD-O-P-Verfahren) bedämpft.

Die neuen Regelverfahren bieten neue Möglichkeiten bei der Auslegung von Antriebssystemen. Die antriebsseitige äquivalente Masse m_1, die hauptsächlich vom Trägheitsmoment des Motors und dem Übersetzungsverhältnis beeinflusst wird (siehe Gleichung (2.1.1)), sollte im Vergleich zur Tischmasse m_2 möglich klein sein. Das große Massenverhältnis kann die Bandbreite erhöhen allerdings auch das Beschleunigungsvermögen reduzieren. Aus diesem Grund sind hoch dynamische Motoren mit geringem Trägheitsmoment und hoher Leistungsdichte zu bevorzugen (siehe Abschnitt 5.2). Übersetzungselemente mit geringer Getriebeübersetzung ($\mu = \omega_1/v_2$) werden auch für großes Massenverhältnis bevorzugt. Da für die Getriebeübersetzung ein umgekehrt proportionaler Zusammenhang mit der Eilganggeschwindigkeit besteht, hat der Einsatz von Übertragungs-

elementen mit geringer Getriebeübersetzung neben der Verbesserung der Vorschubdynamik einen nennenswerten positiven Einfluss auf die Reduktion der Nebenzeit.

Aus der erhöhten Lageregelbandbreite folgt eine vergleichsweise stärkere Anregung der Werkzeugmaschinen im hohen Frequenzbereich. Aus diesem Grund erfordert der Einsatz aller drei Verfahren eine höhere Qualität der Sollwerte, die in einer modernen CNC-Architektur durch den Motion-Control (MC) -Block generiert werden. Für die neuen Regelverfahren eignen sich besonders krümmungsstetige Bahnen mit einem ruckbegrenzten Geschwindigkeitsprofil.

Neben Kugelrollspindeln werden Zahnstange-Ritzel-Antriebe häufig auch als Vorschubsystem für Maschinen mit großen Verfahrwegen eingesetzt. Da die Entwickelung der vorgestellten Regelverfahren auf einem allgemeinen mechanischen Modell mit Zwei-Massen-Schwinger basiert, lassen sich die Regelverfahren auch auf Vorschubantriebe mit ZRA, die prinzipiell genauso abstrahiert werden können, übertragen. Beim Vorschubantrieb mit ZRA wird i.a. das Umkehrspiel durch zwei elektrisch verspannte Motoren eliminiert. Deren Einfluss ist bei der Rückführung der Tischgeschwindigkeit zu berücksichtigen.

Literatur

Akmeliawati et al. 2012 Akmeliawati, Rini, Raafat, Safanah Mudheher und Martono, Wahyudi. 2012. Improved intelligent identification of uncertainty bounds: Design, model validation and stability analysis. *International Journal of Modelling, Identification and Control* **15** (3), S. 173–184. DOI: 10.1504/IJMIC.2012.045690.

Allgöwer 2005 Allgöwer, Frank. 2005. Robust Control. Vorlesungsskript. Universität Stuttgart.

Altintas, Erkorkmaz et al. 2000 Altintas, Yusuf, Erkorkmaz, Kaan und Zhu, Wen-Hong. 2000. Sliding Mode Controller Design for High Speed Feed Drives. *CIRP Annals - Manufacturing Technology* **49** (1), S. 265–270. DOI: 10.1016/S0007-8506(07)62943-6.

Altintas und Okwudire 2009 Altintas, Yusuf und Okwudire, Chinedum. 2009. Dynamic stiffness enhancement of direct-driven machine tools using sliding mode control with disturbance recovery. *CIRP Annals - Manufacturing Technology* **58** (1), S. 335–338. DOI: 10.1016/j.cirp.2009.03.045.

Altintas, Verl et al. 2011

Altintas, Yusuf, Verl, Alexander, Brecher, Christian, Uriarte, Luis und Pritschow, Günter. 2011. Machine tool feed drives. *CIRP Annals - Manufacturing Technology* **60** (2), S. 779–796. DOI: 10.1016/j.cirp.2011.05.010.

Chen et al. 2015

Chen, Zheng, Yao, Bin und Wang, Qingfeng. 2015. μ-Synthesis-Based Adaptive Robust Control of Linear Motor Driven Stages With High-Frequency Dynamics. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* **20** (3), S. 1482–1490. DOI: 10.1109/TMECH.2014.2369454.

Choi et al. 1999

Choi, Chintae und Tsao, Tsu-Chin. 1999. Control of Linear Motor Machine Tool Feed Drives for End Milling: Robust MIMO Approach. *Proceedings of American Control Conference*. San Diego, USA, 2.–4. Juni 1999.

Davison 1976

Davison, Edward Joseph. 1976. The robust control of a servomechanism problem for linear time-invariant multivariable systems. *IEEE Transactions on Automatic Control* **21** (1), S. 25–34. DOI: 10.1109/TAC.1976.1101137.

Dong et al. 2014

Dong, Liang und Tang, Wen Cheng. 2014. Adaptive backstepping sliding mode control of flexible ball screw drives with time-varying parametric uncertainties and disturbances. *ISA Transactions* **53** (1), S. 110–116. DOI: 10.1016/j.isatra.2013.08.009.

Doyle et al. 1989 — Doyle, John Comstock, Glover, Keith, Khargonekar, Pramod P. und Francis, Bruce A. 1989. State-space solutions to standard H_2 and H_∞ control problems. *IEEE Transactions on Automatic Control* **34** (8), S. 831–847. DOI: 10.1109/9.29425.

Emeljanov 1972 — Emeljanov, Stanislav Vasilevic. 1972. Automatische Regelsystem mit veränderlicher Struktur. *Zeitschrift für Angewandte Mathematik und Mechanik* **52** (9). DOI: 10.1002/zamm.19720520918.

Erkorkmaz 1999 — Erkorkmaz, Kaan. 1999. High Speed Contouring Control for Machine Tool Drives. Master thesis. Canada: University of British Columbia.

Erkorkmaz und Gorden 2011 — Erkorkmaz, Kaan und Gorden, Daniel. 2011. Stiffness and Accuracy Improvement in High Speed Drives using Active Vibration Damping. *Tagungsband zum Lageregelseminar LRS'11*. Stuttgart, 4.–5. Juli 2011.

Erkorkmaz und Hosseinkhani 2013 — Erkorkmaz, Kaan und Hosseinkhani, Yasin. 2013. Control of ball screw drives based on disturbance response optimization. *CIRP Annals - Manufacturing Technology* **62** (1), S. 387–390. DOI: 10.1016/j.cirp.2013.03.138.

Erkorkmaz und Kamalzadeh 2006 — Erkorkmaz, Kaan und Kamalzadeh, Amin. 2006. High Bandwidth Control of Ball Screw Drives. *CIRP Annals - Manufacturing Technology* **55** (1), S. 393–398. DOI: 10.1016/S0007-8506(07)60443-0.

Frey 2011 — Frey, Siegfried. 2011. Dynamiksteigerung durch semiaktive Dämpfung. *Tagungsband zum Lageregelseminar LRS'11*. Stuttgart, 4.–5. Juli 2011.

Frey 2014 — Frey, Siegfried. 2014. *Verbesserung des dynamischen Verhaltens von Vorschubantrieben durch semiaktive Dämpfung: Zugl.: Stuttgart, Univ., Diss., 2013*. Bd. 24. Stuttgarter Beiträge zur Produktionsforschung. Stuttgart: Fraunhofer Verlag. ISBN: 978-3-8396-0648-3.

Frey, Dadalau et al. 2012 — Frey, Siegfried, Dadalau, Alexandru und Verl, Alexander. 2012. Expedient modeling of ball screw feed drives. *Production Engineering* **6** (2), S. 205–211. DOI: 10.1007/s11740-012-0371-0.

Frey, Groh et al. 2013 — Frey, Siegfried, Groh, Konrad und Verl, Alexander. 2013. Semi-active damping of drive systems. *Journal of Vibration and Control* **19** (5), S. 742–754. DOI: 10.1177/1077546312438930.

Frey, Hafla et al. 2011 — Frey, Siegfried, Hafla, Alexander und Verl, Alexander. 2011. Antriebssystem, insbesondere für Werkzeugmaschinen, sowie Verfahren zur aktiven Dämpfung eines solchen Antriebssystems. Patent DE10201 0021001A1 (Deutschland).

Gorden 2010 — Gorden, Daniel. 2010. Precision Control of High Speed Drives using Active Vibration Damping. Master thesis. Canada: University of Waterloo.

Gordon et al. 2013 — Gordon, Daniel. und Erkorkmaz, Kaan. 2013. Accurate control of ball screw drives using pole-placement vibration damping and a novel trajectory prefilter. *Precision Engineering* **37** (2), S. 308–322. DOI: 10.1016/j.precisioneng.2012.09.009.

Groß et al. 2006 — Groß, Hans, Hamann, Jens und Wiegärtner, Georg. 2006. *Elektrische Vorschubantriebe in der Automatisierungstechnik: Grundlagen, Berechnung, Bemessung.* 2., überarb. Aufl. Erlangen: Publicis Corp. Publ. ISBN: 3-89578-278-5.

Hafla 2008 — Hafla, Alexander. 2008. Vergleich von Kaskaden- und Zustandsregelung. *Tagungsband zum Lageregelseminar LRS'08.* Stuttgart, 4. Apr. 2008.

Heisel 2007 — Heisel, Uwe. 2007. Werkzeugmaschinen. Vorlesungsskript. Universität Stuttgart.

Heller Maschinenfabrik o.D. — Heller Maschinenfabrik, Hrsg. o.D. *Translatorische Direktantriebe in der Werkzeugmaschine Gebr: Firmenschrift.*

Jamaludin et al. 2009 — Jamaludin, Z., van Brussel, Hendrik und Swevers, Jan. 2009. Friction Compensation of an *XY* Feed Table Using Friction Model Based Feedforward and an Inverse Model Based Disturbance Observer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **56** (10), S. 3848–3853. DOI: 10.1109/TIE.2009.2017560.

Kamalzadeh et al. 2007 — Kamalzadeh, Amin und Erkorkmaz, Kaan. 2007. Compensation of Axial Vibrations in Ball Screw Drives. *CIRP Annals - Manufacturing Technology* **56** (1), S. 373–378. DOI: 10.1016/j.cirp.2007.05.087.

Kempf et al. 1999 — Kempf, Carl John und Kobayashi, Satoshi. 1999. Disturbance observer and feedforward design for a high-speed direct-drive positioning table. *IEEE Transactions on Control Systems Technology* **7** (5), S. 513–526. DOI: 10.1109/87.784416.

Krüger et al. 1997 — Krüger, Peter, Brecher, Christian, Weck, Manfred und Remy, Frank. 1997. Statische und dynamische Steifigkeit von linearen Direktantrieben. *Antriebstechnik : Konstruktion, Entwicklung und Anwendung von Antrieben und Steuerungen* **36** (12), S. 57–63.

Künzel et al. 2003 — Künzel, Stefan, Reichel, Theo, Schäfers, Elmar und Uhlich, Andreas. 2003. Verfahren zur Dämpfung mechanischer Schwingungen von Achsen von Werkzeugmaschinen, Produktionsmaschinen oder Robotern. Patent DE10246093C1 (Deutschland).

Lehner 2005 — Lehner, Wolf-Dieter. 2005. *Regelung von Vorschubachsen unter Verwendung der Relativbeschleunigung: Zugl.: Stuttgart, Univ., Diss., 2004*. Bd. 150. ISW Forschung und Praxis. Heimsheim: Jost-Jetter. ISBN: 3-936947-45-7.

Lehner und Garber 2001 — Lehner, Wolf-Dieter und Garber, Thomas. 2001. Verbesserung des Führungs- und Störverhaltens von Servoantrieben durch den Ferraris-Sensor bei der Fräsbearbeitung. *Tagungsband zum Lageregelseminar LRS' 01*. Stuttgart, 26.–27. Okt. 2001.

Lu et al. 2008 — Lu, Lu, Chen, Zheng, Yao, Bin und Wang, Qingfeng. 2008. Desired Compensation Adaptive Robust Control of a Linear-Motor-Driven Precision Industrial Gantry With Improved Cogging Force Compensation. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* **13** (6), S. 617–624. DOI: 10.1109/TMECH.2008.2003510.

MathWorks 2017 — MathWorks. 2017. *Robust Control Toolbox provides tools for the design and analysis of multivariable control systems where the plant dynamics are approximately known or subject to variation.* https://de.mathworks.com/products/robust.html/.

Matsubara et al. 2004 — Matsubara, Atsushi, Lee, Kangkyu, Ibaraki, Soichi, Kakino, Yoshiaki und Endo, Masaya. 2004. Enhancement of Feed Drive Dynamics of NC Machine Tools by Actively Controlled Sliding Guideway. *JSME International Journal Series C* **47** (1), S. 150–159. DOI: 10.1299/jsmec.47.150.

Novotny et al. 2009 — Novotny, Lukas, Strakos, Petr, Vesely, Jan und Dietmair, Anton. 2009. Potential of State-Feedback Control for Machine Tools Drivers. *MM Science Journal* **2009** (02), S. 99–103. DOI: 10.17973/MMSJ.2009_06_20090603.

Ohishi et al. 1992 — Ohishi, Kiyoshi, Miyazaki, Moriyasu, Fujita, Masafumi und Ogino, Yasumasa. 1992. Force control without force sensor based on mixed sensitivity H_∞ design method. *Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Automation.* Nice, France, 12.–14. Mai 1992.

Ponce et al. 2015 — Ponce, Pedro, Molina, Arturo, Bastida, Hector und MacCleery, Brian. 2015. Real time hardware ANN-QFT robust controller for reconfigurable micro machine tool. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology* **79** (1-4), S. 1–20. DOI: 10.1007/s00170-014-6710-x.

Pritschow 1996 — Pritschow, Günter. 1996. On the Influence of the Velocity Gain Factor on the Path Deviation. *CIRP Annals - Manufacturing Technology* **45** (1), S. 367–371. DOI: 10.1016/S0007-8506(07)63082-0.

Pritschow 1998 — Pritschow, Günter. 1998. A Comparison of Linear and Conventional Electromechanical Dives. *CIRP Annals - Manufacturing Technology* **47** (2), S. 541–548. DOI: 10.1016/S0007-8506(07)63241-7.

Pritschow 2003 — Pritschow, Günter. 2003. Antriebssystem sowie Verfahren zur Bestimmung der Bandbreite eines solchen Antriebssystems. Patent DE10135220A1 (Deutschland).

Pritschow 2004 — Pritschow, Günter. 2004. Angewandte Regelungstechnik in Werkzeugmaschinen. Vorlesungsskript. Universität Stuttgart.

Pritschow 2006a — Pritschow, Günter. 2006a. *Einführung in die Steuerungstechnik*. München: Hanser. ISBN: 3-446-214224.

Pritschow 2006b — Pritschow, Günter. 2006b. Verfahren zur Erweiterung der Bandbreite eines Antriebssystems mit einem Motor und angekoppelter schwingungsfähiger Mechanik sowie Vorschubantrieb zur Durchführung eines sochen Verfahrens. Patent DE102005016437A1 (Deutschland).

Pritschow 2007 Pritschow, Günter. 2007. Kugelrollspindelantrieb mit nachgiebigem gedämpftem Axiallager. DFG-Bericht: Pr239/73-1.

Pritschow 2008 Pritschow, Günter. 2008. Kaskadenregler bei Servoantrieben. *Tagungsband zum Lageregelseminar LRS'-08*. Stuttgart, 4. Apr. 2008.

Pritschow und Croon 2013 Pritschow, Günter und Croon, Niko. 2013. Ball screw drives with enhanced bandwidth by modification of the axial bearing. *CIRP Annals - Manufacturing Technology* **62** (1), S. 383–386. DOI: 10.1016/j.cirp.2013.03.086.

Pritschow, Eppler et al. 2003 Pritschow, Günter, Eppler, Claus und Lehner, Wolf-Dieter. 2003. Ferraris Sensor – The Key for advanced dynamic Drives. *CIRP Annals - Manufacturing Technology* **52** (1), S. 289–292. DOI: 10.1016/S0007-8506(07)60586-1.

Pritschow und Fritz 2004 Pritschow, Günter und Fritz, Sebastian. 2004. Rekonstruktion von Prozesskräften bei Direktantrieben unter Verwendung des Ferraris-Sensors. *Autonome Produktion*, S. 193–206.

Pritschow und Philipp 1990 Pritschow, Günter und Philipp, Werner. 1990. Direct Drives for High-Dynamic Machine Tool Axes. *CIRP Annals - Manufacturing Technology* **39** (1), S. 413–416. DOI: 10.1016/S0007-8506(07)61085-3.

Raafat et al. 2012 — Raafat, Safanah Mudheher, Akmeliawati, Rini und Abdulljabaar, Ismael. 2012. Robust H_∞ Controller for High Precision Positioning System, Design, Analysis, and Implementation. *Intelligent Control and Automation* **03** (03), S. 262–273. DOI: 10.4236/ica.2012.33030.

Rebafka 2008 — Rebafka, Martin. 2008. Erfahrungsbericht über neue SINUMERIK Regelungsverfahren im praktischen Einsatz an Plocationalfräsmaschinen. *Tagungsband zum Lageregelseminar LRS'08*. Stuttgart, 4. Apr. 2008.

Safonov et al. 1997 — Safonov, Michael G. und Fan, Michael Ko Hui. 1997. Special Issue on Multivariable Stability Margin. *International Journal of Robust and Nonlinear Control* **7** (2), S. 97–103. DOI: 10.1002/(SICI)1099-1239"-(199702)7:2<97::AID-RNC298>3.0.CO;2-F.

Schnadt-Kirschner 1997 — Schnadt-Kirschner, Ralf. 1997. Praktische Aspekte der Zerspanung von Flugzeugintegralbauteilen aus Aluminium- und Titanlegierungen. *Tagungsbeiträge zum Fachgespräch zwischen Industrie und Hochschule „Bohren und Fräsen im modernen Produktionsprozeß“,* Dortmund, 21.–22. Mai 1997.

Sepasi et al. 2012 — Sepasi, Daniel, Nagamune, Ryozo und Sassani, Farrokh. 2012. Tracking Control of Flexible Ball Screw Drives With Runout Effect and Mass Variation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **59** (2), S. 1248–1256. DOI: 10.1109/TIE.2011.2158042.

Stute 1981 — Stute, Gottfried. 1981. *Regelung an Werkzeugmaschinen*. Bd. 5. Flocationschritte der Fertigung auf Werkzeugmaschinen. München: Hanser. ISBN: 3-446-13374-7.

Sun, Pritschow et al. 2016 — Sun, Zheng, Pritschow, Günter und Lechler, Armin. 2016. Enhancement of feed drive dynamics using additional table speed feedback. *CIRP Annals - Manufacturing Technology* **65** (1), S. 357–360. DOI: 10.1016/j.cirp.2016.04.099.

Sun, Zahn et al. 2017 — Sun, Zheng, Zahn, Peter, Verl, Alexander und Lechler, Armin. 2017. A new control principle to increase the bandwidth of feed drives with large inertia ratio. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology* **91** (5), S. 1747–1752. DOI: 10.1007/s00170-016-9895-3.

Symens et al. 2003 — Symens, Wim, Swevers, Jan und van Brussel, Hendrik. 2003. Analysis of H_∞ control techniques for the control of machine tools with position dependent dynamics. *Proceedings of the 6de Nationaal Congres over Theoretische en Toegepaste Mechanica*. Gent, Belgium, 26.–27. Mai 2003.

van Brussel, Chen et al. 1994 — van Brussel, Hendrik, Chen, Chwan-Hsen und Swevers, Jan. 1994. Accurate Motion Controller Design Based on an Extended Pole Placement Method and a Disturbance Observer. *CIRP Annals - Manufacturing Technology* **43** (1), S. 367–372. DOI: 10.1016/S0007-8506(07)62233-1.

van Brussel und van den Braembussche 1998
van Brussel, Hendrik und van den Braembussche, Pieter. 1998. Robust Control of Feed Drives with Linear Motors. *CIRP Annals - Manufacturing Technology* **47** (1), S. 325–328. DOI: 10.1016/S0007-8506(07)62843-1.

Verl und Frey 2012
Verl, Alexander und Frey, Siegfried. 2012. Improvement of feed drive dynamics by means of semi-active damping. *CIRP Annals - Manufacturing Technology* **61** (1), S. 351–354. DOI: 10.1016/j.cirp.2012.03.135.

Verl, Hafla et al. 2010
Verl, Alexander, Hafla, Alexander, Frey, Siegfried, Dadalau, Alexandru und Croon, Niko. 2010. Vorschubantrieb. *Fertigungstechnisches Kolloquium.* Stuttgart, 29.–30. Sep. 2010, S. 49–108. ISBN: 978-3-925589-51-5.

Weck et al. 2006
Weck, Manfred und Brecher, Christian. 2006. *Werkzeugmaschinen 3: Mechatronische Systeme, Vorschubantriebe, Prozessdiagnose.* 6., neu bearbeitete Auflage. VDI-Buch. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag Berlin Heidelberg. ISBN: 3-540-22506-4. DOI: 10.1007/3-540-32506-9.

Werner 2008
Werner, Martin. 2008. *Signale und Systeme: Lehr- und Arbeitsbuch mit MATLAB®-Übungen und Lösungen.* 3., vollständig überarbeitete und erweiterte Auflage. Wiesbaden: Vieweg+Teubner / GWV Fachverlage GmbH Wiesbaden. ISBN: 978-3-8348-9523-3.

Xu et al. 2001 — Xu, Li und Yao, Bin. 2001. Adaptive robust precision motion control of linear motors with negligible electrical dynamics: Theory and experiments. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* **6** (4), S. 444–452. DOI: 10.1109/3516.974858.

Yao 1996 — Yao, Bin. 1996. Adaptive Robust Control of nonlinear Systems with Application to Control of Mechanical Systems. Dissertation. USA: University of California, Berkeley.

Yao, Al-Majed et al. 1997 — Yao, Bin, Al-Majed, Mohammed und Tomizuka, Masayoshi. 1997. High-performance robust motion control of machine tools: An adaptive robust control approach and comparative experiments. *IEEE/ ASME Transactions on Mechatronics* **2** (2), S. 63–76. DOI: 10.1109/3516.588624.

Yao und Tomizuka 1994 — Yao, Bin und Tomizuka, Masayoshi. 1994. Comparative experiments of robust and adaptive control with new robust adaptive controllers for robot manipulators. *Proceedings of the 33rd IEEE Conference on Decision and Control*. Florida, USA, 14.–16. Dez. 1994.

Yau et al. 2009 — Yau, Her-Terng und Yan, Jun-Juh. 2009. Adaptive sliding mode control of a high-precision ball-screw-driven stage. *Nonlinear Analysis: Real World Applications* **10** (3), S. 1480–1489. DOI: 10.1016/j.nonrwa.2008.01.025.

Zames 1981 — Zames, George. 1981. Feedback and optimal sensitivity: Model reference transformations, multiplicative seminorms, and approximate inverses. *IEEE Transactions on Automatic Control* **26** (2), S. 301–320. DOI: 10.1109/TAC.1981.1102603.

Die Lageregelbandbreite der Vorschubantriebe mit KGT und PPI-Kaskadenregelung wird durch die erste Eigenfrequenz der Mechanik begrenzt. Hierzu werden drei Regelverfahren vorgestellt, mit denen die Lageregelbandbreite um Faktor 2 bis 3 erhöht werden kann. Die Verfahren sind robust, kaskadenstrukturiert und benötigen keinen zusätzlichen Sensor oder Aktor.

ISBN 978-3-8396-1279-8

9 783839 612798

FRAUNHOFER VERLAG