

Reihe 8

Mess-,
Steuerungs- und
Regelungstechnik

Nr. 1265

M.Sc. Mario Aldag,
Amelinghausen

Regelung rotativer Direktantriebe bei Servoanwendungen

Regelung rotativer Direktantriebe bei Servoanwendungen

Von der Fakultät für Elektrotechnik der
Helmut-Schmidt-Universität / Universität der Bundeswehr Hamburg
zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs
genehmigte

Dissertation
vorgelegt von

Mario Aldag, M.Sc.
aus Hamburg

Hamburg, 2019

Erstgutachter:
Zweigutachter:

Univ. Prof. Dr.-Ing. Joachim Horn
Univ. Prof. Dr.-Ing. Christian Bohn

Tag der mündlichen Prüfung:

29.03.2019

Fortschritt-Berichte VDI

Reihe 8

Mess-, Steuerungs-
und Regelungstechnik

M.Sc. Mario Aldag,
Amelinghausen

Nr. 1265

Regelung rotativer
Direktantriebe bei
Servoanwendungen

VDI verlag

Aldag, Mario

Regelung rotativer Direktantriebe bei Servoanwendungen

Fortschr.-Ber. VDI Reihe 08 Nr. 1265. Düsseldorf: VDI Verlag 2019.

166 Seiten, 74 Bilder, 14 Tabellen.

ISBN 978-3-18-526508-2 ISSN 0178-9546,

€ 62,00/VDI-Mitgliederpreis € 55,80.

Für die Dokumentation: Zwei-Massen-Schwinger – Polkompensation – Notch-Filter – Systemidentifikation – echtzeitfähige Resonanzfrequenzerkennung – Servoantrieb – Kaskadenregelung

Diese Arbeit wendet sich an Ingenieure der Regelungstechnik, die Resonanzfrequenzen anwendungsnah auf einer echtzeitfähigen Systemplattform unter begrenzten Ressourcen identifizieren und kompensieren möchten. Mechanische Resonanzfrequenzen, wie sie beispielsweise beim automatisierten Werkstückwechsel bei Maschinen auftreten können, können zu einem resonanten und instabilen Regelverhalten führen. Liegen die Resonanzfrequenzen außerhalb der Reglerbandbreite, kann die statische Reglerauslegung eines kaskadierten Servoreglers dies lediglich über eine geringere Kreisverstärkung kompensieren. Dies führt jedoch bei dynamischen Verfahrensbewegungen zu höheren Positionsabweichungen im Servosystem. Diese Arbeit stellt als Lösungsmöglichkeit einen Algorithmus vor, der eine unbegrenzte Anzahl an Resonanzfrequenzen auf einem industrietypischen digitalen Signalprozessor bei einer Abtastrate von 32 kHz detektieren und kompensieren kann.

Bibliographische Information der Deutschen Bibliothek

Die Deutsche Bibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliographie; detaillierte bibliographische Daten sind im Internet unter www.dnb.de abrufbar.

Bibliographic information published by the Deutsche Bibliothek

(German National Library)

The Deutsche Bibliothek lists this publication in the Deutsche Nationalbibliographie (German National Bibliography); detailed bibliographic data is available via Internet at www.dnb.de.

Dissertation

Helmut-Schmidt-Universität / Universität der Bundeswehr Hamburg

© VDI Verlag GmbH · Düsseldorf 2019

Alle Rechte, auch das des auszugsweisen Nachdruckes, der auszugsweisen oder vollständigen Wiedergabe (Fotokopie, Mikrokopie), der Speicherung in Datenverarbeitungsanlagen, im Internet und das der Übersetzung, vorbehalten.

Als Manuskript gedruckt. Printed in Germany.

ISSN 0178-9546

ISBN 978-3-18-526508-2

DANKSAGUNG

Diese Arbeit entstand während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter an der Professur für Regelungstechnik der Helmut-Schmidt-Universität / Universität der Bundeswehr Hamburg als Drittmittelprojekt mit einem norddeutschen Maschinenbauunternehmen. Für die Einrichtung des Drittmittelprojekts und die Ermutigung zum Forschen an diesem spannenden, aktuellen und praxisnahen Thema möchte ich mich bedanken.

Mein besonderer Dank geht an Herrn Prof. Dr.-Ing. Joachim Horn, dem Lehrstuhlinhaber der Professur für Regelungstechnik an der Fakultät für Elektrotechnik für die wissenschaftliche Betreuung der Arbeit, die stets guten und fruchtbaren Diskussionen zum Thema und die Übernahme des Hauptreferats.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Christian Bohn danke ich für die Übernahme des Zweitreferats, das fachliche Interesse am Thema und seine fachlichen Anregungen sowie Herrn Prof. Dr.-Ing. Stefan Dickmann für die Übernahme des Prüfungsvorsitzes.

Ich möchte mich auch bei meinen Kollegen an der Professur für Regelungstechnik an der Helmut-Schmidt-Universität und den Kollegen des Industriepartners für die Anregungen, Korrekturen zur Arbeit und Arbeitshilfen, zum Beispiel zur Fertigung des Teststands, bedanken. Die vielfältigen und intensiven inhaltlichen Diskussionen haben sehr zum Ergebnis dieser Arbeit beigetragen.

Dieses Vorhaben wäre ohne die Unterstützung meiner Verlobten Christin, meiner Familie sowie von Freunden nicht möglich gewesen. Daher gilt auch ihnen mein herzlichster Dank.

Amelinghausen im Juli 2019

Mario Aldag

INHALTSVERZEICHNIS

Nomenklatur	VIII
Symbole	IX
Kurzfassung	XVI
1 Einleitung	1
1.1 Zielsetzung und Aufbau der Arbeit	4
2 Stand der Technik	7
2.1 Regelung permanentmagnetenerregter Synchronmaschinen	7
2.1.1 Koordinatensysteme / Raumzeigerdarstellung	7
2.1.2 Modellierung des dynamischen Verhaltens von Drehfeldmaschinen .	11
2.1.3 Flussverkettungen	12
2.1.4 Permanentmagnetenerregte Synchronmaschine	13
2.1.5 Regelung von PMSM	16
2.2 Modellierung der mechanischen Regelstrecke	20
2.3 Regelung des Gesamtsystems	23
2.4 Identifikationsverfahren von Regelstrecken	27
2.5 Messverfahren zur Spektrumsschätzung	30
2.5.1 DFT	32
2.5.2 Goertzel-Algorithmus	33
2.5.3 Yang-Methode	35
2.5.4 Welch-Methode	36
3 Entwicklung eines Simulationsmodells	39
3.1 Modellbildung	39
3.2 Parametrierung des Modells	45
4 Gütemaß zur Beurteilung des Regelverhaltens	49
4.1 Einführung eines quantitativen Gütemaßes	51
4.2 Einfluss von sich ändernden Streckeneigenschaften	51
4.3 Simulationen	52
5 Identifikation von Regelstrecken bei rotativen Direktantrieben	56
5.1 Relay-Feedback-Experiment	56
5.2 Identifikation der Parameter des ZMS	59

5.3	Identifikation eines parametrischen Modells	60
6	Entwicklung adaptiver Notch-Filter zur Resonanzunterdrückung	62
6.1	Verfahren zur Schätzung des Leistungsdichtespektrums	62
6.1.1	Methode von Yang	63
6.1.2	Scanning-Verfahren	66
6.1.3	Berechnungsmethodik Notch-Filter	67
6.2	Detektion mehrerer Maxima in einer Messung	69
6.2.1	Berechnung des relativen Maximums	70
6.2.2	Nachverarbeitung der Messdaten	71
6.3	Identifikation der Notch-Filtertiefe sowie -breite	72
6.4	Simulation	74
6.5	Validierung am Teststand	77
7	Validierung des Gesamtsystems an Maschinen	79
7.1	Messsystem / Maschine	79
7.2	Messkonzept	81
7.2.1	PRBS-Anregung zur Frequenzgangsmessung	83
7.2.2	Relay-Feedback-Experiment	84
7.2.3	Identifikation adaptiver Notch-Filter	85
7.2.4	Zeitbereichsmessungen	86
7.3	Messungen an Maschine 1	86
7.3.1	Verwendete Testwerkstücke	86
7.3.2	Messung der Regelstrecke	87
7.3.3	Frequenzgang des Drehzahlregelkreises	88
7.3.4	Relay-Feedback-Experiment	89
7.3.5	Messung der Lageabweichung im Zeitbereich	91
7.4	Messungen an Maschine 2	92
7.4.1	Verwendete Testwerkstücke	93
7.4.2	Messung und Identifikation der Regelstrecke	94
7.4.3	Messung des Frequenzgangs des geschlossenen Drehzahlregelkreises	94
7.4.4	Relay-Feedback-Experiment	97
7.4.5	Automatische Identifikation von Resonanzfrequenzen für adaptive Notch-Filter	99
7.4.6	Identifikation der Notch-Filtertiefen und -breiten	101
7.4.7	Validierung der Regelgüte bei Anwendung adaptiver Notch-Filter	102
7.5	Zusammenfassung der Messungen	108
8	Zusammenfassung und Ausblick	110
Anhang		112
A	Stabilitätsbetrachtung der kaskadierten Regelung	113
A.1	Systembeschreibung	114
A.1.1	PID-Regler	115
A.1.2	Notch-Filter	117

A.2	Stabilitätsbetrachtung	117
A.2.1	PID-Regler ohne Notch-Filter	117
A.2.2	PID-Regler mit Notch-Filter	119
A.2.3	Charakteristische Gleichung	125
A.3	Geschlossener Lageregelkreis	126
B	Resonanzfrequenzverschiebung	128
C	Auswirkung von Reglerparametern auf Regelgüte	133
D	Herleitung Gleichungen ZMS	136
E	Erprobung an einem Teststand	139
E.1	Konstruktion	139
E.2	Inbetriebnahme des Teststands	143
	Literaturverzeichnis	144

NOMENKLATUR

CNC	Computerized Numerical Control
DFT	Discrete Fourier Transformation
DGL	Differenzialgleichung
DTFT	Discrete Time Fourier Transformation
EMS	Ein-Massen-Schwinger
FFT	Fast Fourier Transformation
IPMSM	Interior mounted Permanent magnet Synchronous Motor
MMS	Mehr-Massen-Schwinger
PMSM	Permanentmagnet erregte Synchronmaschine
PRBS	Pseudo-Random-Binary-Signal
PWM	Pulsweitenmodulation
SPMSM	Surface mounted Permanent magnet Synchronous Motor
ZMS	Zwei-Massen-Schwinger

SYMBOLS

Mechanische Parameter

Symbol	Einheit	Bezeichnung
D_{12}	$\text{N m}^{-1} \text{s}^{-1}$	mechanische Dämpfung
d	$\text{N m}^{-1} \text{s}^{-1}$	mechanische Dämpfung als Modellparameter
d	kg m^{-3}	Stoffdichte
C_{12}	N m^{-1}	mechanische Drehfedersteifigkeit
c	N m^{-1}	mechanische Drehfedersteifigkeit als Modellparameter
k_F	N A^{-1}	Kraftkonstante des Motors
m_1	kg	Masse
Θ_A	kg m^2	Massenträgheit Arbeitsmaschinen-seite
Θ_M	kg m^2	Massenträgheit Motor-seite
λ	-	Verhältnis von Motor- zu Summenträgheit
Θ_{Sum}	kg m^2	Summenträgheit des Antriebsstrangs
G	N m^{-2}	Schubmodul
ω_{Max}	rad	Resonanzfrequenz des ZMS
ω_{Min}	rad	Anti-Resonanzfrequenz des ZMS
R_{Max}	dB	Betrag der Übertragungsfunktion des ZMS für $\omega = \omega_{\text{Max}}$
R_{Min}	dB	Betrag der Übertragungsfunktion des ZMS für $\omega = \omega_{\text{Min}}$
d_W	mm	Wellendurchmesser
d_L	mm	Wellenlänge
r_Z	mm	Zylinderradius
h_Z	mm	Zylinderhöhe
ξ_C	N	Coulombscher Reibungskoeffizient
ξ_V	N/rad sec	Viskoser Reibungskoeffizient

Grundlagen Antriebstechnik

Symbol	Einheit	Bezeichnung
U_E	V	Effektivwert d. Spannung in Erregerwicklung
U_{1a}	V	Effektivwert d. Spannung in der Statorwicklung a
$u_{1a}(t)$	V	Momentanwert d. Spannung in der Statorwicklung a
U_{1b}	V	Effektivwert d. Spannung in der Statorwicklung b
$u_{1b}(t)$	V	Momentanwert d. Spannung in der Statorwicklung b
U_{1c}	V	Effektivwert d. Spannung in der Statorwicklung c

Symbol	Einheit	Bezeichnung
$u_{1c}(t)$	V	Momentanwert d. Spannung in der Statorwicklung c
I_E	A	Strom in Erregerwicklung
I_{1a}	A	Strom in der Statorwicklung a
I_{1b}	A	Strom in der Statorwicklung b
I_{1c}	A	Strom in der Statorwicklung c
Ψ_d	Wb	Verketteter magnetischer Fluss in Längsrichtung
Ψ_{PM}	Wb	Fluss der Permanentmagnete
Ψ_q	Wb	Verketteter magnetischer Fluss in Querrichtung
L_d	H	Induktivität in d-Richtung
L_q	H	Induktivität in q-Richtung
Ω_L	rad/ sec	Elektrische Kreisfrequenz
Ω_M	rad/ sec	Mechanische Kreisfrequenz
$P_{Klemmen}$	W	An die Klemmen der elektrischen Maschine abgegebene Wirkleistung.
$P_{el,mech}$	W	An die Klemmen der elektrischen Maschine abgegebener Anteil an mech. Leistung
$P_{el,v}$	W	An die Klemmen der elektrischen Maschine abgegebener Anteil an Verlustleistung
Z_p	-	Polpaarzahl
U_d	V	Spannung in Längsrichtung
\tilde{U}_d	V	Entkoppelte Spannung in Längsrichtung
U_q	V	Spannung in Querrichtung
\tilde{U}_q	V	Entkoppelte Spannung in Querrichtung
I_d	A	Statorstrom in Längsrichtung
I_D	A	Strom in Längsrichtung der Dämpferwicklung
$I_{d,r}$	A	Sollwert des Statorstroms in Längsrichtung
M	H	Gegeninduktivität im Motor
I_Q	A	Strom in Querrichtung der Dämpferwicklung
$I_{q,r}$	A	Sollwert des Statorstroms in Querrichtung
${}^K\Omega$	rad/ sec	Kreisfrequenz des Rotors in Bezug zum Stator
${}^K\beta$	rad	Elektrischer Winkel des Rotors bezogen auf den Stator.
${}^L\Omega$	rad/ sec	Kreisfrequenz des Rotors in Bezug zum Stator
${}^L\beta$	rad	Elektrischer Winkel des Rotors bezogen auf den Stator.
${}^S\tilde{\Psi}_1$	Wb	Statorfluss im ortsfesten Statorkoordinatensystem
${}^L\tilde{\Psi}_1$	Wb	Statorfluss im Rotorkoordinatensystem
${}^S\vec{U}_1$	V	Allgemeine Spannung in vektorieller Form, zum Beispiel in Motorwicklung
${}^S\vec{u}_1$	A	Allgemeiner momentaner Strom in vektorieller Form, zum Beispiel in Motorwicklung

Symbol	Einheit	Bezeichnung
${}^L\vec{U}_1$	V	Statorspannung in vektorieller Form bezogen auf das Rotor-system
$U_{1\beta}$	V	Komponente der Statorspannung
$u_{1\beta}$	V	Komponente der Statorspannung als Momentanwert
$U_{1\alpha}$	V	Komponente der Statorspannung
$u_{1\alpha}$	V	Komponente der Statorspannung als Momentanwert
${}^S\beta_{U1}$	rad	Winkel der Statorspannung bezogen auf das Statorsystem
\vec{I}_1	A	Allgemeiner Strom in vektorieller Form, zum Beispiel in Motorwicklung
I_{1A}	A	Komponente des Statorstroms
$I_{1\beta}$	A	Komponente des Statorstroms
$I_{1\alpha}$	A	Komponente des Statorstroms
${}^S\vec{I}_1$	A	Vektorieller Statorstrom bezogen auf das ortsfeste Statorkoordinatensystem
${}^S\beta_{I1}$	rad	Winkel des Stroms bezogen auf das Statorsystem
${}^S\Omega_1$	rad/ sec	Winkelgeschwindigkeit bezogen auf das Statorsystem
${}^L\vec{I}_2$	A	Rotorstrom in vektorieller Form, zum Beispiel in Motorwicklung
${}^L\vec{I}_1$	A	Statorstrom in vektorieller Form bezogen auf das Rotorsystem
${}^K\vec{I}_1$	A	Allgemeiner Strom in vektorieller Form, zum Beispiel in Motorwicklung
${}^K\beta$	rad	Winkel des Stroms bezogen auf das Statorsystem
L_2	H	Rotorinduktivität
$M_{M\alpha}$	N m	Beschleunigungsmoment der Mechanik
M_{Mi}	N m	Inneres Drehmoment des Motors
M_r	N m	Reibmoment aus der Mechanik
R_2	Ω	Rotorwiderstand
U_p	V	Polradspannung
L_1	H	Statorinduktivität
R_1	Ω	Statorwiderstand
T_D	sec	elektrische Ankerzeitkonstante über das Längsteil des Rotors
T_Q	sec	elektrische Ankerzeitkonstante über das Querteil des Rotors
G	-	Effektivwert der allg. komplexen Zeitfunktion

Parameter der Signalflusspläne

Symbol	Einheit	Bezeichnung
φ	rad	Drehwinkel
φ_A	rad	Drehwinkel der Antriebsseite

Symbol	Einheit	Bezeichnung
φ_M	rad	Drehwinkel der Motorseite
φ_r	rad	Sollwert des Drehwinkels
$\dot{\varphi}_r$	rad/sec	Sollwert der Winkelgeschwindigkeit
$\ddot{\varphi}$	rad/sec ²	Winkelbeschleunigung
$\dot{\varphi}_A$	rad/sec	Winkelgeschwindigkeit der Antriebsseite
$\dot{\varphi}_M$	rad/sec	Winkelgeschwindigkeit der Motorseite
T_{PWM}	sec	Abtastzeit des Stromrichters
$f_R(\cdot)$	Nm sec / rad	Funktion zur Beschreibung des Reibverhaltens
T_t	sec	Totzeit des Stromrichters
T_e	sec	Ersatzzeitkonstante des Stromregelkreises
T_u	sec	Ersatzzeitkonstante des Stromrichters
K_P	A/U	Proportionalverstärkung des PID Reglers
T_N	s	Nachstellzeit des PID Reglers
T_V	s	Vorhalt des PID Reglers
$T_{N,d}$	sec	Nachstellzeit des PI-Drehzahlreglers
$K_{P,d}$	A/U min	Proportionalverstärkung des Drehzahlreglers
$K'_{P,d}$	-	Proportionalverstärkung des Drehzahlreglers normiert
$K_{P,i}$	V A ⁻¹	Proportionalverstärkung des Stromreglers
$T_{N,i}$	sec	Nachstellzeit des PI-Stromreglers

Übertragungsfunktionen

Symbol	Einheit	Bezeichnung
$G_{BP}(s)$	-	Übertragungsfunktion eines Bandpasses
$G_{R,\varphi}(s)$	-	Übertragungsfunktion des Lagereglers
$G_{R,\omega}(s)$	-	Übertragungsfunktion des Drehzahlreglers
$G_{o,\varphi}$	-	Übertragungsfunktion des offenen Lageregelkreises
$G_{w,\varphi}(s)$	-	Führungsübertragungsfunktion des Lageregelkreises
$G_N(s)$	-	Übertragungsfunktion von Notch Filtern
$G_s(s)$	-	Übertragungsfunktion der Regelstrecke
$G_{AA}(s)$	-	Übertragungsfunktion der Lastseite mit Wirkung auf die Lastseite
$G_{AM}(s)$	-	Übertragungsfunktion der Lastseite mit Wirkung auf die Motorseite
$G_{el}(s)$	-	Übertragungsfunktion des elektrischen Teils der Regelstrecke
$G_{MA}(s)$	-	Übertragungsfunktion des mechanischen Teils der Regelstrecke mit Wirkung auf die Lastseite
$G_{MA,e}(s)$	-	Übertragungsfunktion des elastischen Anteils der mechanischen Übertragungsfunktion mit Wirkung auf die Lastseite

Symbol	Einheit	Bezeichnung
$G_{\text{MM},e}(s)$	-	Übertragungsfunktion des elastischen Anteils der mechanischen Übertragungsfunktion mit Wirkung auf die Motorseite
$G_{\text{M}3}(s)$	-	Übertragungsfunktion der Motorseite auf die Antriebsseite
$G_{\text{M},s}(s)$	-	Übertragungsfunktion des starren Anteils der mechanischen Übertragungsfunktion
$G_{\text{MM}}(s)$	-	Übertragungsfunktion des mechanischen Teils der Regelstrecke mit Wirkung auf Motorseite
$G_{\text{R},i}(s)$	-	Übertragungsfunktion des Strom PI-Reglers

Identifikation von ZMS

Symbol	Einheit	Bezeichnung
G	A	Ausgang des Zweipunktreglers
$\hat{M}_{\text{M}\alpha}$	N m	Identifiziertes Beschleunigungsmoment der Mechanik
ω_{O}	U/ min	Oberer Umschaltpunkt des Zweipunktreglers
T_{Δ}	sec	Periodendauer des Dreieckssignals
ω_{U}	U/ min	Unterer Umschaltpunkt des Zweipunktreglers
\bar{X}	-	Erwartungswert einer Stichprobe
g_{ZP}	-	Güte der Identifikation aus dem Relay-Feedback-Experiment

ANF-Algorithmus

Symbol	Einheit	Bezeichnung
p_{ka}	-	Bandpassfilterparameter im Nennerpolynom
p_{kb}	-	Bandpassfilterparameter im Zählerpolynom
s_{ka}	-	Bandsperrfilterparameter im Nennerpolynom
s_{kb}	-	Bandsperrfilterparameter im Zählerpolynom
Δf	Hz	Aktueller Frequenzstützstellenabstand der aktuellen Iteration
Δf_{MD}	Hz	Mindestabstand zwischen zwei Maxima
Δf_{NB}	Hz	Umgebung um ein Maximum
$u[n]$	-	Diskrete Eingangssignalfolge
f_{Ende}	Hz	Endfrequenz
k	-	Index der aktuellen Frequenzstützstelle
N	-	Anzahl zu verarbeitender Messwerte
n	-	Index des aktuellen Messwerts
f_{iter}	Hz	Frequenz in der aktuellen Iteration
L	-	Maximale Anzahl Maxima im Speicher
$P[k]$	W	Leistung an der Stelle k
$P_{\text{NB}}[k]$	W	Mittlere Leistung der Umgebung

Symbol	Einheit	Bezeichnung
$P_{\text{Rel}}[k]$	-	Relative Leistung an der Stelle k bezogen auf eine Umgebung
$P_{\text{Rel}}[k - 1]$	-	Relative Leistung an der Stelle k-1 bezogen auf eine Umgebung. Bei der Maximumsuche ist die Stelle k-1 das Maximum, die Stellen k und k-2 die benachbarten Stützpunkte
$P_{\text{Rel}}[k - 2]$	-	Relative Leistung an der Stelle k-2 bezogen auf eine Umgebung
ϵ	-	Schwellwert für die Maximumdetektion
f_{Start}	Hz	Startfrequenz
$\Delta\omega_{\text{BP}}$	rad/sec	Normierte Breite des Bandpass
x_{P}	-	Stützstelle des Maximums
$P(x_{\text{P}})$	-	Leistung des Maximums
$p_{1,l}$	-	1. Polynomparameter für \hat{y}_l
$p_{n,l}$	-	n. Polynomparameter für \hat{y}_l
$p_{1,r}$	-	1. Polynomparameter für \hat{y}_r
$p_{n,r}$	-	n. Polynomparameter für \hat{y}_r
x_l	-	Stützstelle links vom Maximum
x_r	-	Stützstelle rechts vom Maximum
\hat{y}_l	-	Approximierte Funktion links neben Maximum
\hat{y}_r	-	Approximierte Funktion rechts neben Maximum
$\Delta\omega_{\text{N}}$	rad/sec	Breite des Notch-Filters
g_{N}	-	Tiefe des Notch-Filters in normierter Darstellung
Ω	-	digitale Kreisfrequenz
ω_0	rad/sec	analoge Kreisresonanzfrequenz
Ω_{Res}	-	Absolute digitale Kreisresonanzfrequenz
r_{xx}	-	Autokorrelationsfolge des Signals x
S_{xx}	-	Z-Transformierte der AKF von r_{xx}
$x[n]$	-	Zeitdiskrete Signalfolge der Länge N
$X_N[k]$	-	Zeitdiskrete DFT-Transformierte der Signalfolge x , Länge N
$H_k(z)$	-	Übertragungsfunktion
W_N	-	"Twiddle-Faktor" einer DFT zur Länge N

Stabilitätsanalyse

Symbol	Einheit	Bezeichnung
$V_{\text{Gr-}}$	-	Amplitudenreserve bei negativem Phasengradienten
$\omega_{\text{P-}}$	rad/sec	Kreisfrequenz der Amplitudenreserve bei negativem Phasengradienten
$V_{\text{Gr+}}$	-	Amplitudenreserve bei positivem Phasengradienten
$\omega_{\text{P+}}$	rad/sec	Kreisfrequenz der Amplitudenreserve bei positivem Phasengradienten

Symbol	Einheit	Bezeichnung
γ	-	Verhältnis der Nachstellzeit eines PID-Reglers im Verhältnis zum Startwert
κ	-	Verhältnis der Reglerverstärkung eines PID-Reglers im Verhältnis zum Startwert
ν	-	Verhältnis von Nachstell- und Vorhaltzeit des PID-Reglers
PR	-	Phasenreserve
ω_{PM}	rad/ sec	Kreisfrequenz, bei der die Phasenreserve gemessen wird.
ξ	-	Verhältnis der Notch-Filtermittenfrequenz im Verhältnis zur zu dämpfenden Resonanzfrequenz

Sonstiges

Symbol	Einheit	Bezeichnung
f_s	Hz	Abtastfrequenz (allgemein)
T_s	sec	Abtastzeit (allgemein)
T_{Set}	sec	Anregelzeit des Reglers
B	rad/ sec	Bandbreite eines schwingfähigen Systems (allgemein)
Q	-	Güte eines schwingfähigen Systems (allgemein)
ω	rad/ sec	Kreisfrequenz (allgemein)
s_p	-	Polstelle einer charakteristischen Gleichung (allgemein)
e_φ	U	Lageabweichung
e_φ^{const}	U	Lageabweichung bei konstanter Verfahrbewegung
e_φ^{dyn}	U	Lageabweichung bei dynamischer Verfahrbewegung
e_ω	U/ min	Drehzahlabweichung
T_1	sec	Allgemein: Größte Zeitkonstante
T_σ	sec	Allgemein: Summe aller kleineren Zeitkonstanten
V_S	-	Allgemein: Gesamte Streckenverstärkung

KURZFASSUNG

Diese Arbeit leistet einen Beitrag zum industrietauglichen Einsatz von Identifikationsalgorithmen von Regelstrecken, die am Beispiel einer Produktionsmaschine gezeigt werden. Dabei wird das Relay-Feedback-Experiment, welches mit einem Nelder-Mead-Optimierungsalgorithmus gekoppelt ist mit einem neu entwickelten Scanning-Verfahren verglichen. Dies wird an zwei unterschiedlichen Maschinen validiert. Ziel beider Verfahren ist, Resonanzfrequenzen mit dominierendem Streckeneinfluss zu identifizieren, sodass diese mit Notch-Filtern gedämpft werden können.

Das Scanning-Verfahren berechnet das Leistungsdichtespektrum des Drehzahlwerts, welches für die automatische Identifikation der benötigten Notch-Filterparameter benutzt wird. Im Vergleich zum Relay-Feedback-Experiment wird nicht in das bestehende Regelungssystem eingegriffen, sodass es dadurch zum Beispiel auch bei endlagenbeschränkten sowie bei schwerkraftbehafteten Maschinenachsen einsetzbar ist. Da die Identifikation beim Scanning-Verfahren im geschlossenen Regelkreis durchgeführt wird, wird die Resonanzfrequenz verfälscht bestimmt. Dies wird in der Arbeit sowohl theoretisch als auch unter praktischen Gesichtspunkten betrachtet und bewertet. Die Anzahl der Resonanzfrequenzen ist dabei nicht an eine Modellordnung gekoppelt.

Die Messungen werden an serienmäßig eingesetzten Maschinen, die weltweit im Einsatz sind, direkt auf dem Frequenzumrichter auf einem Signalprozessor unter Echtzeitanforderungen umgesetzt. Das Scanning-Verfahren ist daher derart gestaltet, dass dieses echtzeitfähig mit wenig Ressourcen lauffähig ist. Die Wirksamkeit der automatisch eingemessenen Notch-Filter wird sowohl im Zeit- als auch Frequenzbereich nachgewiesen. Dazu werden Gütefunktionale benutzt, um Metriken zu entwerfen, die diese Wirksamkeit aufzeigen. Durch das Einführen des Gütefunktional wird die Parametrierung von Notch-Filtern auf ein Optimierungsproblem zurückgeführt.

1 EINLEITUNG

Die Produktion von und Dienstleistungen für Werkzeugmaschinen sind mit einem Jahresumsatz von etwa 15,5 Mrd. € bei etwa 70,000 Beschäftigten eines der fünf bedeutendsten Felder im deutschen Anlagen- und Maschinenbau. Gemessen am Jahresumsatz werden etwa 70 % der Produktion und Dienstleistungen exportiert [67].

Etwa 50 % der Abnehmer von Werkzeugmaschinen sind Kunden aus der Automobilindustrie. Durch die immer bedeutender werdende Elektromobilität entfallen zwar erhebliche Anteile an mechanischen Komponenten in Fahrzeugen, wodurch ein Rückgang der zu produzierenden Werkstücke (Zerspanvolumen) zu erwarten wäre. Jedoch steigt die Nachfrage an Fahrzeugen, insbesondere im asiatischen Raum, stetig an, wodurch nicht mit einem Rückgang der Nachfrage in der Industrie gerechnet wird. Durch weitergehende technologische Innovationen steigen auch die Anforderungen an die Produktqualität von Werkzeugmaschinen [66].

Die Automation von Produktionsprozessen, auch im Bereich der Werkzeugmaschinen, schreitet seit Jahren voran. So beziffert der Verband der deutschen Maschinen- und Anlagenbauer e.V. (VDMA) für den Bereich Robotik und „Integrated Assembly Solutions“ ein Umsatzplus von 13 % (14,5 Mrd. €) für das Jahr 2017 und 9 % für 2018 [64, 65]. Wenn beispielsweise Werkstücke von Automationsanlagen automatisch gewechselt werden, wird es notwendig sein, den Einrichteprozess weiter zu automatisieren, um Werkzeugmaschinen stärker als bisher an Automatisierungslösungen anzubinden.

Die Produktqualität produzierter Teile stellt damit ein wesentliches Kaufkriterium von Werkzeugmaschinen dar. Diese wird in signifikantem Maß von folgenden Kriterien beeinflusst [8]:

- **Bearbeitungszeit:** Eine kürzere Bearbeitungszeit inklusive Reduktion der Rüstzeiten ist dabei das Ziel. Dafür kann auch die Maximierung des Zeit-Span-Volumens betrachtet werden.
- **Oberflächenqualität:** Insbesondere bei Werkstücken für optische Flächen (Linsen, Reflektoren) ist die Oberflächenqualität entscheidend.

- **Maßtoleranzen:** Die nach ISO definierten Maße (Nennmaß, Istmaß, Passungen) sind entsprechend der Toleranzen einzuhalten.
- **Form- und Lagetoleranzen:** Die ISO definiert ebenfalls Toleranzen für Form (Geradheit, Ebenheit, Rundheit, etc.) und Lage des Werkstücks (Symmetrie, Parallelität, Rechtwinkligkeit, usw.), für die ebenfalls Toleranzbereiche einzuhalten sind.

Hersteller von Werkzeugmaschinen sind stets bestrebt, die Ausprägungen oben genannter Kriterien zu verbessern, um daraus Wettbewerbsvorteile zu gewinnen. Die genannten Kriterien können nicht unabhängig voneinander optimiert werden. Dadurch bildet sich ein Zielkonflikt. So benötigt beispielsweise eine hohe Oberflächenqualität einen längeren Bearbeitungsprozess, da mit kleineren Werkzeugdurchmessern und weniger Spanvolumen gearbeitet werden muss.

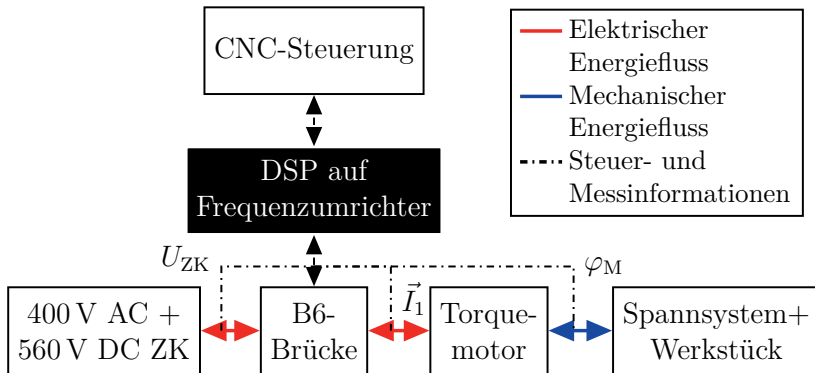


Abbildung 1.1: Übersicht einer CNC-Steuerung für eine Werkzeugmaschine entsprechend [8]. Diese Arbeit wird auf dem Umrichtersystem (schwarz hinterlegt) die Regelung optimieren.

Abbildung 1.1 stellt eine Systemübersicht wesentlicher Komponenten einer CNC für eine Werkzeugmaschine dar. Die CNC-Steuerung setzt dabei die Bedieneingaben, die beispielsweise in Form von NC-Daten vorliegen, in zeitliche Bahnverläufe um. Diese gelangen als Sollwerte in einem konstanten Zeitraster an den Frequenzumrichter, auf dem die Regelung implementiert ist. Dieser stellt über eine B6-Brücke einen Stromvektor \vec{I}_1 aus die gleichgerichtete Netzseite U_{ZK} . Der Stromvektor \vec{I}_1 , der über Shunts gemessen wird, treibt den angeschlossenen Motor an, an dem wiederum die Mechanik befestigt ist. Der Motorwinkel φ_M wird in dieser Arbeit über einen Geber erfasst und als Lageistwert für die Regelung genutzt.

Da insbesondere bei der Herstellung von Freiformflächen die Regelung aller Vorschubachsen direkten Einfluss auf die eingangs genannten Kriterien zur Produktqualität hat, beschäftigt sich diese Arbeit mit der Optimierung der Regelung für die Vorschubachsen. Da die Vorschubachsen als Servoantriebe positionsgeregt betrieben werden, sollen folgende Kriterien zur Optimierung der Regelung an die Positionsregelung gestellt werden [34]:

- **Dynamisches Führungsverhalten:** Je besser die Regelung einer vorgegebenen Sollwerttrajektorie folgen kann, desto dynamischer kann diese ausgeführt werden. Dies kann zur Reduktion der Bearbeitungszeit oder zur Verbesserung der Lage- und Maßtoleranzen genutzt werden.
- **Störausregelung:** Durch die Antriebe und den Prozess wird die umliegende Maschinenstruktur angeregt, was zu ungewollten Schwingungen führen kann. Diese können sich auf die Werkstückqualität auswirken, sofern sie nicht hinreichend unterdrückt werden.
- **Robustheit gegenüber Parameteränderungen:** Die Eigenschaften der Regelstrecke unterliegen Änderungen, wie zum Beispiel unterschiedlichen Werkstückaufbauten oder Änderungen der Masse durch die Bearbeitung. Um eine gleichbleibende Produktqualität sicherzustellen, muss die Regelung auch bei veränderlichen Parametern gleichbleibende Qualität erzielen können.

Wird zunächst ausschließlich ein klassischer P- oder PI-Regler in Kaskadenstruktur betrachtet, lässt sich das dynamische Führungsverhalten durch eine angepasste Vorsteuerung der Sollgrößen optimieren. Bei hinreichender Vorsteuerungsmodellierung lässt sich die Bewegungsachse gesteuert in ihre Zielposition überführen und der Regler agiert als Störgrößenregler. Eine übergeordnete Steuerungseinheit (CNC) erzeugt Sollgrößen durch eine Bahnplanung. Dadurch können hinreichend glatte Sollwertprofile inklusive Vorsteuerungen vorab berechnet werden.

Zur Betrachtung der Störgrößen einer Positionsregelung von Werkzeugmaschinen kann zunächst zwischen Störungen aus dem Motorstrang, dem Werkstückaufbau, sowie der umliegenden Peripherie unterschieden werden. Rotative Achsen mit Direktantriebstechnik (Torque-Motoren) weisen eine Kraftwelligkeit auf, die jedoch auf Grund der hohen Polpaarzahl keine signifikante Störgröße darstellt, sofern die Permanentmagnete auf den Rotor geklebt werden und nicht vergraben sind. Wegen des fehlenden Getriebes wirken sich jedoch mechanische Streckeneigenschaften durch die vergleichsweise kleinen Massen (Rotor und Maschinentisch) direkt auf die Regelstrecke aus. Mechanische Streckeneigenschaften sind beispielsweise unterschiedliche Werkstückaufbauten sowie wechselnde Spannvorrichtungen. Die immer weiter zunehmende Automatisierung und Flexibilisierung der Werkzeugmaschinen

führt zu wechselnden Werkstückaufbauten, die immer häufiger auch durch Roboteranlagen automatisch gewechselt werden. Je nach Aufspannung entsteht ein mehr oder weniger steifer Zweimassenschwinger mit unbekannter Charakteristik. Um den Regler dafür robust auszulegen, muss dieser bei einer klassischen PI-Regler-Auslegung sehr schwach eingestellt sein. Daraus resultiert jedoch ein unbefriedigendes Führungs- sowie Störverhalten.

1.1 Zielsetzung und Aufbau der Arbeit

Motivation Die statische Reglerauslegung, die bei der Erstinbetriebnahme einer Vorschubachse durchgeführt wird, kommt bei den immer unterschiedlicheren Werkstücken an ihre Grenzen. Um die Regelung weiter zu optimieren, wird daher zunächst eine weitergehende Kenntnis der Regelstrecke benötigt. Gelingt es, die Streckenparameter und Störeinflüsse zu identifizieren und zu modellieren, kann damit die Regelung besser an die Strecke angepasst und das Führungs- sowie Störverhalten verbessert werden. Da die Resonanzfrequenz des Zwei-Massen-Schwingers durch das Stellsignal angeregt wird, kann diese aus dem Stellsignal entfernt werden, um sie nicht mehr anzuregen. Dazu könnte die Sollwerttrajektorie so modifiziert werden, dass sie keine Frequenzanteile mehr enthält, die diese Frequenz anregen. Dies wird unter dem Begriff des Input-Shaping verstanden. Alternativ kann mit Bandsperrfiltern (Notch-Filtern) das Stellsignal entsprechend gefiltert werden.

Bisherige Forschungsarbeiten überprüfen ihre Modelle anhand einfacher Teststandapparaturen, nicht jedoch an kompletten Maschinen [2, 10, 11, 61]. Durch eine größere Integrationstiefe können jedoch weitere Schwierigkeiten auftreten, die auf Testständen nicht untersucht werden können, wie zum Beispiel eine stärkere Reaktion der Maschinenstruktur aufgrund einer dynamischer eingestellten Regelung. Eine Überprüfung der Qualität produzierter Werkstücke ist ebenfalls nur an einer vollständigen Maschine möglich. Des Weiteren betrachten einige Arbeiten die begrenzten Ressourcen hinsichtlich Speicherplatz, Rechenzeit und Rechenauflösung auf einer echtzeitfähigen Steuerungshardware nicht. Die meisten Arbeiten benutzen als Implementierungsplattform dSPACE, welches durch die Anbindung zu MATLAB und SIMULINK eine hohe Abstraktionsebene aufweist. Da der Schwerpunkt dieser Arbeit jedoch auf der Realisierbarkeit in einer Produktionsumgebung liegt, werden die Algorithmen direkt auf einem Frequenzumrichter in der Programmiersprache C umgesetzt. Insbesondere diese Begrenztheit ist eine große Herausforderung in der Implementierung verschiedener Konzepte.

Ziel Ziel dieser Arbeit ist das Dämpfen von Resonanzfrequenzen durch mechanische Werkstückeinflüsse mittels Notch-Filter. Dadurch kann eine Verbesserung der Regelgüte erzielt werden, die die Produktivität der Werkzeugmaschine steigert. Dazu werden bisher bekannte Verfahren vorgestellt und ein neues Scanning-Verfahren entwickelt, welches unter Echtzeitbedingungen in der Lage ist, ein Leistungsdichtespektrum mit einfachsten Mitteln aufzuzeichnen. Aus diesem werden Algorithmen entwickelt, die die notwendigen Parameter der Notch-Filter identifizieren können. Die wissenschaftliche Relevanz liegt daher in dem Transfer in Grundzügen bekannter Algorithmen auf eine echtzeitfähige Plattform mit begrenztem Speicherplatz und Rechenleistung in der Programmiersprache C und dessen Anwendung an Werkzeugmaschinen, die als Serienmaschinen produktiv bei einem Industriepartner eingesetzt werden.

Aufbau Diese Arbeit ist in sieben Kapitel untergliedert. Kapitel 2 stellt den aktuellen Forschungsstand für diesen Themenbereich vor und führt in die Regelung permanentmagnetenerregter Synchronmaschinen (PMSM) ein. Ferner werden verschiedene Identifikationsverfahren für Regelstrecken verglichen und ein Überblick über Verfahren zur Berechnung von Signalspektren (Leistungsdichtespektren sowie DFT-Transformierte) gegeben, die zur automatisierten Detektion von Resonanzfrequenzen benötigt werden.

Danach wird in Kapitel 3 das zu untersuchende Regelungssystem modelliert und vorgestellt, wie auf Basis eines gemessenen Frequenzgangs einer realen Regelstrecke auf die Modellparameter geschlossen werden kann. Dies ermöglicht eine anwendungsbezogene Simulation der zu entwickelnden Algorithmen. Anschließend wird in Kapitel 4 die Entwicklung eines quantifizierenden Gütemaßes vorgestellt, welches dazu dient, die Qualität der späteren Methoden und Entwicklungen besser bewerten zu können. Dieses wird am zuvor aufgestellten Simulationsmodell entwickelt und dabei verschiedene Verfahren verglichen.

Die Regelstrecke eines rotativen Direktantriebs mit veränderlichen Werkstückaufbauten wird in Kapitel 5 vorgestellt und anhand der Simulation identifiziert. Dieses Kapitel führt als parametrisches Identifikationsverfahren das Relay-Feedback-Experiment ein, über das die Trägheit einer Regelstrecke mittels eines Zweipunkt-Reglers identifiziert werden kann. Durch die Identifikation der Trägheit und einer Messung der Regelstrecke kann durch Anwendung der Nelder-Mead-Optimierung eine Übertragungsfunktion vorgegebener Ordnung identifiziert und somit auf die charakteristischen Eigenschaften eines ZMS geschlossen werden.

Kapitel 6 behandelt die automatisierte Identifikation der Parameter adaptiver Notch-Filter. Diese sind eine effektive Möglichkeit, Resonanzfrequenzen von ZMS zu dämpfen. Das Kapitel teilt sich dabei auf in einen Abschnitt, der die echtzeitfähige und auf einem Signalprozessor

implementierbare Berechnung eines Leistungsdichtespektrums über das Scanning-Verfahren beschreibt und einen Abschnitt, der aus dem berechneten Leistungsdichtespektrum die notwendigen Parameter adaptiver Notch-Filter extrahiert. Die Berechnung des Leistungsdichtespektrums beim Scanning-Verfahren ist dabei dem Goertzel-Verfahren sehr ähnlich. Zur Validierung der Algorithmen wird in diesem Kapitel eine Simulation auf dem Zielsystem und eine Validierung auf einem Teststand vorgestellt. Da der Teststand lediglich für die isolierte Entwicklung und Validierung dieses Kapitels verwendet wird, sind Aufbau, Konstruktion und Inbetriebnahme des Teststandes im Anhang unter Kapitel E zu finden.

Kapitel 7 verifiziert alle Maßnahmen abschließend an zwei vollständigen und für die Produktion benutzten Werkzeugmaschinen. Für beide Maschinen werden Referenzwerkstücke in enger Abstimmung mit einem Industriepartner definiert, die für die Validierung der eingesetzten Algorithmen benutzt werden. Dadurch soll eine möglichst hohe Praxisrelevanz gewährleistet werden. Neben der Beurteilung des aktuellen Ist-Stands an den Maschinen werden sowohl das Relay-Feedback-Experiment als auch das Scanning-Verfahren zur Identifikation mechanischer Resonanzfrequenzen angewendet und verglichen.

Neben dem Frequenzgang des Drehzahl- und Lageregelkreises wird die Regelgüte, entsprechend den eingeführten Kriterien aus Kapitel 4, zur Bewertung der Maßnahmen herangezogen.

Durch das Anwenden eines Notch-Filters im Stellsignal des Reglers kann dies Auswirkungen auf die Stabilität des Gesamtsystems haben. Dieser Umstand wird im Anhang, Kapitel A betrachtet.

Da die Identifikation der Resonanzfrequenzen des ZMS beim Scanning-Verfahren im geschlossenen Drehzahlregelkreis erfolgt, ist dieses Verfahren auch für endlagenbeschränkte oder schwerkraftbehaftete Maschinenachsen einsetzbar. Durch die Messung im geschlossenen Kreis kann die Resonanzfrequenz des ZMS jedoch an einer verfälschten Frequenz gemessen werden. Dieser Sachverhalt wird im Anhang, im Kapitel B diskutiert.

2 STAND DER TECHNIK

Dieses Kapitel führt einerseits in die Grundlagen der Regelung von Synchronmaschinen als auch in die Modellierung von ZMS als mechanische Regelstrecke ein, die für diese Arbeit von Relevanz sind. Ferner werden einige Grundlagen zur Schätzung von Leistungsdichtespektren erläutert, die für die Entwicklung des Scanning-Verfahrens von Bedeutung sind.

2.1 Regelung permanentmagnetenerregter Synchronmaschinen

Dieser Abschnitt führt in die Grundprinzipien der Antriebsregelung von Synchronmaschinen ein und beschränkt sich dabei auf die weit verbreiteten permanentmagnetregten Synchronmaschinen (PMSM) im Einsatz als rotativer Direktantrieb bei Rundachsen von Werkzeugmaschinen. Die folgenden Abschnitte greifen dabei größtenteils auf die Ausführungen von [9, 52, 53] zurück.

2.1.1 Koordinatensysteme / Raumzeigerdarstellung

Für die spätere Beschreibung des Verhaltens der Synchronmaschine werden verschiedene Koordinatensysteme eingeführt, welche die Beschreibung des Verhaltens vereinfachen. So lässt sich der magnetische Fluss besser im statorfesten Koordinatensystem beschreiben und eine Regelung im rotorflussfesten Koordinatensystem durchführen.

Zum Verständnis des folgenden Abschnittes dient Abbildung 2.1. In dieser Grafik sind drei Koordinatensysteme eingezeichnet: das $\alpha - \beta$, das k-l sowie das d-q Koordinatensystem. Das $\alpha - \beta$ Koordinatensystem wird in den weiteren Ausführungen das statorfeste Koordinatensystem sein, welches raumfest mit dem Stator verbunden sein wird. Die im Folgenden behandelten Abhängigkeiten der Koordinatensysteme zueinander werden mit Vektoren beschrieben. Für Vektoren im statorfesten Koordinatensystem dient ein hochgestelltes S,

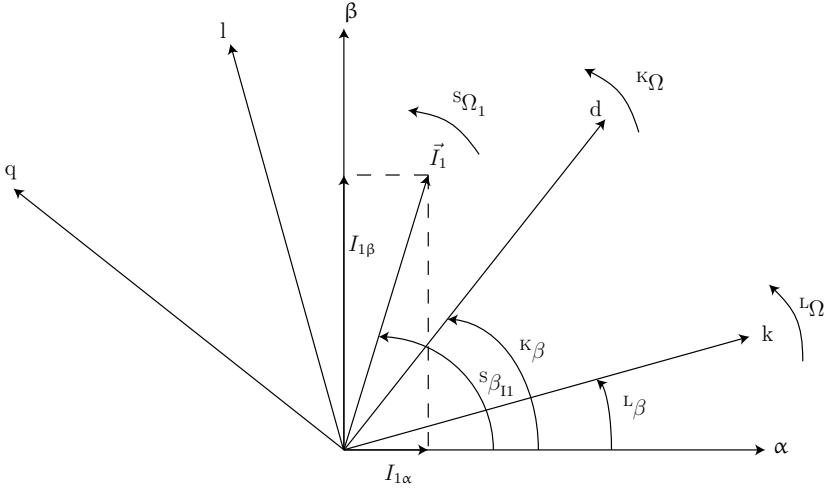


Abbildung 2.1: Koordinatensysteme entsprechend [53]

für Vektoren im rotorfesten Koordinatensystem ein hochgestelltes L und für Vektoren im allgemeinen System ein hochgestelltes K zur Kennzeichnung des Bezuges. Die Exponenten werden dabei dem Symbol vorangestellt. Indizes vor dem Symbol kennzeichnen die Zugehörigkeit von Komponenten zu den jeweiligen Koordinatenachsen.

Das k-l Koordinatensystem ist mit dem Rotor gekoppelt und dreht sich daher mit der Winkelgeschwindigkeit ${}^L\Omega = \frac{d{}^L\beta}{dt}$. ${}^L\beta$ beschreibt dabei den Winkel zwischen dem statorfesten $\alpha - \beta$ Koordinatensystem und dem rotorfesten Koordinatensystem (k-l).

Das d-q Koordinatensystem rotiert mit ${}^K\Omega = \frac{d{}^K\beta}{dt}$ um das statorfeste Koordinatensystem. Für eine spätere Regelung wird das d-q Koordinatensystem am Rotorfluss orientiert. Für die Beschreibung von PMSM werden das rotorfeste sowie das am Rotorfluss orientierte Koordinatensystem identisch sein. Der Vollständigkeit halber seien an dieser Stelle jedoch beide erwähnt. Insbesondere bei der Modellierung von Asynchronmaschinen müssten beide Koordinatensysteme unterschieden werden.

Existiert ein Strom \vec{I}_1 in vektorieller Form, so kann dieser im statorfesten Koordinatensystem mit ${}^s\vec{I}_1 = |\vec{I}_1| \exp(j{}^s\beta_{11})$ beschrieben werden. Für die Komponenten $I_{1\alpha}$ und $I_{1\beta}$ gilt:

$$I_{1\alpha} = |\vec{I}_1| \cos({}^s\beta_{11}) \quad I_{1\beta} = |\vec{I}_1| \sin({}^s\beta_{11}) \quad (2.1)$$

Der Winkel ${}^S\beta_{11}$ des Raumzeigers \vec{I}_1 ist in der Regel zeitvariant, sodass dieser aus der Winkelgeschwindigkeit des Stromzeigers berechnet werden kann. Es gilt:

$${}^S\beta_{11} = \int {}^S\Omega_1 dt \quad (2.2)$$

Analog dazu kann der Raumzeiger \vec{I}_1 im rotorfesten Koordinatensystem beschrieben werden. Dann ergibt sich ${}^L\vec{I}_1 = \vec{I}_1 \exp(j({}^S\beta_{11} - {}^L\beta))$.

Zur Transformation eines Raumzeigers von einem Koordinatensystem in ein anderes gilt:

$$\begin{aligned} {}^K\vec{I}_1 &= I_{1A} + jI_{1B} = {}^S\vec{I}_1 \exp(-j{}^K\beta) \\ {}^K\vec{I}_1 &= I_{1A} + jI_{1B} = {}^L\vec{I}_1 \exp(-j({}^K\beta + {}^L\beta)) \\ {}^S\vec{I}_1 &= I_{1\alpha} + jI_{1\beta} = {}^K\vec{I}_1 \exp(j{}^K\beta) \\ {}^L\vec{I}_1 &= I_{1k} + jI_{1l} = {}^K\vec{I}_1 \exp(j({}^K\beta - {}^L\beta)) \end{aligned} \quad (2.3)$$

In der Anwendung wird die Kreisfrequenz ${}^L\Omega_1$ von ${}^L\vec{I}_1$ die elektrische Kreisfrequenz Ω_L sein, die mit der mechanischen Kreisfrequenz Ω_M über die Polpaarzahl Z_p verknüpft ist. Es gilt:

$$\Omega_L = Z_p \Omega_M \quad (2.4)$$

Transformation realer Spannungsgrößen in ein Modellsystem

Das reale System mit den drei Statorwicklungen (abc-System) kann in das statorfeste $\alpha - \beta$ Koordinatensystem mit folgendem Ansatz von [9] transformiert werden:

$$\begin{aligned} g_k(t) &= \sqrt{2}G \cos \left[\omega t - (k-1) \frac{2\pi}{K} \right] \quad k = 1 : K \\ \vec{g}(t) &= \sum_{k=1}^K g_k(t) \underline{a}^k \quad \text{mit } \underline{a} = \exp \left(j \frac{2\pi}{K} \right) \end{aligned} \quad (2.5)$$

Dabei bezeichnet G den Effektivwert der Zeitfunktion. Gleichung (2.5) beschreibt die Zeitfunktion für eine nullstromfreie, symmetrische Speisung mit K Strängen des Stators. Für die allgemeine Funktion $g_k(t)$ können zum Beispiel die Spannungen, Ströme und Flüsse angenommen werden, sodass hier eine einheitliche mathematische Beschreibung möglich ist.

Wenn für diese Arbeit eine dreisträngige Wicklung angenommen wird, ergeben sich für den Real- und Imaginärteil von $\vec{g}(t)$, wenn beispielsweise die Strangspannungen $u_{1a}(t)$, $u_{1b}(t)$ sowie $u_{1c}(t)$ betrachtet werden:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} \{ \vec{g}(t) \} &= \operatorname{Re} \{ g_1(t) + g_2(t)\underline{a} + g_3(t)\underline{a}^2 \} \quad \text{mit } \underline{a} = \exp \left(\frac{j2\pi}{3} \right) \\ \operatorname{Re} \{ \vec{g}(t) \} &= u_{1a}(t) + u_{1b}(t) \cos \left[\frac{2\pi}{3} \right] + u_{1c}(t) \cos \left[\frac{4\pi}{3} \right] \end{aligned} \quad (2.6)$$

$$\operatorname{Re} \{ \vec{g}(t) \} = u_{1a}(t) - \frac{1}{2}u_{1b}(t) - \frac{1}{2}u_{1c}(t) \quad (2.7a)$$

$$\operatorname{Im} \{ \vec{g}(t) \} = u_{1a}(t) + \frac{\sqrt{3}}{2}u_{1b}(t) + \frac{\sqrt{3}}{2}u_{1c}(t) \quad (2.7b)$$

Um den komplexen Zeiger ${}^S\vec{U}_1$ aus den Gleichungen (2.7a) sowie (2.7b) zu bilden, gibt es in der Literatur verschiedene Ansätze. Ein weit verbreiteter Ansatz ist, $|\operatorname{Re} \{ \vec{g}(t) \}| = |U_{1\alpha}(t)|$ anzunehmen. Dann wäre beispielsweise der Betrag der Realkomponente der transformierten Größe $\vec{g}(t)$ gleich dem Betrag der Statorstrangspannung $u_{1a}(t)$. Folglich wäre der komplexe Zeiger $\vec{g}(t)$ mit dem Faktor $2/3$ zu gewichten. Dadurch ergibt sich:

$${}^S\vec{u}_1 = u_{1\alpha} + j u_{1\beta} = \frac{2}{3}\vec{g}(t) \quad (2.8)$$

Durch diesen Skalierungsfaktor ergeben sich folgende Eigenschaften:

- Die Stranggrößen ergeben sich direkt aus ${}^S\vec{u}_1$.
- Die Transformation ist nicht leistungsinvariant. Soll aus den Größen des $\alpha - \beta$ Koordinatensystem eine Leistung berechnet werden, so müssen die Größen um den Faktor $3/2$ multipliziert werden. Das wird später für die Berechnung des inneren Moments aus den Differenzialgleichungen relevant sein.

Aus den hergeleiteten Beziehungen können unter Berücksichtigung des Faktors $2/3$ beispielhaft die Transformationsgleichungen für die Statorspannungen angegeben werden. Ferner wird in dieser Arbeit mit effektiven Werten gerechnet, sodass folglich mit Großbuchstaben gerechnet wird:

$$\begin{aligned} U_{1\alpha} &= \frac{1}{3}(2U_{1a} - U_{1b} - U_{1c}) \\ U_{1\beta} &= \frac{1}{\sqrt{3}}(U_{1b} - U_{1c}) \\ {}^S\vec{U}_1 &= \sqrt{U_{1\alpha}^2 + U_{1\beta}^2} \exp \left(j^S\beta_{U1} \right) \end{aligned} \quad (2.9)$$

Der Winkel $s\beta_{U1}$ der komplexen Größe $s\vec{U}_1$ bezieht sich in diesem Fall auf das statorfeste Koordinatensystem.

$\alpha - \beta$ Koordinatensystem in d-q Koordinatensystem Das statorfeste $\alpha - \beta$ Koordinatensystem kann in das d-q Koordinatensystem, welches über den Winkel ${}^K\beta$ verknüpft ist, durch folgende Gleichungen transformiert werden:

$$\begin{aligned} {}^K\vec{U}_1 &= s\vec{U}_1 \exp(-j{}^K\beta) \\ U_{1A} &= U_{1\alpha} \cos({}^K\beta) + U_{1\beta} \sin({}^K\beta) \\ U_{1B} &= U_{1\beta} \cos({}^K\beta) - U_{1\alpha} \sin({}^K\beta) \end{aligned} \quad (2.10)$$

d-q Koordinatensystem in $\alpha - \beta$ Koordinatensystem Auch die Rücktransformation vom allgemeinen d-q in ein statorfestes Koordinatensystem erfolgt über den Winkel ${}^K\beta$ in analoger Weise. Es gilt:

$$\begin{aligned} U_{1\alpha} &= U_{1A} \cos({}^K\beta) - U_{1B} \sin({}^K\beta) \\ U_{1\beta} &= U_{1B} \cos({}^K\beta) + U_{1A} \sin({}^K\beta) \end{aligned} \quad (2.11)$$

$\alpha - \beta$ Koordinatensystem in abc-Koordinatensystem Aus dem statorfesten Koordinatensystem ergeben sich die Größen für das reale Dreiphasensystem zu:

$$\begin{aligned} U_{1a} &= U_{1\alpha} \\ U_{1b} &= \frac{\sqrt{3}}{2} U_{1\beta} - \frac{1}{2} U_{1\alpha} \\ U_{1c} &= -\frac{\sqrt{3}}{2} U_{1\beta} - \frac{1}{2} U_{1\alpha} \end{aligned} \quad (2.12)$$

2.1.2 Modellierung des dynamischen Verhaltens von Drehfeldmaschinen

Zur Beschreibung des dynamischen Verhaltens von Drehfeldmaschinen bilden die Spannungsgleichungen in Anlehnung an [53] die Grundlage. Die Beschreibung von Maschinen mit Permanentmagneteregung erfolgt danach als Spezialfall des allgemeinen Falls. Um das dynamische Verhalten mit komplexen Größen beschreiben zu können, werden folgende Annahmen getroffen:

- Die Magnetisierungskennlinie ist linear.

- Der Stator besitzt eine symmetrische dreisträngige Wicklung, die in eine mit dem Rotor rotierende äquivalente zweisträngige Wicklung umgerechnet wird.
- Das Drehspannungssystem ist symmetrisch und besitzt keine Nullkomponente.
- Es treten keine Eisenverluste oder Stromverdrängung auf.
- Kein Einfluss der Nutungen (glatt begrenzter Luftspalt).
- Keine Temperaturabhängigkeit der Magneten.

$$\begin{aligned} {}^S\vec{U}_1 &= R_1 {}^S\vec{I}_1 + \frac{d}{dt} {}^S\vec{\Psi}_1 \\ {}^L\vec{U}_2 &= R_2 {}^L\vec{I}_2 + \frac{d}{dt} {}^L\vec{\Psi}_2 \end{aligned} \quad (2.13)$$

Diese Differenzialgleichungen bilden die Grundlage für die spätere Modellbildung. Die Spannungen ${}^S\vec{U}_1$ sowie ${}^L\vec{U}_2$ sind die Klemmenspannungen der Wicklungen in Raumzeigerdarstellung im jeweiligen Koordinatensystem (vorgestellter Exponent S bzw. L). Dabei bezeichnet der Index 1 die Spannung im Stator und Index 2 die Spannung im Rotor. Analog dazu bezeichnen die Ströme ${}^S\vec{I}_1$ sowie ${}^L\vec{I}_2$ den eingepprägten Strom im jeweiligen Koordinatensystem. Je nach Anwendung kann beispielsweise ein Spannungsraumzeiger oder Stromraumzeiger eingepprägt werden.

Die Flüsse ${}^S\vec{\Psi}_1$ sowie ${}^L\vec{\Psi}_2$ bezeichnen die verketteten magnetischen Flüsse, die für das jeweilige Koordinatensystem angegeben sind.

2.1.3 Flussverkettungen

Der verkettete Fluss, der von den Motorwicklungen umfasst wird, ergibt sich zu:

$$\begin{aligned} {}^S\vec{\Psi}_1 &= L_1 {}^S\vec{I}_1 + M {}^L\vec{I}_2 \exp(j^L\beta) \\ {}^L\vec{\Psi}_2 &= L_2 {}^L\vec{I}_2 + M {}^S\vec{I}_1 \exp(-j^L\beta) \end{aligned} \quad (2.14)$$

Dabei bezeichnen L_1 , L_2 die Selbstinduktivitäten im Stator bzw. Rotor, M bezeichnet die Gegeninduktivität zwischen Stator und Rotor und ${}^L\beta$ bezeichnet den Rotorwinkel. Die Wirkung des verketteten magnetischen Flusses ist eine Drehmomenterzeugung im Luftspalt zwischen Stator und Rotor. Das durch den magnetischen Fluss entstehende Drehmoment wird inneres Moment M_{Mi} genannt, welches im nächsten Abschnitt für den Fall der permanentmagnetenerregten Synchronmaschine näher beschrieben wird.

2.1.4 Permanentmagnetenerregte Synchronmaschine

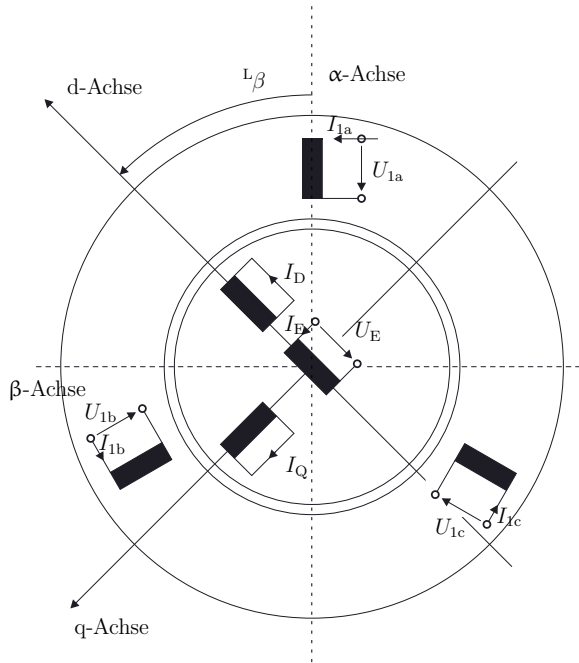


Abbildung 2.2: Modell der PMSM im abc-System mit Dämpferwicklungen aus [53].

Die PMSM weist ein permanentes Erregerfeld auf, welches durch Permanentmagnete erzeugt wird. Damit gelten für diese Art von Maschinen die gleichen Modelle und Gesetzmäßigkeiten wie für andere Synchronmaschinen. Im typischen Fall ist der Rotor rotationssymmetrisch aufgebaut, sodass die PMSM einer Synchron-Vollpolmaschine ähnelt.

Abbildung 2.2 zeigt ein Modell einer PMSM. Im Stator existiert eine dreisträngige Wicklung mit den Spannungsgrößen U_{1a} , U_{1b} , U_{1c} sowie entsprechenden Statorströmen. Diese Größen sind physikalischen Ursprungs, da die Maschine typischerweise mit einem Frequenzumformer gekoppelt ist. Das statorfeste (ortsfeste) $\alpha - \beta$ Koordinatensystem wird benutzt, um die physikalischen Statorgrößen in ein zweiphasiges System zu überführen. Das Rotorkoordinatensystem L wird zum d-q Koordinatensystem. Das d-q Koordinatensystem ist in Längsrichtung des Rotorflusses orientiert (vgl. [53], Kapitel 6) und ermöglicht eine einfache Darstellung der Modellgrößen. Der Vollständigkeit halber ist auch die Erregerwicklung mit

ihren Größen U_E sowie dem Erregerstrom I_E abgebildet. Durch die Permanentmagneterrregung gilt jedoch: $U_E = 0$. Die betrachteten PMSM weisen keine Dämpferwicklungen mit den Strömen I_D , I_Q auf. Dies wird die spätere Modellierung deutlich vereinfachen.

Spannungsgleichungen

Es werden im Folgenden die Statorgleichungen auf das d-q Koordinatensystem transformiert. Dazu wird zunächst die allgemeine Statorspannungsdifferentialgleichung aus Gleichung (2.13) zum Koordinatensystem L überführt und dann in die d- und in die q-Komponente zerlegt.

$$\begin{aligned} {}^S\vec{U}_1 &= R_1 {}^S\vec{I}_1 + \frac{d}{dt} {}^S\vec{\Psi}_1 \\ {}^S\vec{U}_1 \exp(-j^L\beta) &= R_1 {}^S\vec{I}_1 \exp(-j^L\beta) + \frac{d}{dt} {}^S\vec{\Psi}_1 \exp(-j^L\beta) \\ {}^L\vec{U}_1 &= R_1 {}^L\vec{I}_1 + \frac{d}{dt} ({}^L\vec{\Psi}_1 \exp(+j^L\beta)) \exp(-j^L\beta) \end{aligned} \quad (2.15)$$

Da sowohl ${}^L\beta$ als auch ${}^L\vec{\Psi}_1$ Zeitfunktionen sind, muss bei der zeitlichen Ableitung die Produktregel berücksichtigt werden. Mit $\frac{d}{dt} {}^L\beta = {}^L\Omega$ ergibt sich:

$$\begin{aligned} {}^L\vec{U}_1 &= R_1 {}^L\vec{I}_1 + \frac{d {}^L\vec{\Psi}_1}{dt} \exp(+j^L\beta - j^L\beta) + j^L\vec{\Psi}_1 \frac{d {}^L\beta}{dt} \exp(+j^L\beta - j^L\beta) \\ {}^L\vec{U}_1 &= R_1 {}^L\vec{I}_1 + \frac{d {}^L\vec{\Psi}_1}{dt} + j^L\vec{\Psi}_1 {}^L\Omega \end{aligned} \quad (2.16)$$

Da die Raumzeiger der Statorgrößen im rotorfesten Koordinatensystem L vorliegen und dieses bei der Modellierung einer PMSM gleichzeitig der Orientierung am Rotorfluss (Index K) entsprechen, gilt:

$$\begin{aligned} {}^K\vec{U}_1 &= {}^L\vec{U}_1 = U_d + jU_q \\ {}^K\vec{I}_1 &= {}^L\vec{I}_1 = I_d + jI_q \\ {}^K\vec{\Psi}_1 &= {}^L\vec{\Psi}_1 = \Psi_d + j\Psi_q \end{aligned} \quad (2.17)$$

$$\begin{aligned} U_d &= \operatorname{Re}\{ {}^L\vec{U}_1 \} = R_1 I_d + \frac{d}{dt} \Psi_d - {}^L\Omega \Psi_q \\ U_q &= \operatorname{Im}\{ {}^L\vec{U}_1 \} = R_1 I_q + \frac{d}{dt} \Psi_q + {}^L\Omega \Psi_d \end{aligned}$$

Der Permanentmagnet erzeugt im Rotor einen Fluss Ψ_{PM} . Entsprechend Abschnitt 2.1.1 wird ein allgemeines Koordinatensystem (Index K) derart gewählt, dass Ψ_{PM} entlang einer Achse ausgerichtet ist. Diese Achse wird als d-Achse bezeichnet. Die rechtswendig 90° -

versetzte Komponente, die somit senkrecht zu Ψ_{PM} steht, wird q-Achse genannt. Es ergeben sich im dq-Koordinatensystem folgende Flussgleichungen:

$$\begin{aligned}\Psi_d &= \Psi_{\text{PM}} + L_d I_d \\ \Psi_q &= L_q I_q\end{aligned}\tag{2.18}$$

Je nach Bauart der PMSM wird zwischen SPMSM und IPMSM unterschieden. Bei der ersten Bauform werden die Magnete auf die Oberfläche flach geklebt, wohingegen die Magneten bei IPMSM in das Magnetmaterial vergraben sind. Da in dieser Arbeit mit SPMSM gearbeitet wird, sei für die Beschreibung und Modellierung von IPMSM an die Literatur verwiesen [62].

Durch Einsetzen der Gleichungen in die Spannungsgleichungen ergibt sich:

$$\begin{aligned}U_d &= R_1 I_d - {}^L\Omega L_q I_q + \frac{d}{dt} (\Psi_{\text{PM}} + L_d I_d) \\ U_q &= R_1 I_q + {}^L\Omega (\Psi_{\text{PM}} + L_d I_d) + \frac{d}{dt} (L_q I_q)\end{aligned}\tag{2.19}$$

Unter der Annahme, dass $L_q, L_d, \Psi_{\text{PM}}$ keine Zeitfunktionen sind, ergibt sich:

$$\begin{aligned}U_d &= R_1 I_d - {}^L\Omega L_q I_q + L_d \frac{d I_d}{dt} \\ U_q &= R_1 I_q + {}^L\Omega (\Psi_{\text{PM}} + L_d I_d) + L_q \frac{d I_q}{dt}\end{aligned}\tag{2.20}$$

Aus der komplexen Wechselstromrechnung ergibt sich die elektrische Wirkleistung, die an die Maschine abgegeben wird, zu:

$$\begin{aligned}P_{\text{Klemmen}} &= \frac{3}{2} \text{Re} \{ {}^s\vec{U}_1 {}^s\vec{I}_1^* \} = P_{\text{el,v}} + P_{\text{el,mech}} \\ P_{\text{Klemmen}} &= \frac{3}{2} \text{Re} \{ (U_d + j U_q)(I_d - j I_q) \} \\ P_{\text{Klemmen}} &= \frac{3}{2} (U_d I_d + U_q I_q) \\ P_{\text{Klemmen}} &= \frac{3}{2} \left(R_1 (I_d^2 + I_q^2) + {}^L\Omega I_q (I_d (L_d - L_q) + \Psi_{\text{PM}}) \right. \\ &\quad \left. + L_q I_q \frac{d I_q}{dt} + L_d I_d \frac{d I_d}{dt} \right) \\ P_{\text{el,v}} &= \frac{3}{2} \left(R_1 (I_d^2 + I_q^2) + L_q I_q \frac{d I_q}{dt} + L_d I_d \frac{d I_d}{dt} \right)\end{aligned}\tag{2.21a}$$

$$P_{\text{el,mech}} = \frac{3}{2} {}^L\Omega I_q (I_d (L_d - L_q) + \Psi_{\text{PM}})\tag{2.21b}$$

Gleichung (2.21a) beschreibt dabei die Verluste, die über die Bestromung des Strangwiderstands auftreten. Der dynamische Anteil der elektrischen Leistung aus Gleichung (2.21b) wird in mechanische Leistung im Rotor umgesetzt. Daraus folgt:

$$\begin{aligned} P_{\text{el,mech}} &= \frac{L_\Omega}{Z_p} M_{\text{Mi}} \\ M_{\text{Mi}} &= \frac{3}{2} Z_p \left(\Psi_{\text{PM}} I_q + (L_d - L_q) I_d I_q \right) \end{aligned} \quad (2.22)$$

Aus Gleichung (2.22) kann auf die erzielte mechanische Beschleunigung des Rotors geschlossen werden, da noch Reibmomente M_r abzuziehen sind. Da Gleichung (2.22) wesentlich für die spätere Regelung ist, kann bei SPMSM $L_1 = L_d = L_q$ angenommen werden. In diesem Fall wird das Moment lediglich vom Fluss des Permanentmagneten und dem Querstrom gebildet. Für die Regelung von IPMSM sowie bei Transversalfussmaschinen ist diese Annahme jedoch nicht gültig [52, 62].

Unter Berücksichtigung obiger Annahmen können die notwendigen Gleichungen zur Modellierung von SPMSM folgendermaßen zusammengefasst werden. Dabei ist k_F die Kraftkonstante des Motors, welche aus dem Datenblatt einer PMSM entnommen werden kann.

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_d}{dt} &= U_d - R_1 I_d + L_\Omega \Psi_q \\ \frac{d\Psi_q}{dt} &= U_q - R_1 I_q - L_\Omega \Psi_d \\ \Psi_d &= \Psi_{\text{PM}} + L_1 I_d \\ \Psi_q &= L_1 I_q \\ M_{\text{Mi}} &= \frac{3}{2} Z_p \Psi_{\text{PM}} I_q = k_F I_q \\ \Theta \frac{dL_\Omega}{dt} &= M_{\text{M}\alpha} = M_{\text{Mi}} - M_r \end{aligned} \quad (2.23)$$

2.1.5 Regelung von PMSM

Unter Berücksichtigung der Gleichungen für die PMSM können Steuerbedingungen angegeben werden. Die Regelung selbst wird dabei im d-q Koordinatensystem durchgeführt. Dadurch sind Längs- und Querstrom separat regelbar, sofern eine Entkopplungsstruktur angewendet wird.

Aus Gleichung (2.20) folgt durch Laplacetransformation unter Annahme von $I_d(0) = I_q(0) = U_d(0) = U_q(0) = 0$:

$$\begin{aligned} I_d(s) &= \left(U_d(s) + \underbrace{{}^L\Omega L_q I_q(s)}_{\text{Kreuzkopplung}} \right) \frac{1}{R_1} \frac{1}{\frac{L_d}{R_1}s + 1} \\ I_q(s) &= \left(U_q(s) - \underbrace{{}^L\Omega L_d I_d(s)}_{\text{Kreuzkopplung}} - \underbrace{{}^L\Omega \Psi_{PM}}_{\text{Polradspannung}} \right) \frac{1}{R_1} \frac{1}{\frac{L_q}{R_1}s + 1} \end{aligned} \quad (2.24)$$

Ziel einer Entkopplung ist es, die jeweiligen Ströme alleine aus den dazugehörigen Spannungen zu speisen. Die Zeitkonstanten der jeweiligen PT1-Glieder werden mit $T_D = L_d/R_1$ sowie $T_Q = L_q/R_1$ angegeben und häufig auch als Ankerzeitkonstante bezeichnet.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} I_d(s) \\ I_q(s) \end{bmatrix} &= \mathbf{F} \left(\begin{bmatrix} U_d(s) \\ U_q(s) \end{bmatrix} + \mathbf{V} \begin{bmatrix} I_d(s) \\ I_q(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -{}^L\Omega \Psi_{PM} \end{bmatrix} \right) \\ \mathbf{F} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{R_1} \frac{1}{T_D s + 1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_1} \frac{1}{T_Q s + 1} \end{bmatrix} \\ \mathbf{V} &= \begin{bmatrix} 0 & {}^L\Omega L_q \\ -{}^L\Omega L_d & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.25)$$

Abbildung 2.3 stellt die Zusammenhänge des geschlossenen Stromregelkreises dar. Die Regelstrecke mit der verkoppelten Dynamik ist gestrichelt dargestellt. Die physikalischen Spannungsgrößen U_d sowie U_q erzeugen die physikalischen Ströme I_d sowie I_q . Die Polradspannung $U_p = {}^L\Omega \Psi_{PM}$ wirkt mit steigender Drehzahl dem momentbildenden Strom entgegen und kann durch eine geeignete Störgrößenaufschaltung kompensiert werden.

Wird die Regelstrecke geeignet entkoppelt, entstehen zwei Regelstrecken, die einander nicht mehr beeinflussen. Der eingesetzte Stromregler stellt dadurch nicht mehr die Spannung U_d bzw. U_q , sondern die Modellgrößen \tilde{U}_d bzw. \tilde{U}_q .

Für den Längsstrom I_d muss $I_d = 0$ erreicht werden. Dann ist der Kopplungsterm ${}^L\Omega L_d I_d(s) = 0$ und das Moment wird ausschließlich über I_q geregelt. Falls die Synchronmaschine im Feldschwäcbereich betrieben wird, kann über I_d ein Strom vorgesteuert werden, sodass I_q unverändert bleibt.

Die entkoppelte Regelstrecke besteht aus:

$$G_{el}(s) = \frac{I_q(s)}{\tilde{U}_q(s)} = \frac{1}{R_1} \frac{1}{T_Q s + 1} e^{-T_t s} \quad (2.26)$$

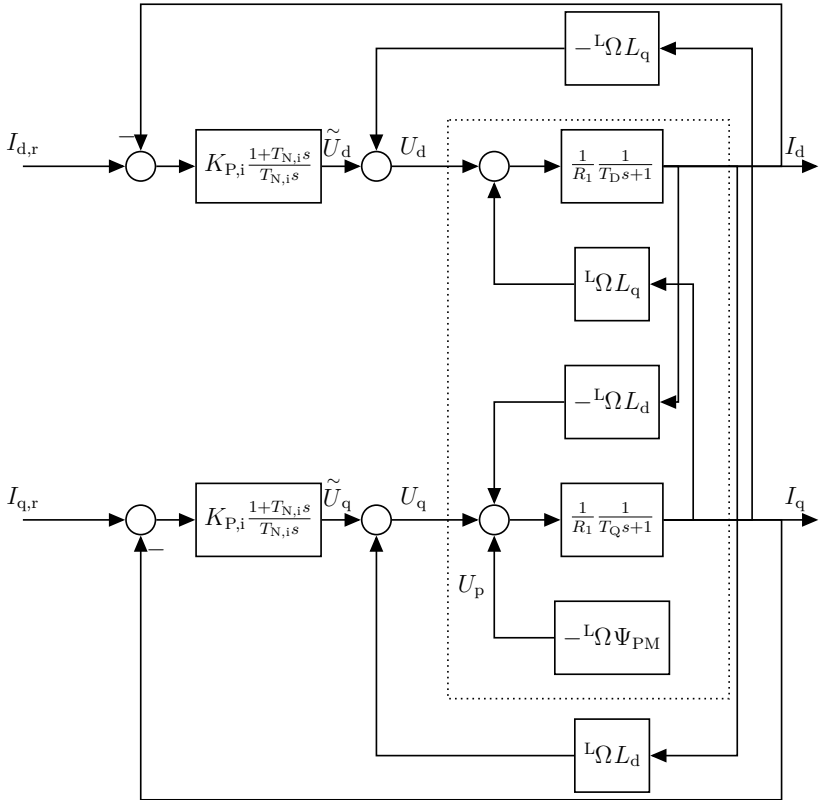


Abbildung 2.3: Signalflussplan des vollständigen Stromregelkreis inklusive Entkopplung und PI-Stromregler.

Die Zeitkonstante T_t stellt dabei die Totzeit des Stromrichters dar und beträgt typischerweise einige μs . Wird ferner berücksichtigt, dass der Stromrichter ein PWM-Signal mit einer Abtastzeit T_{PWM} stellt, so kann dieses Verhalten als weiteres PT1-Glied angenähert werden. Dadurch ergibt sich für den Iststrom $I_q(s)$:

$$G_{\text{el}}(s) = \frac{I_q(s)}{\tilde{U}_q(s)} = \frac{1}{R_1} \frac{1}{T_Q s + 1} \frac{1}{T_u s + 1} \quad (2.27)$$

$$T_u = \frac{3}{2} T_{\text{PWM}} + T_t$$

Reglersynthese des Stromreglers

Für den Stromregler für Längs- und Querstrom wird ein PI-Regler eingesetzt. Entsprechend [52] wird dabei jeweils das Betragsoptimum oder symmetrische Optimum eingesetzt. Entscheidend bei der Wahl des Kriteriums ist das Verhältnis aus Ankerzeitkonstante T_Q und Ersatzzeitkonstante des Stromrichters T_u . Ist das Verhältnis kleiner 4, so kann das Betragsoptimum gewählt werden, andernfalls das symmetrische Optimum. In der typischen und hier verwendeten Anwendung beträgt $T_u \approx 5 \mu\text{s}$ und $T_Q \approx 10 \text{ ms}$. Daher wird das symmetrische Optimum angewendet.

Die Einstellkriterien eines PI-Reglers nach dem symmetrischen Optimum lauten [52]:

$$G_{\text{R},i}(s) = \frac{K_{\text{P},i}}{T_{\text{N},i}} \left(\frac{T_{\text{N},i} s + 1}{s} \right) \quad (2.28)$$

$$K_{\text{P},i} = \frac{T_1}{8 V_S T_\sigma^2}$$

$$T_{\text{N},i} = 4 T_\sigma$$

Die Zeitkonstante T_σ bezeichnet dabei die Summe aller kleinen Zeitkonstanten und die Zeitkonstante T_1 die größte Zeitkonstante im System. Die Konstante V_S bezeichnet allgemein die Streckenverstarkung und wird hier zu $1/R_1$ angenommen. In dieser Arbeit wird $T_1 = T_Q$ sowie $T_\sigma = T_u$ angenommen. Für das Verhältnis aus großer und kleiner Zeitkonstante soll $T_1/T_\sigma = 2000$ gelten. Damit ergibt sich für die Parameter des Stromreglers:

$$K_{\text{P},i} = \frac{L_q}{8 (5 \mu\text{s})^2} \quad (2.29)$$

$$T_{\text{N},i} = 4 \cdot 5 \mu\text{s}$$

Mit Angabe der Stromreglerparameter kann der Stromregelkreis einer PMSM geschlossen und damit geregelt werden. Für die Führungsübertragungsfunktion des geschlossenen

Stromreglers in momentbildender Richtung gilt für den stationären Betrieb entsprechend [52, Gl.(3.85)]:

$$G_{IQ}(s) = \frac{M_{Mi}(s)}{I_{q,r}(s)} = \left(\frac{3}{2} Z_p \Psi_{PM} \right) \frac{(1 + s 4T_\sigma)}{(1 + s 2T_\sigma)(1 + s 2T_\sigma + s^2 4T_\sigma^2)} \quad (2.30)$$

$$s_1 = -\frac{1}{2T_\sigma} \quad s_{2,3} = \frac{1}{4T_\sigma} (-1 \pm j\sqrt{3})$$

Die Pole in Gleichung (2.30) erzeugen eine Bandbreite von $-1/2T_\sigma$ bei einer Dämpfung von 0,5. In [52] wird der Einsatz eines Vorfilters diskutiert, um die Nullstelle zu kompensieren. Da in dieser Arbeit jedoch die Regelung der Position bzw. Drehzahl von Interesse ist, wird auf eine zusätzliche Tiefpassfilterung zur Kompensation der Nullstelle verzichtet, um einen möglichst geringen Phasenabfall durch den Stromregelkreis zu erzielen.

Der Vorfaktor skaliert den geregelten Strom I_q zu einem Drehmoment und wird für die nachfolgende Beschreibung der Mechanik benötigt. Im nächsten Abschnitt wird die Theorie zur Modellierung ZMS erläutert und basierend auf dem geschlossenen Stromregelkreis und angeschlossener Mechanik die Regelung des Gesamtsystems betrachtet.

2.2 Modellierung der mechanischen Regelstrecke bei veränderten Werkstückaufbauten

Nach Betrachtung des elektrischen Systems und dessen Übertragungsfunktion führt dieser Abschnitt in die Modellierung der mechanischen Übertragungsfunktion ein. Dabei wird insbesondere auf die Darstellung des ZMS eingegangen, da dieser wesentlich für die weitere Arbeit ist. Die hier eingeführten Übertragungsfunktionen werden im nächsten Kapitel benutzt, um das Verhalten der Regelung zu simulieren.

Die mechanische Regelstrecke bei Produktionsmaschinen wird in diesem Fall grundsätzlich als Übertragungsfunktion $G_s(s)$ betrachtet, die aus einem momentbildenden Querstrom eine Drehzahl erzeugt. Daraus folgt:

$$G_s(s) = \frac{\dot{\varphi}_M(s)}{I_{q,r}(s)} = G_{IQ}(s) G_{mech}(s) \quad (2.31)$$

Die Übertragungsfunktion $G_{IQ}(s)$ entspricht Gleichung (2.30). Dieser Abschnitt beschreibt unterschiedliche Modellierungsansätze für den mechanischen Teil $G_{mech}(s)$.

Die Modellierung von mechanischen Regelstrecken im Bereich von Produktionsmaschinen kann grundsätzlich in EMS, ZMS sowie MMS unterschieden werden. Im Bereich der

Werkzeug- und Produktionsmaschinen haben sich beispielsweise [26, 33, 69] intensiv mit einer möglichst genauen Modellierung der Mechanik beschäftigt und die unter Umständen nichtlinearen Modelle später linearisiert.

Der EMS entspricht einer Masse, die an einer Feder hängt. Die Übertragungsfunktion für die Position des Körpers y_1 kann dabei mittels Laplace-Transformation aus der DGL abgeleitet werden:

$$\begin{aligned} u(t) &= m_1 \ddot{y}_1(t) + D_{12} \dot{y}_1(t) + C_{12} y_1(t) \\ \frac{Y_1(s)}{U(s)} &= \frac{1}{m_1 s^2 + D_{12} s + C_{12}} \\ \frac{Y_1(s)}{U(s)} &= \frac{1}{1 + 2 \frac{d}{\omega_0} s + \frac{1}{\omega_0^2} s^2} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Die Übertragungsfunktion weist PT2-Verhalten auf, die Federkonstante sei C_{12} , Dämpfung D_{12} und Masse m_1 . Das PT2 System kann konjugiert komplexe Pole aufweisen, was sich im Frequenzgang ($s = j\omega$) als Resonanz ω_{Res} äußert. Die Güte Q beschreibt die Bandbreite B der Resonanz, die im Frequenzgang sichtbar wird.

$$\begin{aligned} Q &= \frac{1}{2d} \\ B &= \frac{\omega_0}{Q} = 2d \omega_0 \end{aligned} \quad (2.33a) \quad \begin{aligned} \omega_0 &= \sqrt{\frac{C_{12}}{m_1}} \\ d &= \frac{D_{12} \omega_0}{2 C_{12}} \end{aligned} \quad (2.33b)$$

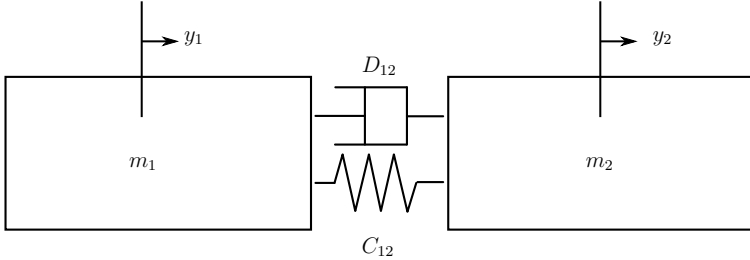


Abbildung 2.4: ZMS als schematische Darstellung mit translatorischen Größen

Wird eine weitere Masse an das Federpendel mit einer Feder-Dämpfer-Konfiguration hinzugefügt, so entsteht ein ZMS. Abbildung 2.4 veranschaulicht diesen Zusammenhang. Durch die Kopplung mit der zweiten Masse kann nun entweder die Position des ersten Körpers y_1 oder des zweiten Körpers y_2 betrachtet werden.

Bezogen auf die Regelung von rotativen Maschinen erzeugt der Motor entsprechend Gleichung (2.23) ein Beschleunigungsmoment $M_{M\alpha}$, welches auf den Motortisch mit Trägheit Θ_M fest einkoppelt und das Reibmoment M_r bereits berücksichtigt. Dabei wird nicht unterschieden, ob auf dem Tisch etwas fest aufgebaut ist. Ein Werkstück mit der Rotationsträgheit Θ_A wird auf den Tisch gespannt und zunächst als ZMS modelliert. Dadurch ergibt sich eine Kopplung über ein Feder-Dämpfer System mit den Parametern d und c .

Je nachdem, ob die Drehzahl der Motor- oder Lastseite geregelt werden soll, ergeben sich zwei Übertragungsfunktionen $G_{MM}(s)$ und $G_{MA}(s)$, wobei $G_{MM}(s)$ die Wirkung des Beschleunigungsmoment des Motors $M_{M\alpha}$ auf die Motordrehzahl $\dot{\varphi}_M$ und $G_{MA}(s)$ die Wirkung des Beschleunigungsmoment des Motors $M_{M\alpha}$ auf die Lastdrehzahl $\dot{\varphi}_A$ beschreibt, dessen Herleitungen im Anhang im Kapitel D nachvollzogen werden können:

$$G_{MM}(s) = \frac{\dot{\varphi}_M(s)}{M_{M\alpha}(s)} = G_{M,s}(s) G_{MM,e}(s) \quad (2.34a)$$

$$G_{MA}(s) = \frac{\dot{\varphi}_A(s)}{M_{M\alpha}(s)} = G_{M,s}(s) G_{MA,e}(s) \quad (2.34b)$$

$$G_{M,s}(s) = \frac{1}{s(\Theta_M + \Theta_A)} \quad (2.34c)$$

$$G_{MM,e}(s) = \frac{1 + \frac{D_{12}}{C_{12}}s + \frac{\Theta_A}{C_{12}}s^2}{1 + \frac{D_{12}}{C_{12}}s + \frac{\Theta_M + \Theta_A}{C_{12}(\Theta_M + \Theta_A)}s^2} \quad (2.34d)$$

$$G_{MA,e}(s) = \frac{1 + \frac{D_{12}}{C_{12}}s}{1 + \frac{D_{12}}{C_{12}}s + \frac{\Theta_M + \Theta_A}{C_{12}(\Theta_M + \Theta_A)}s^2} \quad (2.34e)$$

$$G_{M3}(s) = \frac{\dot{\varphi}_A(s)}{\dot{\varphi}_M(s)} = \frac{G_{MA}(s)}{G_{MM}(s)} = \frac{1 + \frac{D_{12}}{C_{12}}s}{1 + \frac{D_{12}}{C_{12}}s + \frac{\Theta_A}{C_{12}}s^2} \quad (2.34f)$$

Die Übertragungsfunktion $G_{M,s}(s)$ entspricht der starren Kopplung zwischen Motor und Last und ist für $G_{MM}(s)$ und $G_{MA}(s)$ identisch. Sie entspricht der Integration einer Beschleunigung, die sich über die Summe der Trägheiten aus dem aufgebrauchten Moment ergibt. Wird die Motorseite geregelt, so ergibt sich eine zusätzliche Nullstelle im elastischen Teil der Übertragungsfunktion $G_{MM}(s)$, welche durch die Rückwirkung der Lastseite auf die Motorseite bedingt ist.

Für die Betrachtung des elastischen Anteils der Übertragungsfunktionen können aus den Trägheiten die Summenträgheit Θ_{Sum} sowie das Verhältnis V_J definiert werden:

$$\begin{aligned} \Theta_{Sum} &= \Theta_M + \Theta_A \\ V_J &= \frac{\Theta_A}{\Theta_M} \end{aligned} \quad (2.35)$$

Da die Nenner beider Übertragungsfunktionen identisch sind, ergeben sich die gleichen Polstellen, welche im Frequenzgang zu einer Resonanzfrequenz führen. Entsprechend [52] ergeben sich für die Kreisresonanzfrequenz und Dämpfung:

$$\begin{aligned}\omega_0 &= \sqrt{\frac{\Theta_{\text{Sum}} C_{12}}{\Theta_M \Theta_A}} = \frac{1}{\Theta_M} \sqrt{\frac{\Theta_{\text{Sum}} C_{12}}{V_j}} \\ d &= \frac{D_{12}}{2} \sqrt{\frac{\Theta_{\text{Sum}}}{C_{12} \Theta_M \Theta_A}} = \frac{D_{12} \omega_0}{2 C_{12}} \\ \omega_{\text{Res}} &= \omega_0 \sqrt{1 - d^2}\end{aligned}\tag{2.36}$$

Werden unterschiedliche Werkstückaufbauten verwendet, ändern sich die Parameter Θ_A , C_{12} und D_{12} und folglich die Resonanzfrequenz ω_{Res} sowie dessen Dämpfung d . Daher wird es für unterschiedliche Aufbauten notwendig sein, die mechanische Regelstrecke zu identifizieren.

2.3 Regelung des Gesamtsystems

Basierend auf der Beschreibung des elektrischen und mechanischen Systems kann nun die Regelung des Gesamtsystems beschrieben werden. Ziel ist die Folgeregelung einer Position mit Wirkung auf die Lastseite. Bei dem später betrachteten Zielsystem handelt es sich um eine rotative Achse einer Werkzeugmaschine, die mit Torque-Motoren bestückt ist. Diese besitzen einen Drehgeber zum Messen des Motorwinkels φ_M . Der Signalfussplan für eine Regelung auf $\dot{\varphi}_M$ ist in Abbildung 2.5 gezeigt. Die Regelung auf die Abtriebsdrehzahl $\dot{\varphi}_A$ ist ohne weitere Hilfsmittel nicht möglich, da nur der Motorwinkel gemessen wird. Das Übertragungsverhalten von $\dot{\varphi}_M$ zu $\dot{\varphi}_A$ wurde oben bereits durch $G_{M3}(s)$ beschrieben. Der Lageregelkreis wird an dieser Stelle der Vollständigkeit halber gezeigt, jedoch für das weitere Vorgehen zunächst nicht weiter betrachtet. Das Kapitel B im Anhang beschreibt die Effekte, die durch den Lageregelkreis entstehen. Aus diesem Signalfussplan lassen sich folgende Erkenntnisse ableiten:

- Ziel ist die Regelung der Lastdrehzahl $\dot{\varphi}_A$, welche nicht gemessen werden kann.
- Das Messen des Motorwinkels φ_M erfordert ein Messglied zur Berechnung der Motordrehzahl $\dot{\varphi}_M$. Im Signalfussplan ist dies zunächst vereinfacht als realer Differenzierer beschrieben, hier bestehen auch andere Möglichkeiten, wie zum Beispiel der Einsatz eines Beobachters. In jedem Fall muss auf eine möglichst hohe Bandbreite des Messgliedes geachtet werden.

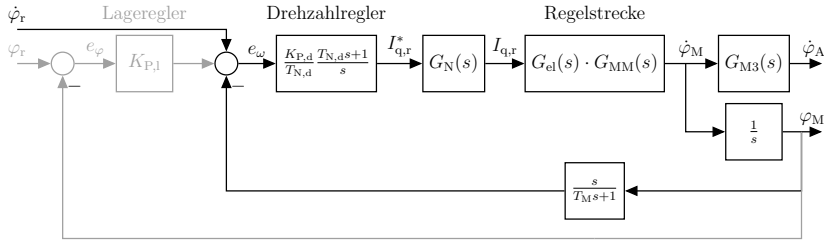


Abbildung 2.5: Signalflussplan des entkoppelten Systems inklusive Drehzahlregelung auf $\dot{\varphi}_M$.

- Die Lastdrehzahl $\dot{\varphi}_A$ kann durch die Übertragungsfunktion $G_{M3}(s)$ aus der Motorgeschwindigkeit $\dot{\varphi}_M$ modelliert werden.
- Die Regelstrecken $G_{MM}(s)$ sowie folglich $G_{MA}(s)$ sind unbekannt.
- Durch die Rückwirkung des Abtriebs auf den Motor können die Regelstrecken beobachtet und identifiziert werden.
- Störgrößen, die im realen System jedoch aufkommen, sind in diesem vereinfachten Signalflussplan nicht abgebildet. Kapitel 3 wird weitere Störgrößen und Stellgrößenbeschränkungen betrachten.
- Die Resonanzen der Regelstrecken werden über die Regelung und das Sollwertprofil angeregt.
- Da die Pole aus $G_{MM}(s)$ und $G_{MA}(s)$ identisch sind, kann durch eine Identifikation von $G_{MM}(s)$ auch eine Verbesserung von $G_{MA}(s)$ erzielt werden. Werden die Resonanzfrequenzen von $G_{MM}(s)$ getilgt, kann sich keine Resonanz auf $\dot{\varphi}_A$ über $G_{M3}(s)$ einstellen. **Diese Erkenntnis ist der Ausgangspunkt für die spätere Identifikation der Regelstrecke und Auslegung adaptiver Notch-Filter zur Optimierung des Regelverhaltens.**

Reglersynthese des Drehzahl- und Lageregler

Der Drehzahlregelkreis ist maßgeblich für das dynamische Verhalten verantwortlich. Die klassische Auslegung des Drehzahlregelkreises erfolgt dabei über einen PI-Regler nach den Einstellregeln des symmetrischen Optimums. Es wird ein sehr robuster Regler benötigt, da dieser alle unbekannten mechanischen Störungen, die über ein Positionsmesssystem (zum Beispiel einen Encoder) in das System gelangen, ausregeln muss.

Bei bekannten und stationären Eigenfrequenzen der Mechanik kann die Auslegung nach Lehrbuch [52] erfolgen. Das symmetrische Optimum bietet dafür einen guten Ausgangspunkt. Dafür ergibt sich:

$$\begin{aligned} G_{R,\omega}(s) &= \frac{K_{P,d}}{T_{N,d}} \left(\frac{T_{N,d}s + 1}{s} \right) \\ T_{N,d} &= 4T_\sigma = 4T_e \\ K_{P,d} &= \frac{\Theta_M}{8V_S T_\sigma^2} \end{aligned} \quad (2.37)$$

Dabei wird die Verstärkung im Falle einer weichen Kopplung an den Motor $K_{P,d}$ mit Θ_M in Zähler gebildet, im Falle einer starren Kopplung ist dieser Wert durch $\Theta_M + \Theta_A$ zu ersetzen. Durch die Phasenhebung der Nullstelle, die vor dem Pol in $G_{MM}(s)$ liegt, bleibt der geschlossene Regelkreis stabil [52], jedoch ist das Führungsverhalten im Zeitbereich je nach Verhältnis der Resonanzfrequenz zur Eckfrequenz des Reglers nicht optimal. Dies liegt jedoch an der Wahl des PI-Reglers. Der Lageregler wird als P-Regler ausgeführt und sorgt für stationäre Genauigkeit, da die betrachteten Regelstrecken integrales Verhalten aufweisen.

Nichtlinearitäten / Reibung Sowohl die elektrische, als auch die mechanische Strecke weisen Nichtlinearitäten auf. Die Kraftwelligkeit der Permanentmagnete erzeugt eine ungleiche Momentenverteilung über den Umfang der Permanentmagnete. Dieser im Englischen als Cogging bezeichnete Effekt kann über eine Störgrößenaufschaltung minimiert werden. Ferner wird der Stromrichter bei kleinen Amplituden im lückenden Bereich betrieben, was zu einer Verzerrung der Aussteuerung führt. Dieser Effekt ist jedoch häufig vernachlässigbar.

Durch die Rollenführungen und Wälzlager der Maschinenachsen entsteht Reibung, welche in dieser Arbeit durch $f_R(\cdot)$ beschrieben wird:

$$f_R(\cdot) = M_r = \xi_V \dot{\varphi}_M + \text{sgn}(\dot{\varphi}_M) \xi_C \quad (2.38)$$

Die Parameter ξ_V und ξ_C sind dabei jedoch nicht stationär und durch diverse Umwelteinflüsse wie zum Beispiel die Temperatur beeinflusst. Die unten genannten Arbeiten verfolgen daher häufig Ansätze, die diese Parameter online schätzen.

Diverse Arbeiten haben sich bereits mit der Modellierung von Reibung beschäftigt, siehe [12, 23, 32, 51]. Die Modellierung erfolgt dabei typischerweise über die Stribeckkurve, die neben dem Coulombschen Reibmodell noch Effekte berücksichtigt, die beim Übergang von Haft- zur Rollreibung entstehen. Da sich bei rotativen Direktantrieben die Resonanzfrequenz durch unterschiedliche Werkstücke jedoch signifikant und wesentlich stärker auf die Regelgüte der

Werkzeugmaschine auswirkt, werden die Reibungseffekte nicht näher behandelt. Bei der späteren Identifikation wird darauf geachtet, dass die Achse mit konstanter unterlagerter Drehzahl betrieben wird, sodass es während der Identifikation nicht zur Richtungsumkehr kommt. In dem Fall wechselt das Lastmoment M_r nicht das Vorzeichen und die Regelstrecke bleibt linear. Mit diesem Thema haben sich Beinecke et al. in [5] beschäftigt.

Sollwertfolge Die überlagerte Steuerung gibt eine Sollwerttrajektorie, bestehend aus φ_r und $\dot{\varphi}_r$ für jeden Zeitschritt s vor. Um eine gute Regelgüte zu erhalten, sind die Sollwertprofile so vorzugeben, dass die Position mindestens zwei Mal stetig differenzierbar ist. Dies wird auch als C^2 stetig bezeichnet. Diese Anforderung basiert auf der Annahme einer starren Kopplung zwischen Motor und Lastseite. Park [47] hat sich hierbei mit der Optimierung einer Sollwertfolge für einen mehrachsigen Roboterarm beschäftigt. Als weitere Quellen dazu sei auf [50] und [55] verwiesen.

Vorsteuerungen Das Servosystem soll einer gegebenen Sollwerttrajektorie, bestehend aus φ_M und $\dot{\varphi}_M$, in jedem Zeitschritt folgen. Bei Betrachtung einer starren Kopplung zwischen Motor und Encoder kann der Sollstrom $I_{q,r}$ folgendermaßen vorgesteuert werden:

$$I_{q,r} = \frac{\Theta_M + \Theta_A}{k_F} \quad (2.39)$$

Die Parameter k_F sowie Θ_M können bei der Inbetriebnahme bestimmt oder aus dem Datenblatt entnommen werden. Die Trägheit des Werkstücks Θ_A sowie ggf. auftretende Eigenfrequenzen durch eine elastische Kopplung bleiben dabei jedoch unberücksichtigt.

Notch-Filter Am Ausgang des Drehzahlreglers können stationäre Notch-Filter eingebaut werden, um die Übertragungsfunktion zu beeinflussen. Damit wird es möglich, Resonanzfrequenzen aus der Strecke selektiv zu filtern. Dafür ergibt sich:

$$G_N(s) = \frac{s^2 + (1 - g_N) \Delta\omega_N \omega_N s + \omega_N^2}{s^2 + \Delta\omega_N \omega_N s + \omega_N^2} \quad (2.40)$$

Der Parameter ω_N bezeichnet dabei die Filtermittenfrequenz, g_N bezeichnet die lineare normierte Tiefe und $\Delta\omega_N$ bezeichnet die -3 dB Bandbreite. Weitergehende Erläuterungen zu den parametrierbaren Notch-Filtern, die einen Schwerpunkt dieser Arbeit bilden, werden in Abschnitt 6.1.3 gegeben.

Stellgrößenbeschränkungen Sowohl der Sollstrom als auch die Spannung sind begrenzt. Diese Begrenzungen ergeben sich aus den Datenblättern des Leistungsteils bzw. des angeschlossenen Motors. Wegen der Stellgrößenbegrenzungen verfügen die Regler über Anti-Windup-Integratoren, sodass diese nicht weiter integrieren, wenn eine Sättigung erreicht wird. Für diese Arbeit wird auch hier davon ausgegangen, dass das System im linearen Bereich betrieben wird.

Stabilität des Regelkreises Durch das Einfügen von Notch-Filtern im Regelkreis kann dies Auswirkungen auf die Stabilität des Gesamtsystems haben. Die Betrachtung der Stabilität unter diesen und weiteren Einflüssen erfolgt im Anhang unter Kapitel A.

2.4 Identifikationsverfahren von Regelstrecken

Grundsätzlich unterscheiden sich die Identifikationsverfahren durch das zugrunde gelegte Streckenmodell. Die Modellierung von Regelstrecken erfolgt entweder mittels parametrischem Modell, wie zum Beispiel einem physikalischen Modell, oder nicht-parametrischem Modell, wie beispielsweise einem neuronalen Netzwerk.

Eine grobe Kategorisierung der Identifikationsverfahren und der zugehörigen Veröffentlichungen kann anhand der **Anregungsmethode** sowie dem **Identifikationsziel** unterschieden werden. Die Anregungsmethode kann dabei zwischen invasiven und nichtinvasiven Verfahren unterschieden werden:

- **Invasive Verfahren:** Zur Identifikation wird der Produktionsbetrieb unterbrochen und die Strecke mittels Testsignal angeregt. Die Testsignale müssen vorab im Zeit- oder Frequenzbereich definiert werden, zum Beispiel über eine Sprungfunktion oder ein PRBS. Bei invasiven Verfahren können die Anregungen gut an den Identifikationsmechanismus angepasst werden. Es muss sichergestellt sein, dass durch die Anregung keine Schäden an der Produktionsmaschine entstehen.
- **Nichtinvasive Verfahren:** Die Identifikation erfolgt während des laufenden Betriebs. Dies hat den Vorteil, dass die Anlage nicht still gelegt werden muss. Jedoch setzt dies voraus, dass die Anregungen über den Prozess ausreichend für eine Identifikation geeignet sind. Dies wird in Forschungsarbeiten über eine Überwachungsinstanz entschieden.

Zum einen kann das Ziel der Identifikation eine Übertragungsfunktion vorgegebener Modellordnung sein, aus dessen Parametern auf die physikalischen Parameter geschlossen werden kann. Beim oben beschriebenen ZMS entspräche dies der Identifizierung von C_{12} , D_{12} , Θ_M sowie Θ_A . Zum anderen kann das Ziel der Identifikation die direkte Identifikation von Parametern sein, aus denen in dieser Arbeit adaptiver Notch-Filter ausgelegt werden können. Dies wären am Beispiel des ZMS die Resonanzfrequenz ω_{Res} und Dämpfung d .

Die folgenden Absätze stellen anwendungsbezogene Forschungsarbeiten vor, die sowohl mit nicht-invasiven als auch invasiven Testverfahren arbeiten.

Nichtinvasive Identifikation: In [24] werden nichtinvasive Testverfahren vorgestellt, die zur Identifikation von Regelstreckenparametern benutzt werden können. Die Testverfahren wurden auf einem Teststand und einer Drehbank erprobt. Ferner hat sich Hellmich in [23] mit nicht-invasiven Identifikationsverfahren beschäftigt, sodass die Identifikation während des laufenden Betriebes erfolgen kann. Das Modell kann daher laufend auf sich ändernde Modellparameter nachgestellt werden; jedoch muss dazu erkannt werden, ab wann eine ausreichende Anregung des Systems vorliegt, was sich in der Arbeit als Herausforderung aufgetan hat.

Identifikation von mechanischen Strecken: Die Identifikation von Mehrmassenschwingern wurde zur Erkennung von Wälzlagerschäden bereits von Villwock behandelt [69]. Die Dissertation von Jaeger [26] hat Zustandsregler für Werkzeugmaschinen mit nichtlinearen Kinematiken entworfen und diese an einer Dreh-Schwenkeinheit unter Einbeziehung von Beschleunigungssensoren getestet. Eine adaptive Anpassung der Reglerparameter sowie ein Test in einer Werkzeugmaschine werden jedoch nicht betrachtet. In [63] wird die Modellgleichung im Zeitbereich über den Recursive-Least-Mean-Square (RLS) Algorithmus benutzt, um Startwerte für einen Beobachter zu bestimmen, welche online nachgeführt werden können. Laut Autor kann hiermit eine bessere Störuneempfindlichkeit gegenüber Messrauschen und mechanischen Schwingungen erreicht werden. Die Erprobung findet an einer rotativen PMSM mit Drehzahlmessung statt, welche bei der Werkzeugmaschine nicht direkt gemessen wird.

[45] führt eine Identifikation eines ZMS im Frequenzbereich mittels PRBS im geschlossenen Drehzahlregelkreis an, um daraus ein parametrisches Modell zu bestimmen. Zum Lösen der Modellgleichungen wird der Levenberg-Marquart Algorithmus angewendet. [51] führt auch ein PRBS-Verfahren an, welches über die iterative Lösung einer Matrix die Modellparameter im geschlossenen Regelkreis identifiziert. Brock führt in [11] die Möglichkeit aus, mit neuronalen Netzen eine Identifikation von MMS durchzuführen.

[40] führt hingegen einen Multisinus auf die Regelstrecke und berechnet die Stützstellen des Frequenzgangs über eine Kurzzeit-DFT. Die Implementierung erfolgt dabei über einen Kalman-Filter.

Ein anderer Ansatz besteht darin, die physikalischen Parameter nicht zu identifizieren, sondern den Regler direkt zu adaptieren. Hier sei die Veröffentlichung von Choi [13] erwähnt, in der ein adaptives Regelgesetz für einen PI-Drehzahlregler vorgeschlagen wird, welcher Parametervariationen direkt ausgleicht. Auch hier erfolgte die Erprobung über eine Simulation und einen Teststand (PMSM mit Bremse).

Identifikation zeitvarianter Strecken: Sollen zeitvariante Streckenparameter verfolgt werden, sind obige Ansätze nicht geeignet. Zeitvariant bzw. ortsabhängig werden Reibungseffekte sowie Lastmomente sein, sofern ein signifikanter Materialabtrag durch den Bearbeitungsprozess zu erwarten ist. Dafür könnte ein nicht-invasives Verfahren, ähnlich von [23], einen Lösungsansatz darstellen. Ferner kann in [23, Tabelle 4.1] eine Auflistung bereits durchgeführter Identifikationsverfahren gefunden werden.

Anwendung adaptiver Notch-Filter: In [37] wird für ein elektrisches Antriebssystem mit PI-Kaskadenregelung erwähnt, dass die Regelgüte durch Adaption des Drehzahlreglers an ein zu identifizierendes Massenträgheitsmoment (Antrieb + Last) gesteigert werden kann. Mink nutzt dazu einen Zustandsbeobachter. Ferner führt Mink an, dass adaptive Notch-Filter sinnvoll eingesetzt werden können, um die Regelung besser an sich ändernde Regelstrecken anzupassen. Die Erprobung erfolgte am Teststand mit rotativer PMSM. Die Implementierung adaptiver Notch-Filter zur Verbesserung des Regelverhaltens wurde in der Medizintechnik für eine EKG-Anwendung theoretisch bereits ergründet [60]. Dabei wurde der Fokus auf die Dämpfung der Netzfrequenz und Harmonischen gelegt, sodass der Frequenzbereich typischerweise im zweistelligen Hertzbereich anzusehen ist. Ferner sind verschiedene adaptive Regelverfahren für mechatronische Systeme bekannt [19]. Park stellt in [46] einen Algorithmus zur automatischen Detektion von Resonanzfrequenzen und dessen Tiefe für die Anwendung einer Vibrationsdämpfung vor. Jedoch wird diese Messung im offenen Regelkreis durchgeführt.

Robuste Regelung: Ein Vergleich verschiedener Reglerstrukturen zur robusten Regelung wurde in der Arbeit von Xie [71] gemacht. Xie hat dies anhand von Schleifmaschinen untersucht. Die Arbeit von [36] untersucht die robuste Regelung nichtlinearer mechanischer Systeme am Beispiel von Robotern. Als nichtlineares Element modelliert Marton die Reibcharakteristik und stellt verschiedene Regler für nichtlineare Strecken vor.

2.5 Messverfahren zur Spektrumsschätzung

Um eine Identifikation der Regelstrecke im Frequenzbereich durchführen zu können, wird die Regelstrecke mit einer geeigneten Anregung versehen und Ein- und Ausgangsgröße gemessen. Das Eingangssignal kann dabei im Zeit- oder Frequenzbereich definiert sein. In der Regel sind dies eine Chirp- oder eine PRBS-Anregung. Grundsätzlich kann über das Wiener-Khinchine-Theorem ein Leistungsdichtespektrum eines Zufallssignals über die Fourier-Transformierte der Autokorrelationsfolge berechnet werden [22]:

$$S_{xx}(\exp(j\omega)) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} r_{xx}[k] \exp(-j\omega k) \quad (2.41)$$

Wenn die Zufallssignale schwach stationär sind, kann ein Kreuzleistungsdichtespektrum angegeben werden. Dabei sei r_{xx} die Autokorrelationsfolge des stationären Eingangssignals x , welches ein lineares zeitinvariantes zeitdiskretes System mit der Impulsantwort $h[i]$ durchläuft. $H(z)$ sei dabei die z-Transformierte dieses Systems:

$$\begin{aligned} S_{xy}(z) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} r_{xy}[k] z^{-k} \\ r_{xy}[k] &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} h[i] r_{xx}[k-i] \end{aligned} \quad (2.42)$$

Die Kreuzkorrelationsfolge ergibt sich aus Faltung der Autokorrelationsfolge des Eingangssignals mit der Impulsantwort des Systems. Durch die Betrachtung der Zusammenhänge im Frequenzbereich ergibt sich für die gesuchte Übertragungsfunktion $H(z)$:

$$\begin{aligned} r_{xy}[k] &= h[k] * r_{xx}[k] \\ r_{yy}[k] &= h[k] * h[-k] * r_{xx}[k] \\ S_{yy}(z) &= H(z) \cdot H^*(z) S_{xx}(z) \\ S_{yy}(z) &= |H(z)|^2 S_{xx}(z) \quad (\text{Wiener-Lee Theorem}) \end{aligned} \quad (2.43)$$

Es ist folglich möglich, für mindestens schwach stationäre Prozesse den Leistungsübertragungsfaktor $|H(z)|^2$ und folglich die Übertragungsfunktion $H(z)$ zu berechnen. Diese Zusammenhänge wurden aus der einschlägigen Literatur entnommen, an die für weitergehende Zusammenhänge und Herleitungen verwiesen wird [7, 28].

Jedoch ergeben sich für die praktische Durchführung folgende Einschränkungen:

- Die Messdauer wird lediglich eine endliche Zeit betragen.

- Die Theorie geht von einer unbegrenzten Auflösung in der Amplitude aus. Die Messsignale sind jedoch quantisiert und werden lediglich mit einer Abtastrate von f_s erfasst.
- Es kann daher lediglich eine Schätzung der Autokorrelationsfolgen erfolgen und daher auch lediglich eine Schätzung für den Leistungsübertragungsfaktor $|H(z)|^2$.

Je nach Anforderung an die Schätzung des Signalspektrums (DFT-Transformierte bzw. Leistungsdichtespektrum) können Identifikationsverfahren folgendermaßen gegliedert werden:

- **Bufferverfahren** Basierend auf einem aufgezeichneten Signalbuffer wird eine Berechnung durchgeführt. Üblicherweise wird dabei eine DFT oder FFT benutzt. Für jeden Buffer mit N Werten wird ein Spektrum mit N Stützstellen über den gesamten Frequenzbereich berechnet. Dabei wird bei einer DFT und FFT ein stationäres Eingangssignal für jeden Buffer vorausgesetzt. Ist dies nicht der Fall, kann über den Welch-Algorithmus eine Schätzung auch von nicht-stationären Signalen erfolgen.
- **Sequentielles Verfahren** Beim Goertzel- oder Yang-Verfahren wird jeweils nur ein Teilbereich des Frequenzbereichs selektiert und analysiert. So basieren beide Verfahren darauf, mittels Bandpassfilter eine Frequenzselektion durchzuführen und die Leistung im selektierten Frequenzbereich zu schätzen.

Ziel der Identifikation ist es, einen adaptiven Notch-Filter für die identifizierte Regelstrecke auszulegen, der das Führungsübertragungsverhalten verbessert. Bereits 1991 wurde durch Regalia in [48] ein IIR-Lattice-Filter vorgestellt, um adaptive Notch-Filter-Parameter zu bestimmen. Wesentliche Beiträge entstanden durch [38] (Stabilitätsnachweise) sowie anwendungsbezogene Veröffentlichungen von Ohno [42] (Leseköpfen von Festplatten) und von Mink [37] (Servo-Achsen). Der Beitrag von Yang [73] führt die Ideen von Mink und Ohno weiter aus und beschreibt ein Verfahren, welches ohne Kenntnis des Systems auskommt und im geregelten Drehzahlregelkreis Anwendung findet.

Bahn [3] führt den Ansatz von [38] weiter und implementiert diesen in einem geschlossenen Kaskaden-Regelsystem für Servoantriebe.

Nevaranta [40] beschreibt hingegen einen Kalman-Filter, welches für eine Menge an Frequenzstützstellen online die Übertragungsfunktion berechnet. Nevaranta nutzt dies, um online die Frequenz nachzuverfolgen.

Die Arbeit von Kim [29] beschreibt ein Verfahren, die Notch-Filtertiefe zu bestimmen, wenn die Resonanzfrequenz bekannt ist. Diese Arbeit basiert wie auch die Arbeit von Yang

[73] darauf, über eine gewisse Dauer Messwerte aufzunehmen, in einem Buffer zwischenspeichern und dann blockweise einen Algorithmus anzuwenden, der die Identifikation durchführt.

2.5.1 DFT

Die DFT ist eine Methode, um für eine stationäre Eingangsdatenfolge $x[n]$ mit N Punkten, die mit einer Abtastrate f_s erfasst worden sind, eine entsprechende DFT-Transformierte $X_N[k]$ zu berechnen. Für die DTFT gilt zunächst:

$$X(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \exp(-j\omega n/f_s) \quad (2.44)$$

Im Gegensatz zur DTFT ist die DFT durch die endliche Anzahl an Messwerten selbst diskret. Die Notation in diesem Abschnitt benutzt Kleinbuchstaben für Größen im Zeitbereich und Großbuchstaben für den Frequenzbereich. Die eckigen Klammern bezeichnen eine zeitdiskret vorliegende Signalfolge. Die DFT ist im Allgemeinen definiert durch [43]:

$$\begin{aligned} X_N[k] &= \sum_{n=0}^{N-1} x[n] W_N^{kn}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \\ x[n] &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_N[k] W_N^{-kn}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \\ W_N &= \exp(-j2\pi/N) \\ W_N^{kn} &= \cos(2\pi kn/N) - j \sin(2\pi kn/N) \end{aligned} \quad (2.45)$$

Im Allgemeinen können sowohl $x[n]$ als auch $X_N[k]$ komplex sein. Der Parameter W_N wird im Englischen als Twiddle-Factor bezeichnet und entspricht einer Basisfunktion, die orthogonal zu $x[n]$ steht. Dieser ist periodisch mit N und konjugiert komplex symmetrisch ($W_N^{k(N-n)} = (W_N^{kn})^*$) [43].

Der Rechenaufwand zur Berechnung der DFT-Transformierten $X_N[k]$ mit N Punkten benötigt $2N$ reelle Multiplikationen sowie $2N$ Additionen. Wird der Rechenaufwand für Multiplikationen und Additionen als gleichwertig im Sinne der Prozessorarchitektur angewetzt, ergibt sich ein Aufwand von $\mathcal{O}(N^2)$. Soll die DFT-Transformierte laufend berechnet werden, so ist dieser Aufwand bei jedem neuen Signalblock mit N Werten gleich hoch. Ferner müssen N Twiddle-Faktoren berechnet und gespeichert sowie N Signalwerte $x[n]$ gespeichert werden.

Durch geschicktes Sortieren der Twiddle-Faktoren kann die Berechnung signifikant beschleunigt werden. Dies führt zur FFT, die mit einem Aufwand von $\mathcal{O}(N \log_2(N))$ auskommt [43].

2.5.2 Goertzel-Algorithmus

Goertzel hat 1958 den Goertzel-Algorithmus vorgestellt, der die Periodizität der Twiddle-Faktoren der DFT nutzt, um ausgewählte Frequenzstützstellen k iterativ zu berechnen [17]. Für die echtzeitfähige Anwendung ist dieser Algorithmus von großer Bedeutung, da zum Einen lediglich die Frequenzstützstellen berechnet werden, die von Interesse sind, und zum Anderen in jedem Verarbeitungsschritt iterativ eine gleichbleibende Rechenauslastung erfolgt. Da die Berechnung direkt nach Vorliegen des ersten Eingangswert begonnen werden kann, entsteht ein gleichbleibender Berechnungsaufwand pro Eingangswert. Durch die rekursive Verarbeitung liegt nach einer Prologphase bei jedem neuen Eingangswert $x[n]$ ein aktualisierter Wert für die Frequenzstützstelle $X_N[k]$ vor. Der Rechenaufwand bei reellen Signalfolgen beträgt pro Stützstelle $N + 2$ Multiplikationen und $2N + 1$ Additionen, was einem Aufwand von $\mathcal{O}(N^2)$ entspricht. Ferner müssen keine Eingangswerte gespeichert und nur ein Twiddle-Faktor berechnet und vorgehalten werden [35].

$$W_N^{-kN} = \exp(j2Nk\pi/N) = 1$$

$$X_N[k] = W_N^{-kN} \sum_{r=0}^{N-1} x[r] W_N^{kr} = \sum_{r=0}^{N-1} x[r] W_N^{-k(N-r)} \quad (2.46)$$

$$y_k[n] = \sum_{r=-\infty}^{\infty} x[r] W_N^{-k(n-r)} u[n-r] \quad (2.47)$$

Die Signalfolge $y_k[n]$ sei durch Gleichung (2.47) definiert. Dies entspricht einer diskreten Faltung der zeitbegrenzten Signalfolge $x[n]$ mit der Impulsantwort eines Systems, welches durch $W_N^{-kn} \cdot u[n]$ gegeben ist. Unter der Annahme, dass die Eingangssignalfolge mit $x[n] = 0$ für alle $n < 0$ und $n \geq N$ gegeben ist, folgt:

$$X_N[k] = y_k[n]|_{n=N} \quad (2.48)$$

In anderen Worten ist die DFT für die Frequenzstützstelle $X_N[k]$ nach N Iterationen berechnet. An Stelle der Summenformel aus Gleichung (2.47) kann die Berechnung des

$y_k[n]$ auch mittels Rekursion angegeben werden [43]:

$$\begin{aligned} y_k[n] &= W_N^{-k} y_k[n-1] + x[n] \\ H_k(z) &= \frac{1}{1 - W_N^{-k} z^{-1}} \end{aligned} \quad (2.49)$$

Das Filter $H_k(z)$ muss komplex berechnet werden, da W_N^{-k} komplex ist. Um diesen Aufwand zu minimieren, wird das Filter mit $1 - W_N^{-k} z^{-1}$ erweitert und es ergibt sich:

$$\begin{aligned} H_k(z) &= \frac{1 - W_N^{-k} z^{-1}}{1 - 2 \cos(2\pi k/N) z^{-1} + z^{-2}} \\ v_k[n] &= 2 \cos(2\pi k/N) v_k[n-1] - v_k[n-2] + x[n] \\ X[k] &= y_k[n]|_{n=N} = v_k[N] - W_N^{-k} v_k[N-1] \end{aligned} \quad (2.50)$$

Die Wirkleistung der Frequenzstützstelle $X_N[k]$ ergibt sich dann zu ($v_k[n]$ ist reell):

$$P[k] = X_N[k] X_N^*[k] \quad (2.51)$$

$$\begin{aligned} P[k] &= (v_k[N] - W_N^{-k} v_k[N-1]) (v_k^*[N] - W_N^{-k} v_k^*[N-1]) \\ &= v_k[N]^2 + v_k[N-1]^2 - (W_N^{-k} v_k[N] v_k^*[N-1] + W_N^k v_k^*[N] v_k[N-1]) \\ &= v_k[N]^2 + v_k[N-1]^2 - v_k[N] v_k[N-1] (\exp(+j2\pi k/N) + \exp(-j2\pi k/N)) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v_k[n] &= 2 \cos(2\pi k/N) v_k[n-1] - v_k[n-2] + x[n] \\ P[k] &= v_k[N]^2 + v_k[N-1]^2 - 2 \cos(2\pi k/N) v_k[N] v_k[N-1] \end{aligned} \quad (2.52)$$

Durch Gleichung (2.52) zeigt sich der Vorteil des Algorithmus. Nachdem N Ausgangswerte des Filters berechnet worden sind, kann aus den internen Zustandsgrößen des Filters auf die momentane Wirkleistung $P[k]$ geschlossen werden. Durch jeden weiteren Eingangswert aktualisiert sich die momentane Wirkleistung, sodass ändernde Eingangsgrößen schnell beobachtet werden können. Für die Filterberechnung wird lediglich ein Filterkoeffizient frequenzabhängig berechnet ($2 \cos(2\pi k/N)$), der während der Berechnung jedoch konstant bleibt. Das Filter $H_k(z)$ weist Bandpasscharakteristik auf, durch das Fehlen einer Nullstelle für $\omega = 0$ wird ein Gleichanteil durch die Bandpasscharakteristik zwar gedämpft, nicht jedoch entfernt.

Für die Wahl der Parameter k, N ist zu beachten, dass diese lediglich ganzzahlige Werte annehmen können. Durch den Parameter k wird die Resonanzfrequenz des Filters $H_k(z)$

festgelegt. Um diesen zu berechnen, wird ein Koeffizientenvergleich zwischen dem Twiddle-Faktor der DFT sowie der Berechnungsmethode der DTFT vorgenommen:

$$\begin{aligned}\exp(-j2\omega n/f_s) &= \exp(-j2\pi kn/N) \\ \omega/f_s &= 2\pi k/N \\ \omega &= 2\pi k \frac{f_s}{N}\end{aligned}\tag{2.53}$$

Die abbildbaren Frequenzstützstellen beim Goertzel Algorithmus sind dabei über f_s/N gegeben. Je niedriger N ist, desto schneller reagiert das Filter auf Änderungen am Eingang und desto kürzer ist der Prolog.

2.5.3 Yang-Methode

Das Verfahren von Yang ist ein sequenzielles Identifikationsverfahren für Leistungsdichtespektren. Yang hat in den Veröffentlichungen [72, 73] ein Verfahren vorgestellt, welches die mittlere Leistung an einer Frequenzstützstelle über einen durchstimmbaren Bandpassfilter berechnet. Das Verfahren ähnelt stark dem Goertzel-Algorithmus, weist jedoch bei der Berechnung eine zusätzliche Nullstelle bei $\omega = 0$ auf. Yang benutzt dieses Verfahren, um ein absolutes Maximum über einen Frequenzbereich zu bestimmen. Der Aufwand des Verfahrens von Yang entspricht daher in etwa dem des Goertzel-Verfahrens mit der Ergänzung, dass die Frequenzstützstellen, die von Interesse sind, nacheinander mit dem folgenden Algorithmus berechnet werden.

Dabei werden drei Bandpässe gleichzeitig in einem Frequenzabstand von $\Delta\omega$ an den Frequenzen ω_{b-2} , ω_{b-1} und ω_b berechnet und die Energien $E(\omega_{b-2})$, $E(\omega_{b-1})$ sowie $E(\omega_b)$ bestimmt. Dies wird in Abbildung 2.6 gezeigt. Ist $E(\omega_{b-2}) < E(\omega_{b-1}) < E(\omega_b)$ gegeben (Mode 1), so liegt das Maximum näher an ω_{b-2} , ist dagegen $E(\omega_{b-2}) > E(\omega_{b-1}) > E(\omega_b)$ gegeben (Mode 2), liegt das Maximum näher an ω_b . Es wird so lange gesucht, bis Mode 3 gegeben ist. Nun kann mit diesem Verfahren die Schrittweite $\Delta\omega$ reduziert und so die Frequenzgenauigkeit gesteigert werden.

Ferner betrachtet Yang die Gradienten $E(\omega_{b-2}) - E(\omega_{b-1})$ sowie $E(\omega_{b-1}) - E(\omega_b)$, um den Frequenzabstand $\Delta\omega$ anzupassen, sofern die Gradienten unterhalb eines Schwellwerts liegen. Dies soll die Konvergenzgeschwindigkeit erhöhen. Das Verfahren von Yang wurde in zwei Veröffentlichungen simulativ und an einem Teststand mit einer PRBS-Anregung sowie mit einem Chirp-Signal getestet.

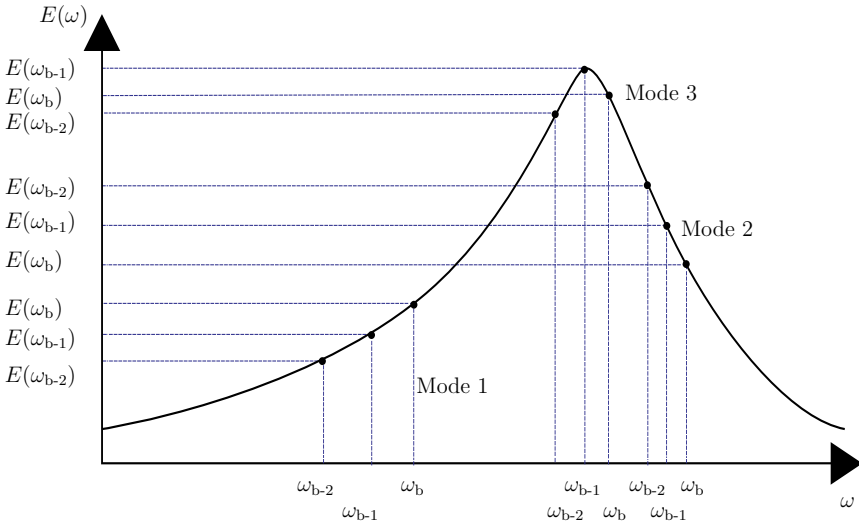


Abbildung 2.6: Methode von Yang entsprechend [73]

Der algorithmische Aufwand für das Berechnen einer Stützstelle des Leistungsdichtespektrum ist mit dem Goertzel-Algorithmus vergleichbar. Durch das Berechnen von mehreren Bandpässen als IIR-Filter zweiter Ordnung wird lediglich die Konvergenzgeschwindigkeit für die Maximumssuche beschleunigt, sodass dies nicht direkt mit dem Goertzel-Algorithmus vergleichbar ist.

2.5.4 Welch-Methode

Welch hat 1967 ein Verfahren vorgestellt, in dem mehrere Periodogramme effizient verrechnet werden, um so eine geeignete Schätzung für das Leistungsdichtespektrum eines Signals zu erlangen, welches auch instationär sein kann. Das Welch-Verfahren ist aktuell das weitverbreitetste Verfahren zur Spektralanalyse zeitvarianter Signale, jedoch auch sehr rechenaufwendig. Die Methode von Welch wird in dieser Arbeit als Referenzverfahren zu Schätzung von Spektren (Periodogrammen) verwendet und dessen Herleitung ist von Interesse, wenn für instationäre Messsignale großer Länge ein Periodogramm berechnet werden soll.

Die Grundlage des Welch-Verfahrens ist die Berechnungsmethode von Bartlett [4], der aus mehreren Periodogramme eine Mittelwertbildung durchgeführt hat [22]. Das Leistungs-

dichtespektrum eines stationären Zufallssignals $x[n]$ sei die Fourier-Transformierte der Autokorrelationsfunktion $r_{xx}[k]$. Wenn jedoch davon ausgegangen wird, dass nur N Werte gemessen werden, muss die Autokorrelation über $\hat{r}_{xx}[k]$ geschätzt werden. Damit ergibt sich ein geschätztes Periodogramm $\hat{P}_{\text{per}}(\exp(j\omega))$ zu:

$$\begin{aligned}
 \hat{r}_{xx}[k] &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n+k]x^*[n] \\
 P_{xx}(\exp(j\omega)) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} r_{xx}[k] \exp(-j\omega k) \\
 \hat{P}_{\text{per}}(\exp(j\omega)) &= \sum_{k=-N+1}^{N-1} \hat{r}_{xx}[k] \exp(-j\omega k)
 \end{aligned} \tag{2.54}$$

Wird das Zufallssignal endlicher Länge als Fensterung des unendlichen Zufallssignals mit einem Rechteckfenster $w_R[n]$ ausgedrückt, kann das Periodogramm auch direkt auf die Zufallsvariable beschrieben werden:

$$\begin{aligned}
 x_{N,R}[n] &= w_R[n]x[n] \\
 \hat{r}_{xx}[k] &= \frac{1}{N} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n+k]x^*[n] = \frac{1}{N} x_{N,R}[k] * x_{N,R}^*[-k]
 \end{aligned} \tag{2.55}$$

Daraus ergibt sich das geschätzte Periodogramm zu:

$$\hat{P}_{\text{per}}(\exp(j\omega)) = \frac{1}{N} X_{N,R}(\exp(j\omega)) X_{N,R}^*(\exp(j\omega)) = \frac{1}{N} |X_{N,R}(\exp(j\omega))|^2 \tag{2.56}$$

Das Periodogramm $\hat{P}_{\text{per}}(\exp(j\omega))$ ist damit proportional zum Quadrat der DTFT und kann über die DFT berechnet werden. Das Periodogramm konvergiert gegen das Leistungsdichtespektrum des unendlichen Signals $x[n]$ und die Varianz ($\text{Var}[\cdot]$) der Schätzung konvergiert zu Null bei einem unendlich langen Datensatz [22]. Das Verfahren von Bartlett bildet den Mittelwert aus K Segmenten des Zufallsprozess $x_L^{(i)}[n] = w_R[n]x[n+iL]$, die jeweils um L Werte verschoben sind. Damit wird die Gesamtdatenlänge mit N Werten in K Abbildungen der Länge L unterteilt, der Index von $x[n]$ wird durch L ersetzt und es gilt:

$$N = K \cdot L \tag{2.57}$$

Das jeweilige Periodogramm zu diesem Zufallsprozess sei mit $\hat{P}_{\text{per}}^{(i)}(\exp(j\omega))$ gegeben. Die Varianz des Periodogramms reduziert sich bei dem Verfahren von Bartlett um den Faktor $1/K$. Da für die Berechnung jedes einzelnen Periodogramms bei gleicher Datenlänge weniger Werte zur Verfügung stehen, reduziert sich die Frequenzauflösung $\Delta\omega$ dieser Methode auch

um den Faktor K . Zusammengefasst ergibt sich für die Methode von Bartlett:

$$\begin{aligned} \hat{P}_B(\exp(j\omega)) &= \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \hat{P}_{\text{per}}^{(i)}(\exp(j\omega)) \\ \text{Var}[\hat{P}_B(\exp(j\omega))] &\approx \frac{1}{K} P_x^2(\exp(j\omega)) \end{aligned} \quad (2.58)$$

Die Methode von Welch [70] erlaubt eine Überlappung der Segmente um eine Anzahl an D Messwerten und die Anwendung einer beliebigen Fensterfunktion $w[n]$, mit der jedes Segment im Zeitbereich multipliziert wird. Dadurch kann ein Kompromiss aus Varianz und Frequenzauflösung besser eingestellt werden. Typischerweise wird eine Überlappung von 50 % gewählt. Die Schätzung für die gemittelten Periodogramme nach Welch $\hat{P}_W(\exp(j\omega))$ ergeben sich somit zu:

$$\begin{aligned} \hat{P}_W(\exp(j\omega)) &= \frac{1}{K L U} \sum_{i=0}^{K-1} \left| \sum_{n=0}^{L-1} w[n] x[n + iD] \exp(-jn\omega) \right|^2 \\ U &= \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} |w[n]|^2 \\ \text{Var}[\hat{P}_W(\exp(j\omega))] &\approx \frac{9}{16} \frac{L}{N} P_x^2(\exp(j\omega)) \end{aligned} \quad (2.59)$$

3 ENTWICKLUNG EINES SIMULATIONSMODELLS

Basierend auf den in Kapitel 2 erläuterten Grundlagen wird in diesem Kapitel ein Simulationsmodell in SIMULINK abgebildet, mit dem die weiteren Algorithmen entwickelt und getestet werden. Durch eine Modellbildung können komplexe Zusammenhänge eines realen Prozesses vereinfacht dargestellt und verstanden werden. Bei einer Simulation liegen auch für nicht beobachtbare Größen Signale vor, sodass diese aufgezeichnet und begutachtet werden können. Durch die Simulation eines realen Prozesses können Experimente durchgeführt werden, die in der realen Durchführung zu kostenintensiv wären oder ein zu hohes Prozessrisiko durch beispielsweise zu hohe wirkenden Kräften entstünde.

Anhand eines Modells kann durch eine Simulation eine Machbarkeitsstudie oder ein Prototyp schnell entwickelt werden. Der als „Rapid Prototyping“ bekannte Ansatz hat sich für die Forschung und Entwicklung im Ingenieursbereich seit einigen Jahren etabliert. Selbst für die Transformation auf einen realen Prozess bieten namenhafte Hersteller Lösungen an, die über Analog-Digital- und Digital-Analog-Umsetzer echtzeitfähigen Quelltext per Knopfdruck generieren. Dadurch kann zunächst auf die Berücksichtigung der Laufzeit eines Programms, begrenzten Speicherplatzes oder begrenzter Wortbreiten verzichtet werden. In dieser Arbeit werden daher die zu entwickelnden Algorithmen und Methoden zunächst anhand des Modells und dessen Simulation in SIMULINK entwickelt und anschließend die Anwendung auf einer realen Werkzeugmaschine und Implementierung in C auf einem Signalprozessor validiert.

3.1 Modellbildung

Das Gesamtsystem ist in den Abbildungen 3.2 sowie 3.3 abgebildet. Es besteht aus einer mehrstufigen PI-Kaskadenregelung für Lage, Drehzahl und Strom und basiert auf den Gleichungen des Grundlagenkapitels. Der Stromregelkreis ist in Abbildung 3.2 dargestellt und enthält den Stromregler für Längs- und Querstrom sowie das elektrische Motormodell und erzeugt aus einem Sollstrom $I_{q,r}$ ein induziertes Motormoment M_{Mi} . Dieses wird auf die mechanische Strecke gegeben, welche als ZMS modelliert ist und in Abbildung 3.3

dargestellt wird. Da das Simulationsmodell ausschließlich den Ankerstellbereich betrachtet, gilt $I_{d,r} = 0$.

Die dargestellten Abbildungen beziehen sich auf die grundlegenden Simulationskomponenten. Das Simulinkmodell berücksichtigt daneben auch die folgenden Stellgrößenbeschränkungen:

- Begrenzte Spannungsaussteuerung in Längs- und Querrichtung U_d sowie U_q . Diese ist durch die maximale Zwischenkreisspannung des Umrichters beschränkt.
- Der Maximalstrom I_q ist durch den angeschlossenen Motor beschränkt.

Die Integratoren des Strom- und Drehzahlreglers berücksichtigen die Stellgrößenbeschränkungen mit einer geeigneten Anti-Windup-Strategie.

Die nachfolgenden Abschnitte beschreiben die Blöcke und beziehen sich auf die im Grundlagenkapitel erwähnten Zusammenhänge. Darüber hinaus werden auch weitere relevante Zusammenhänge erläutert, die nicht in den Abbildungen zu sehen sind. Sämtliche Parameter, die in der Simulation verwendet werden, sind in Tabelle 3.1 dargestellt.

Vorsteuerungen Entsprechend Gleichung (2.24) sind die Längs- und Querströme verkoppelt. Daher sind diese entsprechend einer V-Entkopplungsstruktur geeignet zu entkoppeln. Die Polradspannung U_p wird als Störgrößenkompensation additiv auf \tilde{U}_q gegeben.

Skalierung der Raumzeiger Die maximale Spannung, die über das Leistungsteil gestellt werden kann, ist begrenzt. Daher muss der Betrag des Spannungsraumzeiger skaliert werden, sodass dieser nicht größer als die maximale Spannung sein kann. Ist der Betrag des Spannungsraumzeigers unterhalb des Maximums, wird dieser nicht skaliert.

elektrisches Motormodell Das elektrische Motormodell erzeugt aus den skalierten und entkoppelten Spannungen aus dem d-q Koordinatensystem einen Längs- und Querstrom sowie das innere Drehmoment des Motors. Da in dieser Arbeit PMSM modelliert werden, entspricht das Modell Gleichung (2.23).

Modell der Mechanik Das innere Drehmoment des Motors bildet die Eingangsgröße für das mechanische Modell. Gegenstand der Modellierung ist das Verhalten von elastisch gekoppelten Lasten zum Motorstrang. Aus dem inneren Moment entsteht zunächst aus der Summe der Momente das Motor-Beschleunigungsmoment $M_{M\alpha}$. Die hier gewählte Modellierung berücksichtigt ein Reibmoment auf der Motorseite M_r , welches ein Reibmoment aus der Istdrehzahl über die Funktion $f_R(\cdot)$ berechnet. Dieser Zusammenhang wird in Gleichung (2.38) erläutert.

Durch Integration des skalierten Beschleunigungsmoments $M_{M\alpha}$ entsteht die Motordrehzahl bei starrer Kopplung zur Last $\dot{\varphi}_{M,s}$. Entsprechend Gleichung (2.34d) entsteht die Motordrehzahl für den Fall der elastischen Kopplung $\dot{\varphi}_M$ erst durch Reihenschaltung mit $G_{MM,e}(s)$. Über $G_{M3}(s)$ entsteht die Abtriebsdrehzahl $\dot{\varphi}_A$, also die Drehzahl, die am Werkstück beobachtbar ist. Für die Drehzahlregelung wird $\dot{\varphi}_M$ verwendet, da diese über ein Lagemesssystem direkt messbar ist.

Sollwertprofil Für die Simulation im Zeitbereich werden Vorsteuergrößen generiert, um eine möglichst gute und realitätsnahe Folgeregelung auf einen Sollwertsprung der Drehzahl bzw. der Lage zu simulieren. Als typisches Sollwertprofil sei ein Reversierprofil genannt. Die Mechanik beschleunigt dabei auf eine Solldrehzahl und hält danach wieder an. Anschließend wird dieses Profil mit entgegengesetztem Vorzeichen wiederholt. Durch die Sprünge auf die Drehzahl wird die Mechanik dynamisch angeregt. Wird die Solldrehzahl erreicht, kann das Einschwingverhalten der Regelung betrachtet werden. Ferner können Reibeffekte beim Beschleunigen aus dem Stillstand beobachtet werden.

Um ein C^2 -glattes Profil zu erzeugen, müssen die ersten beiden Ableitungen der Position stetig differenzierbar sein. Dies kann erreicht werden, indem die Ableitung der mechanischen Winkelbeschleunigung $\dot{\alpha}_r(t)$ auf den Bereich $[-J, J]$ beschränkt ist. Der Parameter J wird als Ruck bezeichnet. Um oben beschriebenes Reversierprofil zu erzeugen, kann für $\dot{\alpha}_r(t)$ folgender Signalverlauf gewählt werden.

$$\dot{\alpha}_r(t) = \begin{cases} 0 & \text{für } 0 \leq t < t_0 \\ +J & \text{für } t_0 \leq t < t_1 \\ -J & \text{für } t_1 \leq t < t_2 \\ 0 & \text{für } t \geq t_2 \end{cases} \quad \alpha_r(t) = \int_0^t \dot{\alpha}_r(\tau) d\tau \quad (3.1)$$

$$\dot{\varphi}_r(t) = \int_0^t \alpha_r(\tau) d\tau \quad \varphi_r(t) = \int_0^t \dot{\varphi}_r(\tau) d\tau$$

Wird dabei $t_1 = T_J$ sowie $t_2 = 2 \cdot T_J$ gesetzt, kann auf die Geschwindigkeit v_T innerhalb der Zeit $t_2 - t_0 = 2 \cdot T_J$ beschleunigt werden. Für die Ruckzeit T_J ergibt sich:

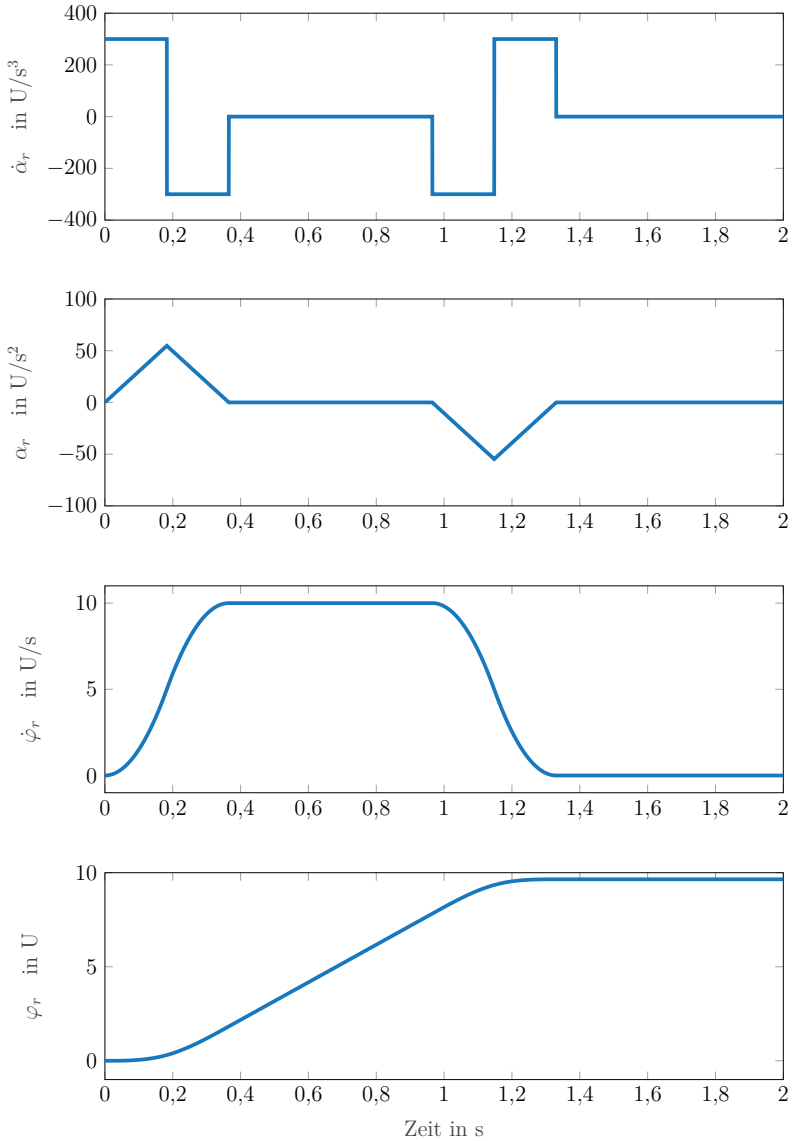
$$T_J = \sqrt{\frac{v_T}{J}} \quad (3.2)$$

Die Winkelbeschleunigung $\alpha_r(t)$ muss noch mit dem Faktor $\frac{\Theta_M + \Theta_A}{k_t}$ gewichtet werden, um auf eine korrekt skalierte Sollstromvorsteuerung zu gelangen. Abbildung 3.1 zeigt ein Sollwertprofil eines halben Reversiervorgangs entsprechend obiger Ausführungen. Dabei wird auf die Solldrehzahl $v_T = 10 \frac{\text{U}}{\text{s}}$ mit einem Ruck von $J = 300 \frac{\text{U}}{\text{s}^2}$ beschleunigt und anschließend abgebremst.

Vernachlässigte Einflüsse Das Modell berücksichtigt ein Reibmodell $f_R(\cdot)$, bestehend aus Coulombschen und viskosem Anteil und Stellgrößenbeschränkungen. Das Modell berücksichtigt hingegen keine Beschränkungen in den Zuständen. So wird die Position nicht beschränkt. Die zugrunde gelegten Reibparameter ξ_V und ξ_C sind jedoch von verschiedenen Umgebungseinflüssen (Temperatur, Schmierung, etc.) abhängig und damit nicht konstant [49]. Das Modell berücksichtigt keine Temperaturabhängigkeiten der Motoren oder des Leistungsteils, die jedoch einen eingeschränkten Betriebsbereich haben.

Das Motormodell berücksichtigt keine Kraftwelligkeit des Motors, da die Induktivitäten L_q und L_d als linear angenommen werden. Die Kraftwelligkeit, die als Störgröße auf dem Strom real messbar ist und im Englischen als „cogging“ bezeichnet wird, rührt aus der ungleichen Kraftverteilung der Magneten über den Motorwinkel. Für das reale System existiert eine Vorsteuerung für diese Störgröße, sodass diese in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet wird. Ferner sei an die Einschränkungen des Motormodells aus Abschnitt 2.1.2 erinnert sowie an die Literatur verwiesen [12, 41].

Erweiterung für Linearachsen Das Modell ist für die Betrachtung endlos drehender Achsen damit immer noch uneingeschränkt gültig, jedoch gilt es bei der Erweiterung auf Achsen mit Endlagenbeschränkung auf diesen Umstand hinzuweisen. Die Modellierung der Führungen bei Linearachsen ist aufwändiger als die Modellierung der Lager von Rundachsen, da sich die parallel angeordneten Führungen je nach Montage verspannen können. Dies kann durch die überbestimmte Mechanik zu weiteren ortsabhängigen Resonanzfrequenzen führen. Ferner kann das Spannen eines Werkstücks den Arbeitstisch verspannen und so weitere Resonanzfrequenzen erzeugen.

Abbildung 3.1: Sollwertsignale C^2 -glatt.

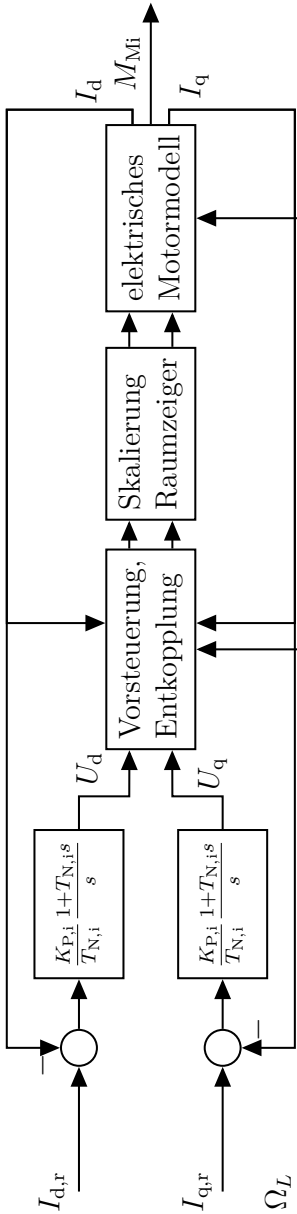


Abbildung 3.2: Signalflussplan des elektrischen Teils vom Gesamtsystem

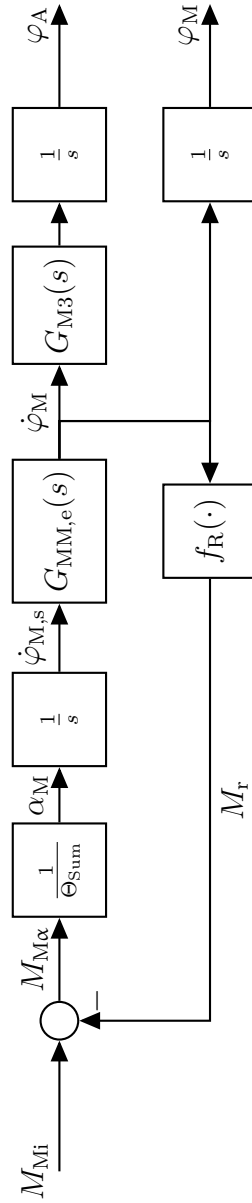


Abbildung 3.3: Signalflussplan des mechanischen Teils vom Gesamtsystem

Tabelle 3.1: Parameter des Simulinkmodells

Block	Parameter	Beschreibung
Gesamtsystem	Θ_{Sum}	Summenträgheit
	k_F	Kraftkonstante
	$K_{P,d}$	Proportionalverstärkung des Drehzahlreglers
	$T_{N,d}$	Nachstellzeit des Drehzahlreglers
	$K_{P,l}$	Proportionalverstärkung des Lagereglers
	SollwertIn	Struktur für die Sollwertvorsteuerung bestehend aus Vorsteuerung für Lage, Drehzahl und Strom
	PrbsSim	Vorabberechnete Sequenz einer PRBS Anregung
	I_{qLim} Notch-Filter	Maximalstrom, auf den I_q symmetrisch begrenzt wird. Notch-Filterparameter eines adaptiven Notch-Filters zur Unterdrückung von Resonanzfrequenzen
Stromregler + Motormodell	$K_{P,i}$ $T_{N,i}$	Proportionalverstärkung des Stromreglers Nachstellzeit des Stromreglers
Stromregler + Motormodell / Vorsteuerung	Ψ_{PM} L_d L_q	Fluss des Permanentmagneten Induktivität in Längsrichtung Induktivität in Querrichtung
Stromregler + Motormodell + elektr. Motormodell	Z_p T_D T_Q R_1	Polpaarzahl Zeitkonstante des Stators in Längsrichtung Zeitkonstante des Stators in Querrichtung Statorwiderstand
Regelstrecke	$G_{M,s}(s)$	Übertragungsfunktion der elastischen Kopplung
	$G_{MM,e}(s)$	Übertragungsfunktion der elastischen Kopplung
	$G_{M3}(s)$	Übertragungsfunktion von Motordrehzahl zu Lastdrehzahl
	ξ_C	Coulombscher Reibfaktor
	ξ_V	Viskoser Reibfaktor

3.2 Parametrierung des Modells

Da im Kapitel 5 eine Identifikation der Regelstrecke im Frequenzbereich für eine Werkzeugmaschine durchgeführt wird, soll die Parametrisierung des Modells auch an aufgezeichneten Frequenzgängen erfolgen. Daher wird in diesem Abschnitt ein Verfahren vorgestellt, welches anhand von charakteristischen Eigenschaften des Frequenzganges die Parameter des Modells bestimmt.

In Schütte [54] wird dies anhand der Nullstelle, Polstelle, Amplitudendifferenz zwischen Null- und Polstelle sowie anhand des Integralanteils durchgeführt. Zur Verdeutlichung dient Abbildung 3.4. Zunächst wird aus der Geraden bei niedrigen Frequenzen auf die Summenträgheit

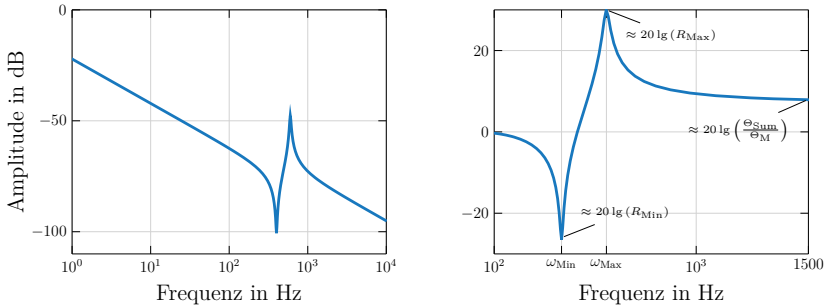


Abbildung 3.4: Charakteristische Eigenschaften des ZMS nach [54][Abb.3.12]

Tabelle 3.2: Typische Werte der Parameter des Simulinkmodells

Parameter	Wert	Parameter	Wert
Θ_M	1 kgm ²	R_{Min}	30 dB
Θ_A	1,13 kgm ²	R_{Max}	30 dB
ω_{Min}	2 π 400 Hz	T_e	1 \times 10 ⁻⁴ s
ω_{Max}	2 π 600 Hz	ω_{Res}	2 π 800 Hz
d	1 \times 10 ⁻⁴		

Θ_{Sum} geschlossen (linkes Bild). Die Summenträge ergibt sich mit Gleichung (2.34a) für $\omega = 1$. Durch Subtraktion dieser Geraden aus der übrigen Übertragungsfunktion verbleibt der elastische Anteil von $G_{MM,e}(s)$. Aus dem Frequenzgang kann mit den Parametern R_{Min} , R_{Max} , ω_{Min} sowie ω_{Max} auf die Übertragungsfunktion des ZMS geschlossen werden [54].

$$\begin{aligned}
 G_{MM}(s) \Big|_{s=j} &\approx \frac{1}{j\Theta_{Sum}} \rightarrow |G_{MM}(j)|_{dB} = -20 \lg(\Theta_M + \Theta_A) \\
 \lim_{s \rightarrow \infty} G_{MM,e}(s) &\approx \frac{\Theta_{Sum}}{\Theta_M} \\
 R_{Min,Max} &= G_{MM,e}(s) \Big|_{s=j\omega_{Min,Max}}
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

Für die Simulation werden typische Parameter verwendet, die in Tabelle 3.2 abgebildet sind. Abbildung 3.5 zeigt die simulierten Regelstrecken für unterschiedliche Ausgangsgrößen zur Eingangsgröße des Motorbeschleunigungsmoments $M_{M\alpha}$. Alle Regelstrecken berücksichtigen sowohl den starren als auch den elastischen Anteil. Aufgrund des IT3-Verhaltens beträgt die Phasendrehung für geringe Frequenzen ($f \ll f_0$) -90° . Die Phase der Übertragungsfunktion $G_{MM}(s)$ erfährt im Bereich der Null- und Polstelle eine Phasenanhhebung, ehe diese bei hohen Frequenzen -90° beträgt.

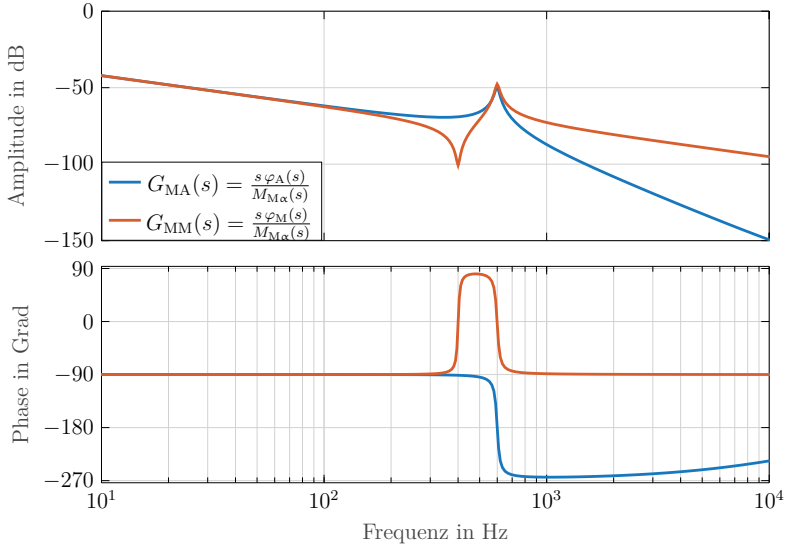


Abbildung 3.5: Frequenzgänge der Übertragungsfunktionen $G_{MM}(s)$ sowie $G_{MA}(s)$.

Der blaue Graph stellt die Übertragungsfunktion zur Abtriebsdrehzahl $G_{MA}(s) = \frac{s \varphi_A(s)}{M_{M\alpha}(s)}$ dar. Gut zu sehen ist die fehlende Nullstelle unterhalb der Polstelle. Der Phasengang führt bei der Resonanzfrequenz eine Absenkung um -180° durch.

Im Vergleich der unterschiedlichen Phasengänge lassen sich Aussagen über die mögliche Regelung der jeweiligen Strecken ableiten. Da die Phase bei $G_{MM}(s)$ nie kleiner -90° und somit stets größer -180° bleibt, bleibt die Regelung mittels PI-Regler stets stabil. Dies folgt daher, dass die Nullstelle in der PI-Regler-Übertragungsfunktion die Phase anheben kann. Problematisch ist die Regelung auf die Abtriebsdrehzahl φ_A , da hier in der Regelstrecke ein rascher Durchtritt durch -180° vollzogen wird. Dem kann zunächst nur begegnet werden, indem die Dynamik des Drehzahlregelkreises entsprechend gering gewählt wird, sodass die Bandbreite des Drehzahlregelkreises deutlich unterhalb der Kennkreisfrequenz liegt [52].

Abbildung 3.6 stellt die Übertragungsfunktionen des geschlossenen Drehzahlregelkreises für die aus Abbildung 3.5 gezeigten Regelstrecken dar. Die Drehzahlregler wurden jeweils als PI-Regler mit einer Phasenreserve von 30° über den MATLAB-Befehl `piddtune()` entworfen.

Erfolgt die Regelung auf die Motordrehzahl φ_M , so ist die Bandbreite des Drehzahlregelkreises entsprechend größer. Im praktischen Fall ist es zunächst ohne weitere Hilfsmittel nicht möglich, die gewünschten Abtriebsdrehzahl φ_A zu regeln, da diese messtechnisch nicht

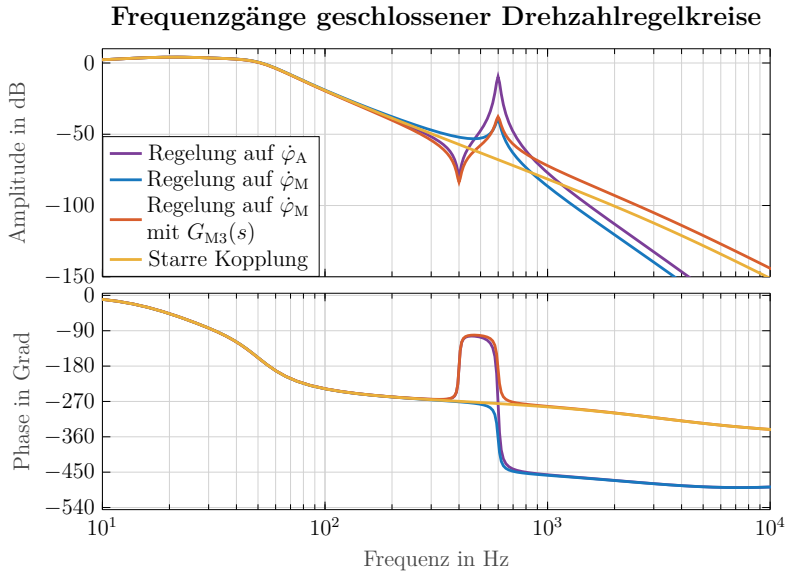


Abbildung 3.6: Frequenzgang des geschlossenen Drehzahlregelkreises für die verschiedenen Regelstrecken. Die Regler sind PI-Regler mit einer Phasenreserve von 30° .

erfasst wird und daher zunächst, beispielsweise durch einen Beobachter, zu bestimmen ist. Wird nun die Übertragungsfunktion $G_{M3}(s)$ an den geschlossenen Drehzahlregelkreis angefügt, entsteht eine deutliche Überhöhung in der Übertragungsfunktion. Das Zeitverhalten wird dadurch kein zufriedenstellendes Ergebnis darstellen und nicht die Qualitätsansprüche des Kunden erreichen.

4 GÜTEMASS ZUR BEURTEILUNG DES REGELVERHALTENS

Gemäß der in der Einleitung geforderten Optimierung der Regelgüte von Werkzeugmaschinen ist es für die weitere Arbeit notwendig, näher zu definieren, was darunter zu verstehen ist. In der Einleitung wurde bereits erwähnt, dass entsprechend [34] an eine Regelung typischerweise folgende Kriterien gestellt werden:

- Stabilität
- Stationäre Genauigkeit
- Robustheit
- Dynamikanforderungen für das Übergangsverhalten

Diese Ziele sind nicht widerspruchsfrei optimierbar. Eine Verbesserung der Dynamik kann beispielsweise mit einer Abnahme der Robustheit einhergehen. Die Forderungen nach Stabilität und stationärer Genauigkeit sind Grundvoraussetzungen für diesen Regelkreis. Stationäre Genauigkeit wird für das Führungsverhalten eines stabilen Regelkreises bei Polüberschuss durch einen Integrator im offenen Kreis stets erreicht. Um einen möglichst störungsfreien und zuverlässigen Zerspanungsprozess zu erzielen, wird großer Wert auf Robustheit gelegt. Daraus folgt, dass das Übergangsverhalten nachrangig optimiert werden muss. Diese Einschränkung ist ein wesentlicher Grund, die verschiedenen Werkstückaufbauten zu untersuchen und das Regelverhalten dafür zu optimieren. Gelingt dies, kann die Dynamik des Übergangsverhaltens optimiert werden, ohne Robustheit gegenüber Parameteränderungen zu verlieren.

Für die Bewertung der in dieser Arbeit untersuchten Algorithmen ist es sinnvoll, ein skalares Gütemaß zu definieren, um den Erfolg bzw. Misserfolg eines Algorithmus messen zu können.

In der Literatur hat sich Harris [21] mit einer systematischen Bewertung der geschlossenen Regelgüte beschäftigt. Auf ihn gehen auch viele weitere Veröffentlichungen zurück, zum Beispiel [1, 14, 16, 20, 27, 30, 59, 74]. Die unterschiedlichen Kriterien lauten dabei:

- **Harris Performance Index:** Die Idee des Harris-Performance Index [21] ist eine Korrelationsrechnung zwischen den Ableitungen von Stell- und Regelgröße. Bei einer schwach eingestellten Regelung ist die Korrelation der beiden Ableitungen für eine längere Zeit positiv. Je straffer die Regelung eingestellt ist, desto kürzer ist diese Zeit [20]. Dieses Verfahren kann laut [20] gut bei Lastsprüngen angewendet werden.
- **Idle-Index:** Hägglund [20] definiert einen Idle-Index, um zunächst ein Maß für eine gute und eine schlechte Regelung zu bestimmen. Basierend auf Harris werden die Zeiten positiver und negativer Korrelation der Ableitungen von Stell- und Regelgröße berechnet und darüber der Idle-Index berechnet. Dieser ist von -1 bis $+1$ bereichsbeschränkt, wobei ein positiver Wert eine schlechte und ein negativer Wert eine gute Regelung bezeichnet.
- **Detektion von Oszillationen:** Hägglund führt weiter aus, dass ein Idle-Index von -1 auch bei oszillierendem Verhalten auftritt. Daher berechnet er die IAE-Metrik und prüft auf Nulldurchgänge. Anhand dieser Nulldurchgänge kann auf ein oszillierendes Verhalten geschlossen werden.
- **Integrale aus dem Bereich der Optimalregelung:** Die Optimalregelung bedient sich skalaren Gütemaßen, um zur Reglersynthese eine optimale Auslegung zu erreichen. Dabei wird eine Integralfunktion definiert, die einen skalaren Wert liefert. Wird dieser minimiert, ist das Ergebnis optimal im Sinne des Entwurfs. Durch die einfache Anwendung dieser Metrik kann auch auf die Regelgüte geschlossen werden. In [56] wird bereits argumentiert, dass der IAE eine praxistaugliche Metrik zur Bewertung der Regelgüte ist.

Eine weitere ausführliche Übersicht zu diesem Thema bietet [27, Tabelle 2]. Die beschriebenen Algorithmen stellen eine Erweiterung der IAE-Metrik dar, um weitergehende Erkenntnisse über das Regelverhalten zu gewinnen. In dieser Arbeit wird ein einfaches Verfahren benötigt, welches die Wirkungsweise der Notch-Filter nachweisen kann und online auf dem Umrichter berechnet werden kann. Da die IAE-Metrik sehr schnell berechnet werden kann, wird in dieser Arbeit auf die Methoden der Optimalregelung zurückgegriffen.

Dieser Abschnitt zeigt auf Basis dieser Methode, dass durch die Anwendung integraler Berechnungsmethoden in einer Messung bei geeigneter Konditionierung sowohl die Dynamikanforderung und stationäre Genauigkeit als auch die tatsächliche Bedämpfung einer Resonanzschwingung durch einen Notch-Filter überprüft werden können.

4.1 Einführung eines quantitativen Gütemaßes

In Anlehnung an die Optimalregelung kann folgendes Gütefunktional definiert werden [34]:

$$L = \sum_{n=N_0}^{N_1} g(nT) \quad (4.1)$$

$$\Psi(t_1 - t_0) = \frac{1}{L} \left(\sum_{n=N_0}^{N_1} |g(nT) x^p(nT)| \right)^{\frac{1}{p}}$$

Der skalare Wert $\Psi(t_1 - t_0)$ entspricht der gewichteten Norm einer Signalfolge $x(nT)$ zwischen den Zeitpunkten $t_1 = N_1T$ und $t_0 = N_0T$. Als Bewertungskriterium für die Signalfolge wird im weiteren Verlauf die Lageabweichung e_φ bzw. die Drehzahlabweichung e_ω benutzt. Die Gewichtsfunktion $g(nT)$ kann verwendet werden, um Fehler aus der Zeitfunktion unterschiedlich zu gewichten. Durch Erhöhen des Parameters p kann dabei eine Gewichtung von Maximalwerten erzielt werden. Die beiden häufig benutzten Gewichtsfunktionen sind:

$$g_1(t) = 1 \quad g_2(t) = t \quad (4.2)$$

Die in der Literatur [53] typischerweise genannten Gütemaße sind in Tabelle 4.1 abgebildet. Diese entstehen durch die Wahl der Gewichtsfunktion entsprechend Gleichung (4.2) mit den Normen $p = 1, 2$. Durch die Gewichtung mit der Zeit t werden Abweichungen immer stärker berücksichtigt, je später diese auftreten.

Tabelle 4.1: Bekannte Gütemaße nach [53].

	Description	Functional
IAE	Integral Absolute Error	$\int_0^\infty x(t) dt$
ISE	Integral Squared Error	$\int_0^\infty x^2(t) dt$
ITAE	Integral Time Weighted Absolute Error	$\int_0^\infty t x(t) dt$
ITSE	Integral Time Weighted Square Error	$\int_0^\infty t x^2(t) dt$

4.2 Einfluss von sich ändernden Streckeneigenschaften

Ziel dieser Arbeit ist die effektive Bedämpfung von Resonanzfrequenzen von mechanischen Werkstückeinflüssen mittels Notch-Filter. Um zu überprüfen, ob die Identifikation einer

Resonanzfrequenz und anschließender Parametrierung eines Notch-Filters Erfolg hat, wird die Lageabweichung $e_\varphi(nT)$ bzw. Drehzahlabweichung $e_\omega(nT)$ in zwei Anteile unterteilt: einen Anteil bei konstanter Vorschubgeschwindigkeit und eingeschwungenem Regler und in einen Anteil mit dynamischer Verfahrbewegung beim Wechsel eines Arbeitspunktes. Dabei wird Folgendes unterstellt:

- Es existiert eine glatte Sollwertfolge inklusive Vorsteuerungen, insbesondere für den Stromsollwert.
- Die Werkzeugmaschine fährt ein invasives Testprogramm ab, in dem sowohl Drehzahlwechsel als auch konstante Drehzahlen vorgegeben werden.

Unter dieser Voraussetzung sei $x_{\text{dyn}}(nT)$ die Lage- bzw. Drehzahlabweichung bei einer dynamischen und $x_{\text{const}}(nT)$ die Lage- bzw. Drehzahlabweichung bei einer konstanten Verfahrbewegung:

$$\begin{aligned} x_{\text{dyn}}(nT) &= \begin{cases} e_{\varphi,\omega}(nT) & \text{für } t_0 \leq nT < t_2 + T_{\text{Set}} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \\ x_{\text{const}}(nT) &= \begin{cases} e_{\varphi,\omega}(nT) & \text{für } nT \geq t_2 + T_{\text{Set}} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \end{aligned} \quad (4.3)$$

$$\Psi_{\text{dyn,const}}(t_1 - t_0) = \frac{1}{L} \left(\sum_{n=N_0}^{N_1} |g(nT) x_{\text{dyn,const}}^p(nT)| \right)^{\frac{1}{p}} \quad (4.4)$$

Dabei ist die Zeit T_{Set} die Einschwingzeit (Settling-Time) des Reglers. Bei PI-Drehzahlreglern mit einem angeschlossenen PT1 Streckenverhalten in Kaskadenstruktur kann für die Einschwingzeit etwa $T_{\text{Set}} < 17 \cdot T_\sigma$ angenommen werden, wobei T_σ die Zeitkonstante der Strecke darstellt [52]. Ist die Vorsteuerung des Stromsollwertes bekannt, kann auch darüber die Einschwingzeit abgeschätzt werden. Wird dabei ein C^2 -glattes Profil gewählt, entsteht für die Beschleunigung ein Dreieck. Empirische Simulationen haben gezeigt, dass der Regler nach etwa der doppelten Fußpunktbreite des Dreiecks eingeschwungen ist.

4.3 Simulationen

Die verschiedenen Gütemaße werden mit der Simulationsumgebung aus Kapitel 3 in MATLAB und SIMULINK simuliert. Dabei wird ein C^2 -glattes Sollwertprofil nach Abschnitt 3.1 verwendet. Die Beschleunigungsvorsteuerung wird entsprechend der Zeit T_{Set} verzögert und zu dem ursprünglichen Signal addiert. Eine dynamische Bewegung liegt demnach

genau dann vor, wenn sowohl die Beschleunigungsvorsteuerung, als auch die Verzögerung ungleich Null sind. Dies ist in Abbildung 4.1 im untersten Graphen abgebildet. Liegt eine dynamische Bewegung vor, ist $e_{\varphi}^{\text{dyn}} \neq 0$. Dies ist im obersten Graphen gezeigt. In diesem Fall dominiert die Reglereinstellung den Regelfehler. Ist dagegen der Regler im eingeschwungenen Zustand, dominieren Störeinflüsse den Regelfehler $e_{\varphi}^{\text{const}}$. Dies wird im mittleren Graphen dargestellt.

Die Simulation wird für vier nachfolgend vorgestellte Szenarien durchgeführt:

- **Opt:** Diese Simulation wird mit einer Reglereinstellung nach Lehrbuch durchgeführt. Die Phasenreserve des Drehzahlregelkreises ist entsprechend dem symmetrischen Optimum zu $37,4^\circ$ und die des Positionsreglers zu 60° ausgelegt worden, um ein Überspringen im Frequenzgang zu vermeiden.
- **Opt+Notch:** Bei dieser Simulation wird auf die Resonanzfrequenz des ZMS ein optimal ausgelegter Notch-Filter ausgelegt und das Stellsignal damit gefiltert.
- **Robust:** Bei dieser Simulation wird die Verstärkung des Drehzahlreglers um den Faktor $1/\sqrt{2}$ reduziert. Dies soll einer robusteren Auslegung der Regelung entsprechen, da in der Anwendung nicht alle Parameter vorab bekannt sind.
- **Robust+Notch:** Bei dieser Einstellung wird das Notch-Filter wie bei Opt+Notch ausgelegt und die Regelung in robuster Einstellung verwendet.

Tabelle 4.2 stellt die berechneten Metriken für die vier simulierten Szenarien mit typischen Parametern entsprechend Tabelle 3.2 dar. Die Darstellung ist auf die Einstellung „Opt“ normiert, da dies dem Ausgangszustand einer gut eingestellten Regelung entspricht, die nicht an den ZMS speziell angepasst worden ist. Durch die Aufteilung der Lageabweichung in einen dynamischen und einen konstanten Anteil lassen sich folgende Aussagen ableiten:

1. Alle Metriken der Positionsabweichung im dynamischen Fall e_{φ}^{dyn} werden durch die Reglereinstellung dominiert.
2. Alle Metriken der Positionsabweichung im konstanten Fall $e_{\varphi}^{\text{const}}$ werden durch den störenden Signalanteil der mechanischen Resonanzfrequenz der Regelstrecke dominiert.
3. Die Anwendung des Notch-Filters führt im dynamischen Fall zu leicht schlechteren Metriken. Durch den Notch-Filter geht ein Phasenverlust vor der Nullstelle einher.
4. Diese Aussagen sind bei allen Metriken zu erkennen. Da die IAE-Metrik am einfachsten zu berechnen ist, kann in dieser Arbeit weiter damit gerechnet werden.

Tabelle 4.2: Berechnete Gütemaße für vier simulierte Einstellungen. Die Angaben werden auf den Fall „Opt“ normiert dargestellt.

	IAE	ISE	ITAE	ITSE
Lageabweichung e_{φ}^{dyn} dynamisch				
Opt	100,0 %	100,0 %	100,0 %	100,0 %
Opt+Notch	102,3 %	102,7 %	102,4 %	102,7 %
Robust	198,9 %	169,2 %	209,5 %	171,4 %
Robust+Notch	206,3 %	174,4 %	217,8 %	176,7 %
Lageabweichung $e_{\varphi}^{\text{const}}$ konstant				
Opt	100,0 %	100,0 %	100,0 %	100,0 %
Opt+Notch	0,4 %	0,5 %	0,4 %	0,5 %
Robust	2104,2 %	3457,5 %	1448,2 %	2805,6 %
Robust+Notch	2539,4 %	4106,2 %	1763,0 %	3346,0 %

Lageabweichung bei C^2 -glatter Anregung

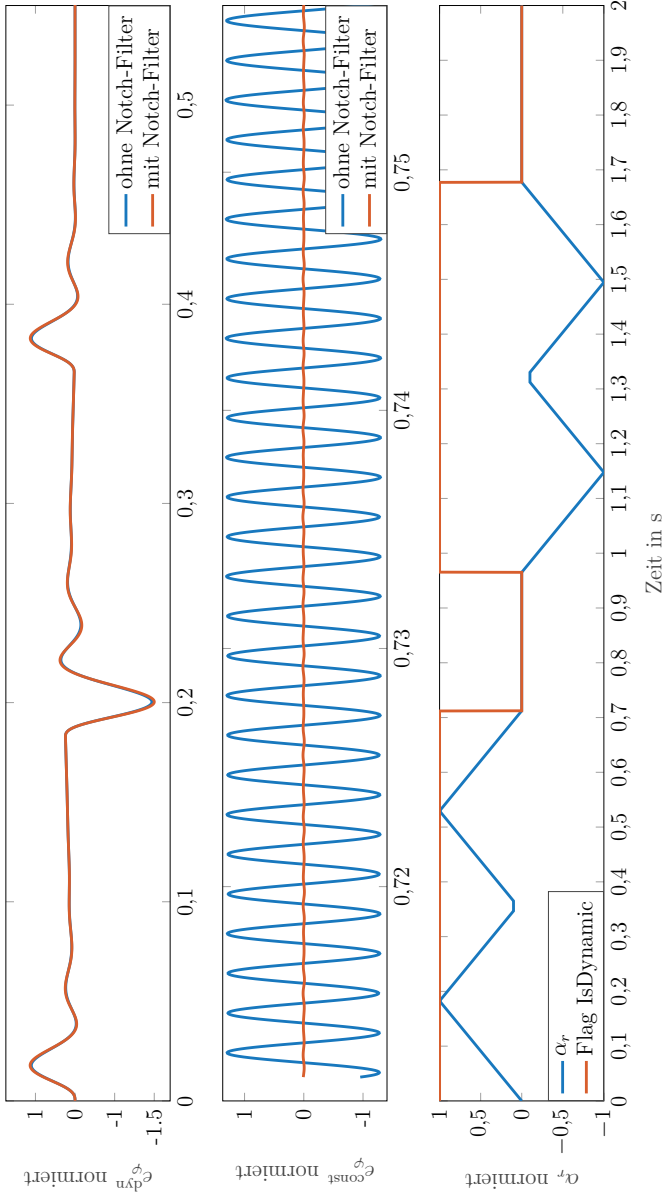


Abbildung 4.1: Lageabweichung für ein simuliertes Fahrprofil, unterteilt in dynamischen und konstanten Anteil. Die untere Abbildung zeigt die Sollbeschleunigung α_r sowie das Flag IsDynamic, welches angibt, ob eine dynamische Verfahrenbewegung vorliegt.

5 IDENTIFIKATION VON REGELSTRECKEN BEI ROTATIVEN DIREKTANTRIEBEN

Dieses Kapitel beschreibt die Identifikation der oben modellierten und simulierten Regelstrecke. Dabei beschränkt sich diese Arbeit auf EMS sowie auf ZMS. Je nach Verhältnis von Resonanzfrequenz des ZMS und angestrebter Reglerbandbreite hat diese einen dominanten Einfluss auf das Regelverhalten. Kann die Resonanzfrequenz identifiziert werden und wird diese durch die Stellgröße angeregt, so kann das Stellsignal durch einen Notch-Filter derart modifiziert werden, dass die Resonanzfrequenz nicht mehr angeregt wird und damit keine Verschlechterung des Regelverhaltens bewirkt.

Daher stellt dieses Kapitel einen parametrischen Identifikationsansatz vor, der folgende Modellparameter mehrstufig identifiziert:

- Die Summenträgheit Θ_{Sum} durch das Relay-Feedback-Experiment. Durch das Verfahren wird auch der viskose Reibfaktor ξ_V identifiziert, der in dieser Arbeit jedoch keine weitere Verwendung hat.
- Die Parameter Resonanzfrequenz ω_{Res} , Dämpfung d , sowie Federsteifigkeit c des ZMS durch Aufzeichnung des Frequenzgangs des elastischen Anteils der mechanischen Regelstrecke $G_{\text{MM},e}(s)$. Der Frequenzgang wird dann über eine Nelder-Mead Optimierung an ein Modell optimiert.

5.1 Relay-Feedback-Experiment

[39] hat bereits ein Relay-Feedback-Experiment vorgestellt, bei dem mit einem Zweipunktreger die Regelstrecke angeregt wird und mittels zusätzlichem Modell die Pole des Systems sukzessiv kompensiert werden. Aus den gewonnenen Systemparametern wird der PI-Drehzahlregler eingestellt. In [39, Tabelle 2] werden dazu Einstellregeln vorgeschlagen. Berner erwähnt in [6] ein Relay-Feedback-Experiment als Hilfestellung zum Einstellen von PID-Systemen und betrachtet dabei ein Lüftungssystem.

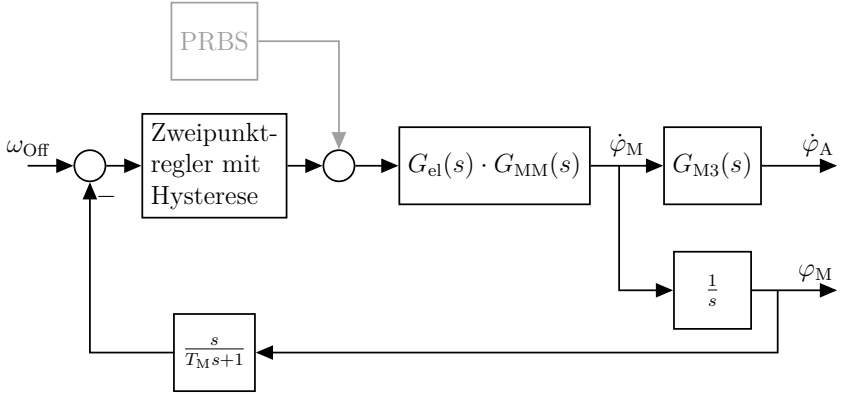


Abbildung 5.1: Signalflussplan des drehzahlregulierten Systems mit Relay-Feedback-Experiment-Anordnung.

Frequenzgangsmessungen über eine PRBS-Anregung wurden bereits in diversen Veröffentlichungen beschrieben und angewendet [44, 45, 50, 54]. Die Identifikation erfolgt im geschlossenen Drehzahlregelkreis und wird zweistufig durchgeführt, da die Anregung bei geringen Frequenzen keine ausreichende Anregungsleistung besitzt [54]. Bei niedrigen Frequenzen dominiert die integrale Eigenschaft der Strecke, die mit der Summenträgeit skaliert und daher über das Relay-Feedback-Experiment identifiziert wird.

Abbildung 5.1 zeigt den Signalflussplan mit Relay-Feedback-Experiment nach [25], um auf die Trägheit zu schließen. Bei diesem Experiment wird der Drehzahlregelkreis mit einem Zweipunktregler mit Hysterese geschlossen (der PI-Regler entfällt dafür). Die Umschaltunkte seien mit ω_U und ω_O beschrieben. Ist die Regelabweichung negativ, beträgt der Reglerausgang $-G$, ist die Abweichung positiv, beträgt der Ausgang G . Durch das integrale Verhalten wird aus der sich ergebenden Rechteckanregung ein dreieckförmiges Drehzahlsignal. Aus der Periodendauer T_Δ kann dann wie folgt auf die Trägheit geschlossen werden:

$$\begin{aligned} \frac{2 \omega_{\text{Max}}}{T_\Delta} &= \frac{k_F \cdot G}{\Theta_{\text{Sum}}} \\ \Theta_{\text{Sum}} &= \frac{k_F \cdot G \cdot T_\Delta}{2 \omega_{\text{Max}}} \quad \omega_{\text{Max}} = |\omega_O - \omega_U| \end{aligned} \quad (5.1)$$

Das Modell aus [54] wird um die Möglichkeit ergänzt, einen konstanten Drehzahlsollwert ω_{Off} vorzugeben, um Störeffekte bei niedrigen Drehzahlen zu umgehen. Dies könnten Nichtlinearitäten im Stromstellglied sowie Reibeffekte sein.

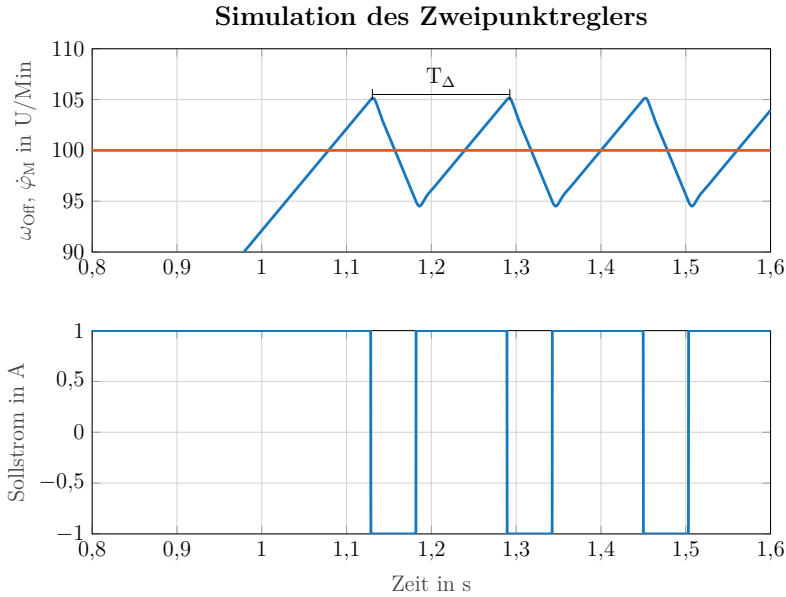


Abbildung 5.2: Simulation des Relay-Feedback-Experiments zum Bestimmen der Summen­trägheit

Abbildung 5.2 zeigt die Simulation des Relay-Feedback-Experiments. Es wird ein konstanter Offset von $\omega_{\text{Off}} = 100 \frac{\text{rad}}{\text{sec}}$ vorgegeben. Dadurch integriert das System zunächst auf die Soll­drehzahl und führt dann das Experiment aus. Die Drehzahl­grenzen werden mit $|\omega_{\text{O}}| = |\omega_{\text{U}}| = 5 \frac{\text{rad}}{\text{sec}}$ angegeben. Der Verstärkungs­faktor wird zu $G = 1$ gewählt. Mit der Kraft­konstante $k_{\text{F}} = 300$ und einer Perioden­dauer von etwa 150 ms ergibt sich eine Summen­trägheit von etwa $2,25 \text{ kgm}^2$. Als Regel­strecke wird die Wirkung des Soll­stroms auf die Ist­drehzahl modelliert. Daher besteht die Regel­strecke aus dem vorab nach Lehrbuch ein­ge­st­ell­ten Strom­regler, der Totzeit des Stell­gliedes sowie dem integralen Anteil der Strecke Ist­strom auf Ist­drehzahl. Das Beschleunigungsmoment ergibt sich entsprechend der Gleichungen (2.23) und (2.38) zu:

$$\begin{aligned} \Theta_{\text{Sum}} \cdot M_{\text{M}\alpha} &= M_{\text{Mi}} - M_{\text{r}} \\ &= M_{\text{Mi}} - \xi_{\text{V}} \dot{\varphi}_{\text{M}} - \text{sgn}(\dot{\varphi}_{\text{M}}) \xi_{\text{C}} \end{aligned} \quad (5.2)$$

Für den stationären Bereich ist $M_{\text{Mi}} = k_{\text{F}} I_{\text{q}}$ das innere Drehmoment des Motors und ξ_{V} sowie ξ_{C} der viskose bzw. Coulombsche Reibwert.

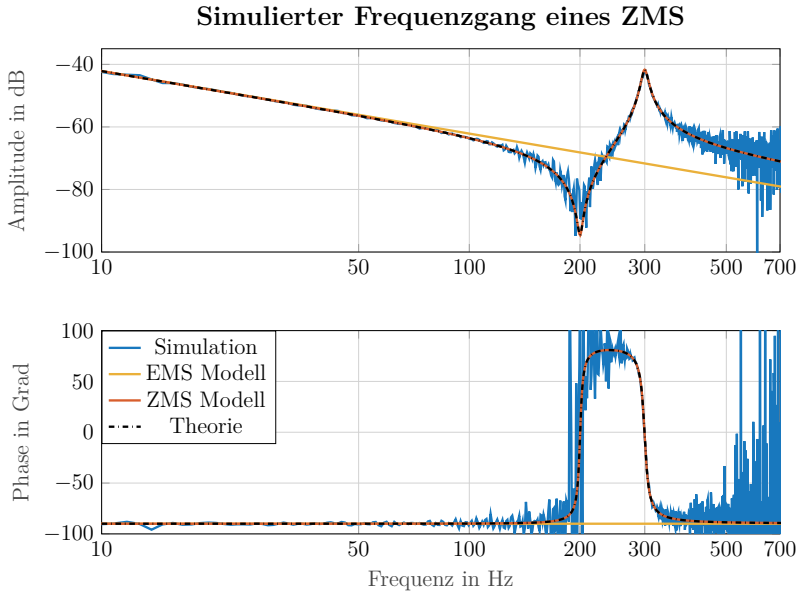


Abbildung 5.3: Identifizierter Frequenzgang aus SIMULINK-Simulation mittels PRBS-Anregung.

5.2 Identifikation der Parameter des ZMS

Im zweiten Schritt wird die Regelstrecke mit einem PRBS beaufschlagt und anschließend der Frequenzgang geschätzt. Das PRBS wird mit einer Länge von $N = 20$ erzeugt. Die Simulation erfolgt mit SIMULINK. Die Aufzeichnungsdauer beträgt 30 Sekunden und wird mit einer Abtastrate f_s von 32 000 Hz simuliert, was der realen Abtastrate des Umrichters entspricht. Die Simulation wird mit einer festen Schrittweite von f_s^{-1} durchgeführt.

Abbildung 5.3 zeigt die Aufzeichnung des Frequenzgangs aus der Simulation. Der Frequenzgang wurde über die Kreuzkorrelationsmethode geschätzt. In MATLAB erfolgt dies über die Methode `tfestimate()`. Abgebildet wird der Frequenzgang mit zusätzlicher Gerade, die die Summenträgheit und den Integratoranteil widerspiegelt. Im Phasengang ist die Anhebung um die Resonanzstelle schon gut zu sehen.

Die Gerade ergibt sich mit einer Steigung von $m = -20 \frac{dB}{Dek.}$ und einer Verschiebung von:

$$\begin{aligned} y &= m \cdot \log_{10}(f) + b & m &= -20 \frac{dB}{Dek.} \\ b &= 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{2\pi \cdot \Theta_{Sum}} \right) \\ b &= -23dB \end{aligned} \quad (5.3)$$

5.3 Identifikation eines parametrischen Modells

Auf Basis des gemessenen Frequenzgangs sowie einem Schätzwert für die Summenträgheit wird nun ein parametrisches Modell bestimmt. Der Modellansatz dazu ergibt sich aus Gleichung (2.34a) und lautet:

$$G_2(s) = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (5.4)$$

Durch Koeffizientenvergleich mit Gleichung (2.34a) ergibt sich:

$$\begin{aligned} b_2 &= \frac{1 + V_j}{\omega_{Res}^2} & a_3 &= \frac{\Theta_{Sum}}{\omega_{Res}^2} \\ b_1 &= \frac{2d}{\omega_{Res}} & a_2 &= \frac{2d}{\omega_{Res}} \cdot \Theta_{Sum} = b_1 \cdot \Theta_{Sum} \\ b_0 &= 1 & a_1 &= \Theta_{Sum} \\ & & a_0 &= 0 \end{aligned} \quad (5.5)$$

Die Summenträgheit wird dazu benutzt, den integralen Anteil aus der Übertragungsfunktion zu entfernen. Die Extremwerte werden benutzt, um die verbleibenden Startwerte ω_{Res}, V_j

Tabelle 5.1: Vergleich der Modell- und physikalischen Parameter vor und nach der Optimierung.

Parameter	Startwert	Optimierter Wert	Realer Wert
b_2	$6,33 \times 10^{-7}$	$6,38 \times 10^{-7}$	-
b_1	$2,09 \times 10^{-5}$	$2,28 \times 10^{-5}$	-
a_3	$5,74 \times 10^{-7}$	$5,70 \times 10^{-7}$	-
a_1	2,04	2,03	-
Θ_{Sum}	2,04	2,03	2,035
V_j	1,24	1,27	1,243
ω_{Res}	$1,88 \times 10^3$	$1,88 \times 10^3$	$1,885 \times 10^3$
d	$1,87 \times 10^{-2}$	$2,15 \times 10^{-2}$	$1,97 \times 10^{-2}$

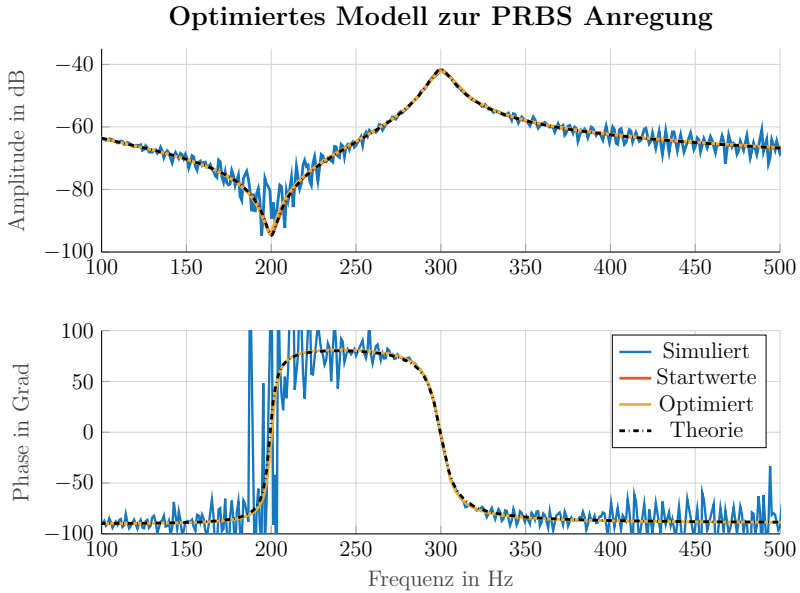


Abbildung 5.4: Optimiertes Modell. Im Bereich der Resonanzstelle (300 Hz) wird eine minimale Verbesserung zwischen den Startwerten und dem optimierten Modell erzielt.

sowie d zu bestimmen. Aufgrund der Messfehler im Frequenzgang wird ein gleitendes Mittelwertfilter der Ordnung 16 benutzt, um die Extremwerte zu bestimmen.

Abbildung 5.4 zeigt das optimierte Modell. Durch das Nelder-Mead-Optimierungsverfahren wurden die bereits sehr guten Startwerte noch weiter optimiert. Die Fehler in den physikalischen Parametern Θ_{Sum} , V_j sowie ω_{Res} konnten auf unter 1 % reduziert werden, der Fehler im Dämpfungsparameter konnte von 47 % auf etwa 5 % reduziert werden. Durch die Messungenauigkeiten in der Amplitude war dieser Startwert sehr ungenau.

Die Optimierung selbst wurde über das Kommando `fminsearch` in MATLAB durchgeführt. Die Zielfunktion minimiert dabei die L2-Norm zwischen den durch die PRBS-Anregung geschätzten Frequenzgang und dem parametrischen Modell.

6 ENTWICKLUNG ADAPTIVER NOTCH-FILTER ZUR RESONANZUNTERDRÜCKUNG

Ausgehend von den Ergebnissen der identifizierten Regelstrecke wird in diesem Kapitel untersucht, ob adaptive Notch-Filter zur Dämpfung von mechanischen Resonanzfrequenzen sinnvoll einsetzbar sind. Durch die Dämpfung relevanter Resonanzfrequenzen soll eine Verbesserung der Regelgüte erreicht werden, da durch die Dämpfung die Regelbandbreite angehoben werden kann. Eine weitere Möglichkeit besteht in der besseren Konditionierung der Sollwerte, was im Englischen unter dem Begriff „Input-Shaping“ diskutiert wird [47, 50, 55].

Dieses Kapitel untersucht zunächst verschiedene Implementierungen zum Schätzen des Leistungsdichtespektrums und erläutert anschließend notwendige Schritte, um aus einem geschätzten Leistungsdichtespektrum mehrere Resonanzfrequenzen gleichzeitig zu identifizieren. Aus den identifizierten Resonanzfrequenzen werden anschließend die Parameter von Notch-Filtern (Notch-Filterbreite und -tiefe) identifiziert. Abschließend wird ein Verfahren simuliert und am Teststand validiert.

6.1 Verfahren zur Schätzung des Leistungsdichtespektrums

Basierend auf Abschnitt 2.5 wird das Verfahren von Yang mit drei Bandpässen sowie ein alternatives Scanning-Verfahren implementiert. Dabei steht die benötigte Rechenzeit im Vordergrund, sodass die Bandpässe laufend berechnet werden können. Dadurch kann auf eine Blockbildung verzichtet werden, sodass kein großer Messwertspeicher benötigt wird. Entsprechend dem Verfahren von Yang wird die Leistung $P[k]$ für eine Frequenzstützstelle k über einen Bandpassfilter geschätzt. Betrachtet wird dabei die Eingangssignalfolge $u[n]$, wobei n das Abtastintervall der Daten angibt. Der Parameter N gibt dabei die Anzahl der Abtastwerte pro Intervall an. Nachdem für eine Frequenzstützstelle die Leistung geschätzt

worden ist, werden die Bandpassparameter neu bestimmt und die Energie der nächsten Frequenzstützstelle berechnet. Damit kann das Verfahren von Yang formuliert werden:

$$P[k] = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |BPF_k(HPF(u[n]))|^2} \quad (6.1)$$

Die Funktion $HPF(u[n])$ beschreibt eine Hochpassfilterung der Eingangsdaten, die Funktion $BPF_k(\cdot)$ beschreibt die Bandpassfilterung der Daten. Eine Hochpassfilterung wird in der praktischen Anwendung benötigt, da ein Gleichanteil auf dem Drehzahl-Istwert vorhanden sein kann und dies die Messung beeinflussen könnte. Im Vergleich dazu verwendet der Goertzel-Algorithmus keine zusätzliche Hochpassfilterung der Eingangsdaten, die somit beim Einsatz des Goertzel-Verfahrens zusätzlich zu erfolgen hätte.

6.1.1 Methode von Yang

Für die ersten Tests des ANF wird der Aufsatz von Yang verwendet, da dieser einen scheinbar einfachen Algorithmus präsentiert hat, welcher ohne Matrixoperationen auskommt. Die Identifikation der Resonanzfrequenz erfolgt dabei über die Berechnung dreier Bandpässe, welche die Leistung im jeweiligen Frequenzbereich erfassen. Zur Erläuterung des Algorithmus dienen die Abbildungen 6.1 sowie 6.2.

Gleichung (6.2) zeigt einen Prototyp eines allgemeinen Bandpasses zweiter Ordnung. Die Bandpässe werden bei den Frequenzen $\omega_{\text{Res}} - \Delta\omega$, ω_{Res} sowie bei $\omega_{\text{Res}} + \Delta\omega$ berechnet. Die Tiefe der Bandpässe g_{BP} sei fest und wird während der Identifikation nicht verändert, die Breite $\Delta\omega_{\text{BP}}$ wird zu $\Delta\omega$ gesetzt, damit zwischen den Bandpässen keine Lücken im Leistungsdichtespektrum entstehen. Die Leistung $P_1[k]$ soll für die Beschreibung des Verfahrens jeweils der Leistung bei $\omega_{\text{Res}} - \Delta\omega$, $P_2[k]$ bei ω_{Res} und $P_3[k]$ bei $\omega_{\text{Res}} + \Delta\omega$ entsprechen.

$$\begin{aligned} G_{\text{BP}}(s) &= 1 - G_{\text{N}}(s) \\ G_{\text{BP}}(s) &= \frac{g_{\text{BP}} \Delta\omega_{\text{BP}} \omega_{\text{Res}} s}{s^2 + \Delta\omega_{\text{BP}} \omega_{\text{Res}} s + \omega_{\text{Res}}^2} \end{aligned} \quad (6.2)$$

Nach einer geeigneten Messdauer entscheidet der Schätzer, wo die Resonanzfrequenz wahrscheinlicher liegt und nimmt dabei an, dass diese bei höherer Leistung zu finden ist. Yang adaptiert die Schrittweite der Maximumssuche, indem er die Steigung zur vorhergehenden Iteration betrachtet. Ist diese betragsmäßig größer als eine benutzerdefinierte Schranke S_{lim} , so wird die Schrittweite vergrößert. Diese Hypothese stimmt jedoch nur, wenn sich der

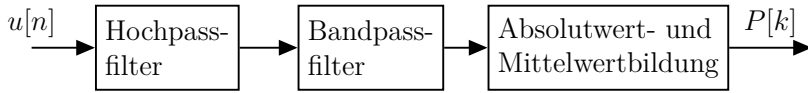


Abbildung 6.1: Signalflussplan der Vorverarbeitung für jede Frequenzstützstelle [72]

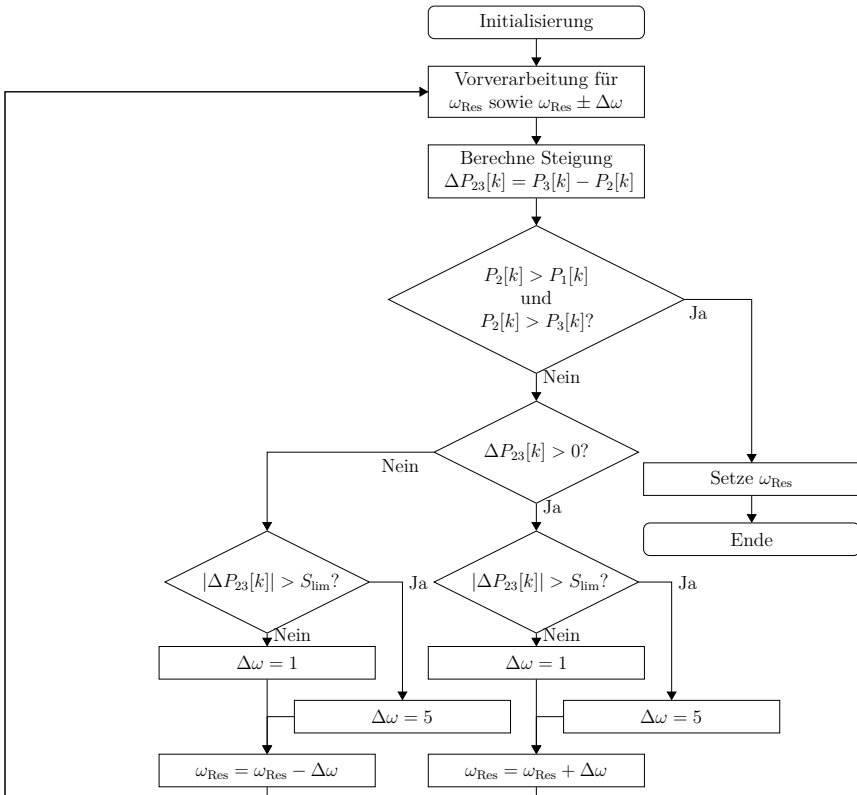


Abbildung 6.2: Ablaufplan des Yang-Algorithmus [72]

Startwert oberhalb der Resonanz und nicht unterhalb der Anti-Resonanz befindet. Durch einen geeigneten Startwert sei diese Einschränkung jedoch zunächst gegeben. Liegt das Maximum der Leistung in der Mitte der Bandpässe, wird das Suchintervall verringert, um eine höhere Genauigkeit zu erzielen.

Die Implementierung gliedert sich dabei in zwei Bereiche: einen „schnellen“ und einen „langsamen“ Bereich, da es sich um ein Multiratenfilter handelt. Im „schnellen“ Bereich wird folgendes ausgeführt:

- Berechne drei Bandpässe für ein neues Eingangssample. Um Drifts entgegenzuwirken, wird das Eingangssample zunächst hochpass gefiltert.
- Summiere die Ergebnisse der Bandpässe auf. Da ein Äquivalent zu einer Leistung gesucht wird, werden die Ausgänge der Bandpässe quadriert und danach aufsummiert.

Alle R Takte erfolgt die Berechnung des „langsamen“ Bereichs, in dem folgendes ausgeführt wird:

- Auslesen der Summen aus den Bandpässen und Leeren der Bandpasssummenfilter.
- Berechne die Steigungen zwischen unterem und mittlerem sowie mittlerem und oberem Bandpass.
- Entscheide auf Grundlage der Steigungen in geeigneter Weise, wo die neue Resonanzfrequenz wahrscheinlicher liegt.
- Berechne genau ein neues Bandpassfilter, wenn die neue Frequenz oberhalb oder unterhalb der bisherigen Grenzen liegt oder berechne alle drei Bandpassfilter neu, wenn die neue Resonanzfrequenz dazwischen liegt.

Nachdem N Daten aufgezeichnet worden sind, kann im „schnellen“ Bereich die Leistungsrechnung durchgeführt werden. Es liegen dann drei Leistungen $P_1[k], P_2[k]$ sowie $P_3[k]$ vor. Es wird dann zunächst die Steigung $\Delta P_{12}[k] = P_2[k] - P_1[k]$ sowie $\Delta P_{23}[k] = P_3[k] - P_2[k]$ gebildet. Ist folglich $\Delta P_{23}[k] < 0 \wedge \Delta P_{12}[k] > 0$, so liegt die Resonanzfrequenz zwischen den beiden Steigungen und es wird ein Intervallschachtelverfahren begonnen. Liegt dieser Fall nicht vor und ist $\Delta P_{23}[k] > 0$, wird die Resonanzfrequenz um $\Delta\omega$ erhöht, sonst um $\Delta\omega$ verringert. Wird eine neue Resonanzfrequenz berechnet, werden die Bandpassparameter neu berechnet und die nächste Iteration beginnt.

Bewertung des Verfahrens von Yang Die Suche nach einem Energiemaximum durch Intervallschachtelung beim Verfahren von Yang funktioniert in der Simulation bei glatten und wenig verrauschten Messsignalen zuverlässig. Für die Detektion mehrerer Maxima und bei stärker verrauschten Umgebungen ist das Verfahren von Yang jedoch nicht geeignet, da durch das Rauschen das zu untersuchende Leistungsdichtespektrum nicht mehr hinreichend glatt ist und daher der Algorithmus nicht zuverlässig funktioniert. Ferner wird für die Detektion mehrerer Maxima in einer Messung ein Verfahren gesucht, welches das Erstellen eines Periodogramm des gesamten Frequenzbereichs und die Identifikation von Resonanzfrequenzen trennt.

6.1.2 Scanning-Verfahren

Durch Kombination aus dem Algorithmus von Yang und Goertzel entsteht der Scanning-Algorithmus, der während dieser Arbeit entstanden ist und für die weiteren Schritte benutzt wird. Dabei wird mit einem Bandpass entsprechend Gleichung (6.1) die Leistung einer Frequenzstützstelle geschätzt und für den nächsten Schritt die Parameter des Bandpasses für eine neue Frequenz angepasst. Dies wird von f_{Start} bis f_{Ende} mit einer Schrittweite von $f_{\text{Iter}} = \Delta f$ durchgeführt und die jeweilige Leistung ($f_k/P[k]$) gespeichert. Die Erfassung und Verarbeitung der Abtastwerte erfolgt mit $f_s = f_{\text{op}} = 32 \text{ kHz}$. Zur Bestimmung der Leistung kann Gleichung (2.52) benutzt werden oder über N Werte gemittelt werden.

1. Wähle beispielsweise $f_{\text{Start}} = 800 \text{ Hz}$, $f_{\text{Ende}} = 300 \text{ Hz}$, $\Delta f = 10 \text{ Hz}$, $f_{\text{Iter}} = f_{\text{Start}}$
2. Verarbeite mit f_{op} :
 - a) Berechne den Bandpass für die aktuelle Frequenz (f_{Iter}).
 - b) Wenn der Bandpass N-mal berechnet worden ist, bestimme die Leistung über Gleichung (6.1).
 - c) Wähle die neue Frequenz zu $f_{\text{Iter}} = f_{\text{Start}} - \Delta f$.
 - d) Fahre fort, so lange $f_{\text{Iter}} > f_{\text{Ende}}$ ist.

Wenn die Abbruchbedingung erreicht ist, wurde ein Periodogramm über dem Frequenzstützstellenraster im Abstand von Δf aufgezeichnet.

6.1.3 Berechnungsmethodik Notch-Filter

Für die Differenzengleichung der Bandpassfilterung ergibt sich:

$$y[n] = BPF_k(u[n]) = \left({}^P_k b_0 u[n] + {}^P_k b_1 u[n-1] + {}^P_k b_2 u[n-2] \right) - \left({}^P_k a_1 y[n-1] + {}^P_k a_2 y[n-2] \right) \quad (6.3)$$

Dabei sind die Parameter ${}^P_k b_{0,1,2}$ sowie ${}^P_k a_{1,2}$ zeitvariant und ändern sich mit jeder Anpassung der Resonanzfrequenz. Dies wird durch den vorgestellten Index k repräsentiert. Das vorangestellte und hochgestellte P gibt dabei an, dass die Parameter Bandpassparameter sind. Da beim Verfahren von Yang drei Bandpässe pro Frequenzstützstelle berechnet werden, gibt es für jede 15 Bandpassparameter.

Wird ein Vektor \mathbf{x} definiert, welcher die Bandpassparameter beschreibt, so gilt:

$$\begin{aligned} \underline{x}_k &= ({}^P_k b_0, {}^P_k b_1, {}^P_k b_2, {}^P_k a_1, {}^P_k a_2) \\ \underline{u} &= (u[n], u[n-1], u[n-2])^T \\ \underline{y} &= (y[n-1], y[n-2])^T \\ BPF(\underline{u}, \underline{y}, \underline{x}_k) &= \underline{x}_k \begin{bmatrix} \underline{u} \\ -\underline{y} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.4)$$

Zur Berechnung der Bandpassparameter wird die bekannte Form des Bandsperreffilters (Notch-Filter) $G_N(s)$ benutzt und über die Transformation $G_{BP}(s) = 1 - G_N(s)$ berechnet. Zur Berechnung der Bandsperrrparameter wird die Resonanzkreisfrequenz ω_N , die absolute Bandsperbreite $\Delta\omega_N$, die Bandsperrtiefe g_N (normiert von 0 (keine Dämpfung) bis 1 (maximale Dämpfung)) sowie die Abtastzeit T benötigt. Abbildung 6.3 zeigt exemplarisch ein analoges Prototypen-Notch-Filter für die normierte Filterbreite von $\Delta\omega_N = 0,1$ und einer Mittenfrequenz von $\omega_N = 1,0 \text{ rad s}^{-1}$ für verschiedene Tiefen g_N .

Die Ableitung der diskreten Bandsperrrparameter erfolgt über die bilineare Transformation mit „Pre-Warping“, wenn für die analoge Prototypen-Bandsperrrübertragungsfunktion gilt:

$$\begin{aligned} G_N(s) &= \frac{s^2 + (1 - g_N) \Delta\omega_N \omega_N s + \omega_N^2}{s^2 + \Delta\omega_N \omega_N s + \omega_N^2} \\ z &= e^{sT} \quad \text{mit } s = j\omega \rightarrow s \approx \frac{2}{T} \frac{z - 1}{z + 1} \end{aligned} \quad (6.5)$$

Die Berechnung der Bands**perr**parameter ${}^S_k b_{0,1,2}$ sowie ${}^S_k a_{1,2}$ (${}^S_k a_0 = 1$) ergeben sich zu:

$$\begin{aligned}
 {}^S_k b_0 &= \frac{4 + (1 - g_N)2\Delta\omega_N T + (\omega_N T)^2}{4 + 2\Delta\omega_N T + (\omega_N T)^2} \\
 {}^S_k b_1 &= \frac{2(\omega_N T)^2 - 8}{4 + 2\Delta\omega_N T + (\omega_N T)^2} \\
 {}^S_k b_2 &= \frac{4 - (1 - g_N)2\Delta\omega_N T + (\omega_N T)^2}{4 + 2\Delta\omega_N T + (\omega_N T)^2} \\
 {}^S_k a_1 &= \frac{2(\omega_N T)^2 - 8}{4 + 2\Delta\omega_N T + (\omega_N T)^2} \\
 {}^S_k a_2 &= \frac{4 - 2\Delta\omega_N T + (\omega_N T)^2}{4 + 2\Delta\omega_N T + (\omega_N T)^2}
 \end{aligned} \tag{6.6}$$

Die Bands**pass**parameter ergeben sich entsprechend der Transformation zu:

$$\begin{aligned}
 {}^P_k b_0 &= {}^S_k a_0 - {}^S_k b_0 & {}^P_k a_0 &= {}^S_k a_0 = 1 \\
 {}^P_k b_1 &= {}^S_k a_1 - {}^S_k b_1 = 0 & {}^P_k a_1 &= {}^S_k a_1 \\
 {}^P_k b_2 &= {}^S_k a_2 - {}^S_k b_2 & {}^P_k a_2 &= {}^S_k a_2
 \end{aligned} \tag{6.7}$$

Da die Parameter Mittenfrequenz, Filterbreite sowie Filtertiefe im analogen Frequenzbereich spezifiziert werden, müssen diese über „Pre-Warping“ vorverzerrt werden, damit die Filter auch im digitalen Frequenzbereich den gewünschten Effekt haben. Dabei sei ω die analoge Kreisfrequenz und Ω die digitale Entsprechung dazu. Wird dann $\Omega_{\text{Res}} = \omega_N$ gesetzt, muss das analoge Filter bei ω_N' dimensioniert werden. Dann gilt mit der Abtastzeit T_s [43]:

$$\begin{aligned}
 \Omega &= 2 \arctan \left(\frac{\omega T_s}{2} \right) \\
 \omega_N' &= \frac{2}{T_s} \tan \left(\frac{\Omega_{\text{Res}}}{2} \right)
 \end{aligned} \tag{6.8}$$

Da neben den neuen Bands**pass**en im späteren Betrieb auch die Bands**perr**parameter des eigentlichen Bands**perr**filters zu berechnen sind, werden zunächst immer die Bands**perr**parameter neu berechnet und anschließend transformiert.

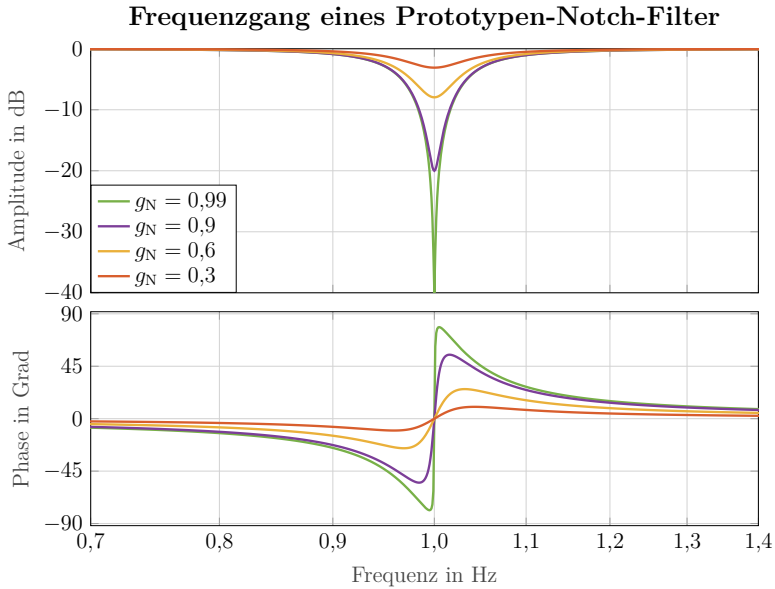


Abbildung 6.3: Frequenz eines Prototyp-Notch-Filters mit normierter Filterbreite $\Delta\omega_N = 0,1$ und Mittenfrequenz $\omega_N = 1,0 \text{ rad s}^{-1}$.

6.2 Detektion mehrerer Maxima in einer Messung

Es wird ein Algorithmus benötigt, der möglichst zeiteffizient und mit den gegebenen Ressourcen in der Lage ist, mehrere Maxima in einem gemessenen Periodogramm zu detektieren. Dabei muss berücksichtigt werden, dass auch Maxima relevant sind, die absolut betrachtet nicht groß sind, jedoch „in einer signifikanten Umgebung“ eine Überhöhung darstellen. Wird ein Tupel $(f_k/P[k])$ gemessen, so wird folgendes benötigt:

- Berechne ein Maß für das Leistungsniveau der Umgebung
 $[f_k - \Delta f_{\text{NB}}/2, f_k + \Delta f_{\text{NB}}/2]$, zum Beispiel über einen Tiefpassfilter. Um die Verzögerung durch einen Tiefpass (TP) auszugleichen, werden die Tupel jeweils über einen Ringspeicher korrekt verzögert.
- Berechne das Verhältnis des aktuellen Tupels zur Umgebung

$$P_{\text{Rel}}[k] = \frac{P[k]}{P_{\text{NB}}[k]}$$

- Bestimme aus $P_{\text{Rel}}[k], P_{\text{Rel}}[k-1]$ sowie $P_{\text{Rel}}[k-2]$ ein lokales Maximum und lege dieses als Kandidat für ein Maximum in einem Speicher ab. Behalte dabei immer die größten L Maxima im Speicher.

6.2.1 Berechnung des relativen Maximums

Beispielhaft kann das Tiefpassfilter zum Bestimmen der Leistung in der Umgebung zur jeweiligen Frequenzstützstelle über ein gleitendes Mittelwertfilter erfolgen. Dann ergibt sich für die relative Leistung $P_{\text{Rel}}[k]$:

$$\begin{aligned} P_{\text{Rel}}[k] &= \frac{P[k - \frac{M}{2}]}{P_{\text{NB}}[k]} \\ P_{\text{NB}}[k] &= \frac{1}{M} (w[k] - w[k - M]) \\ w[k] &= \sum_0^k P[k] \end{aligned} \tag{6.9}$$

Wird dabei angenommen, dass das Frequenzstützstellenraster mit konstantem Abstand Δf berechnet worden ist, ergibt sich:

$$M = \frac{\Delta f_{\text{NB}}}{\Delta f} \tag{6.10}$$

In dieser Arbeit ist M typischerweise 32, was zu einer Nachbarschaft von $\Delta f_{\text{NB}} = 160$ Hz führt. Dieser Wert wurde empirisch ermittelt und hat bei den nachfolgenden Messreihen die zuverlässigsten Ergebnisse geliefert. Ein geringer Wert Δf_{NB} führt zur Detektion von mehr Maxima, da die Umgebung geringer wird. Wird Δf_{NB} größer gewählt, werden mehr potentielle Maxima verworfen. Die Wahl 32 führt in der Implementierung zu einem Schieben der Daten um 5 Bit, welches im Prozessor sehr gut umsetzbar ist.

Um an der Stelle $P_{\text{Rel}}[k-1]$ ein Maximum zu detektieren, wird die notwendige Maximumsbedingung für jedes k ausgewertet:

$$P_{\text{Rel}}[k-2] < P_{\text{Rel}}[k-1] \wedge P_{\text{Rel}}[k-1] > P_{\text{Rel}}[k] \tag{6.11}$$

Durch Erfüllung der notwendigen Maximumsbedingung werden die Tupel $(f[k-1]/P_{\text{Rel}}[k-1])$ und die benachbarten Tupeln $(f[k]/P_{\text{Rel}}[k])$ sowie $(f[k-2]/P_{\text{Rel}}[k-2])$ in einem Speicher für eine spätere Nachbearbeitung gespeichert. Das Tupel $(f[k-1]/P_{\text{Rel}}[k-1])$ ist dabei lediglich ein Kandidat für ein Maximum, da im nächsten Schritt noch zu klären ist, ob es für diese Anwendung auch hinreichend ist.

6.2.2 Nachverarbeitung der Messdaten

Nachdem die Messung abgeschlossen und alle Maximumskandidaten erfasst worden sind, erfolgt die Nachverarbeitung. Folgendes ist noch zu erledigen:

1. Die gefundenen Kandidaten liegen nicht zwangsweise mit monoton steigender oder fallender Frequenz im Speicher. Daher sind die Kandidaten geeignet zu sortieren. In dieser Arbeit hat sich das Insertion-Sort-Verfahren als geeignet herausgestellt, da es pro Verarbeitungsschritt genau einen Messwert sortiert und es damit nicht zu Laufzeitproblemen kommen kann.
2. Gefundene Kandidaten können dicht nebeneinander liegen und damit durch einen Notch-Filter gedämpft werden. Es ist daher zweckmäßig, alle Kandidaten innerhalb einer Region von Δf_{MD} zusammenzufassen. Im einfachsten Fall wird lediglich das größte Maximum innerhalb dieser Region verwertet und die übrigen verworfen.
3. Entferne alle Maxima, die unterhalb eines Schwellwerts ϵ liegen.
4. Die Frequenzauflösung kann durch eine Parabelinterpolation erhöht werden.

Abschließend liegen mehrere Maxima in einem Speicher bereit, die für die Auslegung eines Notch-Filters geeignet erscheinen.

Um die Frequenzauflösung zu erhöhen, kann eine Parabelapproximation genutzt werden:

$$\hat{P}(f) = af^2 + bf + c \quad (6.12)$$

Gesucht ist dabei das Maximum aus Gleichung (6.12). Unter der Annahme, dass $\Delta f = \text{const}$ gilt, ergibt sich:

$$\hat{f}_{\text{Max}} = f_{k-1} + 0.5\Delta f \cdot \frac{P_{\text{Rel}}[k-2] - P_{\text{Rel}}[k]}{2P_{\text{Rel}}[k-1] - P_{\text{Rel}}[k] - P_{\text{Rel}}[k-2]} \quad (6.13)$$

6.3 Identifikation der Notch-Filtertiefe sowie -breite

Die Tiefe des Notch-Filters ergibt sich direkt aus der relativen Leistung im Punkt des Maximums $P_{\text{Rel}}[k-1]$, da die Leistung als Überhöhung zur Umgebung definiert ist. Daher ergibt sich:

$$\begin{aligned} P[\hat{f}_{\text{Max}}] &\stackrel{!}{=} 1 \\ 1 - g_N &= \frac{P[\hat{f}_{\text{Max}}]}{P_{\text{Rel}}[k-1]} \\ g_N &= 1 - \frac{1}{P_{\text{Rel}}[k-1]} \end{aligned} \quad (6.14)$$

Die Breite des Notch-Filters soll möglichst die gesamte Überhöhung zur Umgebung dämpfen. Um für dieses Ziel einen möglichst einfach zu implementierenden Algorithmus zu entwickeln, sollen die Frequenzstützstellen links $\hat{y}_l(x)$ und rechts $\hat{y}_r(x)$ vom gefundenen Maximum durch jeweils ein Polynom approximiert werden. Abbildung 6.4 veranschaulicht diesen Ansatz. Die Notch-Filterbreite $\Delta\omega_N$ ergibt sich aus dem Abstand der Schnittpunkte der jeweiligen Polynome x_l sowie x_r mit dem Wert 1. In der Leistungsbetrachtung steht der Wert 1 dafür, dass es keine Überhöhung mehr gibt. Für die Herleitung sei das Maximum im Punkt $(x_P/P(x_P))$ bestimmt worden und daher bekannt.

$$\begin{aligned} \hat{y}_l(x) &= \sum_{n=0}^N p_{n,l} x^n & \hat{y}_l(x_l) &= 1 \\ \hat{y}_r(x) &= \sum_{n=0}^N p_{n,r} x^n & \hat{y}_r(x_r) &= 1 \\ \Delta\omega_N &= |x_l - x_r| \end{aligned} \quad (6.15)$$

Zur Lösung dieses Ansatzes ist die Ordnung des Polynoms N geeignet zu wählen und die Koeffizienten $p_{n,[l,r]}$ geeignet zu identifizieren. Damit die Polynome nicht überschwingen und die Rechenleistung minimiert wird, soll $N = 1$ gewählt werden, was zu einem Ausgleichsgeradenproblem führt. Dann ergibt sich:

$$\begin{aligned} x_l &= \frac{1 - P(x_P)}{p_{1,l}} + p_{1,l} x_P \\ x_r &= \frac{1 - P(x_P)}{p_{1,r}} + p_{1,r} x_P \end{aligned} \quad (6.16)$$

$$\begin{aligned} \Delta\omega_N &= \left| \frac{1 - P(x_P)}{p_{1,l}} - \frac{1 - P(x_P)}{p_{1,r}} \right| \\ \Delta\omega_N &= \left| \frac{(p_{1,l} - p_{1,r})(P(x_P) - 1)}{p_{1,l} p_{1,r}} \right| \end{aligned} \quad (6.17)$$

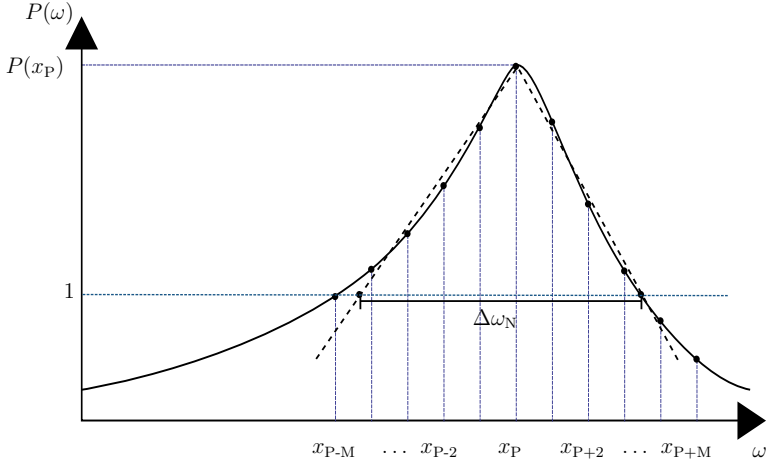


Abbildung 6.4: Skizze zum Bestimmen der Notch-Filterbreite

Da das Maximum rechts vom Polynom für die linke Seite liegt, muss die Steigung $p_{1,l} \geq 0$ und entsprechend $p_{1,r} \leq 0$ gelten. Daraus folgt:

$$\Delta\omega_N = \frac{(p_{1,l} - p_{1,r})(P(x_P) - 1)}{|p_{1,l} p_{1,r}|} \quad (6.18)$$

Gleichung (6.18) ist auf einem Signalprozessor einfach umsetzbar, da es nur eine echte Division beinhaltet. Der nächste Abschnitt beschäftigt sich mit der Identifikation der benötigten Steigungen $p_{1,l}$ und $p_{1,r}$.

Identifikation der Polynomkoeffizienten Zur Identifikation der gesuchten Parameter kann ein lineares Ausgleichsproblem aufgestellt werden:

$$\begin{aligned} \underline{b} &= \underline{\mathbf{A}} \underline{x} \\ \underline{x} &= (\underline{\mathbf{A}}^T \underline{\mathbf{A}})^{-1} \underline{\mathbf{A}}^T \underline{b} \end{aligned} \quad (6.19)$$

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{A}}^T &= \begin{bmatrix} x_{k-M} & x_{k-M+1} & \dots & x_{k-2} & x_{k-1} \\ 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \end{bmatrix} \\ \underline{x} &= \begin{bmatrix} p_{1,l} \\ p_{0,l} \end{bmatrix} \\ \underline{b}^T &= [P_{P-M} \quad P_{P-M+1} \quad \dots \quad P_{P-2} \quad P_{P-1}] \end{aligned} \quad (6.20)$$

Der Parameter $p_{1,l}$ entspricht dann einer optimalen Lösung im Sinne der Minimierung des quadratischen Fehlers, wenn M Punkte links vom Maximum betrachtet werden. Wird l durch r ersetzt, gilt obiges Problem analog für die rechte Seite vom Maximum. Die Indizes x_{P-M} sind durch $x_{P+1} \dots x_{P+M}$ zu ersetzen. Da die gesuchten Maxima typischerweise schwach gedämpft sind, kann M empirisch abgeschätzt werden:

$$M \approx \frac{50 \text{ Hz}}{\Delta f} \quad (6.21)$$

Ein üblicher Wert für Δf sind 10 Hz. Daraus ergibt sich $M \approx 5$ und dadurch eine Größe von $\mathbb{R}^{5 \times 2}$ für die Matrix \mathbf{A} und dementsprechend Speicher im Signalprozessor.

Ein weiterer Ansatz besteht darin, die Steigung benachbarter Punkte zu mitteln und dadurch eine Abschätzung der gesuchten Steigung zu gewinnen. Für $M > 2$ gilt:

$$\begin{aligned} \bar{p}_{1,l} &= \frac{1}{2\Delta f(M-2)} \sum_{k=-M+1}^{-2} m_{1,r}^*(k) \\ \bar{p}_{1,r} &= \frac{1}{2\Delta f(M-2)} \sum_{k=0}^{M-2} m_{1,r}^*(k) \end{aligned} \quad (6.22)$$

$$m_{1,r}^*(k) = P(x_{P+k+2}) - P(x_{P+k}) \quad (6.23)$$

$\bar{p}_{1,l}$ und $\bar{p}_{1,r}$ führen durch Einsetzen in Gleichung (6.18) zum gewünschten Ergebnis.

Da die Steigungen $m_l^*(k)$ und $m_r^*(k)$ vorab einzeln berechnet werden, können diese auf Plausibilität geprüft werden. Alle Steigungen für $m_l^*(k)$ müssen dabei positiv und die Steigungen für $m_r^*(k)$ entsprechend negativ sein. Ausreißer können daher vorab aussortiert werden.

Für den Fall, das keine Ausreißer vorhanden sind, kann Gleichung (6.22) folgendermaßen umgeformt werden:

$$\begin{aligned} \bar{p}_{1,l} &= \frac{P(x_P) - P(x_{P-M+1})}{2\Delta f(M-2)} \\ \bar{p}_{1,r} &= \frac{P(x_{P+M}) - P(x_P)}{2\Delta f(M-2)} \end{aligned} \quad (6.24)$$

6.4 Simulation

Simuliert wird die Schätzung des Leistungsdichtespektrums auf der Zielplattform über ein Multisinus-Signal. Das Multisinus-Signal wird in der Software erzeugt und additiv auf die Messgröße gegeben. Dadurch kann zunächst verglichen werden, ob die bekannte Leistung

eines Multisinus-Signals korrekt geschätzt werden kann. Basierend auf dem aufgezeichneten Leistungsdichtespektrum werden alle möglichen Peaks detektiert und gekennzeichnet. Für ein Multisinus-Signal gilt:

$$y(t) = \sum_{k=1}^3 (A_k \cdot \sin(2\pi f_k t)) \quad (6.25)$$

Die gemessene Leistung eines Sinussignals wird wie folgt berechnet:

$$P = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T u^2(t) dt} \quad (6.26)$$

Mit $u(t) = A \sin(2\pi f t)$ ergibt sich:

$$\begin{aligned} P &= \frac{A}{T} \sqrt{\int_T \sin^2(2\pi f t) dt} \\ P &= \frac{A}{T\sqrt{2}} \sqrt{\int_T 1 - \cos(2 \cdot 2\pi f t) dt} \\ P &= \frac{A}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (6.27)$$

Für die Simulation werden die Daten mit einer Abtastrate von $f_s = 4 \text{ kHz}$ eingetastet und die Abtastwerte mit der Berechnungsvorschrift aus Gleichung (6.1) sowie Gleichung (6.9) über $N = 600$ Werte verarbeitet. Der Algorithmus wird dabei während des normalen Regelungsprozesses auf dem Zielsystem ausgeführt und muss daher die maximale Laufzeit des Regelungsprozess einhalten (31,25 μs).

Abbildung 6.5 stellt das gemessene Ergebnis dar. Die drei Sinus-Signale bei den Frequenzen $f_1 = 500 \text{ Hz}$, $f_2 = 600 \text{ Hz}$ und bei $f_3 = 530 \text{ Hz}$ sind im Leistungsdichtespektrum von Abbildung 6.5 deutlich zu sehen. Durch Anwendung von Gleichung (6.9) entsteht Abbildung 6.6. Über ein gleitendes Mittelwertfilter der Länge $M = 32$ wird eine Nachbarschaft definiert, aus dessen Verhältnis sich $P_{\text{Rel}}[k]$ ergibt. Die Frequenzen f_1 sowie f_2 werden als Peaks erkannt, der Peak bei f_3 wird durch den geringen Frequenzabstand $|f_3 - f_1| < \Delta f_{\text{NB}}$ und der Unterschreitung der Mindesttiefe nicht detektiert. Die theoretischen Werte aus Tabelle 6.1 stimmen mit den gemessenen Werten gut überein. Somit konnte nachgewiesen werden, dass die Berechnung eines Leistungsspektrums korrekte Ergebnisse liefert.

Tabelle 6.1: Simulationsergebnisse mit Multisinus auf Zielplattform

$f_k [\text{Hz}]$	500	530	600
P_{Theorie}	94,28	23,58	47,14
P_{Sim}	99,31	—	46,38

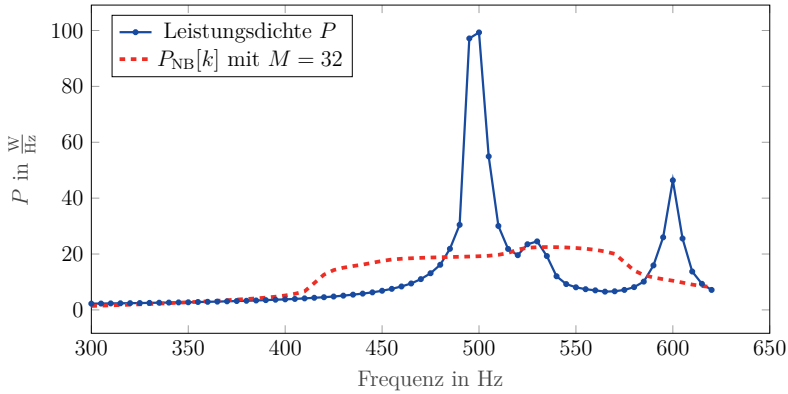


Abbildung 6.5: Simulierte Schätzung des Leistungsdichtespektrums mit einem synthetischen Multisinus und dazugehörigen Tiefpassfilter mit Länge $M = 32$.

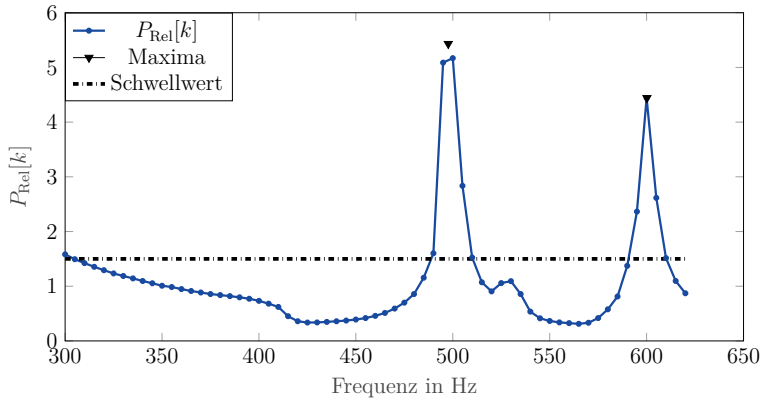


Abbildung 6.6: Simulierte Maximumserkennung für das Leistungsdichtespektrum aus Abbildung 6.5. Die erkannten Maxima werden mit Dreiecken gezeigt, der Schwellwert, der mindestens erreicht werden muss, ist gestrichelt eingezeichnet.

6.5 Validierung am Teststand

Ein weiterer Test erfolgt an einem dafür entwickelten Teststand, bei dem ein ZMS mit definierter realer und bekannter Resonanzfrequenz vorhanden ist. Das Ziel dieses Versuchs besteht daher darin, die bekannte Resonanzfrequenz durch das entwickelte Verfahren erfolgreich identifizieren zu können und in einem weiteren Schritt automatisiert einen passenden Notch-Filter zum Dämpfen der Resonanz zu parametrieren. Im nächsten Kapitel wird dann der Algorithmus auf einer Werkzeugmaschine mit realen Werkstücken getestet. Dabei werden weitere Resonanzfrequenzen erwartet, die mit dem Algorithmus gleichzeitig detektiert werden können.

Zur Schätzung des Leistungsdichtespektrums wird der Motor mit einer konstanten Drehzahl bewegt und dazu additiv eine PRBS-Anregung auf das Drehzahlsollwertsignal gegeben. Nach dem Start der Identifikation wird ein Bandpassfilter von f_{Start} bis f_{End} iterativ ausgelegt und für jede Frequenzstützstelle über eine Länge von $N = 600$ Abtastwerte die mittlere Leistung geschätzt. Basierend auf dem so gewonnenen Leistungsdichtespektrum wird ein Notch-Filter ausgelegt und auf die Regelstrecke gegeben. Zusätzlich wird zur Visualisierung das Drehzahlistwertsignal mit $f_s = 4\text{ kHz}$ aufgezeichnet und in MATLAB ausgewertet. Die Aufzeichnung wird dabei in mehrere Segmente unterteilt und für jedes Segment eine FFT berechnet. Abbildung 6.7 zeigt den Betrag des Leistungsdichtespektrums des Drehzahlistwertsignals und stellt dabei auf der einen Achse die Zeit in Sekunden und auf der anderen (logarithmischen) Achse die Frequenz dar. Bei einer Messdauer von 4 s ergeben sich $L = 109$ Segmente der Länge $N = 600$. Die Z-Achse entspricht der Amplitude in dB in linearer Skala. Die Startfrequenz liegt bei $f_{\text{Start}} = 700\text{ Hz}$ bei einer Schrittweite von $\Delta f = 10\text{ Hz}$.

Die Resonanz bei etwa $f_{\text{Res}} = 570\text{ Hz}$ ist zu Beginn der Aufzeichnung deutlich zu sehen. Nach etwa $t = 1,8\text{ s}$ wird die Notch-Filtertiefe angepasst, sodass bei $t \approx 2\text{ s}$ die Resonanz vollständig gedämpft wird. Die Resonanz am Teststand ist ab dann nicht mehr zu hören.

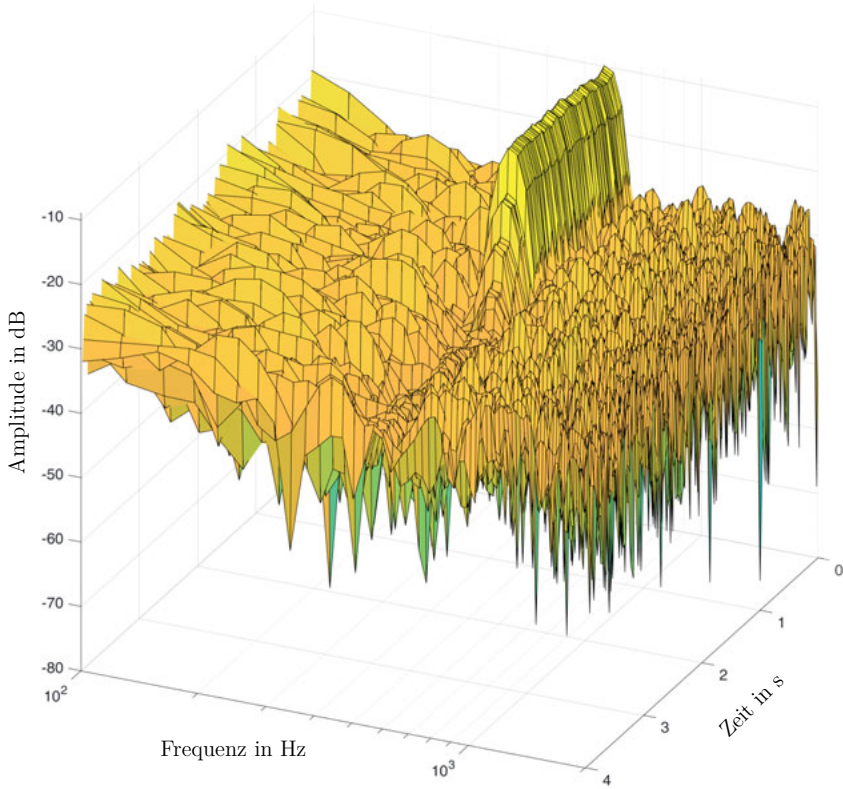


Abbildung 6.7: Blockweise FFT des Ausgangssignal (Betrag).

7 VALIDIERUNG DES GESAMTSYSTEMS AN MASCHINEN

Dieses Kapitel beschreibt die Anwendung der vorgestellten Konzepte und Algorithmen auf einer produktiv eingesetzten Werkzeugmaschine mit Rundachsen. Die Werkstücke können in ein Spannsystem automatisiert eingesetzt werden, um so verschiedene Werkstücke auf der gleichen Maschine ohne Bedienereingriff fertigen zu können. Da der Werkzeugmaschine die Geometrie und Materialeigenschaften des Werkstücks nicht bekannt sind, muss die Regelung an die veränderten Streckeneigenschaften angepasst werden, um die Regelgüte nicht zu verschlechtern. Dies kann durch die Anwendung adaptiver Notch-Filter erzielt werden.

Nachfolgend wird zunächst die Werkzeugmaschine und die eingesetzten Messsysteme beschrieben. Die bereits simulierten und auf dem Zielsystem entwickelten Algorithmen werden auch in diesem Kapitel unter Echtzeitanforderungen benutzt. Dabei spielt weiterhin eine begrenzte Speicherkapazität und Rechenzeit auf dem Zielsystem eine wichtige Rolle. Es werden Messungen an zwei Baureihen durchgeführt, auf denen unterschiedliche Spannsysteme eingesetzt werden. An der ersten Maschine wird die Identifikation der Rotationsträgheit an unterschiedlichen Werkstückaufbauten validiert. Da die Rotationssteifigkeit beim ersten Spannsystem jedoch sehr gut ausgeprägt ist, werden die weiteren Messungen an einer zweiten Baureihe mit anderem Spannsystem ausgeführt, dessen Spannsystem konstruktiv bedingt zu geringeren Rotationssteifigkeiten führt und dadurch die Resonanzfrequenzen der ZMS stärker ausgeprägt sind.

7.1 Messsystem / Maschine

Die beiden Maschinen sind fünfachsig CNC-Werkzeugmaschinen mit Direktantriebstechnik, ähnlich wie in Abbildung 7.1 und Abbildung 7.2. Die Messungen werden auf der C-Achse durchgeführt, welche als Drehachse um die Z-Achse ausgeführt ist, da diese endlos drehbar ist und daher auch der offene Kreis betrachtet werden kann. Als Motor kommt ein hochpoliger

Torque-Motor und als Positionsmessgerät ein hochauflösender Drehgeber zum Einsatz. Die Geschwindigkeit wird aus dem Positionsmessgerät auf dem Frequenzumrichter (Zielsystem) bestimmt.

Der Frequenzumrichter wird mit Sollwerten aus einer übergeordneten CNC-Steuerung versorgt und treibt den Motor an. Die Leistungsklasse des Frequenzumrichters beträgt etwa 5 kW. Auf dem Zielsystem wird eine Kaskadenregelung für Strom, Drehzahl und Position eingesetzt, die mit 32 kHz betrieben wird.

Ein typisches Werkstück für eine fünfachsigige Bearbeitung ist ein Impeller, der zum Beispiel in Turboladern eingebaut wird. Dieser ist beispielhaft in Abbildung 7.2 dargestellt. Die beiden eingesetzten Maschinen nutzen unterschiedliche Spannsysteme für Werkstücke. Bei beiden Spannsystemen wird ein industrietaugliches pneumatisches Spannsystem mit Zapfen eingesetzt. Bei der ersten Maschine, die zur Identifikation der Rotationsträgheit benutzt wird, kommt ein Spannsystem mit vier Zapfen zum Einsatz, wohingegen bei der zweiten Maschine nur ein Zapfen verwendet wird. Durch die Verwendung von vier Zapfen bei größerem Radius wird die Rotationssteifigkeit signifikant erhöht, sodass die sich ausbildenden ZMS keine signifikanten Resonanzfrequenzen bilden. Die Wahl der Spannsysteme ist von der eingesetzten Maschinengröße und den damit möglichen Werkstückabmessungen abhängig, wobei beide System weltweit zum Einsatz kommen.



Abbildung 7.1: Portalfräsmaschine mit Dreh- und Schwenkeinheit [15].

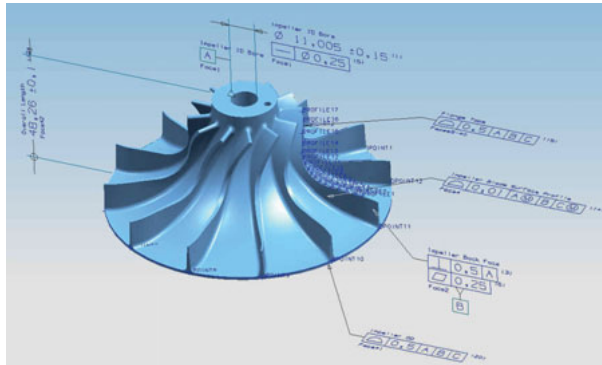


Abbildung 7.2: Ein Impeller ist ein typisches Werkstück für eine fünfsichtige Simultanbearbeitung und wird zum Beispiel bei Turboladern eingesetzt [57].

7.2 Messkonzept

Zunächst wird je Maschine und Werkstück eine Bestandsaufnahme durchgeführt. Dazu werden die Übertragungsfunktionen der Regelstrecke sowie des geschlossenen Drehzahlregelkreises mit einer PRBS-Anregung aufgezeichnet. Anschließend werden für jede Maschine das Relay-Feedback-Experiment als auch das selbst entwickelte Scanning-Verfahren vorgestellt. Die Tabellen 7.1 und 7.2 stellen die wesentlichen Merkmale beider Identifikationsverfahren gegenüber.

Durch das Relay-Feedback-Experiment wird auf die Rotationsträgheit des Werkstücks geschlossen, auf dessen Grundlage die Identifikation eines parametrischen Modells über eine Nelder-Mead-Optimierung durchgeführt wird. Durch die Messung der Regelstrecke im offenen Kreis kann eine erwartungstreue Identifikation der Resonanzfrequenz erzielt werden. Jedoch ist dieses Verfahren nicht für endlagenbeschränkte sowie schwerkraftbehaftete Achsen einsetzbar, sodass je nach Maschinenaufbau unter Umständen nur die C-Achse mit diesem Verfahren identifiziert werden kann.

Beim Scanning-Verfahren wird im unveränderten Regelkreis ein Leistungsdichtespektrum des Drehzahlwertes über eine Sinusanregung bestimmt. Mit diesem Leistungsdichtespektrum können mehrere Resonanzfrequenzen identifiziert und für jede Resonanzfrequenz automatisiert die Parameter der Notch-Filter bestimmt werden. Da das Scanning-Verfahren im unveränderten Regelkreis betrieben wird, ist es universell einsetzbar. Da die Messung im geschlossenen Kreis erfolgt, hat dies Einfluss auf die Identifikation der Resonanzfrequenz des ZMS. Dieser Umstand wird im Anhang unter Kapitel B untersucht.

Tabelle 7.1: Vergleich zwischen Relay-Feedback-Experiment und Scanning-Verfahren.

Merkmal	Relay-Feedback-Experiment	Scanning-Verfahren
Ziel	Identifikation der Trägheit	Schätzen eines Leistungsdichtespektrums
Drehzahlregler	wird durch Zweipunktregler ersetzt	bleibt unverändert
Messung im	möglich	gegeben
Echtzeitfähigkeit	Endlagen- oder schwerkraftbeschränkte Achsen	keine, das System bleibt unverändert
Beschränkung		

Tabelle 7.2: Vergleich zwischen Nelder-Mead-Optimierung und Scanning-Verfahren.

Merkmal	Nelder-Mead-Optimierung	Scanning-Verfahren
Ziel	Identifikation einer Übertragungsfunktion	Identifikation von Resonanzfrequenzen
Basiert auf	Streckenmessung	Scanning-Verfahren
Messung im	offenen Kreis	geschlossenen Drehzahlregelkreis
Echtzeitfähigkeit	? ^a	gegeben
Wird ausgeführt auf:	Offline mit MATLAB	Online auf dem Umrichter
Resonanzfrequenz ω_{Res}	Erwartungstreue Schätzung	Schätzung fehlerbehaftet
Anzahl ω_{Res}	Fest an Modellordnung gekoppelt	nicht beschränkt

^aWäre gesondert nachzuweisen, auf Grund aufwendiger Algorithmen mit hoher interner Wortbreite nicht ohne weiteres zu realisieren

Diese Arbeit zeigt beispielhaft die Identifikation an einer endlos drehbaren C-Achse, sodass beide Verfahren verglichen werden können. Da jedoch alle Maschinenachsen mit dem gleichen Verfahren identifizierbar sein sollen, da diese mit der gleichen Software betrieben werden, wird ein universell einsetzbares Verfahren benötigt. Daraus ergibt sich zusammenfassend folgender Messablauf:

1. Streckenmessung mittels PRBS-Anregung zur Identifikation der Streckencharakteristik.
2. Messung der Übertragungsfunktion des geschlossenen Drehzahlregelkreises mittels PRBS-Anregung.
3. Identifikation der Rotationsträgheit bei verschiedenen Werkstückaufbauten über das Relay-Feedback-Experiment.
4. Automatische Identifikation und Parametrierung adaptiver Notch-Filter zur Resonanzfrequenzunterdrückung.
5. Messung der Lageabweichung im Zeitbereich im geschlossenen realen System.

7.2.1 PRBS-Anregung zur Frequenzgangsmessung

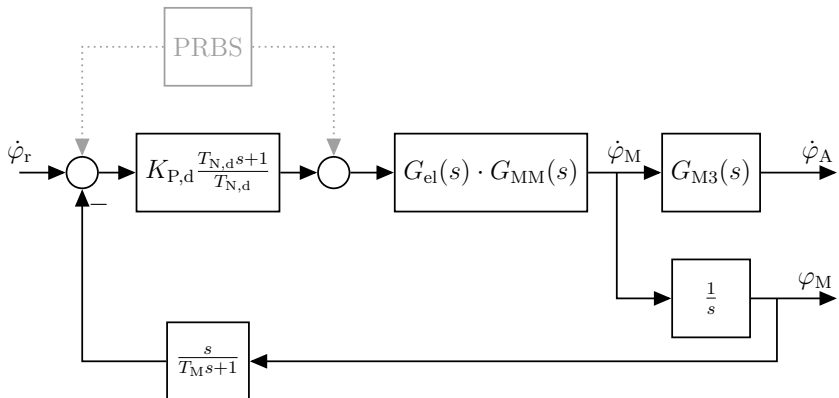


Abbildung 7.3: Signalflussplan des drehzahlgeregelten Systems mit PRBS Anregung zur Aufzeichnung des Frequenzgangs von Regelstrecke bzw. Drehzahlregelkreis.

Der Frequenzgang der Regelstrecke oder des geschlossenen Drehzahlregelkreises wird durch eine PRBS-Anregung im Frequenzbereich durchgeführt. Dabei wird die zu vermessende

Achse mit einer konstanten Drehzahl verfahren und additiv die Anregung zugeschaltet. Beim Messen des Frequenzgangs der Strecke wird das Signal auf den Stromsollwert zugeschaltet und die Istdrehzahl des offenen Kreises gemessen. Wird der geschlossene Drehzahlregelkreis gemessen, erfolgt das Addieren der Anregung auf den Drehzahlsollwert. Dies wird in Abbildung 7.3 dargestellt. Dabei wird die PRBS-Anregung über ein rückgekoppeltes Schieberegister mit 20 Bit generiert. Dadurch wiederholt sich das pseudozufällige Signal nach $2^{20} - 1$ Takten, was bei einer Reglertaktfrequenz von 32 kHz etwa 32,7 s entspricht. Für die Messung reicht dies aus.

7.2.2 Relay-Feedback-Experiment

Bei dieser Messung wird der Drehzahlregler in Abbildung 7.3 entsprechend der Beschreibung des Relay-Feedback-Experiments aus Abschnitt 5.1 durch einen Zweipunktregler mit Hysterese ersetzt. Die Regelstrecke von Sollstrom zu Istdrehzahl bleibt erhalten. Mit dieser Messung kann auf die Rotationsträgheit des Systems geschlossen werden. Der Regler stellt einen konstanten Strom und kehrt das Vorzeichen des Stroms um, sobald die Istdrehzahl eine positive Schranke durchfahren hat. Unterschreitet die Istdrehzahl dann wiederum die negative Schranke, so kehrt sich das Vorzeichen wieder ins Positive.

Beim Zweipunktregler wird der symmetrische Ausgangswert sowie die Hysterese parametrisiert. Aufbauend auf den Arbeiten von [25] wird in dieser Arbeit eine additive Solldrehzahl zugeschaltet. Dadurch können unterschiedliche Arbeitspunkte durchfahren werden, die auch im späteren Serienbetrieb auftreten. Durch diesen Versuch soll untersucht werden, ob dieses Experiment zum Bestimmen der Rotationsträgheit geeignet ist und ob ein Parametersatz existiert, mit dem das Bestimmen am geeignetsten funktioniert.

Auswertungsmethode Entsprechend [25] wird zunächst davon ausgegangen, dass es sich beim mechanischen Modell um einen EMS handelt. Dann besteht die Mechanik aus einer beschleunigten trägen Masse mit Coulombscher und viskoser Reibung entsprechend Gleichung (5.2). Über einen Least-Squares-Ansatz sollen die Rotationsträgheit und Reibparameter wie folgt bestimmt werden:

1. Bestimmen des Phasenverzugs zwischen abgeleitetem Drehzahlsignal und Eingangsstrom.
 - a) Ableiten der gemessenen Drehzahl und anschließender Vorfilterung.
 - b) Kreuzkorrelation zwischen Drehzahableitung und Strom und Kompensation eines Zeitversatzes.

2. Lösen der Least-Squares-Gleichung entsprechend Modell aus Gleichung (5.2) und Bestimmen der Parameter aus der Lösung.
3. Bestimmen eines skalaren Fehlermaßes zur Bestimmung der Güte der Modellparameter entsprechend Gleichung (7.1).

Die Abweichung zwischen identifiziertem Modell und Messung wird mit einem skalaren Fehlermaß wie folgt bestimmt:

$$\begin{aligned}
 x[n] &= M_{\text{Mi}}[n], \quad \text{wenn} : M_{\text{Mi}} \neq 0 \wedge M_{\text{Mi}} \neq \text{NaN} \wedge M_{\text{Mi}} \neq \pm\infty \\
 M_{\text{Mi}}^{\text{MS}} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n]^2 \\
 g_{\text{ZP}} &= \frac{M_{\text{Mi}}^{\text{MS}} \cdot K}{\sum_{k=0}^{K-1} (M_{\text{M}\alpha}[k] - \hat{M}_{\text{M}\alpha}[k])^2}
 \end{aligned} \tag{7.1}$$

Die Güte g_{ZP} wird als Gewichtsfunktion in der weiteren Auswertung benutzt. Wird jeder Messung eines Werkstückaufbaus ein Index „ l “ zugeordnet, ergeben sich Mittelwert $E[\cdot]$ und Varianz $\text{Var}[\cdot]$ der gewichteten Stichprobe für jeden Werkstückaufbau wie folgt:

$$\bar{X} = E[x(l) \cdot g_{\text{ZP}}(l)] = \frac{\sum_l (x(l) \cdot g_{\text{ZP}}(l))}{\sum_l g_{\text{ZP}}(l)} \tag{7.2}$$

$$\text{Var}[x(l) \cdot g_{\text{ZP}}(l)] = \frac{\sum_l (x(l) - \bar{X})^2 \cdot g_{\text{ZP}}(l)}{\sum_l g_{\text{ZP}}(l)} \tag{7.3}$$

7.2.3 Identifikation adaptiver Notch-Filter

Zum Test der Identifikation adaptiver Notch-Filter wird die Achse mit aufgespanntem Werkstück mit konstanter Drehzahl bewegt. Über ein Kommando startet der Frequenzumrichter die Identifikation. Die Anregung besteht aus einem durchstimmbaren Sinus-Signal, auch Chirp-Signal genannt. Die Frequenz wird dabei linear und kontinuierlich verändert, sodass mit dem jeweiligen Bandpassfilter eine Leistung für eine isolierte Frequenz bestimmt werden kann. Zum Einsatz kommt dabei das Scanning-Verfahren nach Abschnitt 6.1.2 sowie Abschnitt 6.2.1. Die Identifikation ist beendet, wenn mit dem identifizierten Leistungsdichtespektrum entsprechend geeignete Kandidaten für adaptive Notch-Filter gefunden worden sind.

7.2.4 Zeitbereichsmessungen

Neben den Messungen im Frequenzbereich sollen auch die dynamischen Abweichungen der Position untersucht werden. Dadurch können auch nichtlineare Effekte, die bei den linearen Modellen keine Beachtung finden, beobachtet werden. Es wird dazu bei allen Maschinen ein Referenzverfahrprofil abgefahren. Dies besteht aus einem wiederholenden Reversieren in einer Achse entsprechend Abschnitt 3.1. Dabei wird die Lageabweichung aufgezeichnet.

Durch das Reversieren wird die Achse dynamisch angeregt. Entsprechend der Ausführungen aus Abschnitt 4 wird die Lageabweichung in einen Anteil dynamischer Anregung und in einen Anteil mit konstantem Vorschub unterteilt. Dadurch können in einer Aufzeichnung sowohl die Reglereinstellung als auch der Einfluss von Störgrößen auf die Regelgüte beurteilt werden.

7.3 Messungen an Maschine 1

Die erste Maschine benutzt zum automatisierten Spannen einen UPC-Chuck von EROWA. Dieser wird mit vier M12 Schrauben auf einer Adapterplatte befestigt und nimmt die unterschiedlichen Werkstücke auf. Hauptaugenmerk der Messungen an dieser Maschine ist das Durchführen des Relay-Feedback-Experiments mit unterschiedlichen Werkstücken. Durch die steife Anbindung an den Maschinentisch entsteht ein sehr steifer ZMS, sodass bei den Messungen für das Relay-Feedback-Experiment lediglich geringe Schwingungen auftreten werden. Dies führt jedoch auch dazu, dass eine Identifikation adaptiver Notch-Filter an dieser Maschine nicht geeignet durchführbar ist, da die Anbindung an den Maschinentisch zu steif ist.

7.3.1 Verwendete Testwerkstücke

Werkstück 1 (WS1) Werkstück 1 (WS1) besteht aus einem Stahlklotz, der auf einer EROWA-Zahnstange montiert und auf der UPC-Palette verbaut ist. Der Stahlklotz wird etwa mittig gespannt. Die Gesamtmasse des Werkstücks inklusive Palette wird per Waage auf etwa 60 kg bestimmt.

Werkstück 2 (WS2) Werkstück 2 (WS2) besteht aus einer Kombination von zwei übereinander liegenden Stahlklötzen. Dieser „Turm“ wird mit zwei Spannpratzen mittig gespannt. Die Abmaße von Klotz 1 lauten: 133 mm × 96 mm × 93 mm (Stahl C45), die Abmaße von Klotz 2 lauten: 301 mm × 160 mm × 65 mm (Stahl C45). Der zweite Stahlklotz liegt oberhalb des ersten Klotzes.

7.3.2 Messung der Regelstrecke

Abbildung 7.4 zeigt den Frequenzgang der Regelstrecke für die verschiedenen Aufbauten. Unterhalb von 200 Hz verhalten sich alle Aufbauten wie ein EMS mit unterschiedlicher Summenträgheit. Alle Aufbauten besitzen Resonanzfrequenzen um 450 Hz sowie bei 3000 Hz. Durch die Aufbauten mit WS1 bzw. WS2 verschieben sich diese Resonanzfrequenzen leicht. Durch den Aufbau von WS1 entsteht eine zusätzliche Resonanzfrequenz bei 1100 Hz.

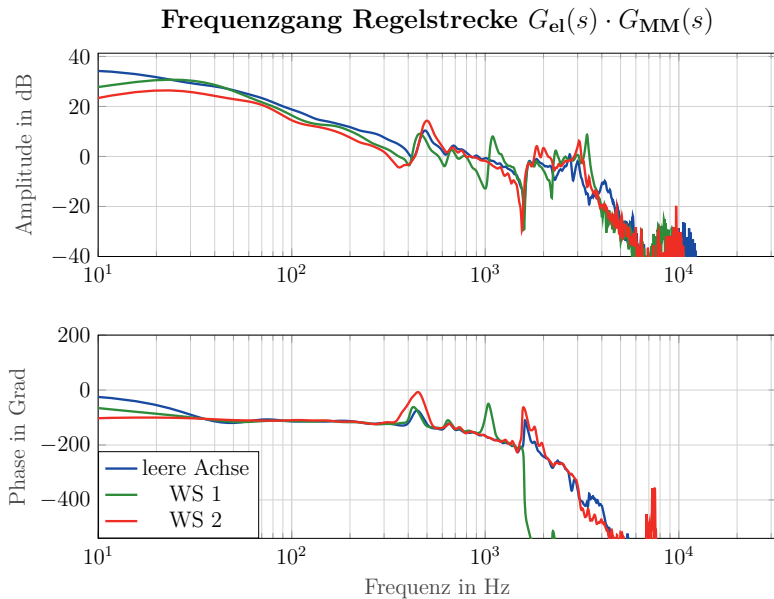


Abbildung 7.4: Frequenzgang der Streckenmessung unterschiedlicher Aufbauten.

7.3.3 Frequenzgang des Drehzahlregelkreises

Der geschlossene Drehzahlregelkreis wird mit zwei Reglereinstellungen gemessen: der bisherigen Einstellung „Robust“ und einer straffen Reglereinstellung „Straff“. Die Einstellung „Robust“ wurde bei der Inbetriebnahme der Maschine parametrierung und legt einen hohen Wert auf Robustheit. Die Reglerverstärkung wird in der straffen Einstellung um den Faktor 7,5 bei gleichbleibender Nachstellzeit erhöht. Dadurch wird die Regelung nahe der Stabilitätsgrenze betrieben, da damit eine leere Achse noch betrieben werden kann.

Bei der Messung mit straffen Parametern (Abbildung 7.5) kommt es bei allen Aufbauten nicht zu einer Einstellung, mit der Maschine produktiv betrieben werden kann. Bei den Aufbauten mit Werkstück 1 tritt die Resonanz f_4 (1000 Hz) am deutlichsten hervor, welches mit einem deutlichen Pfeifen wahrgenommen werden kann. Insbesondere unterhalb von 1000 Hz kommt es auch zu Überhöhungen, sodass die Regelung nicht produktiv eingesetzt werden kann. Dieses Verhalten trifft in analoger Weise auch auf Werkstück 2 zu, dort liegt die größte Überhöhung bei etwa 800 Hz.

Wird die Aufzeichnung mit robusten Parametern durchgeführt (Abbildung 7.6), so lassen sich alle Aufbauten produktiv betreiben. Jedoch ist das Zeitverhalten in diesem Fall signifikant schlechter.

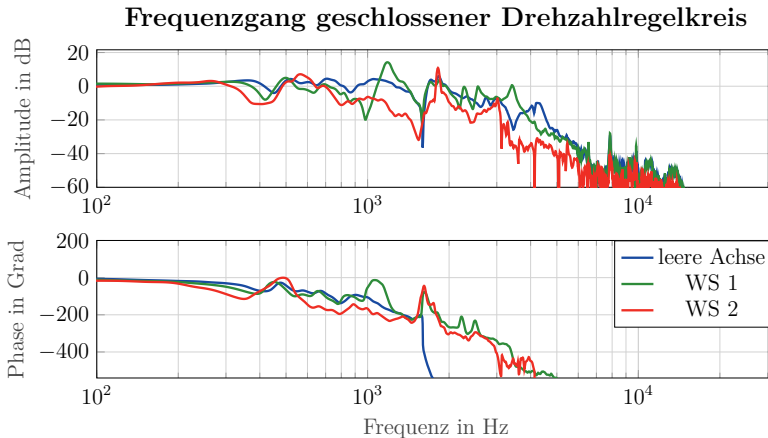


Abbildung 7.5: Frequenzgang des geschlossenen Drehzahlregelkreises für unterschiedliche Aufbauten mit „straffen“ Einstellungen.

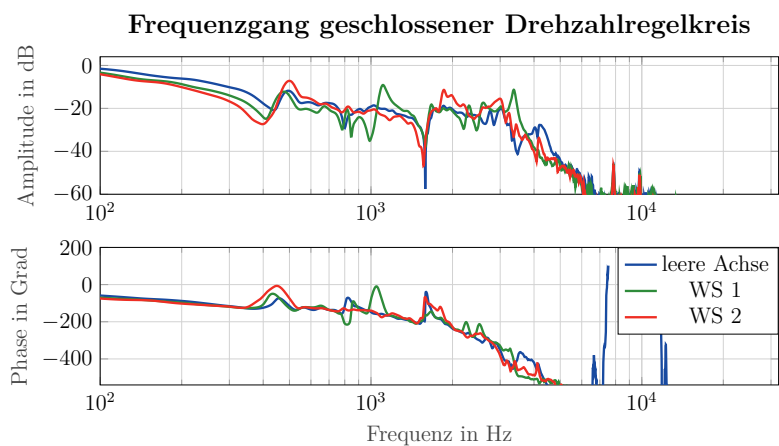


Abbildung 7.6: Frequenzgang des geschlossenen Drehzahlregelkreises mit „robusten“ Parametern für unterschiedliche Aufbauten.

7.3.4 Relay-Feedback-Experiment

Die Messung des Relay-Feedback-Experiments wird mit den Werkstücken WS1 und WS2 durchgeführt. Um eine breitere Messabdeckung zu erlangen, werden die Werkstücke des Weiteren mit und ohne eines Aluminiumrings vermessen. Durch den Ring, der zwischen Maschinentisch und Chuck gespannt wird, erhöht sich die Summenträgeit.

Durch die Anwendung des Relay-Feedback-Experiments soll das Rotationsträgheitsmoment Θ_{Sum} geschätzt werden, die für eine parametrische Modellbildung benötigt wird. Entsprechend der Beschreibung des Relay-Feedback-Experiments aus Kapitel 5.1 wird das Experiment über die Parameter Drehzahlhysterese ω_{Max} sowie des Stroms $I_{q,r}$ beschrieben und bei einem konstanten Drehzahloffset betrieben, um nichtlineare Effekte, die durch ein Umkehren der Bewegungsrichtung entstehen (Übergang Haft- zu Rollreibung), auszubleneden. Es wird in diesem Abschnitt folglich untersucht, wie die Parameter für eine aussagekräftige Identifikation einzustellen sind, um aussagekräftige Ergebnisse zu erzielen.

Tabelle 7.3: Zuordnung der Messindizes zu Werkstückaufbauten für die Abbildung 7.7 sowie Abbildung 7.8.

Index	Werkstückaufbau	Index	Werkstückaufbau
1	Chuck leer auf Ring	4	Werkstück 1
2	Werkstück 1 auf Ring	5	Werkstück 2
3	Werkstück 2 auf Ring	6	leere Achse

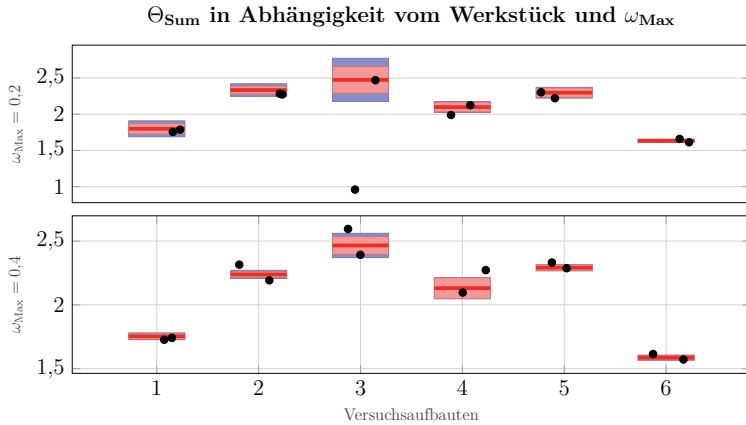


Abbildung 7.7: Rotationsträgheitsmoment Θ_{Sum} in Abhängigkeit der unterschiedlichen Werkstückaufbauten in Abhängigkeit der Hysterese ω_{Max} . Die Zuordnung der Indizes zu den Werkstückaufbauten erfolgt in Tabelle 7.3.

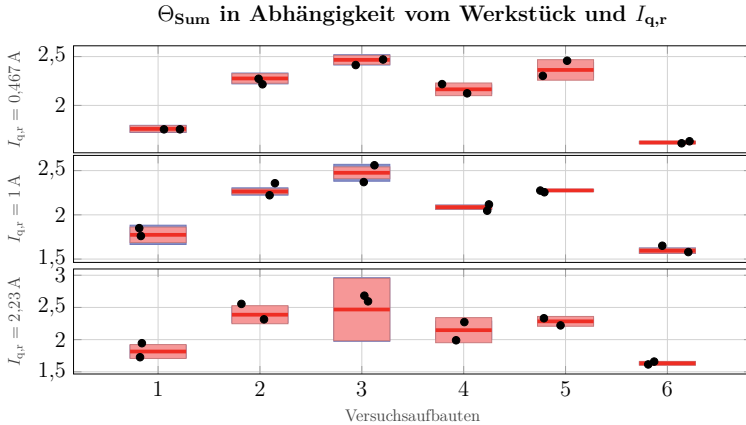


Abbildung 7.8: Rotationsträgheitsmoment Θ_{Sum} in Abhängigkeit der unterschiedlichen Werkstückaufbauten in Abhängigkeit des gestellten Stroms I_q . Die Zuordnung der Indizes zu den Werkstückaufbauten erfolgt in Tabelle 7.3.

Abbildung 7.7 sowie Abbildung 7.8 zeigen das Rotationsträgheitsmoment Θ_{Sum} über zwei unterschiedlichen Parametern. Jeder schwarze Kreis in dem Diagramm repräsentiert eine Messung. Entsprechend Kapitel 5.1 sowie 7.2.2 wird zu jeder Messung ein skalarcs Fehlermaß zur Gewichtung der Messung für die Schätzung des Erwartungswerts sowie der Varianz berechnet. Die gewichteten Erwartungs- und Varianzwerte werden in den Abbildungen entsprechend wiedergegeben.

Indizes 1 und 6 sind die Aufbauten ohne Werkstück. Der einzige Unterschied besteht hier in dem Aluminiumring, der entweder vorhanden (Index 1) oder nicht vorhanden ist (Index 6). Das Rotationsträgheitsmoment kann dies unterscheiden.

Index 2 und 3 sind die Aufbauten mit Werkstück 1 und 2. Auch diese können unterschieden werden, wenn die Hysterese auf $\omega_{\text{Max}} = 0,4 \frac{\text{U}}{\text{Min}}$ eingestellt ist. Eine Erkennung bei $\omega_{\text{Max}} = 0,2 \frac{\text{U}}{\text{Min}}$ ist nicht möglich.

Index 4 und 5 repräsentieren wiederum die Werkstücke 1 und 2, dieses Mal jedoch ohne Aluminiumring. Die Rotationsträgheit ist in etwa um die Differenz aus Index 1 und 6 geringer, die Abstände zwischen Werkstück 1 und 2 jedoch in etwa identisch.

Wird Abbildung 7.8 betrachtet, so lässt sich bei einem Sollstrom von 1 A das Rotationsträgheitsmoment am besten schätzen. Auch hier sind die einzelnen Aufbauten unterscheidbar. Tabelle 7.4 zeigt eine Zusammenfassung der Summenträgheitsmomente.

Tabelle 7.4: Summenträgheitsmomente Θ_{Sum} bei unterschiedlichen Werkstückaufbauten. Alle Rotationsträgheitsangaben in kgm^2 .

Aufbau	Θ_{Sum}	$\Delta\Theta$
1	1.8	-
2	2.25	0.45
3	2.42	0.62
6	1.6	-
4	2.1	0.5
5	2.35	0.75

7.3.5 Messung der Lageabweichung im Zeitbereich

Abbildung 7.9 zeigt die Lageabweichung der C-Achse bei der robusten Regelungseinstellung im Vergleich zur straffen Regelungseinstellung beim Reversierprogramm. Sind bei robusten Reglereinstellungen die Umkehrpunkte noch deutlich in der Lageabweichung zu sehen, so sind diese bei straffen Einstellungen kaum noch zu erkennen.

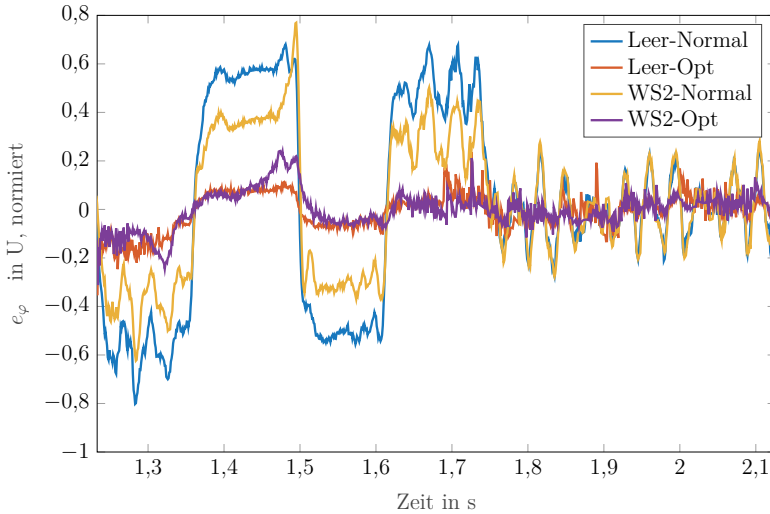


Abbildung 7.9: Aufzeichnung der Lageabweichung mit verschiedenen Aufbauten und Regelungseinstellungen.

7.4 Messungen an Maschine 2

Im Gegensatz zur ersten Maschine weist diese Bauart ein Spannsystem mit einem Spannzapfen in der Mitte der Achse und vier zusätzlichen Auflagepunkten auf. Durch die Spannkraft des Spannsystems werden die vier weiteren Punkte durch Flächenpressung auf die Achse gezogen und tragen zu einer erhöhten Rotationssteifigkeit bei.

Die Messungen an dieser Maschine sind analog zu denen an Maschine 1 aufgebaut: Zunächst wird die Streckenübertragungsfunktion für verschiedene Werkstückaufbauten und die Übertragungsfunktion des geschlossenen Drehzahlregelkreises gemessen. Anschließend wird das Relay-Feedback-Experiment durchgeführt. Durch Variation der Parameter für das Relay-Feedback-Experiment konnte auch bei dominierendem Einfluss des ZMS auf die Trägheit des Werkstücks geschlossen werden. Zusätzlich wird bei dieser Maschine die Identifikation adaptiver Notch-Filter erfolgen, die auf einem gemessenen Leistungsdichtespektrum des Drehzahlwertes basieren. Abschließend werden auch bei dieser Maschine Messungen im Zeitbereich mittels eines Reversivorgangs durchgeführt und die Wirkung der adaptiven Notch-Filter anhand von Metriken aus Kapitel 4 nachgewiesen.

7.4.1 Verwendete Testwerkstücke

WS1: Quader auf Adapterplatte Auf einer ITS50-Aufnahme wird eine Aluminium-adapterplatte befestigt. Auf dieser wird ein Stahlquader (C45) mit den Abmessungen $200\text{ mm} \times 236\text{ mm} \times 67\text{ mm}$ mittig gespannt.

WS2: Stab auf Zahnstange Auf einer ITS148-Aufnahme wird eine Zahnstange gespannt, die mittig einen Stahlstab mit den Abmessungen $251\text{ mm} \times 70\text{ mm} \times 70\text{ mm}$ spannt. Die Zahnstange selbst besitzt die Abmessungen $220\text{ mm} \times 70\text{ mm} \times 35\text{ mm}$. Vier der acht Auflagepunkte der ITS148-Aufnahme liegen auf der Fläche auf. Dieses Werkstück ist exemplarisch in Abbildung 7.10 dargestellt.

WS3: Zylinder mit ITS50-Palette Der Zylinder mit einem Durchmesser von $\approx 200\text{ mm}$ und einer Höhe von $\approx 400\text{ mm}$ wird auf eine ITS50-Aufnahme gespannt.

WS4: Zylinder mit ITS148-Palette Wird der Zylinder umgedreht, befindet sich dort eine ITS148-Aufnahme. Obwohl auch hier lediglich der innere Ring aus vier Flächen aufliegt, liegen diese jedoch in einem größeren Radius als bei der ITS50-Aufnahme auf.



Abbildung 7.10: Werkstück zwei.

7.4.2 Messung und Identifikation der Regelstrecke

Die Abbildungen 7.11 sowie 7.12 zeigen die Frequenzgänge der jeweiligen Aufbauten. Bei Werkstück 1 sowie 3 ist ein deutlicher ZMS zu erkennen. Die Resonanzfrequenzen betragen etwa 650 Hz bzw. 380 Hz. Werkstück 2 weist eine Resonanzfrequenz von etwa 920 Hz auf und verhält sich ähnlich zu Werkstück 4. Neben den Werkstückaufbauten sind hier keine weiteren dominanten Eigenfrequenzen vorhanden. Entsprechend den Geraden bei niedrigen Frequenzen weist die leere Achse die geringste Rotationsträgheit und Werkstück 1 die größte Rotationsträgheit auf.

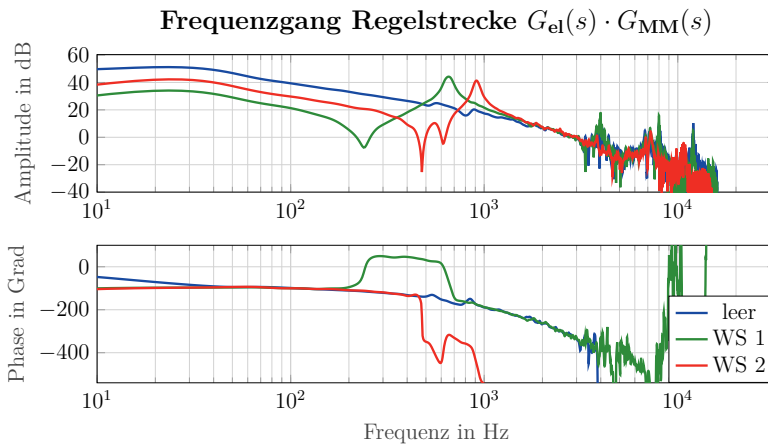


Abbildung 7.11: Frequenzgänge der Streckenmessung für unterschiedliche Werkstückaufbauten.

7.4.3 Messung des Frequenzgangs des geschlossenen Drehzahlregelkreises

Nachdem die Strecke vermessen worden ist, wird für jeden Aufbau eine Regelungseinstellung bestimmt, die lauffähig ist. Dazu werden zwei Ansätze verfolgt:

- Robuste, voreingestellte Regelungsparameter
- Reduzierte Regelungsparameter, mit denen die Achse bei allen Werkstückaufbauten stabil läuft

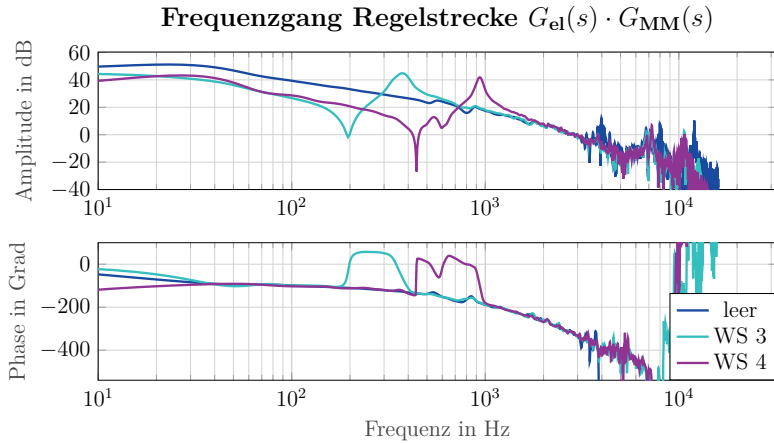


Abbildung 7.12: Frequenzgänge der Streckenmessung für unterschiedliche Werkstückaufbauten.

Im Gegensatz zu den Messungen an der ersten Maschine können bei dieser Maschine die robusten Regelungsparameter nicht signifikant erhöht werden. Ein straffer Parametersatz existiert somit nicht. Die Verstärkung des Drehzahlreglers wird halbiert, um den Parametersatz „reduziert“ zu erhalten. Das Reduzieren der Regelungsparameter ist ein einfaches Mittel, um die Bandbreite des Reglers so weit zu reduzieren, bis die Resonanzstelle nicht mehr angeregt wird. Folglich wird durch die Reduktion der Reglerverstärkung auch die Regelgüte gemindert. Durch diese Maßnahmen können alle Werkstücke auf der Achse stabil betrieben werden. Ohne Anwendung adaptiver Notch-Filter ist dieses Verfahren das einfachste und in der Praxis am häufigsten eingesetzte Verfahren, schnell und unkompliziert eine robuste, lauffähige Einstellung zu finden.

Die Abbildungen (7.13) sowie (7.14) zeigen die Frequenzgänge des geschlossenen Drehzahlregelkreises. Da bei WS1 die Einstellung „robust“ aufgrund der zu stark ausgeprägten Resonanz nicht aufgenommen werden konnten, werden lediglich die leere Achse, WS2, WS3, sowie WS4 aufgezeichnet und dargestellt. Bei allen Aufbauten ist die Überhöhung deutlich zu sehen, die sich je nach Werkstück leicht verschiebt. Insbesondere erscheint die Resonanzfrequenz von WS1 in Abbildung 7.14 bei etwa 730 Hz, wohingegen diese bei der Streckenaufzeichnung bei etwa 650 Hz lag.

Die signifikante Überhöhung im Frequenzgang ist für diese Anwendung unerwünscht und führt zu Lärmemission sowie zu Vibrationen auf den Werkstücken. Daher müssen diese gedämpft werden.

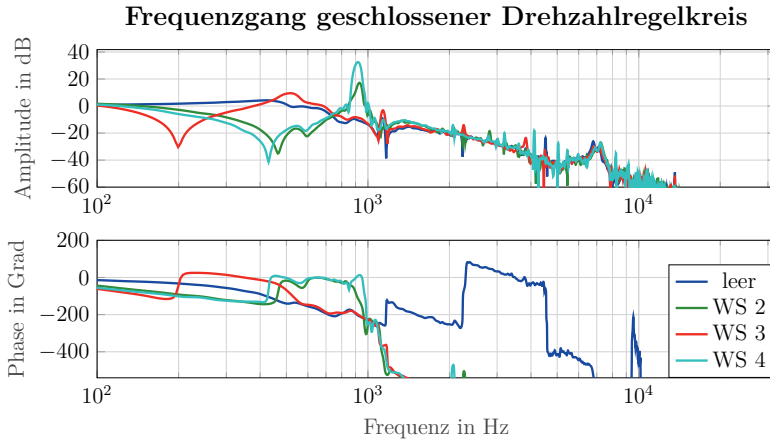


Abbildung 7.13: Frequenzgang des geschlossenen Drehzahlregelkreis mit **robuster** Einstellung.

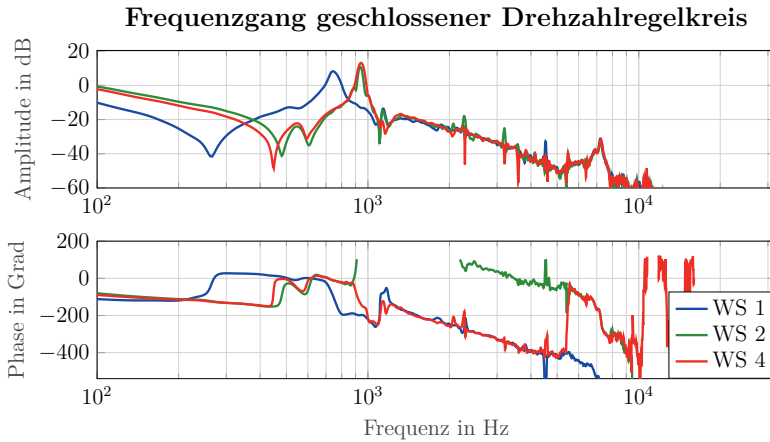


Abbildung 7.14: Frequenzgang des geschlossenen Drehzahlregelkreis mit **reduzierten** Einstellungen.

7.4.4 Relay-Feedback-Experiment

Auch bei dieser Maschine wird das Relay-Feedback-Experiment bei den verschiedenen Werkstücken durchgeführt. Bei der Auswertung des Versuchs ergibt sich, dass die Eigenfrequenz des Aufbaus diesen Versuch dominiert. Jedoch ist es auch hier durch Variation der Parameter des Relay-Feedback-Experiments möglich, die Trägheit zu identifizieren. Die Abbildungen 7.15 sowie 7.16 zeigen die Messung, die mit einem Sollstrom $I_{q,r} = 0,5 \text{ A}$, einer Hysterese $\omega_{\text{Max}} = 10 \text{ U/min}$ sowie $\omega_{\text{Off}} = 100 \text{ U/min}$ durchgeführt wird.

Die Optimierung der Übertragungsfunktion ist bei dieser Maschine nicht zufriedenstellend. Die Regelstrecke weist vor der dominanten eine weitere Resonanzfrequenz auf, sodass die Optimierung hier nicht zu einem guten Ergebnis kommt. Die Resonanzfrequenz wird jedoch zufriedenstellend zu $\omega_{\text{Res}} \approx 5,72 \times 10^3 \text{ s}^{-1} = 910 \text{ Hz}$ identifiziert.

Da dieser Ansatz einen offenen Regelkreis benötigt, kann dies nicht bei endlagenbeschränkten oder schwerkraftbehafteten Achsen durchgeführt werden. Da für alle Achsen ein universelles Verfahren gesucht wird, wird im nächsten Abschnitt der alternative Ansatz, das Leistungsdichtespektrum zu schätzen und daraus die Resonanzfrequenzen zu identifizieren und zu dämpfen, an dieser Maschine verfolgt. Dadurch wird der praxistaugliche Einsatz des Scanning-Verfahrens demonstriert.

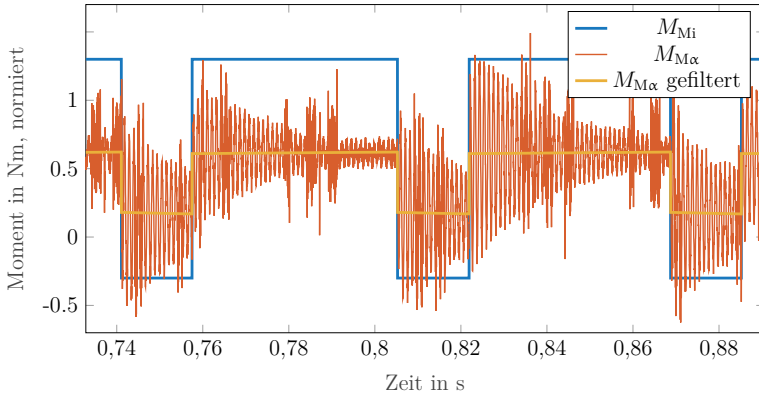


Abbildung 7.15: Messung des Relay-Feedback-Experiments. Der dominante Einfluss des ZMS ist gut zu erkennen.

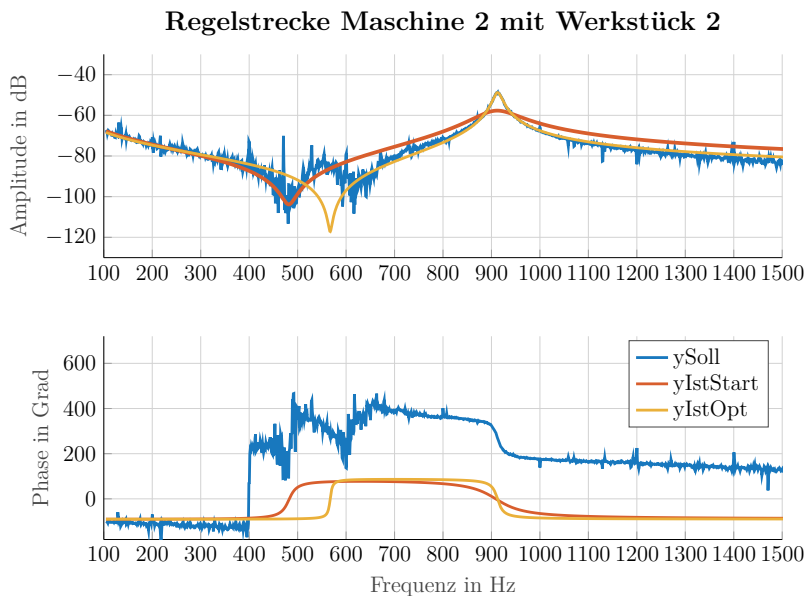


Abbildung 7.16: Nelder-Mead-Optimierung des ZMS basierend auf den Startwerten von Abbildung 7.15.

Tabelle 7.5: Vergleich der Modell- und physikalischen Parameter.

Parameter	Startwert	Optimierter Wert
b_2	$1,09 \times 10^{-7}$	$7,88 \times 10^{-8}$
b_1	$1,67 \times 10^{-5}$	$3,36 \times 10^{-5}$
a_3	$1,1 \times 10^{-7}$	$1,33 \times 10^{-5}$
a_1	3,6	3,96
Θ_{Sum}	3,6	3,96
V_j	2,57	1,590
ω_{Res}	$5,72 \times 10^3$	$5,73 \times 10^3$
d	$4,78 \times 10^{-2}$	$9,62 \times 10^{-3}$

7.4.5 Automatische Identifikation von Resonanzfrequenzen für adaptive Notch-Filter

Ohne Beschränkung der Allgemeinheit wird die automatisierte Parametrierung von Notch-Filtern in dieser Arbeit mit Werkstück zwei durchgeführt. Das Werkstück wird zunächst auf die Achse gespannt und die Maschine mit konstanter Drehzahl bewegt. Nach dem Start der Messung wird zunächst über eine Chirp-Anregung das Leistungsdichtespektrum des Drehzahlstwertes bestimmt. Entsprechend der Ausführungen in Kapitel 6 wird das identifizierte Leistungsdichtespektrum zunächst in eine relative Leistung überführt. Aus diesen Daten lassen sich dann die entsprechenden Resonanzfrequenzen und die jeweils zugehörigen Parameter Notch-Filterbreite sowie -tiefe bestimmen.

Eine Übersicht der eingestellten Parameter wird in Tabelle 7.6 dargestellt. Die Abbildungen 7.17 und 7.18 zeigen die identifizierte Leistung des Drehzahlstwertes, durchgeführt mit einer Chirp-Anregung. Um die relative Leistung in Abbildung 7.18 zu erhalten, wird ein gleitendes Mittelwertfilter mit Länge $M = 32$ angewendet. Dies ist als rot gestrichelte Linie in Abbildung 7.17 zu sehen. Das Verhältnis aus Leistung (blauer Graph) und Mittelwertfilter (rot gestrichelt) ergibt die relative Leistung (Abbildung 7.18). Basierend auf dieser Abbildung werden die Resonanzfrequenzen bestimmt. Dazu kommen nur Resonanzfrequenzen infrage, die oberhalb des Schwellwerts $\epsilon = 2$ liegen. Der Schwellwert korrespondiert direkt mit der späteren Notch-Filtertiefe und ergibt sich in diesem Fall aus der Annahme, dass keine Notch-Filter mit kleinerer Tiefe zum Einsatz kommen sollen. Die größte Resonanzfrequenz liegt bei der Eigenfrequenz des ZMS von Werkstück zwei. Diese wird zu 960 Hz und einer relativen Überhöhung von $P_{\text{rel}} = 4$ bestimmt. Mit einer relativen Höhe von $P_{\text{rel}} = 1,7$ kann auch eine weitere Resonanzfrequenz bei etwa 550 Hz gemessen werden, die jedoch unterhalb des Schwellwerts liegt und daher in der weiteren Betrachtung nicht berücksichtigt wird. Diese Resonanzfrequenz entspricht der in der Streckenübertragungsfunktion gemessenen Resonanzfrequenz, die dazu geführt hatte, dass die Optimierung des parametrischen Modells kein zufriedenstellendes Ergebnis gebracht hatte.

Für die detektierte Resonanzfrequenz bei 960 Hz werden im nächsten Abschnitt die weiteren Parameter Notch-Filtertiefe sowie -breite bestimmt, das Notch-Filter an der Maschine angewendet und durch eine Messung des Leistungsdichtespektrums sowie der Übertragungsfunktion des Drehzahlregelkreises validiert.

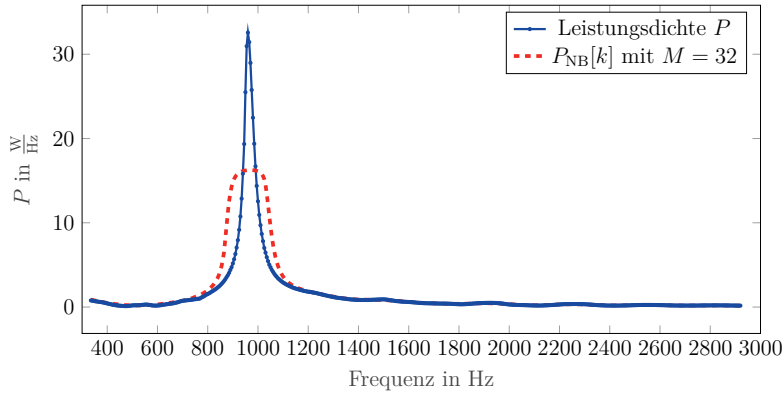


Abbildung 7.17: Gemessenes Leistungsdichtespektrum bei aufgebautem Werkstück mit Resonanzfrequenz. Filterlänge $M = 32$

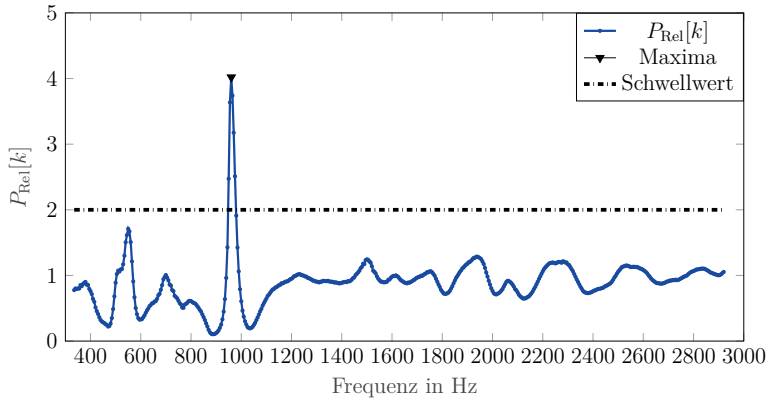


Abbildung 7.18: Relative gemessene Leistung zur Umgebung bei aufgebautem Werkstück mit Resonanzfrequenz. Das schwarze Dreieck zeigt das detektierte Maximum der gemessenen Resonanzfrequenz. Maxima, die unterhalb des Schwellwerts liegen, werden nicht zur Auslegung eines Notch-Filters benutzt.

Tabelle 7.6: Verwendete Parameter für die Identifikation der adaptiven Notch-Filter

Parameter	Wert	Parameter	Wert
f_{Start}	3000 Hz	f_s	4 kHz
f_{End}	150 Hz	f_{op}	32 kHz
Δf	5 Hz	Δf_{MD}	50 Hz
$\Delta \omega_{\text{BP}}$	Δf	Δf_{NB}	160 Hz
ϵ	2		

7.4.6 Identifikation der Notch-Filtertiefen und -breiten

Basierend auf dem identifizierten relativen Leistungsdichtespektrum aus Abbildung 7.18 kann aus der Überhöhung direkt auf die notwendige Notch-Filtertiefe, entsprechend Gleichung (6.14), geschlossen werden und ergibt sich für die Resonanzfrequenz bei 960 Hz zu $g_N = 0,7$.

Die notwendige Notch-Filterbreite wird entsprechend Abschnitt 6.3 für diese Maschine in diesem Abschnitt berechnet. Zur Erläuterung des Algorithmus dient Abbildung 7.19. Für die Resonanzfrequenz werden aus den benachbarten Stützpunkten zunächst Steigungen bestimmt und diese dann gemittelt. Dabei werden Steigungen mit falschen Vorzeichen verworfen. Die schwarz gestrichelten Linien stellen die resultierenden Geraden dar. Über den Abstand der Schnittpunkte der Geraden im Punkt 1 wird auf die Notch-Filterbreite $\Delta\omega_N$ entsprechend Gleichung (6.18) geschlossen. Somit ergibt sich die notwendige Notch-Filterbreite zu etwa $\Delta\omega_N = 44$ Hz.

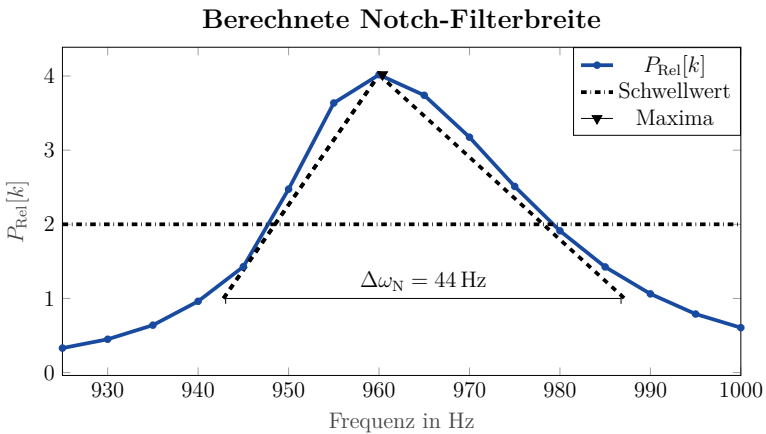


Abbildung 7.19: Identifikation der jeweiligen Notch-Filterbreiten basierend auf den identifizierten Resonanzfrequenzen aus Abbildung 7.18.

Tabelle 7.7: Verwendete Messaufbauten für die Validierung der adaptiven Notch-Filter

Werkstück	ID	$K'_{P,d}$	$\omega_N/2\pi$ in Hz	$\Delta\omega_N/2\pi$ in Hz	g_N
leer	1	1	-	-	-
leer	2	2	-	-	-
WS2	1	1	-	-	-
WS2	2	1	960	144	0,7
WS2	3	1	940	138	0,7
WS2	4	2	960	144	0,7
WS2	5	2	940	138	0,7

7.4.7 Validierung der Regelgüte bei Anwendung adaptiver Notch-Filter

Basierend auf den identifizierten Notch-Filtern, die automatisiert parametrisiert worden sind, wird in diesem Abschnitt die Regelgüte im Frequenz- und Zeitbereich für den geschlossenen Lage- und Drehzahlregelkreis untersucht. Dabei wird das Werkstück WS2 als Referenzwerkstück benutzt.

Frequenzgang des Drehzahl- und Lageregelkreises Die Abbildungen 7.20 sowie 7.21 zeigen die Frequenzgänge des geschlossenen Lage- bzw. Drehzahlregelkreises mit gespanntem Werkstück WS2 und mit aktiviertem Notch-Filter bei den Frequenzen ω_N . Die Verstärkung des Drehzahlregelkreises wird auf den Ausgangswert ohne aktives Notch-Filter normiert ($K'_{P,d}$). Im Gegensatz zur Messung des Frequenzgangs ohne Notch-Filter ist bei allen anderen Messungen die Überhöhung um 960 Hz signifikant gedämpft worden. Ferner ist keine Resonanz mehr bei der Messung zu hören.

Durch manuelle Optimierung der Mittenfrequenz kann der Frequenzgang weiter optimiert werden. Dazu wird die Mittenfrequenz des Notch-Filters mit einer Schrittweite von 10 Hz verändert und jeweils die Frequenzgänge aufgezeichnet. Wird das Notch-Filter mit einer Mittenfrequenz von $\omega_N = 940$ Hz ausgelegt, so entsteht der gleichmäßigste Übergang im Amplituden- und Phasenfrequenzgang. Ferner kann die Reglerverstärkung des Drehzahlregelkreises verdoppelt werden, um eine straffe Einstellung zu erlangen.

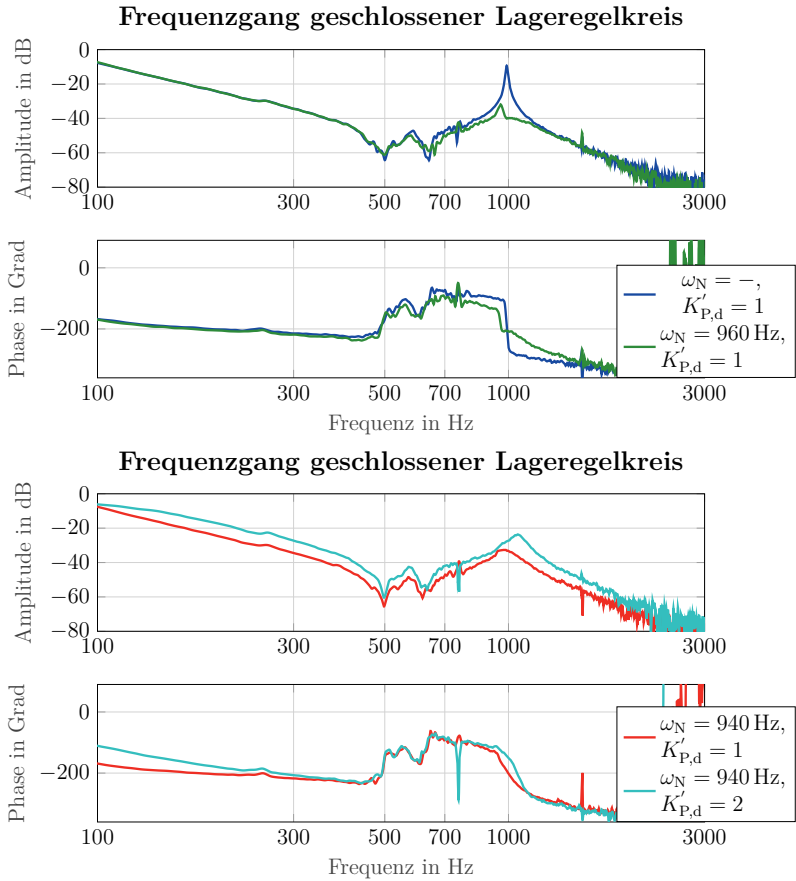


Abbildung 7.20: Frequenzgang des geschlossenen Lageregelkreises für unterschiedliche Notch-Filtereinstellungen gemessen mit Rauschanregung. Bei Auslegung eines Notch-Filters bei $\omega_N = 940 \text{ Hz}$ entsteht der glatteste Frequenzgang im Bereich der Resonanzfrequenz.

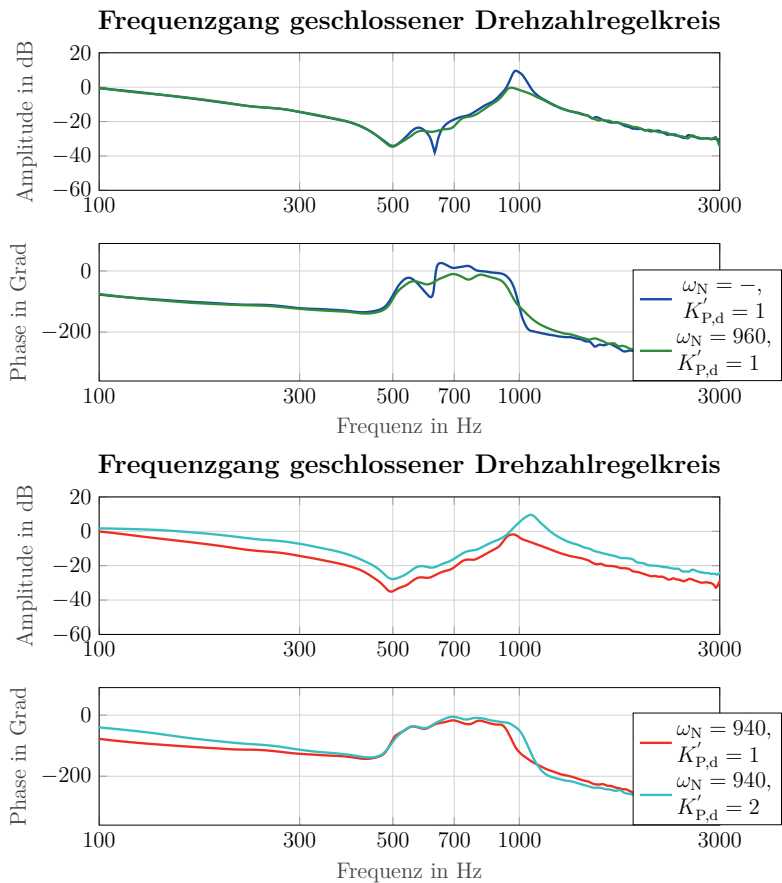


Abbildung 7.21: Frequenzgang des geschlossenen Drehzahlregelkreises für unterschiedliche Notch-Filtereinstellungen gemessen mit Rauschanregung.

Messung der Lageabweichung mit und ohne adaptiver Notch-Filter Entsprechend der Beschreibung des Messkonzepts aus Abschnitt 7.2 wird zum Vergleich der Regelgüte im Zeitbereich das Reversierprofil abgefahren. Kapitel 4 hat das Reversierprofil in einen Anteil mit dynamischer und einen Anteil mit konstanter Verfahrbewegung unterteilt und die sich ergebene Lageabweichung des Lageregelkreises betrachtet. Dieser Ansatz wird in diesem Abschnitt für die Betrachtung an Werkzeugmaschinen übernommen. Die Lageabweichung wird benutzt, da die Werkzeugmaschine positionsgeregelt betrieben wird und die dynamische Positioniergenauigkeit für Kunden ein entscheidendes Kriterium für die Produktqualität darstellt.

Die Abbildungen (7.22) sowie (7.23) stellen die Lageabweichung für den Anteil mit dynamischer bzw. konstanter Verfahrbewegung für verschiedene Maschinenkonfiguration entsprechend Tabelle 7.7 dar. Dabei bezeichnet $K'_{P,d}$ die normierte Drehzahlreglerverstärkung.

Die Lageabweichung für eine leere Achse wird in Abbildung 7.22 als (Leer-ID1) dargestellt. Bei dieser Konfiguration kann die Reglerverstärkung des Drehzahlregelkreises verdoppelt werden, ohne dass es zu Problemen mit Resonanzen kommt (Leer-ID2). Wird das Werkstück WS2 auf die Maschine gespannt, ist eine Schwingung mit der Resonanzfrequenz des ZMS mit 960 Hz auf der Lageabweichung zu sehen (WS2-ID1). Ferner steigt die Lageabweichung durch die geänderte Rotationsträgheit an. Diese beiden Effekte verschlechtern die Regelgüte der Werkzeugmaschine so signifikant, dass mit dieser Konfiguration nicht produktiv gearbeitet werden kann.

Lageabweichung mit aktivierten Notch-Filtern Werden die identifizierten Notch-Filter aktiviert, ergibt sich Messung (WS2-ID2). Die Schwingung wird wirkungsvoll gedämpft, sodass mit den robusten Reglereinstellungen weiter verfahren werden kann. Die Reglerverstärkung des Drehzahlreglers kann bei dieser Einstellung verdoppelt und dadurch die Regelgüte weiter verbessert werden (WS2-ID4).

Die Notch-Filtertiefe führt sowohl im Frequenz- als auch Zeitbereich zu zufriedenstellenden Ergebnissen. Die Notch-Filterbreite wurde bei allen Messungen im Zeit- und Frequenzbereich mit einer relativen Breite von $0,3 \cdot \omega_{\text{Res}} \approx 140 \text{ Hz}$ durchgeführt. Diese Breite weicht von der vorab bestimmten Breite von $\Delta\omega_N = 44 \text{ Hz}$ stark ab. Durch die Identifikation des Leistungsdichtespektrums mittels Scanning-Verfahrens wird örtlich lokal identifiziert. Bei der realen Regelstrecke kann es jedoch zu Verschiebungen der Resonanzfrequenz durch Umwelteinflüsse kommen. Daher wird durch die größere Breite eine Robustheit in der Auslegung erlangt.

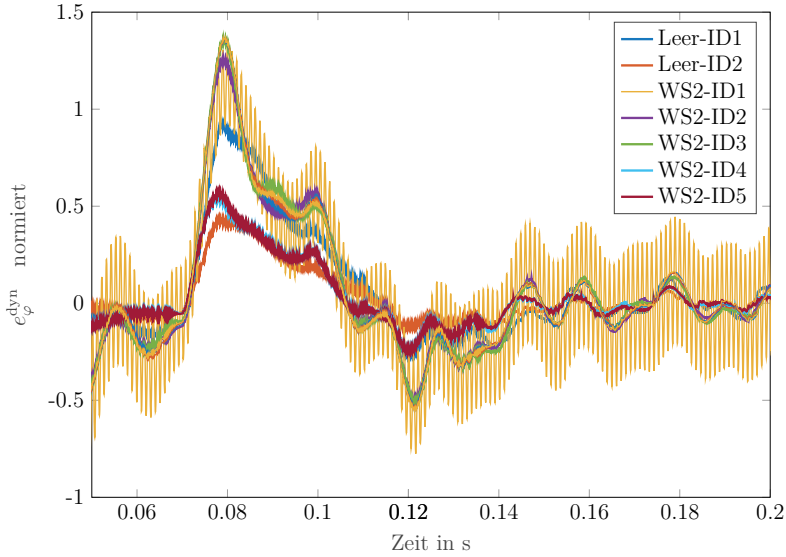


Abbildung 7.22: Lageabweichung e_{φ}^{dyn} für den Anteil **dynamischer Verfahrbewegungen** verschiedener Aufbauten entsprechend Tabelle 7.7.

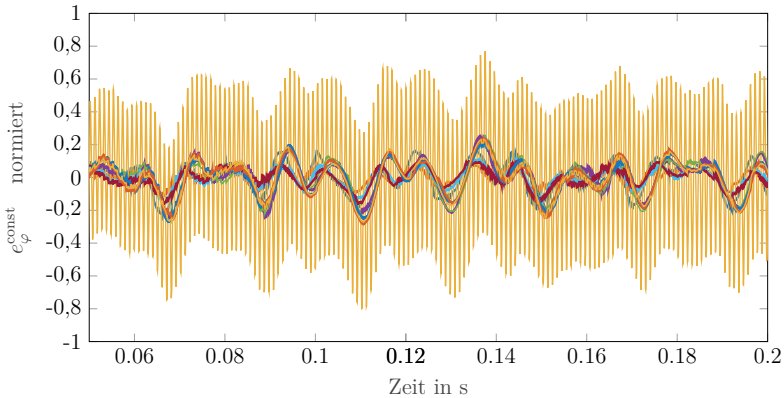


Abbildung 7.23: Lageabweichung $e_{\varphi}^{\text{const}}$ für den Anteil **konstanter Verfahrbewegungen** verschiedener Aufbauten entsprechend Tabelle 7.7.

Lageabweichung mit aktivierten Notch-Filtern unter Berücksichtigung der Messung im geschlossenen Kreis Durch die Identifikation im geschlossenen Kreis wird die Resonanzfrequenz nicht genau identifiziert. Die optimale Mittenfrequenz des Notch-Filters wurde bereits bei den Messungen des Frequenzgangs zu 940 Hz bestimmt. Um die Auswirkungen der leicht unterschiedlichen Notch-Filterauslegungen auch im Zeitbereich zu untersuchen, wird die Lageabweichung auch für die Mittenfrequenz von 940 Hz aufgezeichnet, in den Abbildungen (7.22) sowie (7.23) dargestellt und dessen Metriken ausgewertet.

Die Lageabweichung für eine Mittenfrequenz von 940 Hz führt zur Messung (WS2-ID3). Zwar ist die maximale Lageabweichung geringfügig größer als bei einem Notch-Filter, das mit einer Mittenfrequenz von 960 Hz ausgelegt worden ist, jedoch ist das Verhalten im Zeitbereich sonst nahezu identisch. Das Verdoppeln der Drehzahlreglerverstärkung $K'_{P,d}$ führt zur Messung (WS2-ID5). Die Metriken für die dynamische Verfahrbewegung aus Tabelle 7.7 zeigen bei einer Auslegung mit Mittenfrequenz von 940 Hz eine leichte Verbesserung.

Zusammenfassend lässt sich für diese Untersuchung feststellen, dass die leicht geänderte Notch-Filter Mittenfrequenz zu einer minimalen Verbesserung im Frequenz- und Zeitbereich führt, der zwar beobachtbar, aber nicht so signifikant ist, dass sich eine weitergehende Optimierung rechnen würde.

Quantifizierung der Lageabweichungsmessungen Entsprechend Kapitel 4 soll die Regelgüte der einzelnen Messungen miteinander verglichen werden, um eine weitere Automatisierung des Identifikationsprozesses adaptiver Notch-Filter zu ermöglichen. Die vorgestellten Metriken werden für den dynamischen und konstanten Anteil der Lageabweichung separat berechnet und in Tabelle 7.8 dargestellt. Durch das Verdoppeln der Drehzahlreglerverstärkung kann bei allen Metriken eine Verbesserung des integralen Fehlers um den Faktor zwei erzielt werden.

Wird das Werkstück WS2 aufgespannt, so ist bei allen Metriken eine Verschlechterung um etwa Faktor fünf, verglichen mit dem Ausgangszustand, zu sehen. Durch das Anwenden der Notch-Filter ist jedoch ausschließlich bei den Metriken bei konstanter Verfahrbewegung eine Verbesserung um den Faktor vier erzielbar. Obwohl die Verbesserung der Lageabweichung auch beim Anteil mit dynamischer Verfahrbewegung optisch sichtbar ist, dominiert die Reglereinstellung und die Rotationsträgheit die Lageabweichung für diesen Fall.

Für die Messungen mit einer Notch-Filtermittenfrequenz von 940 Hz unterscheiden sich die Metriken nicht signifikant. Im Bereich der konstanten Verfahrbewegung dominiert in allen

Tabelle 7.8: Berechnete Metriken zum Quantifizieren der Regelgüte

Werkstück	ID	Lageabweichung e_{φ}^{dyn}				Lageabweichung $e_{\varphi}^{\text{const}}$			
		IAE	ISE	TIAE	TISE	IAE	ISE	TIAE	TISE
leer	1	100,0 %	100,0 %	100,0 %	100,0 %	100,0 %	100,0 %	100,0 %	100,0 %
leer	2	49,3 %	48,6 %	48,9 %	47,9 %	46,2 %	46,7 %	43,6 %	44,4 %
WS2	1	154 %	136 %	152 %	138 %	496 %	466 %	622 %	569 %
WS2	2	135 %	125 %	134 %	128 %	121 %	124 %	121 %	124 %
WS2	3	128 %	125 %	116 %	117 %	118 %	121 %	137 %	139 %
WS2	4	63,6 %	59,4 %	63,6 %	60,6 %	60,7 %	61,4 %	60,4 %	61,1 %
WS2	5	63,2 %	58,1 %	62,8 %	57,7 %	63,2 %	58,1 %	62,8 %	57,7 %

Fällen eine weitere Störgröße die Lageabweichung. Für eine Messung im Zeitbereich ist daher der Unterschied zwischen einem Notch-Filter bei 940 Hz und 960 Hz nicht erkennbar.

Zusammenfassend können die Metriken als relativer Vergleich der verschiedenen Werkstückaufbauten benutzt werden, um die Wirksamkeit von Notch-Filtern für eine weitergehende Automatisierung zu untersuchen. Entsprechend der berechneten Tabellen unterscheiden sich die verschiedenen Metriken qualitativ nicht wesentlich untereinander, sodass der integrale absolute Fehler (IAE) für die weiteren Berechnungen benutzt wird, da dieser mit dem geringsten Aufwand zu berechnen ist.

7.5 Zusammenfassung der Messungen

Diese Arbeit hat in diesem Kapitel an zwei realen Werkzeugmaschinen unterschiedlicher Bauart, die beide im Markt etabliert sind und produktiv eingesetzt werden, untersucht, ob mit den vorgestellten Methoden die Regelgüte verbessert werden konnte.

An beiden betrachteten Maschinen wurde zunächst untersucht, welchen Stand die Regelgüte der C-Achse besitzt. Es wurden zunächst die aktuell eingestellten Regelungsparameter (Frequenzgang und Lageabweichung) bei unterschiedlichen Werkstückaufbauten an beiden Maschinen aufgezeichnet. Es hat sich herausgestellt, dass bei Maschine 1 und robuster Regelungseinstellung alle getesteten Werkstücke stabil betrieben werden konnten. Die Lageabweichung wies jedoch hohe Abweichungen auf. Bei Maschine 2 war dies aufgrund der dominierenden Resonanzfrequenz des ZMS nicht möglich. Die Testwerkstücke wurden für diese Arbeit in enger Abstimmung mit dem Industriepartner abgestimmt, um eine möglichst hohe Praxisrelevanz zu erzielen.

Bei Maschine 1 war es zusätzlich möglich, die Reglerverstärkung um etwa Faktor sieben zu erhöhen, um mit diesen straffen Regelungseinstellungen aufzuzeigen, welche Stabilitätsreserven vorhanden sind. Die Stabilitätsreserve wird generell großzügig bemessen, um eine möglichst robuste Regelung zu erhalten, die auch mit signifikanten Änderungen der Streckenparameter noch stabil betrieben werden kann. In diesem Fall verfuhr die leere Achse noch problemlos, Werkstückaufbauten jedoch nicht mehr stabil. Eigenfrequenzen sorgten dann für unangenehmes Pfeifen der Maschine; die Regelung oszillierte.

An beiden Maschinen wurde erfolgreich das Relay-Feedback-Experiment (Zweipunktregler) aus [25] mit geringen Modifikationen angewendet, um auf die Summenträgheit des Systems zu schließen. Dabei wurde der Drehzahlregler durch einen Zweipunktregler mit Hysterese ersetzt. Obwohl bei Maschine 2 die Resonanzfrequenz des ZMS in der Messung signifikant zu sehen ist, erzielt die Schätzung der Trägheit plausible Ergebnisse. Dies wird damit begründet, dass die Resonanzfrequenz in der Messung mit ausreichender Abtastrate erfasst wird und somit annähernd mittelwertfrei erscheint. Das Relay-Feedback-Experiment eignet sich in Verbindung mit einem Modellansatz gut, um bei Achsen, die nicht endlagenbeschränkt oder schwerkraftbehaftet sind, auf die Streckenübertragungsfunktion zu schließen. Das eingesetzte Nelder-Mead-Optimierungsverfahren zum Bestimmen der Übertragungsfunktion der Regelstrecke hat bei Maschine 1 zu guten Ergebnissen geführt. Da bei Maschine 2 vor der dominierenden Resonanzfrequenz eine weitere Resonanzfrequenz gemessen worden ist, passte die Modellordnung nicht zur gemessenen Regelstrecke. Das Ergebnis der Optimierung war daher entsprechend ungenau.

Um ein universelles Einstellverfahren zu finden, welches auch bei endlagenbeschränkten sowie schwerkraftbehafteten Achsen zuverlässig funktioniert, wurde ein Identifikationsverfahren entwickelt, welches auf dem Algorithmus von Yang basiert und auf den Ausführungen von Kapitel 6 basiert. Dieses Scanning-Verfahren wurde bei Maschine 2 angewendet, um automatisiert Notch-Filter zu identifizieren. Die notwendigen Notch-Filter-Parameter Mittenfrequenz, Filtertiefe und -breite wurden basierend auf einem gemessenen Leistungsspektrum des Drehzahlwertes bestimmt. Messungen im Frequenz- und Zeitbereich konnten die Wirksamkeit der Methode demonstrieren und die in Kapitel 4 eingeführten Gütemaße konnten diesen Erfolg relativ zur Ausgangsmessung darstellen. So ist es möglich, die Metriken während des Einstellvorgangs zu berechnen und daraus im Algorithmus sofort Rückschlüsse auf die Wirksamkeit des eingestellten Notch-Filters zu schließen. Damit können Filter, die nicht zu einer Verbesserung der Metrik führen, verworfen werden.

8 ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit der *Regelung rotativer Direktantriebe bei Servoanwendungen*. Dabei wird in dieser Arbeit die Regelung für Werkzeugmaschinen bei stark variierenden Streckeneigenschaften optimiert. Als Einsatz werden dabei wechselnde Werkstückaufbauten betrachtet, die in dieser Arbeit als ZMS modelliert werden. Durch die geringe Rotationssteifigkeit des Spannsystems kann die Resonanzfrequenz des ZMS einen dominanten Einfluss auf die Regelstrecke haben. Diese Arbeit vergleicht ein an die Maschine angepasstes parametrisches mit einem neu entwickelten Identifikationsverfahren der Regelstrecke.

Die Produktqualität und Verfügbarkeit von Werkzeugmaschinen bedingt eine robuste und zugleich möglichst dynamische Reglerauslegung. So wird in der klassischen Auslegung von kaskadierten Regelkreisen hinreichend Reserve zum Stabilitätsrand berücksichtigt, um auch bei stark veränderten Regelstrecken einen stabilen Betrieb der Werkzeugmaschine zu erreichen. Darüber hinaus ermöglicht eine hohe Reglerbandbreite sowohl eine bessere Ausregelung von Störgrößen als auch eine dynamischere Anregung im Sollwertprofil. Ersteres kann zu besseren Oberflächenqualitäten und Genauigkeiten führen, sofern die Regelabweichung neben weiteren mechanischen und thermischen Einflüssen signifikanten Einfluss hat. Letzteres führt zu einer kürzeren Bearbeitungszeit, wenn bei gleichen Lageabweichungen die Werkstücke in kürzerer Zeit bearbeitet werden können. Beides führt bei Kunden zu einen Mehrwert der Werkzeugmaschine und beim Hersteller zu einem Marktvorteil.

Durch umfassende Literaturrecherchen wird in dieser Arbeit auf theoretischen Arbeiten zu diesem Themenbereich aufgebaut. Die Validierung der bereits vorgestellten Algorithmen fand an Testständen statt, die typischerweise über dSpace, MATLAB und SIMULINK betrieben wurden. Zwar ist dieses Vorgehen in der wissenschaftlichen Praxis etabliert, führt jedoch dazu, Einschränkungen auf industrietauglichen Systemplattformen nicht zu betrachten. Der große Kostendruck und die geforderte Langlebigkeit industrietauglicher Signalprozessorplattformen führt dazu, dass einige der recherchierten Algorithmen nicht ohne Weiteres auf ein solches System übertragbar sind.

Daher trägt diese Arbeit wesentlich dazu bei, aus bestehenden Konzepten passende Algorithmen zu entwerfen, mit denen ein praxisgerechter Einsatz in einer produktiven Umgebung unter Echtzeitbedingungen mit begrenzten Speicher- und Rechenkapazitäten möglich wird. Es wurde ein allgemeingültiger Ansatz zur Optimierung von Regelstrecken mit einer unbegrenzten Anzahl an Resonanzfrequenzen mit dem Scanning-Verfahren vorgestellt, welches für sämtliche Maschinenachsen einsetzbar ist, da das Identifikationsverfahren nicht in den bestehenden Regelkreis eingreift.

Um Notch-Filter automatisiert zu parametrieren, wurde das Relay-Feedback-Experiment von [25] auf eine reale Werkzeugmaschine transferiert, leicht modifiziert und mit einem Nelder-Mead-Optimierungsverfahren gekoppelt, um eine Möglichkeit zu schaffen, die Streckenübertragungsfunktion des offenen Kreises zu identifizieren. Dieses zweistufige Verfahren führte in dieser Arbeit bei korrekt gewählter Modellordnung zu guten Ergebnissen. Jedoch funktioniert dieses Verfahren nicht für endlagenbeschränkte oder schwerkraftbehaftete Achsen, die in einer realen Werkzeugmaschine vorkommen. Da alle Maschinenachsen mit der gleichen Frequenzumrichtersoftware ausgeführt werden sollen, ist ein universelles Verfahren nötig.

Dazu wurde das Scanning-Verfahren neu entwickelt, welches auf den Ausführungen von Yang basiert und mit einem Chirp-Signal ein Leistungsdichtespektrum aufzeichnet. Dadurch können ohne Eingriff in eine bestehende Reglerstruktur die mechanischen Resonanzen erfasst und in einem anschließenden Schritt mehrere Resonanzfrequenzen identifiziert werden. Da die Anzahl der Resonanzfrequenzen dabei nicht an ein Modell geknüpft ist, ist die Anzahl der identifizierbaren Resonanzfrequenzen nicht beschränkt. Das Scanning-Verfahren konnte erfolgreich auf dem Frequenzumrichter in C mit einer Reglertaktrate von 32 kHz betrieben werden.

An zwei verschiedenen Baureihen eines Herstellers von Werkzeugmaschinen, die beide in Serie von Kunden weltweit im Einsatz sind, wurden die Algorithmen mit verschiedenen Werkstücken erfolgreich getestet. Da die Regler in der Inbetriebnahme sehr robust ausgelegt werden, um selbst bei großen Änderungen in der Regelstrecke eine stabile Regelung zu erzielen, kann durch das automatisierte Dämpfen von Resonanzfrequenzen durch Notch-Filter eine signifikante Verbesserung der Robustheitsforderung erzielt werden. Durch Erhöhen der Reglerverstärkung kann die Reglerbandbreite vergrößert werden, was ohne Einschränkung der Robustheit sowohl ein verbessertes Führungs- als auch Störverhalten erzielt. Durch Einsatz des Scanning-Verfahrens konnte die dominierende Resonanzfrequenz automatisiert identifiziert und ein passendes Notch-Filter parametriert werden, wodurch die Reglerverstärkung mindestens verdoppelt werden konnte. Die zur Bewertung der Regelgüte herangezogenen Metriken wiesen bei gespanntem Werkstück eine Verschlechterung

um Faktor fünf auf, da die Resonanzfrequenz des Werkstücks die Regelgüte dominiert hat. Durch den Einsatz des Notch-Filters konnte die Metrik wiederum um Faktor vier verbessert werden. Nach anschließender Verdopplung der Reglerverstärkung konnte annähernd die gleiche Lageabweichung wie bei einer leeren Achse gemessen werden. Dadurch wird ein entscheidender Kundennutzen erzeugt, der seine Werkstücke mit einer erhöhten Produktqualität oder in kürzerer Zeit produzieren kann.

Für die Bewertung der Wirksamkeit von Notch-Filtern wurden Messungen im Zeit- und Frequenzbereich durchgeführt. Im Zeitbereich wurde ein Reversierprofil für die C-Achse durchgeführt und die Lageabweichung anhand der Beschleunigungsvorsteuerung in einen Bereich dynamischer Anregung und konstanten Vorschubs unterteilt. Für jeden Bereich wurden verschiedene Metriken berechnet und bei unterschiedlichen Einstellungen verglichen. Diese Unterteilung und systematische Analyse wurde für diese Anwendung nicht in der Literatur gefunden und stellt damit eine Ergänzung der Einstellkriterien für Regelungen dar.

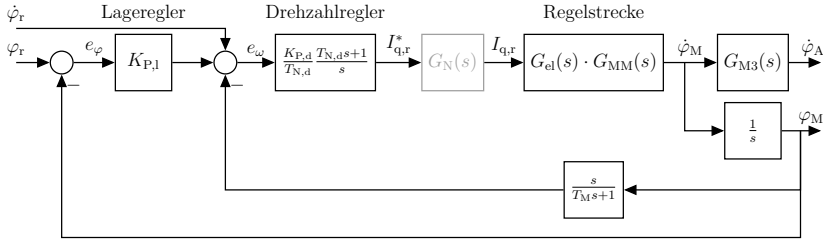
So zeigte sich, dass im Bereich der dynamischen Anregung die Reglereinstellung und im Fall der konstanten Bewegung das Ausregeln von Störgrößen die jeweiligen Metriken dominieren. Dadurch ist es in einer Messung möglich, gleichzeitig sowohl die Reglereinstellung inklusive Vorsteuerungen, als auch die Wirksamkeit von Notch-Filtern nachzuweisen.

Neben dem Einsatz bei rotativen Direktantrieben lassen sich die Algorithmen allgemeingültig verwenden. Ein weiteres Einsatzgebiet könnte der Transfer auf translatorische Direktantriebe sein, bei denen auch ZMS durch Werkstückaufbauten auftreten können. Ferner ist eine Erweiterung auf MMS denkbar, da die vorgestellten Algorithmen in der Lage sind, mehrere Resonanzfrequenzen in einem Identifikationslauf zu detektieren.

STABILITÄTSBETRACHTUNG DER KASKADIERTEN REGELUNG

Dieses Kapitel analysiert die theoretischen Zusammenhänge des eingesetzten kaskadierten Regelungssystems. Dabei wird eine ausführliche Stabilitätsbetrachtung des Regelungssystems mit und ohne Notch-Filter durchgeführt. Da das Notch-Filter vor der Regelstrecke im Regelkreis eingesetzt wird, um die mechanische Resonanzfrequenz der Regelstrecke zu dämpfen, muss untersucht werden, ob dies Einfluss auf die Stabilität des gesamten Regelkreises haben kann.

Das Konzept der kaskadierten Regelkreise sieht vor, dass die Zeitkonstanten von den inneren zu den äußeren Regelkreise signifikant abnehmen [34, 52]. Dadurch kann der äußere Regelkreis mit einem einfachen Ersatzschaltbild des inneren geschlossenen Regelkreises ausgelegt werden. Diese Vereinfachung ist jedoch bei hochdynamischen Servoantrieben nur sehr eingeschränkt zulässig. Insbesondere kann der Lageregelkreis Auswirkungen auf die Pole des unterlagerten Drehzahlregelkreises nehmen, was die Analyse der Resonanzfrequenzen der Regelstrecke im kaskadierten Regelungssystem erschwert. Da in der Literatur vielfach der Einsatz von rotativen PMSM ohne Lageregelkreis betrachtet werden, kann diese Theorie nur begrenzt auf Servoanwendungen übertragen werden. Daher wird in diesem Kapitel das kaskadierte Regelungssystem in einen einschleifigen Regelkreis überführt, an dem die gängigen und etablierten Methoden zur Analyse von Regelungen angewendet werden. Um diesen Schritt vollziehen zu können, muss eine analytische Ableitung des Sollwertsignals über einen Sollwertgenerator vorliegen. Dies ist jedoch in praktischen Anwendungen der Fall.


 Abbildung A.1: Signalflussplan des entkoppelten Systems inklusive Lageregelung auf φ_M .

A.1 Systembeschreibung

Als Grundlage für die analytische Beschreibung des Gesamtsystems dient Abbildung A.1 in der üblichen kaskadierten Reglerstruktur für Drehzahl und Lageregelung. Die Regelstrecke $G_s(s)$ wird dabei in Anlehnung an [75] benutzt. Dabei wird vereinfacht angenommen, dass die Dämpfung der mechanischen Resonanzfrequenz vernachlässigbar klein ist.

Wird angenommen, dass eine ideale Vorsteuerung der Sollgeschwindigkeit ($\dot{\varphi}_r = s \varphi_r$) existiert und die Zeitkonstante des Drehzahlwertfilters T_M hinreichend klein ist, kann das kaskadierte System in einen einschleifigen Regelkreis überführt werden. Der Lageregler wird dadurch zu einem PD-Glied ($K_{P,l} + s$):

$$\begin{aligned} e_\varphi(s) &= \varphi_r(s) - \varphi_M(s) \\ e_\omega(s) &= \dot{\varphi}_r(s) - \dot{\varphi}_M(s) + e_\varphi(s) K_{P,l} \\ e_\omega(s) &= e_\varphi(s)(s + K_{P,l}) \end{aligned} \quad (A.1)$$

Damit ergibt sich für die Übertragungsfunktion des Reglers des einschleifigen Regelkreises $G_{R,\varphi}(s)$:

$$\begin{aligned} G_{R,\varphi}(s) &= \frac{I_{q,r}(s)}{e_\varphi(s)} \\ I_{q,r}(s) &= K_{P,d} \frac{T_{N,d} s + 1}{T_{N,d} s} e_\omega \\ &= \frac{K_P}{T_N T_V} \left(\frac{T_N s + 1}{s} \right) (T_V s + 1) \\ T_N &= T_{N,d}, \quad K_P = K_{P,d}, \quad T_V = \frac{1}{K_{P,l}} \end{aligned} \quad (A.2)$$

Für die Beschreibung des geschlossenen einschleifigen Regelkreises folgt:

$$\begin{aligned}
 G_{w,\varphi}(s) &= \frac{G_{o,\varphi}(s)}{1 + G_{o,\varphi}(s)} \\
 G_{o,\varphi}(s) &= G_{R,\varphi}(s) \cdot G_s(s) \frac{1}{s} \\
 G_s(s) &= \frac{k_F}{1 + T_e s} \cdot \frac{1}{s \Theta_{\text{Sum}}} \cdot \frac{\frac{1}{\lambda \omega_{\text{Res}}^2} s^2 + 1}{\frac{1}{\omega_{\text{Res}}^2} s^2 + 1} \\
 \Theta_{\text{Sum}} &= \Theta_A + \Theta_M \quad \lambda = \frac{\Theta_M}{\Theta_{\text{Sum}}}
 \end{aligned} \tag{A.3}$$

Dabei bezeichnet $G_{w,\varphi}(s)$ die Übertragungsfunktion des geschlossenen und $G_{o,\varphi}(s)$ die Übertragungsfunktion des offenen einschleifigen Regelkreises. Die komplette Regelstrecke $G_s(s) \cdot 1/s$ besitzt einen doppelten Pol im Ursprung. Daraus folgt, dass der Regler mindestens eine parametrierbare Nullstelle benötigt, um die Strecke zu stabilisieren. Hierfür wäre der PD-Lageregler mit einem P-Drehzahlregler ausreichend, da die Strecke selbst zwei offene Integratoren besitzt. Jedoch führt ein fehlender I-Anteil im Drehzahlregler zu einer schlechteren Ausregelung von Störgrößen. Durch den weiteren Pol des I-Anteils im Drehzahlregler beginnt die Phase des offenen Kreises bei -270° . Die beiden Nullstellen erzeugen eine Phasenanhebung von jeweils 90° , die dafür eingesetzt werden, den Regelkreis zu stabilisieren. Eine jeweilige Phasenanhebung von 45° erfolgt jeweils bei $\omega_1 = -1/T_N$ sowie $\omega_2 = -1/T_V$.

A.1.1 PID-Regler

Durch den dominierenden Einfluss des ZMS ergeben sich andere Anforderungen an die Einstellregeln des Reglers. Zirn hatte in [75] bereits die Drehzahlreglerverstärkung über ein Newton-Rapson-Algorithmus derart angenähert, dass das dominante Polpaar im geschlossenen Drehzahlregelkreis eine möglichst hohe Dämpfung hat. Er hat sich dabei jedoch auf die Struktur eines P-Reglers ohne äußere Lagereglerkaskade beschränkt. [18] hat sich hingegen mit der optimalen Regelung von doppelt integrierenden Regelstrecken mit PID-Reglern beschäftigt und dabei die Einstellregeln nach SIMC von [58] mit einer Optimierung des IAE-Gütemaßes verglichen. Für weitere empirischen Einstellkriterien wird an [68] verwiesen.

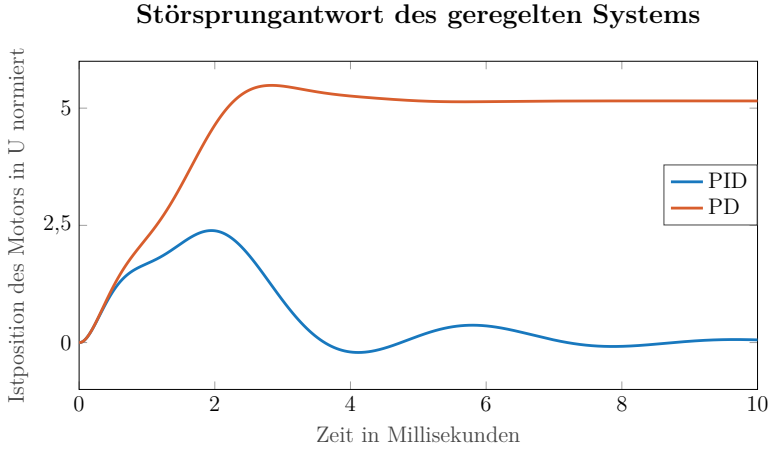


Abbildung A.2: Störsprungantwort des geregelten Systems für eine rechteckförmige Störung, die vor der Strecke in das System gelangt für $\nu = \kappa = \gamma = 1$. Dies entspricht einer Störung auf das Beschleunigungsmoment, zum Beispiel durch Reibung oder Prozesskräfte.

Aus der optimalen Drehzahlreglerverstärkung von Zirn und den Zeitkonstanten aus [18] ergeben sich folgende Startwerte für die folgende Analyse:

$$\begin{aligned}
 T_V &= \nu T_N \\
 T_N &= \gamma \frac{4}{\omega_{\text{Res}}} \\
 K_P &= \kappa \frac{\omega_{\text{Res}} \lambda^{0.8}}{k_F}
 \end{aligned} \tag{A.4}$$

Als Startwerte sollen $\kappa = \nu = \gamma = 1$ gelten, die im Folgenden näher untersucht werden. Da das Ausregeln von Störgrößen für die Anwendung wichtig ist, wird im folgenden Abschnitt der Schwerpunkt auf die Analyse von PID-Reglern gelegt und PD-Regler teilweise zum Vergleich dargestellt.

Die Bedeutung des I-Anteils kann in Abbildung A.2 beobachtet werden. Störungen, die vor der Regelstrecke auf das System wirken, durchlaufen durch die Regelstrecke bereits zwei offene Integratoren. Dadurch muss der Regler zwei Nullstellen besitzen, um dies auszuregeln. Störungen, die vor der Regelstrecke einwirken, entsprechen Kräfte, die der Beschleunigungswirkung des Motors entgegen wirken; zum Beispiel Prozesskräfte oder Reibung. Da das Ausregeln von Störgrößen für Servoanwendungen gewünscht wird, muss im Regler ein I-Anteil enthalten sein.

A.1.2 Notch-Filter

Am Ausgang des Drehzahlreglers kann der Sollstrom $I_{q,r}$ über ein Notch-Filter gefiltert werden, um unerwünschtes Streckenverhalten, beispielsweise die Resonanzfrequenz eines ZMS, zu dämpfen. Die Form des Notch-Filters ist durch Gleichung (6.5) gegeben, die nachfolgend wiederholt wird:

$$G_N(s) = \frac{s^2 + (1 - g_N) \Delta\omega_N \omega_N s + \omega_N^2}{s^2 + \Delta\omega_N \omega_N s + \omega_N^2} \quad (\text{A.5})$$

Eine ausführliche Behandlung der Auslegung und Berechnung der Notch-Filterparameter erfolgt in Abschnitt 6.1.3. Da das Notch-Filter im geschlossenen Regelkreis wirkt, kann dieser Einfluss auf die Stabilität und die Pole des geschlossenen Kreises haben. Daher wird im nächsten Abschnitt die Stabilität des geschlossenen einschleifigen Regelkreises für den Fall der kompletten Regelstrecke mit und ohne Notch-Filter verglichen.

A.2 Stabilitätsbetrachtung

Abbildung A.3 zeigt den Frequenzgang des offenen Kreis des einschleifigen Regelkreis für die komplette Regelstrecke $G_s(s) \cdot 1/s$ und Abbildung A.4 zeigt die entsprechende Ortskurve. Dabei wird die Konfiguration mit PID-Regler $G_{R,\varphi}(s)$ mit der Konfiguration mit PID-Regler und eingebauten Notch-Filter im Kreis verglichen, um den Einfluss auf die Stabilität des Regelkreises zu diskutieren. Die Regelstrecke wird dabei mit $\lambda = 0,47$, $\Theta_M = 1 \text{ kgm}^2$ sowie $\omega_{\text{Res}} = 2\pi 600 \text{ Hz}$ parametrisiert, was der Konfiguration am Teststand entspricht.

A.2.1 PID-Regler ohne Notch-Filter

Der Regler $G_{R,\varphi}(s)$ wird mit den von [18] empfohlenen Startwerten $\nu = \kappa = \gamma = 1$ abgebildet. Die Verstärkung wird derart angehoben, dass die Verstärkung im offenen Kreis für den Fall, dass die Phase -180° mit positivem Gradienten auftritt, 0 dB ist. Dies ist bei der von Zirn vorgeschlagenen Drehzahlreglerverstärkung bereits der Fall.

Für die Analyse der Stabilität im offenen Kreis werden zunächst folgende Bedingungen formuliert:

$$\begin{aligned} \angle G_{o,\varphi}(j\omega) \Big|_{\omega=\omega_{p+}} &= -180^\circ \wedge \frac{d\angle G_{o,\varphi}(j\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_{p+}} > 0 \\ V_{G_{p+}} &= |G_{o,\varphi}(j\omega)| \Big|_{\omega=\omega_{p+}} > 1 \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

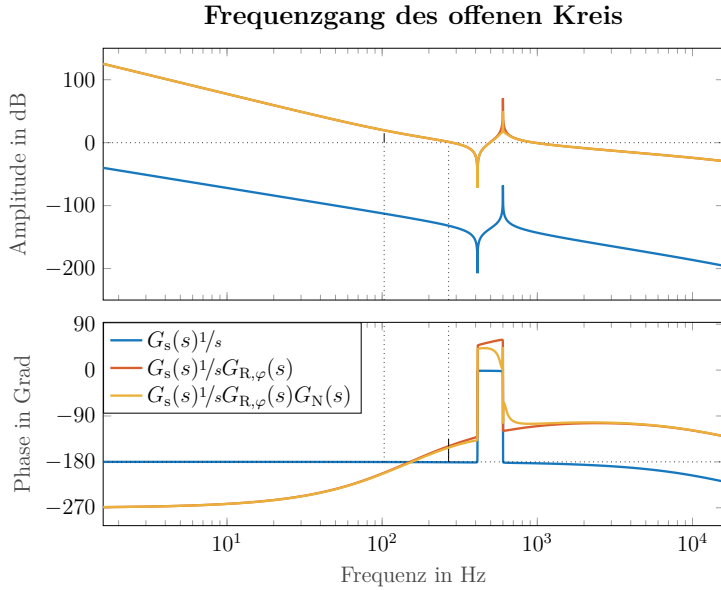


Abbildung A.3: Frequenzgang des offenen Lageregelkreis für $\nu = \kappa = \gamma = 1$.

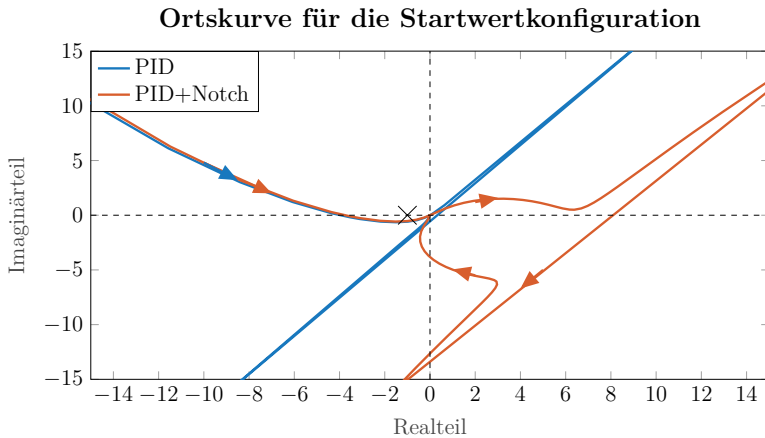


Abbildung A.4: Ortskurve des offenen Lageregelkreis für $\nu = \kappa = \gamma = 1$.

Dabei bezeichnet $V_{\text{Gr}+}$ die Amplitudenreserve, die bei der Kreisfrequenz $\omega_{\text{P}+}$ auftritt. Dies widerspricht der intuitiven Annahme, dass die Verstärkung beim Passieren des Phasenwerts von -180° negativ sein muss. Jedoch sei an dieser Stelle ausdrücklich darauf hingewiesen, dass die Phase mit positivem Gradienten diesen Punkt passiert.

Die Phase des offenen Kreises kann den Punkt -180° auch in negativer Richtung passieren. Die Verstärkung bei dieser Frequenz $\omega_{\text{P}-}$ muss kleiner eins sein.

$$\begin{aligned} \angle G_{\text{o},\varphi}(j\omega) \Big|_{\omega=\omega_{\text{P}-}} &= -180^\circ \wedge \frac{d\angle G_{\text{o},\varphi}(j\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_{\text{P}-}} < 0 \\ V_{\text{Gr}-} &= |G_{\text{o},\varphi}(j\omega)| \Big|_{\omega=\omega_{\text{P}-}} \\ 0 &< V_{\text{Gr}-} < 1 \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

Neben diesen beiden notwendigen Bedingungen der Amplitudenreserven $V_{\text{Gr}-} < 1 \wedge V_{\text{Gr}+} > 1$ wird eine positive Phasenreserve PR benötigt. Diese wird definiert zu:

$$\begin{aligned} 1 &= |G_{\text{o},\varphi}(j\omega)| \Big|_{\omega=\omega_{\text{PM}}} \\ PR &= \angle G_{\text{o},\varphi}(j\omega_{\text{PM}}) + 180^\circ \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

A.2.2 PID-Regler mit Notch-Filter

Durch den Einsatz eines Notch-Filters im Regelkreis wird die Phase vor der Mittenfrequenz abgesenkt und nach der Mittenfrequenz angehoben. Wird der Notch-Filter korrekt auf die Resonanzfrequenz der Strecke parametrisiert, führt dies zu einer besseren Dämpfung der Resonanzfrequenz und damit zu einem sanfteren Phasenabfall im Bereich der Resonanzfrequenz. Dieser Fall ist in Abbildung A.3 dargestellt. In diesem Fall hat der Notch-Filter keine Auswirkungen auf die Stabilität des Gesamtsystems.

Wird die Mittenfrequenz des Notch-Filters nicht direkt auf die Resonanzfrequenz der Regelstrecke parametrisiert, kann über den Parameter ξ das Verhältnis aus parametrisierter Notch-Filter Mittenfrequenz und wahrer Resonanzfrequenz der Regelstrecke ausgedrückt werden:

$$\begin{aligned} \omega_{\text{N}} &= \xi \omega_{\text{Res}} \\ \xi &= \frac{\omega_{\text{N}}}{\omega_{\text{Res}}} \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

Ist $\xi < 1$, so liegt die Mittenfrequenz des Notch-Filters vor der Resonanzfrequenz. Dadurch beträgt die Phasenabsenkung an der Resonanzfrequenz weniger als 180° , da der Notch-Filter

in diesem Fall bereits die Phase anhebt. Dieser Fall ist für die Stabilität unkritisch, so lange die Mittenfrequenz des Notch-Filters ausreichend oberhalb der Anti-Resonanzfrequenz ω_{Min} der Regelstrecke liegt. Dafür gelte:

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{1}{\lambda \omega_{\text{Res}}^2} s_{\text{N}1,2}^2 + 1 \\ s_{\text{N}1,2} &= \pm j \omega_{\text{Res}} \sqrt{\lambda} \\ \omega_{\text{Min}} &= \omega_{\text{Res}} \sqrt{\lambda} \\ \lambda &= \left(\frac{\omega_{\text{Min}}}{\omega_{\text{Res}}} \right)^2 \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

Wenn in erster Näherung davon ausgegangen wird, dass der Phasenabfall des Notch-Filters vor der Resonanzfrequenz entsprechend Abbildung 6.3 für Notch-Filtertiefen von $g_{\text{N}} < 0,99$ erst bei $0,7 \omega_{\text{N}}$ beginnt, gelte:

$$\begin{aligned} \omega_{\text{Min}} &\leq 0,7 \omega_{\text{N}} \\ \sqrt{\lambda} \omega_{\text{Res}} &\leq 0,7 \xi \omega_{\text{Res}} \\ \xi &\geq \sqrt{2\lambda} \text{ mit } \lambda = \frac{\Theta_{\text{M}}}{\Theta_{\text{M}} + \Theta_{\text{A}}} < 1 \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

Für den Teststand mit $\lambda = 0,47$ ergibt sich $\xi \geq 0,96$. Diese konservative Abschätzung zum Einfluss des Notch-Filters auf die Stabilität ermöglicht eine Abweichung von 4 % von der wahren Resonanzfrequenz ω_{Res} . Diese Abschätzung ist jedoch sehr konservativ, da dadurch kein Phasenabfall vor der Anti-Resonanzfrequenz ω_{Min} erfolgt. Da das System jedoch über eine positive Phasenreserve verfügen muss, ist selbst vor ω_{Min} eine Absenkung der Phase durch den Notch-Filter in der Regel zulässig.

Ist $\xi > 1$, liegt die Notch-Filter Mittenfrequenz oberhalb der Resonanzfrequenz der Regelstrecke. Die Phasenabsenkung durch die Resonanzfrequenz wird in diesem Fall durch den Phasenabfall des Notch-Filters verstärkt. Der Regelkreis kann dadurch instabil werden, wenn die Parameter κ , ν sowie γ ungünstig gewählt werden. Die Abbildungen (A.5) bis (A.10) zeigen eine Stabilitätsanalyse des Gesamtsystems, die mit MATLAB durchgeführt worden ist. Dabei wird das folgende Parameterfeld simuliert und die Stabilität über den Befehl `allmargin(sys)` für das System mit Regler ohne und mit Notch-Filter berechnet:

$$0,4 \leq \kappa \leq 1,3 \quad \wedge \quad 0,3 \leq \gamma \leq 1,0 \quad \wedge \quad 1,0 \leq \xi \leq 1,5 \quad (\text{A.12})$$

Die Darstellung wird mit einzelnen Punkten gewählt, da die Systeme für diskrete Parametrisierungen simuliert worden ist. Die Z-Höhen der Abbildungen werden über ein Farbbild

abgebildet:

$$Z = f(\kappa, \gamma, \xi) = \begin{cases} \text{blau, für PID instabil, PID+Notch instabil} \\ \text{gelb, für PID stabil, PID+Notch instabil} \\ \text{orange, für PID instabil, PID+Notch stabil} \\ \text{rot, für PID stabil, PID+Notch stabil} \end{cases} \quad (\text{A.13})$$

- Es gibt keinen Fall, bei dem das System mit Notch-Filter stabil und das System ohne Notch-Filter instabil ist. Dies war zu erwarten.
- Für $\gamma > 0,84$ sind beide Systeme im Rahmen des Testumfelds stabil, für $\gamma \leq 0,4$ sind beide Systeme instabil. Da typische Werte für γ im Bereich von 0,5 (aggressiver Regler) bis 1,5 (robuster Regler) liegen und der Startwert $\gamma = 1$ immer stabil ist, muss die Stabilität ausschließlich bei einer aggressiven Reglereinstellung näher betrachtet werden.
- Ist die Verstärkung κ gering (zum Beispiel 0,4), muss $\gamma > 0,66$ sein, damit das System ohne Notch-Filter stabil ist. Beide Systeme werden ab $\gamma > 0,84$ stabil. Dies entspricht der Erkenntnis aus der Wurzelortskurve, dessen Äste bei geringer Verstärkung in der rechten Halbebene liegen können.
- Ist $\gamma < 0,84$, entstehen je nach Wahl von κ und ξ Bereiche, in denen das System mit Notch-Filter instabil wird. In den Abbildungen sind diese Bereiche als Ebenen mit dem Wert $Z = 1$ zu erkennen. So wird das System mit Notch-Filter in Abbildung A.8 bei $\gamma = 0,57$ im Bereich von $1,1 \leq \xi \leq 1,27$ instabil. Durch die zusätzliche Nullstelle im Frequenzgang kann dies in diesem Bereich dazu führen, dass die Phase unterhalb von -180° fällt und dabei die Nullstelle die Amplitudenreserve für diesen Fall zu stark absinken lässt.
- Für $\xi < 1,05$ bleiben beide Systeme für $\gamma > 0,5$ bei unterschiedlichen Verstärkungen stabil. Dadurch hat eine geringfügig zu hoch geschätzte Resonanzfrequenz keinen Einfluss auf die Stabilität des Systems.

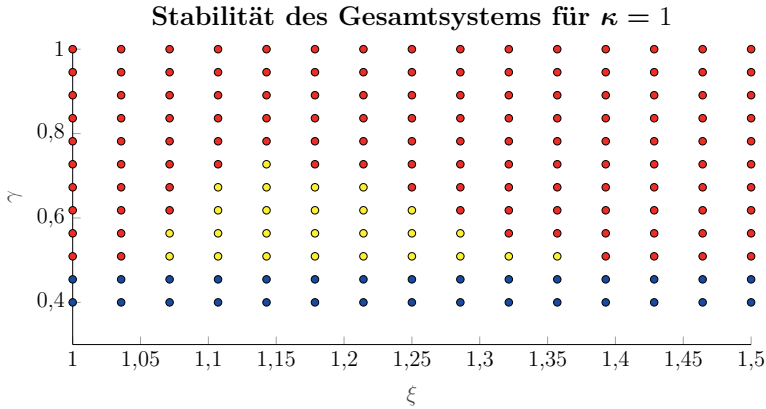


Abbildung A.5: Stabilitätsanalyse für unterschiedliche Notch-Filter Mittenfrequenzen ξ und Zeitkonstanten γ bei konstanter Kreisverstärkung $\kappa = 1$

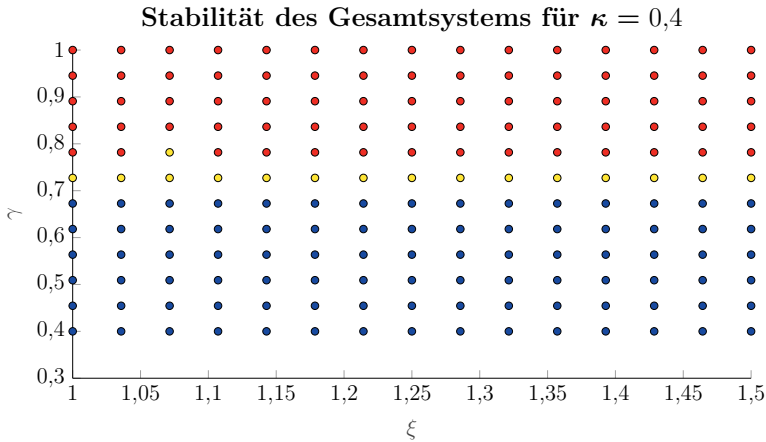


Abbildung A.6: Stabilitätsanalyse für unterschiedliche Notch-Filter Mittenfrequenzen ξ und Zeitkonstanten γ bei konstanter Kreisverstärkung $\kappa = 0,4$.

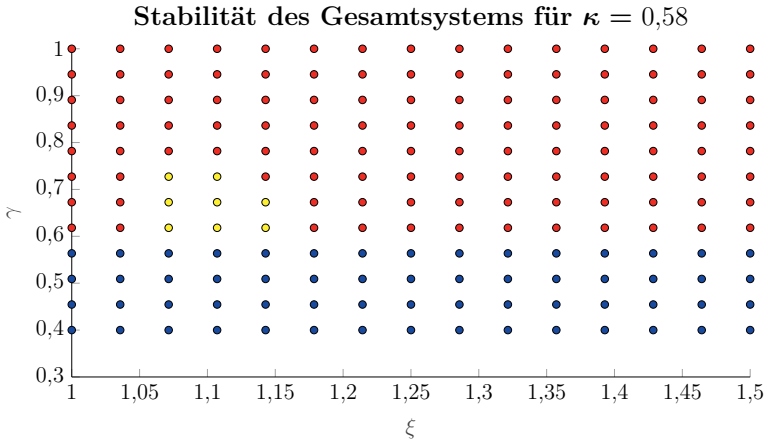


Abbildung A.7: Stabilitätsanalyse für unterschiedliche Notch-Filter Mittenfrequenzen ξ und Zeitkonstanten γ bei konstanter Kreisverstärkung $\kappa = 0,58$

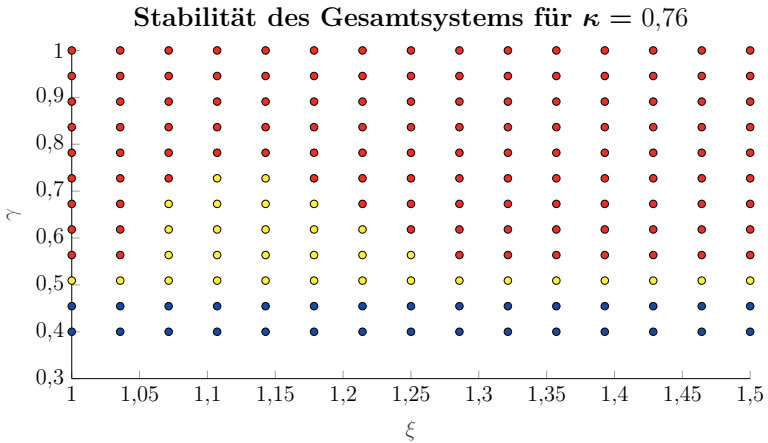


Abbildung A.8: Stabilitätsanalyse für unterschiedliche Notch-Filter Mittenfrequenzen ξ und Zeitkonstanten γ bei konstanter Kreisverstärkung $\kappa = 0,76$

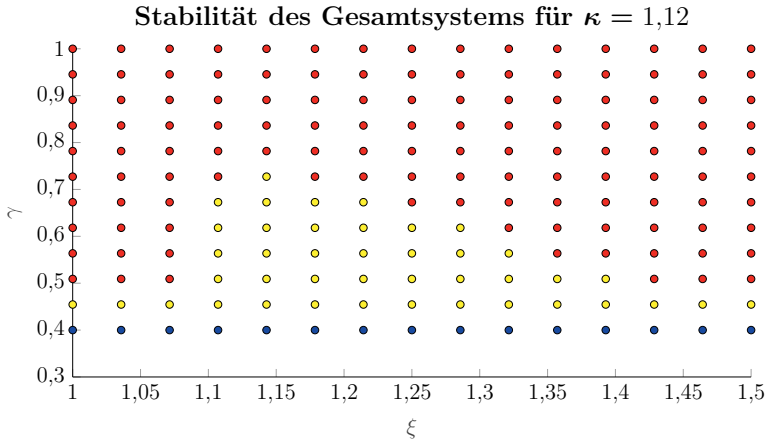


Abbildung A.9: Stabilitätsanalyse für unterschiedliche Notch-Filter Mittenfrequenzen ξ und Zeitkonstanten γ bei konstanter Kreisverstärkung $\kappa = 1,12$

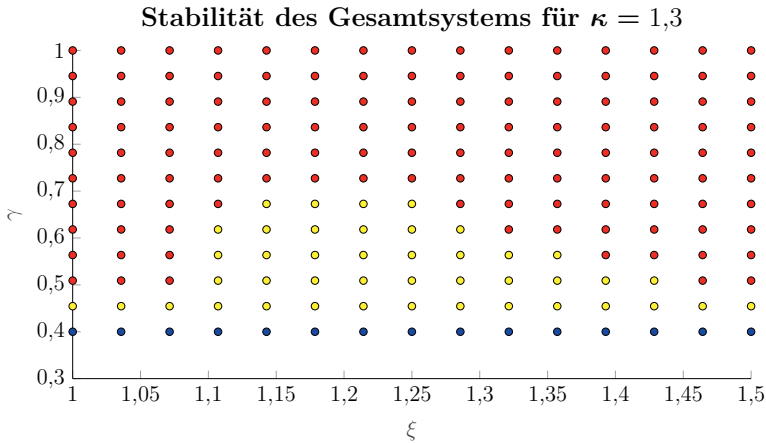


Abbildung A.10: Stabilitätsanalyse für unterschiedliche Notch-Filter Mittenfrequenzen ξ und Zeitkonstanten γ bei konstanter Kreisverstärkung $\kappa = 1,3$

A.2.3 Charakteristische Gleichung

Neben der Simulation des Regelungssystems für unterschiedliche Parametrierungen kann auch die charakteristische Gleichung angegeben werden. Bei dieser Angabe wird der Übersicht halber auf die Angabe eines Notch-Filters in der Gleichung verzichtet. Dieser wäre zu ergänzen, wenn dieses Verhalten auf analytischem Weg weiterverfolgt werden sollte. Jedoch ist bereits ohne Angabe des Notch-Filters die Ordnung so hoch, dass keine analytische Lösung existiert. Für die charakteristische Gleichung des geschlossenen Regelkreises ergibt sich:

$$0 = \sum_{n=0}^6 a_n s^n \quad (\text{A.14})$$

$$\begin{aligned} a_0 &= k_F K_P \Theta_M \kappa \omega_0^3 \\ a_1 &= k_F K_P \Theta_M T_N \kappa \nu \omega_0^3 + 4k_F K_P \Theta_M \gamma \kappa \omega_0^2 \\ a_2 &= k_F K_P \Theta_A \kappa \omega_0 + k_F K_P \Theta_M \kappa \omega_0 \\ &\quad + 4k_F K_P \Theta_M T_N \gamma \kappa \nu \omega_0^2 \\ a_3 &= T_N \nu \Theta_M^2 \omega_0^3 + \Theta_A T_N \nu \Theta_M \omega_0^3 \\ &\quad + k_F K_P T_N \kappa \nu \Theta_M \omega_0 + 4k_F K_P \gamma \kappa \Theta_M \\ &\quad + k_F K_P \Theta_A T_N \kappa \nu \omega_0 + 4k_F K_P \Theta_A \gamma \kappa \\ a_4 &= T_e T_N \nu \Theta_M^2 \omega_0^3 + T_e \Theta_A T_N \nu \Theta_M \omega_0^3 \\ &\quad + 4k_F K_P T_N \gamma \kappa \nu \Theta_M + 4k_F K_P \Theta_A T_N \gamma \kappa \nu \\ a_5 &= T_N \nu \omega_0 \Theta_M^2 + \Theta_A T_N \nu \omega_0 \Theta_M \\ a_6 &= T_e T_N \nu \omega_0 \Theta_M^2 + T_e \Theta_A T_N \nu \omega_0 \Theta_M \end{aligned} \quad (\text{A.15})$$

Mit den Zusammenhängen $T_N = 4\gamma/\omega_{\text{Res}}$ sowie $\Theta_M + \Theta_A = \Theta_{\text{Sum}}$ ergibt sich:

$$\begin{aligned} a_0 &= k_F K_P \Theta_M \kappa \omega_0^3 \\ a_1 &= 4k_F K_P \Theta_M \gamma \kappa \omega_0^2 (\nu + 1) \\ a_2 &= k_F K_P \kappa \omega_0 \Theta_{\text{Sum}} (16\lambda\gamma^2\nu + 1) \\ a_3 &= 4\gamma \Theta_{\text{Sum}} [\nu \Theta_M \omega_0^2 + k_F K_P \kappa (\nu + 1)] \\ a_4 &= 4\gamma \nu \Theta_{\text{Sum}} [T_e \Theta_M \omega_0^2 + k_F K_P T_N \kappa] \\ a_5 &= 4\gamma \nu \Theta_M \Theta_{\text{Sum}} \\ a_6 &= 4T_e \gamma \nu \Theta_M \Theta_{\text{Sum}} \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

A.3 Geschlossener Lageregelkreis

Abbildung A.11 stellt den Frequenzgang des geschlossenen Kreis mit den Startwerten $\kappa = \nu = \gamma = 1$ und Abbildung A.12 die Sprungantwort dar. Charakteristisch für diese Konfiguration ist die Überhöhung vor der Nullstelle des ZMS. Für die Konfiguration mit Startwerten liegt diese Überhöhung bei 253 Hz und beträgt 6,3 dB. Die Überhöhung im Frequenzgang ist bei Servoanwendungen unerwünscht, da es zu einer Konturverletzung kommen kann, sofern in einem Sollwertprofil signifikante Frequenzanteile in diesem Frequenzbereich vorhanden sind.

Neben der Überhöhung im Frequenzgang für den geschlossenen Regelkreis bei Führungsverhalten kann auch die Überhöhung im Frequenzgang der Störübertragungsfunktion betrachtet werden. Bei dieser Konfiguration beträgt sie 4,8 dB bei 283 Hz. Sie ist ein Maß dafür, wie groß eine Störung im schlimmsten Fall bei dieser Frequenz durch das System auf die Motorposition (Regelgröße) wirkt.

Abbildung A.13 stellt die simulierte Lageabweichung des Systems dar, wenn das Reversierprofil als Eingangsgröße benutzt wird. Es werden die Konfigurationen mit und ohne Notch-Filter sowie die Konfiguration mit Regler ohne Notch-Filter mit aktivierte Sollstromvorsteuerung verglichen. Wird die Sollstromvorsteuerung benutzt, ist die Lageabweichung um den Faktor 10 kleiner als ohne Vorsteuerung. Zwischen der Konfiguration mit PID-Regler ohne und mit Notch-Filter kann keine Abweichung festgestellt werden. Wie auch bereits im Hauptteil gezeigt, hat der Einsatz eines korrekt parametrisierten Notch-Filters keine Auswirkung auf die Regelgröße bei einer Anregung der Führungsgröße.

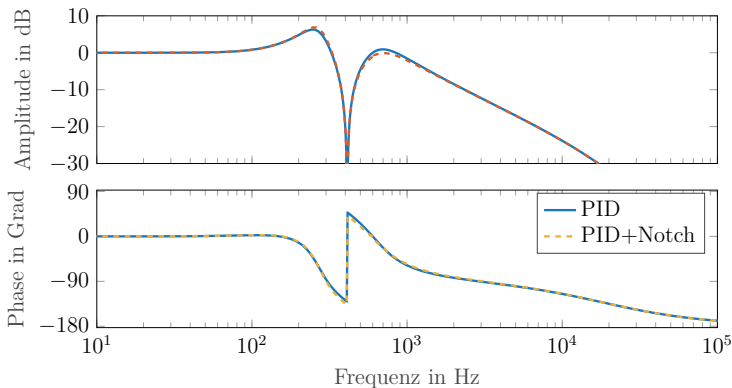


Abbildung A.11: Frequenzgang des geschlossenen Lageregelkreises für $\nu = \kappa = \gamma = 1$.

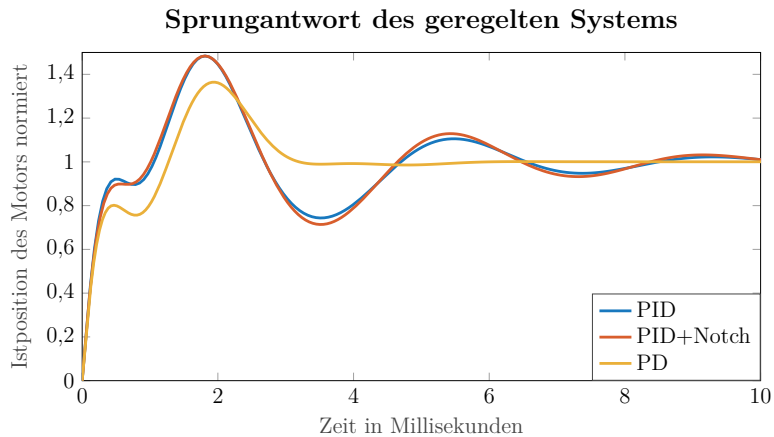


Abbildung A.12: Sprungantwort des geregelten Systems (unter Berücksichtigung idealer Geschwindigkeitsvorsteuerung) ohne Stromsollwertvorsteuerung für $\nu = \kappa = \gamma = 1$.

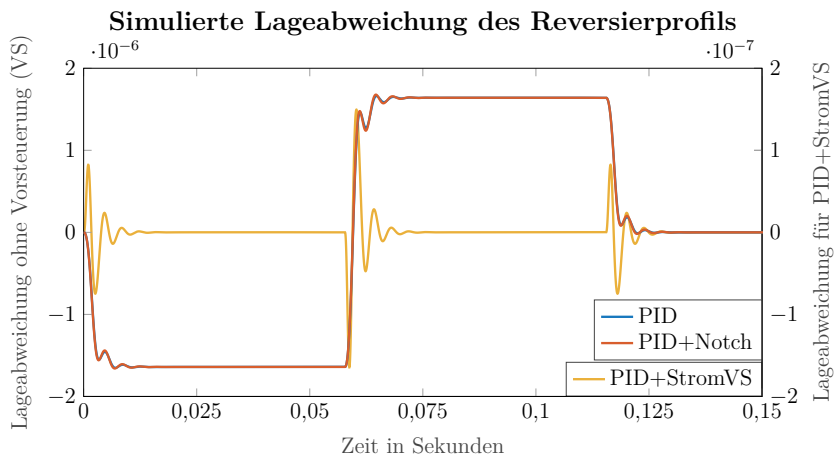


Abbildung A.13: Simulation des geregelten Systems mit Reversierprogramm mit und ohne Stromsollwertvorsteuerung für $\nu = \kappa = \gamma = 1$.

RESONANZFREQUENZVERSCHIEBUNG DES ZMS DURCH MESSUNG IM GESCHLOSSENEN REGELKREIS

Durch Messung im geschlossenen Regelkreis erfolgt eine Resonanzfrequenzverschiebung in der Messung des ZMS. Um eine Identifikation der mechanischen Resonanzfrequenz ohne Eingriff in die Regelungsstruktur durchzuführen, wird die Messung im geschlossenen Regelkreis durchgeführt. Dadurch werden die mechanischen Resonanzfrequenzen unter Umständen nicht an der Frequenz gemessen, die für eine optimale Auslegung des Notch-Filters empfehlenswert ist.

Die Resonanzfrequenz der Regelstrecke soll mittels Notch-Filter im Regelkreis gedämpft werden. Um nicht in die bestehende Regelungsstruktur einzugreifen, wird die dazu notwendige Identifikation im geschlossenen Regelkreis auf dem Drehzahl-Istwert $\dot{\varphi}_M$ durchgeführt. Dadurch wird im Allgemeinen eine andere Resonanzfrequenz gemessen, als sie im offenen Kreis vorliegt und für die Auslegung des Notch-Filters optimal wäre. Diese Verschiebung der Resonanzfrequenz durch die Messung im geschlossenen Regelkreis wird in diesem Abschnitt anhand des einschleifigen Regelkreises mit PID-Regler durchgeführt.

Die Analyse der Resonanzfrequenzverschiebung erfolgt über die Darstellung der Wurzelortskurve für den offenen Lageregelkreis. Anhand der Wurzelortskurve kann die Lage der Polstellen des geschlossenen Kreises in Abhängigkeit der Kreisverstärkung, in diesem Fall normiert auf κ dargestellt werden. Die Lage der Polstellen für die Startwertkonfiguration mit $\kappa = \xi = 1$ wird mit Plus-Zeichen zur Orientierung dargestellt. Über den Betrag der Polstelle kann auf die Lage der Resonanzfrequenz im Frequenzgang geschlossen werden, die durch die Identifikation gemessen wird. Es gilt daher:

$$\omega_P = |s_P| \quad (\text{B.1})$$

Die jeweilige Frequenz ω_p der Polstelle s_p wird in einer eigenen Abbildung dargestellt. Damit kann beurteilt werden, wie sich die zu identifizierte Resonanzfrequenz durch die Messung im geschlossenen Kreis für eine gewählte Konfiguration von γ und ξ verschiebt. Der Übersicht halber beschränkt sich diese Analyse auf den Einfluss von γ . Da ξ das Ergebnis der Identifikation ist, wird $\xi = 1$ angenommen. Die Abbildungen zur Wurzelortskurve und zur Resonanzfrequenzverschiebung stellen immer das System mit und ohne Notch-Filter im Vergleich dar. Dies zeigt sehr anschaulich den Effekt des Notch-Filters auf die Wurzelortskurve.

Abbildung B.1 zeigt die Wurzelortskurve für die Startwertkonfiguration. Wie auch bereits von Zirn diskutiert, existiert ein dominantes Polpaar. Im Gegensatz zu einer Wurzelortskurve des geschlossenen Drehzahlregelkreis ohne Lageregelkreis wird die Wurzel des dominanten Polpaars für Verstärkungen $\kappa < 0,3$ instabil. Dies bestätigt die Aussagen aus der Stabilitätsanalyse.

Der Startwert nach Zirn führt mit $\kappa = 1$ bereits zu einem stabilen Reglerverhalten. Um die maximale Dämpfung im Regelkreis zu erhalten, müsste für diese Parametrierung $\kappa = 1,17$ gewählt werden. Dann wird der Realteil die Polstelle des dominanten Polpaars betragsmäßig maximal.

Durch das Einfügen des Notch-Filters entsteht eine Polstelle auf der imaginären Achse bei der Nullstelle der Resonanzfrequenz und kompensiert diese damit. Der Notch-Filter fügt jedoch auch eine Polstelle mit parametrierter Dämpfung ein.

Durch Berechnung der Kreisfrequenzen nach Gleichung (B.1) entsteht Abbildung B.2. Die Kreisfrequenz mit dem geringsten Betrag $|s_p|_{k=1,PID} = 97,6 \text{ Hz}$ entspricht dem Pol, der auf der reellen Achse aus dem Ursprung in die Nullstelle des Reglers läuft. Die Kreisfrequenz $|s_p|_{k=1,PID} = 269,7 \text{ Hz}$ entspricht dem dominanten Polpaar, welches bei zu geringen Verstärkungen instabil werden kann. Dieser Pol korrespondiert mit der Überhöhung des Frequenzgangs im geschlossenen Kreis. Für die Identifikation der Resonanzfrequenz des ZMS ist $|s_p|_{k=1,PID} = 622,7 \text{ Hz}$ relevant.

Für den Fall $\gamma = 1$ verhält sich die Resonanzfrequenz für den Bereich $0 < \kappa < 2$ näherungsweise wie eine Sinus-Funktion mit einer Amplitude von 30 Hz. Dies kann in Abbildung B.2 beobachtet werden. Durch eine Polynomapproximation 5. Ordnung kann dieser Bereich sehr gut angenähert werden. Es ergibt sich für diesen Fall:

$$\begin{array}{lll} p_5 = 2,9796 & p_4 = 24,5606 & p_3 = -53,6259 \\ p_2 = -45,3795 & p_1 = 93,5949 & p_0 = 600,0420 \end{array}$$

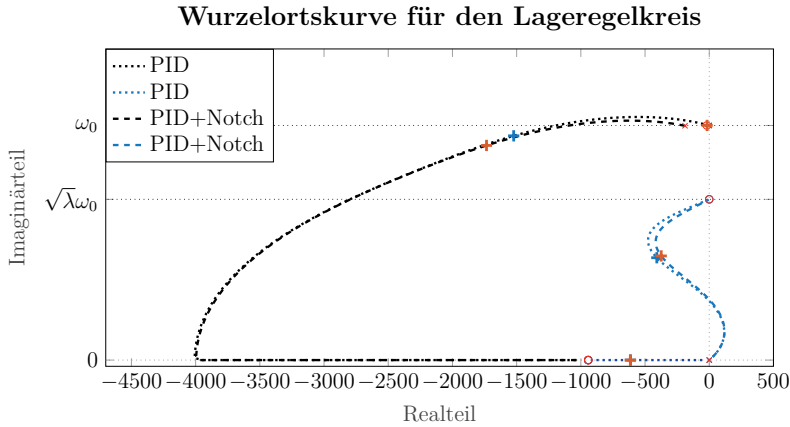


Abbildung B.1: Wurzelortskurve für die Auslegung des Regelkreises für $\nu = \gamma = 1$.

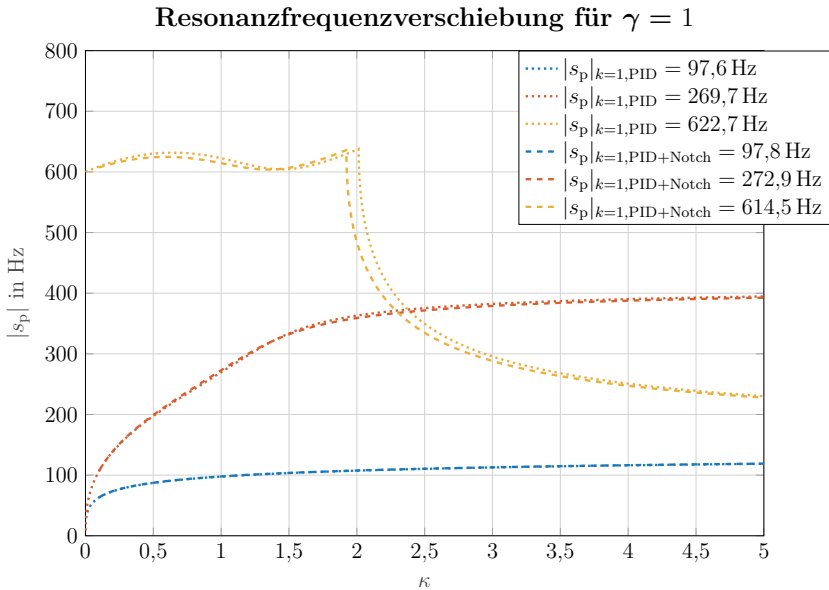


Abbildung B.2: Resonanzfrequenzverschiebung durch unterschiedliche Verstärkungen des Kreises für $\nu = \gamma = 1$.

$$\omega_{\text{Res}}(\kappa) = \sum_{n=0}^5 p_n \kappa^n \text{ für } 0 \leq \kappa \leq 2 \quad (\text{B.2})$$

Je nach Lage der doppelten Nullstelle des Reglers ($\nu = 1$), läuft der Ast des Notch-Filter Pols bzw. der Pol der Resonanzfrequenz entweder in die Nullstelle des ZMS oder in die Nullstelle des Reglers. Der Grenzfall für diesen Zusammenhang entsteht bei $\gamma \approx 1.5$ und wird in Abbildung B.3 sowie Abbildung B.4 dargestellt. In diesem Fall verhält sich die Resonanzfrequenz im Bereich $0 \leq \kappa \leq 1,3$ näherungsweise wie ein Kreissegment.

Für den Bereich $0 \leq \kappa \leq 1,3$ kann auch in diesem Fall ein Polynom 5. Grades zur Approximation angegeben werden:

$$\begin{array}{lll} p_5 = -205,7827 & p_4 = 460,0008 & p_3 = -377,4604 \\ p_2 = 28,5526 & p_1 = 56,2203 & p_0 = 600,0756 \end{array}$$

$$\omega_{\text{Res}}(\kappa) = \sum_{n=0}^5 p_n \kappa^n \text{ für } 0 \leq \kappa \leq 1,3 \quad (\text{B.3})$$

Wird jedoch $\gamma < 1$, so oszilliert die Resonanzfrequenz mit kleinerer Amplitude als bei $\gamma = 1$, jedoch steigt diese im Bereich $0 \leq \kappa \leq 2,2$ linear an.

Zusammenfassend wird die Resonanzfrequenz des ZMS durch die Messung im geschlossenen Kreis je nach Parametrierung des Systems verändert. Es können qualitativ drei Fälle unterschieden werden:

- $\gamma = 1$: Oszillierendes Verhalten mit leicht positivem Anstieg im Bereich $0 \leq \kappa \leq 2$.
- $\gamma > 1$: Abfallendes Kreissegment mit überwiegend monoton fallender Resonanzfrequenz im Bereich $0 \leq \kappa \leq 1,3$.
- $\gamma < 1$: Linearer Anstieg mit leichtem Oszillieren im Bereich $0 \leq \kappa \leq 2,2$.

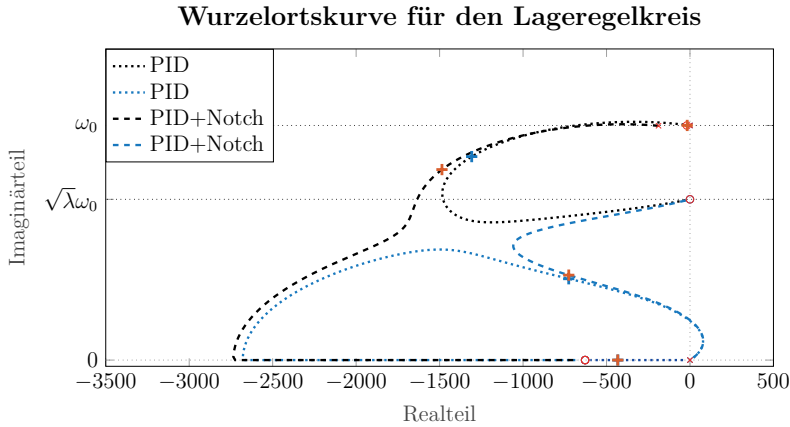


Abbildung B.3: Wurzelortskurve für die Auslegung des Regelkreises für $\nu = 1 \wedge \gamma = 1.5$.

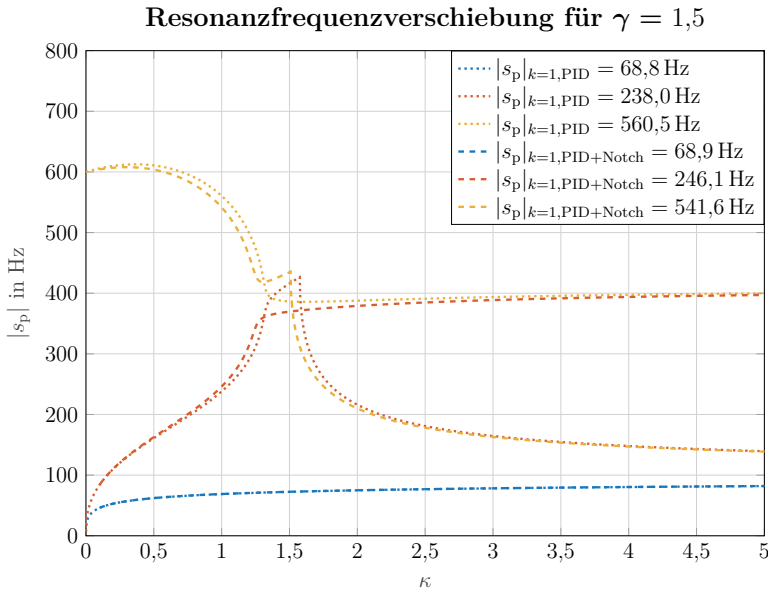


Abbildung B.4: Resonanzfrequenzverschiebung durch unterschiedliche Verstärkungen des Kreises für $\nu = 1 \wedge \gamma = 1.5$.

AUSWIRKUNG VON REGLERPARAMETERN AUF REGELGÜTE

Anhand der Reglerparameter κ , γ und ν besteht die Möglichkeit, neben den Startwerten aus obigen Abschnitt einen optimalen Parametersatz zu identifizieren. Dieses Kapitel erläutert anhand nachfolgender Kriterien den Einfluss unterschiedlicher Parametrierungen auf eine Führungs- bzw. Störausregelung. Die tatsächliche Wahl der Parametrierung hängt im Allgemeinen von der Anwendung ab. In Anlehnung an [18] kann der integrale absolute Fehler (IAE) bzw. folgende Kriterien zur Bewertung des Regelverhaltens herangezogen werden:

- Maximaler Betrag im Amplitudengang des geschlossenen Kreis, definiert durch $||G_{w,\varphi}(s)||_{\infty}$.
- Integraler absoluter Fehler (IAE) der Sprungantwort des geschlossenen Systems mit PID-Regler.
- Integraler absoluter Fehler (IAE) der Störsprungantwort des geschlossenen Systems mit PID-Regler.

Die Abbildungen (C.1), (C.2) sowie (C.3) zeigen das Ergebnis der Parametersimulationen, die mit MATLAB durchgeführt worden sind. Die IAE Metrik der Sprungantwort wird minimal für $\kappa \uparrow$ und $\gamma \uparrow$. Dabei bezeichnet \uparrow eine Erhöhung und \downarrow eine Absenkung des Parameters. Das Erhöhen von κ führt direkt zu einer höheren Kreisverstärkung, welches zu einem besseren Regelverhalten führt. Ist γ kleiner 1, so wird die Dämpfung des Nachschwingens auf der Resonanzfrequenz geringer, sodass die IAE Metrik abnimmt. Die IAE Metrik der Störsprungantwort entsprechend Abbildung C.2 wird hingegen für $\gamma \downarrow$ und $\kappa \uparrow$ verbessert. In diesem Fall begünstigt ein kleines γ das Ausregeln von Störgrößen.

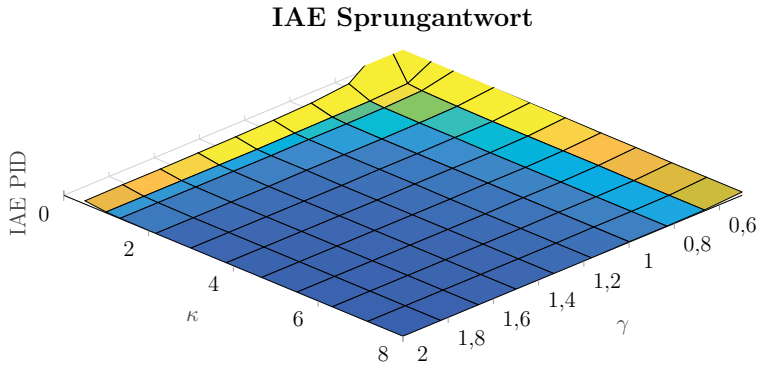


Abbildung C.1: IAE der Sprungantwort des Systems mit PID-Regler für verschiedene Parametrierungen κ und γ .

Der maximale Betrag des Amplitudengangs entsprechend Abbildung C.3 wird für $\gamma \uparrow$ und $\kappa \uparrow$ verbessert. Je nach Priorisierung zwischen optimalen Führungsverhalten oder Störverhalten ergibt sich:

- $\gamma \uparrow$: Besseres Führungsverhalten entsprechend der IAE Metrik. Das Überschwingen und Oszillieren der Sprungantwort wird kleiner.
- $\gamma \downarrow$: Besseres Verhalten zum Ausregeln von Störgrößen. Die Sprungantwort schwingt stärker nach.
- $\kappa \uparrow$: Alle drei Fällen zeigen ein besseres Verhalten für größere Kreisverstärkungen.

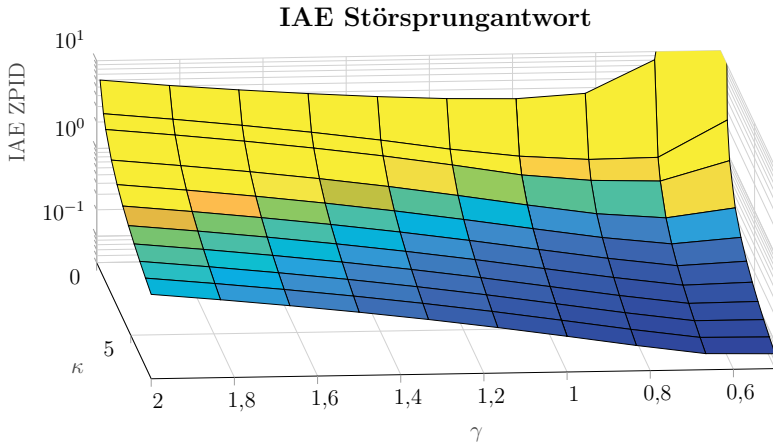


Abbildung C.2: IAE der Störsprungantwort des Systems mit PID-Regler für verschiedene Parametrierungen κ und γ .

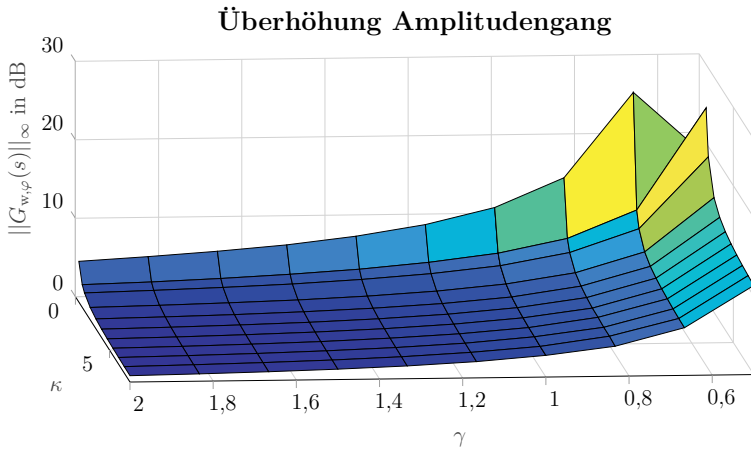


Abbildung C.3: $\|G_{w,\varphi}(s)\|_{\infty}$ des Frequenzgangs des Systems mit PID-Regler für verschiedene Parametrierungen κ und γ .

HERLEITUNG GLEICHUNGEN ZMS

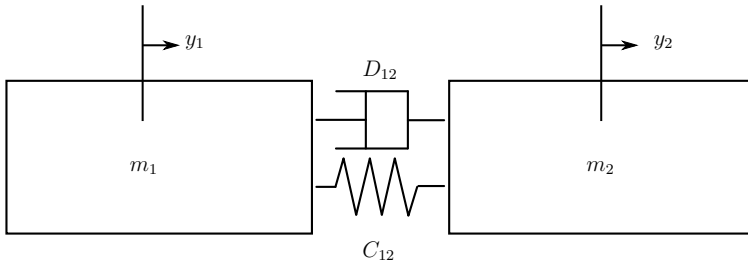


Abbildung D.1: ZMS als schematische Darstellung mit translatorischen Größen

Entsprechend Abbildung D.1 kann die verkoppelte Bewegungsgleichung aufgestellt werden:

$$\begin{aligned}
 m_1 \ddot{y}_1 + D_{12}(\dot{y}_1 - \dot{y}_2) + C_{12}(y_1 - y_2) &= F_1 \\
 m_2 \ddot{y}_2 + D_{12}(\dot{y}_2 - \dot{y}_1) + C_{12}(y_2 - y_1) &= F_2
 \end{aligned}
 \tag{D.1}$$

$$\begin{bmatrix} m_1 & 0 \\ 0 & m_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} + D_{12} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} + C_{12} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix}$$

Gleichung (D.1) kann in Zustandsform überführt werden. Dazu gelte:

$$\begin{aligned}
 \underline{x} &= [y_1, y_2, \dot{y}_1, \dot{y}_2]^T \quad \underline{u} = [F_1, F_2]^T \\
 \dot{\underline{x}} &= \underline{\mathbf{A}} \cdot \underline{x} + \underline{\mathbf{B}} \cdot \underline{u} \\
 \underline{\tilde{y}} &= \underline{\mathbf{c}}^T \cdot \underline{x}
 \end{aligned}
 \tag{D.2}$$

$$\underline{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -C_{12}/m_1 & C_{12}/m_1 & -D_{12}/m_1 & D_{12}/m_1 \\ C_{12}/m_2 & -C_{12}/m_2 & D_{12}/m_2 & -D_{12}/m_2 \end{bmatrix} \quad \underline{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1/m_1 & 0 \\ 0 & 1/m_2 \end{bmatrix} \quad \underline{\mathbf{c}}^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{D.3})$$

Für die Regelung werden die Übertragungsfunktionen von \underline{u} zu $[y_1, y_2]$ gesucht. Über den Ansatz $\underline{G}(s) = \underline{\mathbf{c}}^T (s\mathbf{I} - \underline{\mathbf{A}})^{-1} \underline{\mathbf{B}}$ kann auf die jeweilige Übertragungsfunktion geschlossen werden:

$$\begin{aligned} \underline{G}(s) &= \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \\ G_{11}(s) &= \frac{m_2 s^2 + D_{12}s + C_{12}}{s^2 (m_1 m_2 s^2 + (m_1 + m_2) D_{12}s + C_{12}(m_1 + m_2))} \\ G_{12}(s) &= \frac{D_{12}s + C_{12}}{s^2 (m_1 m_2 s^2 + (m_1 + m_2) D_{12}s + C_{12}(m_1 + m_2))} \\ G_{21}(s) &= \frac{D_{12}s + C_{12}}{s^2 (m_1 m_2 s^2 + (m_1 + m_2) D_{12}s + C_{12}(m_1 + m_2))} \\ G_{22}(s) &= \frac{m_1 s^2 + D_{12}s + C_{12}}{s^2 (m_1 m_2 s^2 + (m_1 + m_2) D_{12}s + C_{12}(m_1 + m_2))} \end{aligned} \quad (\text{D.4})$$

Diese allgemeine translatorische Bewegungsform kann in eine rotative Form umgerechnet werden. Mit denen aus dem Hauptteil eingeführten Größen $\Theta_{\text{Sum}} = m_1 + m_2$, $\Theta_{\text{M}} = m_1$ sowie $\Theta_{\text{A}} = m_2$ ergibt sich für $G_{\text{MM}}(s)$ und $G_{\text{MA}}(s)$:

$$\begin{aligned}
 \underline{G}(s) &= \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{s} \begin{bmatrix} G_{MM}(s) & G_{MA}(s) \\ G_{AM}(s) & G_{AA}(s) \end{bmatrix} \\
 G_{MM}(s) &= \frac{\Theta_A s^2 + D_{12}s + C_{12}}{s(\Theta_M \Theta_A s^2 + \Theta_{\text{Sum}} D_{12}s + C_{12} \Theta_{\text{Sum}})} \\
 G_{MA}(s) &= \frac{D_{12}s + C_{12}}{s(\Theta_M \Theta_A s^2 + \Theta_{\text{Sum}} D_{12}s + C_{12} \Theta_{\text{Sum}})} \\
 G_{AM}(s) &= \frac{D_{12}s + C_{12}}{s(\Theta_M \Theta_A s^2 + \Theta_{\text{Sum}} D_{12}s + C_{12} \Theta_{\text{Sum}})} \\
 G_{AA}(s) &= \frac{\Theta_M s^2 + D_{12}s + C_{12}}{s(\Theta_M \Theta_A s^2 + \Theta_{\text{Sum}} D_{12}s + C_{12} \Theta_{\text{Sum}})} \\
 G_{MM}(s) &= \frac{1}{s \Theta_{\text{Sum}}} \frac{\frac{\Theta_A}{C_{12}} s^2 + \frac{D_{12}}{C_{12}} s + 1}{\frac{\Theta_M \Theta_A}{C_{12} \Theta_{\text{Sum}}} s^2 + \frac{D_{12}}{C_{12}} s + 1} \\
 G_{MA}(s) &= \frac{1}{s \Theta_{\text{Sum}}} \frac{\frac{D_{12}}{C_{12}} s + 1}{\frac{\Theta_M \Theta_A}{C_{12} \Theta_{\text{Sum}}} s^2 + \frac{D_{12}}{C_{12}} s + 1} \\
 G_{AM}(s) &= \frac{1}{s \Theta_{\text{Sum}}} \frac{\frac{D_{12}}{C_{12}} s + 1}{\frac{\Theta_M \Theta_A}{C_{12} \Theta_{\text{Sum}}} s^2 + \frac{D_{12}}{C_{12}} s + 1} \\
 G_{AA}(s) &= \frac{1}{s \Theta_{\text{Sum}}} \frac{\frac{\Theta_M}{C_{12}} s^2 + \frac{D_{12}}{C_{12}} s + 1}{\frac{\Theta_M \Theta_A}{C_{12} \Theta_{\text{Sum}}} s^2 + \frac{D_{12}}{C_{12}} s + 1}
 \end{aligned} \tag{D.5}$$

ERPROBUNG AN EINEM TESTSTAND

Zum Untersuchen und Optimieren des dynamischen Verhaltens von ZMS ist ein Teststand zu entwickeln. Als Vorlage dient der Teststand nach [73]. Der Teststand dient als Vorabteststation für einen späteren Einsatz an Werkzeugmaschinen. Daher sollte dieser möglichst nah am späteren Maschineneinsatz betrieben werden.

An einer PMSM, Typ FIP31 soll ein ZMS realisiert werden. Dazu wird eine Welle an die Motorwelle montiert, die über zwei Lager gelagert wird. Die Masse kann dann über Trägheitsscheiben auf die Welle geschoben und gespannt werden. Durch unterschiedliche Trägheitsscheiben können unterschiedliche Abtriebsträgheiten und durch den Abstand zur Motorwelle die Feder / Dämpfer Werte des Systems geändert werden.

E.1 Konstruktion

Zur Berechnung der Wellendaten gilt entsprechend dem Grundlagenkapitel

$$\omega_{\text{Res}}^2 = \frac{C_{12}(1 + V_j)}{\Theta_M V_j} \rightarrow C_{12} = \frac{\omega_{\text{Res}}^2 \Theta_M V_j}{1 + V_j} \quad (\text{E.1})$$

Die am Teststand montierte Welle wird entlang der Wellenlänge (Abstand zum Motor) mit einer Trägheitsscheibe versehen. Zwischen Motor und Trägheitsscheibe verdreht sich die Welle (tordiert). Für eine Torsionsfeder aus Stahl mit Schubmodul $G \approx 80\,000 \frac{\text{N}}{\text{m}^2}$, Wellendurchmesser d_W sowie Wellenlänge d_L gilt für den Winkel φ entsprechend [31]:

$$\Theta_A \ddot{\varphi} + k_T \varphi = 0 \quad \text{mit } k_T = \frac{G \pi d_W^4}{32 d_L} \quad (\text{E.2})$$

Unter Annahme einer sehr geringen Dämpfung gilt für den elastischen Anteil näherungsweise:

$$s^2 + \frac{k_T}{\Theta_A} = \omega_{\text{Res}}^2 + s^2 \rightarrow \omega_{\text{Res}}^2 = \frac{k_T}{\Theta_A} \quad (\text{E.3})$$

$$C_{12} = \frac{k_T \Theta_M V_j}{\Theta_A (1 + V_j)} \rightarrow C_{12} = \frac{k_T}{(1 + V_j)} \quad (\text{E.4})$$

Zur Auslegung des Teststands werden der Wellendurchmesser und die Wellenlänge gesucht, die es ermöglichen, einen bestimmten Frequenzbereich für die Eigenfrequenz abzubilden. Bei der Messung an der RXP500DSC-536 hat sich eine Eigenfrequenz von $\omega_{\text{Res}} = 620 \cdot 2\pi$, bei einem Trägheitsverhältnis von etwa $V_j = 6,1$ ergeben. Der Teststand soll mit einem FIP-31 Motor betrieben werden, welcher ein Motorträgheitsmoment von $\Theta_M = 1,0813 \times 10^{-3} \text{ kgm}^2$ aufweist.

Für die Wellendaten ergeben sich daher folgende Zusammenhänge:

$$d_L = d_W^4 \frac{G\pi}{32C_{12}} \quad (\text{E.5})$$

Wird die Abtriebsträgheit über einen Hohlzylinder aus Stahl mit der homogenen Dichte $d \approx 7,9 \times 10^3 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$ abgebildet, so ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$r_Z^4 = \frac{2V_j \Theta_M}{d\pi h_Z} \quad (\text{E.6})$$

Eine Matlabsimulation stellt mögliche Wellendurchmesser und Längen in Abhängigkeit einer gewünschten Resonanzfrequenz in Abbildung E.2 dar. Mögliche Zylinderparameter zum Festlegen der gewünschten Trägheitsverhältnisse werden in V_j Abbildung E.3 dargestellt. Aus diesen Daten ist es möglich, die Geometrie der Teile den Anforderungen entsprechend zu wählen.

Für einen praxisgerechten Einsatz werden folgende Baugruppen benötigt:

- Frequenzumrichter inklusive Peripheriebeschaltung.
- FIP31 Motor mit mechanischem ZMS.
- SteuerungsPCs für Sollwertgenerierung inkl. Anbindung an Echtzeitbus.
- Schutzeinrichtungen

Die Konstruktionszeichnung zum Teststand zeigt Abbildung E.1. Zum mechanischen Aufbau wird auf eine Grundplatte eine Motorhalterung benötigt, an die der Motor geschraubt wird, sowie eine Kupplung, um die Motor- und die Abtriebswelle zu koppeln. Die Abtriebswelle

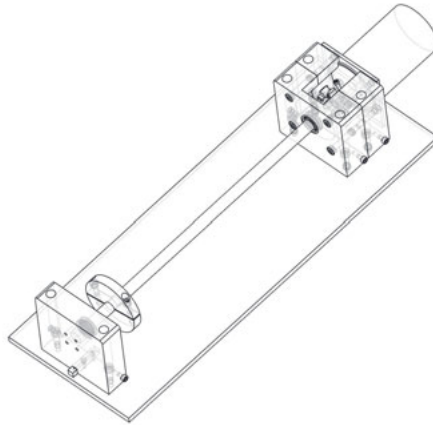


Abbildung E.1: Isometrische Ansicht der Teststandskonstruktion ohne Abdeckblech

wird in zwei Lagern geführt und durch die Motorhalterung zentrisch zur Motorwelle montiert. Das Gegenlagergehäuse wird auf der Grundplatte verschraubt. Das Lager wird in die Motorhalterung integriert. Das Gegenlagergehäuse wird verstiftet, damit Motor- und Abtriebswelle einen möglichst kleinen Winkelfehler aufweisen. Als Kupplung wird zunächst eine Stahl-Klauenkupplung von KTR (ROTEX 24) mit gelben Polymerring eingesetzt. Alternativ wird eine Metallbalkkupplung vorgesehen.

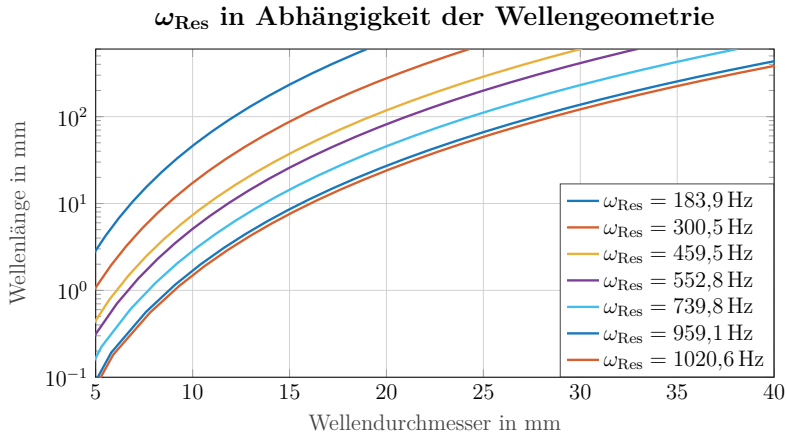


Abbildung E.2: Resultierende mechanische Resonanzfrequenz ω_{Res} in Abhängigkeit der gewählten Wellengeometrie des Teststands. Der Abstand zwischen Kuppelung und Trägheitszylinder wird in diesem Zusammenhang als Wellenlänge bezeichnet.

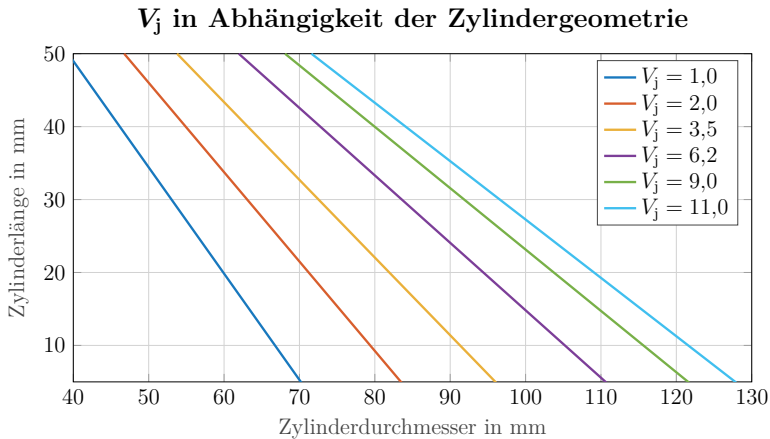


Abbildung E.3: Resultierendes Trägheitsverhältnis V_j aus Motorträgheit und Trägheitszylinder.

E.2 Inbetriebnahme des Teststands

Tabelle E.1: Resonanzfrequenz bei unterschiedlichen Wellendurchmessern im Test mit ROTEX Klauenkupplung

Wellendurchmesser	Abstand zu Motorflansch	Resonanzfrequenz
18 mm	140 mm	355 Hz
18 mm	410 mm	250 Hz

Test mit ROTEX Klauenkupplung Die PC-Steuerung wird benutzt, um den Echtzeitbus zu betreiben und damit eine Streckenübertragungsfunktion aufzuzeichnen. Hierbei zeigt sich das in Tabelle E.1 festgehaltene Ergebnis. Bei der 18 mm starken Welle entsprechen die Resonanzfrequenzen in grober Näherung den vorab berechneten Werten. Wird die Welle durch die 30 mm starke Welle ersetzt, so stimmen die Werte nicht überein. Hier stellt sich heraus, dass in der Vorabberechnung die Steifigkeit der Kupplung nicht berücksichtigt worden ist und diese durch das Polymer (gelb) sehr weich ist. Durch die sich daraus ergebene Serienschaltung zweier Federn ergibt sich für die Gesamtsteifigkeit:

$$c_{\text{Sum}} = \frac{c_1 \cdot c_2}{c_1 + c_2} \quad (\text{E.7})$$

Die resultierende Federsteifigkeit ist daher stets kleiner als die Einzelsteifigkeiten. Da die Kupplung weicher als die Stahlstäbe ist, tritt bei einem Wellendurchmesser von 30 mm keine Erhöhung der Resonanzfrequenz ein. Zusätzlich erklärt sich dadurch auch die Abweichungen bei den Messungen mit 18 mm Wellendurchmesser.

Test mit starrer Hülse als Kupplung In weiteren Tests wird zunächst eine starre Hülse als Verbindung zwischen Motor und Abtrieb aus Stahl verwendet. Die Ausführung aus Stahl besitzt zwar eine höhere Massenträgheit (Vergleich zu Aluminium), soll jedoch zunächst genügen. Beim Einsatz der 18 mm starken Welle ergibt sich eine Resonanzfrequenz von etwa 600 Hz, wenn der Zylinder möglichst nah am Motor montiert wird. Diese Resonanzfrequenz liegt damit im Bereich der Resonanzfrequenz an der Werkzeugmaschine.

LITERATURVERZEICHNIS

- [1] A. Adwani, R. D. Gudi und S. Bhartiya. „Control Loop Performance Assessment for Two Degree of Freedom Controller: Analysis of Model-Plant Mismatch“. In: *IFAC Proceedings Volumes* 47.1 (2014), S. 1026–1033. DOI: 10.3182/20140313-3-IN-3024.00213.
- [2] W. Bahn, T.-I. Kim, S.-H. Lee und D.-I. ‘ Cho. „Resonant Frequency Estimation for Adaptive Notch Filters in Industrial Servo Systems“. In: *Mechatronics* 41 (2017), S. 45–57. DOI: 10.1016/j.mechatronics.2016.11.004.
- [3] W. Bahn, J.-M. Yoon, N.-K. Hahm, S.-S. Lee, S.-H. Lee und D.-I. ‘ Cho. „Application of Adaptive Notch Filter for Resonance Suppression in Industrial Servo Systems“. In: *14th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS)*. IEEE, 2014, S. 976–979. DOI: 10.1109/ICCAS.2014.6987927.
- [4] M. S. Bartlett. „Smoothing Periodograms from Time-Series with Continuous Spectra“. In: *Nature* 161.4096 (1948), S. 686–687. DOI: 10.1038/161686a0.
- [5] S. Beineke. *Online-Schätzung von mechanischen Parametern, Kennlinien und Zustandsgrößen geregelter elektrischer Antriebe*. Bd. 816. Fortschritt-Berichte VDI Reihe 8. VDI-Verlag, 2000.
- [6] J. Berner, T. Hägglund und K. J. Åström. „Asymmetric Relay Autotuning – Practical Features for Industrial Use“. In: *Control Engineering Practice* 54 (2016), S. 231–245. DOI: 10.1016/j.conengprac.2016.05.017.
- [7] O. Beucher. *Signale und Systeme: Theorie, Simulation, Anwendung*. 2. Auflage. Berlin, Heidelberg: Springer Vieweg, 2015. DOI: 10.1007/978-3-662-45965-2.
- [8] A. Böge und W. Böge. *Handbuch Maschinenbau*. 22. Auflage. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2014. DOI: 10.1007/978-3-658-06598-0.
- [9] E. Bolte. *Elektrische Maschinen*. 2. Auflage. Berlin, Heidelberg: Springer Vieweg, 2018. DOI: 10.1007/978-3-662-54688-8.
- [10] D. Borio. „Loop Analysis of Adaptive Notch Filters“. In: *IET Signal Processing* 10.6 (2016), S. 659–669. DOI: 10.1049/iet-spr.2015.0310.
- [11] S. Brock, D. Luczak, K. Nowopolski, T. Pajchrowski und K. Zawirski. „Two Approaches to Speed Control for Multi-Mass System with Variable Mechanical Parameters“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 64.4 (2017), S. 3338–3347. DOI: 10.1109/TIE.2016.2598299.
- [12] K. Chen, A. Wu, B. Chen und Y. Liu. „A Novel Online Multivariate Identification for Autotuning Speed Control in PMSM Drives“. In: *Mathematical Problems in Engineering* 2016 (2016), S. 1–13. DOI: 10.1155/2016/1780710.

-
- [13] H. H. Choi, N. T.-T. Vu und J.-W. Jung. „Digital Implementation of an Adaptive Speed Regulator for a PMSM“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 26.1 (2011), S. 3–8. DOI: 10.1109/TPEL.2010.2055890.
- [14] G. Duffy, P. Mills, Q. Li und L. Vlacic. „Extending the Harris Index Performance Assessment Technique: A Plant-Wide Focus“. In: *Australian Control Conference (AUCC)*. IEEE, 2016, S. 186–191. DOI: 10.1109/AUCC.2016.7868185.
- [15] Fagor Automation. *KONDIA Milling Machine*. Creative Commons License, <https://creativecommons.org/licenses/by-nd/2.0/>. Flickr.com, 2014. URL: <https://www.flickr.com/photos/fagorautomation/14398474505> (besucht am 17.08.2018).
- [16] X. Gao, C. Shang, D. Huang und F. Yang. „A Novel Approach to Monitoring and Maintenance of Industrial PID controllers“. In: *Control Engineering Practice* 64 (2017), S. 111–126. DOI: 10.1016/j.conengprac.2017.04.008.
- [17] G. Goertzel. „An Algorithm for the Evaluation of Finite Trigonometric Series“. In: *The American Mathematical Monthly* 65.1 (1958), S. 34. DOI: 10.2307/2310304.
- [18] C. Grimholt und S. Skogestad. „Optimal PID Control of Double Integrating Processes“. In: *IFAC-PapersOnLine* 49.7 (2016), S. 127–132. DOI: 10.1016/j.ifacol.2016.07.228.
- [19] C. Hackl. „Non-Identifier Based Adaptive Control in Mechatronics: Part 1: Speed Control“. Vorlesungsskript. TU München, 2013.
- [20] T. Häggglund. „Industrial Implementation of On-Line Performance Monitoring Tools“. In: *Control Engineering Practice* 13.11 (2005), S. 1383–1390. DOI: 10.1016/j.conengprac.2004.12.006.
- [21] T. J. Harris. „Assessment of Control Loop Performance“. In: *The Canadian Journal of Chemical Engineering* 67.5 (1989), S. 856–861. DOI: 10.1002/cjce.5450670519.
- [22] M. H. Hayes. *Statistical Digital Signal Processing and Modeling*. New York: Wiley, 1996.
- [23] A. Hellmich. *Nichtinvasive Identifikation von Regelstreckenparametern für elektromechanische Achsen*. Bd. 85. Berichte aus dem IWU. Auerbach/Vogtl.: Verlag Wissenschaftliche Scripten, 2014.
- [24] A. Hellmich, S. Hofmann, K. Hipp, H. Schlegel und W.-G. Drossel. „Identifikation von Regelstreckenparametern einer Werkzeugmaschine im laufenden Betrieb“. In: *Internationales Forum Mechatronik* (2013).
- [25] S. Hofmann. *Identifikation parametrischer Modelle für geregelte elektromechanische Achsen mit modifizierter sukzessiver Polkompensation*. Bd. 69. Berichte aus dem IWU. Auerbach/Vogtl.: Verlag Wissenschaftliche Scripten, 2012.
- [26] C. Jaeger. „Entwurf von Zustandsregelungen für hochdynamische Werkzeugmaschinen“. Dissertation. ETH Zürich, 2010.
- [27] M. Jelali. „An Overview of Control Performance Assessment Technology and Industrial Applications“. In: *Control Engineering Practice* 14.5 (2006), S. 441–466. DOI: 10.1016/j.conengprac.2005.11.005.

- [28] U. Kiencke, M. Schwarz und T. Weickert. *Signalverarbeitung: Zeit-Frequenz-Analyse und Schätzverfahren*. München: Oldenbourg, 2009.
- [29] T.-I. Kim, W. Bahn, J.-M. Yoon, J.-S. Han, J.-H. Park, S.-S. Lee, S.-H. Lee und D.-I. ‘Cho. „Online Tuning Method for Notch Filter Depth in Industrial Servo Systems“. In: *35th Chinese Control Conference (CCC)*. Hrsg. von J. Chen und Q. Zhao. IEEE, 2016, S. 9514–9518. DOI: 10.1109/ChiCC.2016.7554867.
- [30] B.-S. Ko und T. F. Edgar. „PID Control Performance Assessment: The Single-Loop Case“. In: *AIChE Journal* 50.6 (2004), S. 1211–1218. DOI: 10.1002/aic.10104.
- [31] D. Kraft. „Kompendium der Maschinendynamik“. Vorlesungsskript. Fachhochschule München, 2000.
- [32] K. Liu und Z. Q. Zhu. „Mechanical Parameter Estimation of Permanent-Magnet Synchronous Machines with Aiding from Estimation of Rotor PM Flux Linkage“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 51.4 (2015), S. 3115–3125. DOI: 10.1109/TIA.2015.2399615.
- [33] D. Luczak. „Mathematical Model of Multi-Mass Electric Drive System with Flexible Connection“. In: *19th International Conference on Methods & Models in Automation & Robotics (MMAR)*. IEEE, 2014, S. 590–595. DOI: 10.1109/MMAR.2014.6957420.
- [34] J. Lunze. *Regelungstechnik 1: Systemtheoretische Grundlagen, Analyse und Entwurf einschleifiger Regelungen*. 10. aktualisierte Auflage. Springer-Lehrbuch. Berlin Heidelberg: Springer, 2014.
- [35] R. Lyons und E. Jacobsen. „DSP Tips & Tricks - The Sliding DFT“. In: *IEEE Signal Processing Magazine* 20.2 (2003), S. 74–80. DOI: 10.1109/MSP.2003.1184347.
- [36] L. Marton. „Adaptive Control of Nonlineare Singlevariable Mechatronic Systems and Robots“. Dissertation. Budapest University of Technology and Economics, 2006.
- [37] F. Mink und A. Bähr. „Adaptive Drehzahlregelung bei variablen Trägheitsmomenten und Eigenfrequenzen“. In: *SPS IPC Drives*. Hrsg. von A. Verl. SPS IPC Drives. VDE Verlag, 2008, S. 561–570.
- [38] M. Mojiri und A. R. Bakhshai. „An Adaptive Notch Filter for Frequency Estimation of a Periodic Signal“. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 49.2 (2004), S. 314–318. DOI: 10.1109/TAC.2003.821414.
- [39] R. Neugebauer, S. Hofmann, A. Hellmich und H. Schlegel. „Identification of Parametric Models and Controller Design for Cascaded Position Control“. In: *IFAC Proceedings Volumes* 44.1 (2011), S. 9413–9418. DOI: 10.3182/20110828-6-IT-1002.01022.
- [40] N. Nevaranta, J. Parkkinen, T. Lindh, M. Niemelä, O. Pyrhönen und J. Pyrhönen. „Online Identification of a Mechanical System in the Frequency Domain with Short-Time DFT“. In: *Modeling, Identification and Control: A Norwegian Research Bulletin* 36.3 (2015), S. 157–165. DOI: 10.4173/mic.2015.3.3.
- [41] F. Niu, B. Wang, A. S. Babel, K. Li und E. G. Strangas. „Comparative Evaluation of Direct Torque Control Strategies for Permanent Magnet Synchronous Machines“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 31.2 (2016), S. 1408–1424. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2421321.

-
- [42] K. Ohno und T. Hara. „Adaptive Resonant Mode Compensation for Hard Disk Drives“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 53.2 (2006), S. 624–630. DOI: 10.1109/TIE.2006.870660.
- [43] A. V. Oppenheim und R. W. Schaffer. *Discrete-Time Signal Processing*. 3. internationale Auflage. Upper Saddle River, NJ: Pearson, 2010.
- [44] M. Pacas und S. Villwock. „Development of an Expert System for Identification, Commissioning and Monitoring of Drives“. In: *International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*. 2008, S. 2248–2253. DOI: 10.1109/EPEPEMC.2008.4635598.
- [45] M. Pacas, S. Villwock, P. Szczupak und H. Zoubek. „Methods for Commissioning and Identification in Drives“. In: *The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering (COMPEL)* 29.1 (2010), S. 53–71. DOI: 10.1108/03321641011007966.
- [46] J.-H. Park, T.-I. Kim, J.-S. Han, T.-H. Oh, J.-h. Lee, S.-O. Kim, S.-S. Lee, S.-H. Lee und D.-I. Dan Cho. „Simultaneous Frequency and Depth Adaptation of Notch Filter for Controlling Damped Vibrations“. In: *Conference on Control Technology and Applications (CCTA)*. IEEE, 2017, S. 408–413. DOI: 10.1109/CCTA.2017.8062496.
- [47] J. Park, P.-H. Chang, H.-S. Park und E. Lee. „Design of Learning Input Shaping Technique for Residual Vibration Suppression in an Industrial Robot“. In: *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* 11.1 (2006), S. 55–65. DOI: 10.1109/TMECH.2005.863365.
- [48] P. A. Regalia. „An Improved Lattice-Based Adaptive IIR Notch Filter“. In: *IEEE Transactions on Signal Processing* 39.9 (1991), S. 2124–2128. DOI: 10.1109/78.134453.
- [49] M. Rudermann. „Zur Modellierung und Kompensation dynamischer Reibung in Aktuatorssystemen“. Dissertation. TU Dortmund, 2012.
- [50] S. E. Saarakkala und M. Hinkkanen. „Identification of Two-Mass Mechanical Systems in Closed-Loop Speed Control“. In: *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*. IEEE, 2013, S. 2905–2910. DOI: 10.1109/IECON.2013.6699592.
- [51] S. E. Saarakkala und M. Hinkkanen. „Identification of Two-Mass Mechanical Systems Using Torque Excitation: Design and Experimental Evaluation“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 51.5 (2015), S. 4180–4189. DOI: 10.1109/TIA.2015.2416128.
- [52] D. Schröder. *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. 4. Auflage. Berlin, Heidelberg: Springer Vieweg, 2015.
- [53] D. Schröder. *Elektrische Antriebe – Grundlagen*. 6. Auflage. Berlin, Heidelberg: Springer, 2017. DOI: 10.1007/978-3-662-55448-7.
- [54] F. Schütte. *Automatisierte Reglerinbetriebnahme für elektrische Antriebe mit schwingungsfähiger Mechanik*. Berichte aus der Steuerungs- und Regelungstechnik. Aachen: Shaker, 2003.

- [55] P. Sekler. *Modellbasierte Berechnung der Systemeigenschaften von Maschinenstrukturen auf der Steuerung*. Bd. 189. ISW/IPA Forschung und Praxis. Heimsheim: Jost-Jetter, 2012.
- [56] F. G. Shinskey. „How Good are Our Controllers in Absolute Performance and Robustness?“. In: *Measurement and Control* 23.4 (1990), S. 114–121. DOI: 10.1177/002029409002300402.
- [57] Siemens PLM Software. *Impeller Features*. Creative Commons License, <https://creativecommons.org/licenses/by-nd/2.0/>. 2009. URL: <https://www.flickr.com/photos/31274959@N08/3650385369/> (besucht am 17.08.2018).
- [58] S. Skogestad. „Simple Analytic Rules for Model Reduction and PID Controller Tuning“. In: *Journal of Process Control* 13.4 (2003), S. 291–309. DOI: 10.1016/S0959-1524(02)00062-8.
- [59] A. P. Swanda und D. E. Seborg. „Controller Performance Assessment Based on Setpoint Response Data“. In: *American Control Conference (ACC)*. Bd. 6. IEEE, 1999, S. 3863–3867. DOI: 10.1109/ACC.1999.786240.
- [60] K. Szabat und T. Orłowska-Kowalska. „Application of the Kalman Filters to the High-Performance Drive System with Elastic Coupling“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 59.11 (2012), S. 4226–4235. DOI: 10.1109/TIE.2012.2183836.
- [61] F. Tahami und B. E. Moghadam. „Speed Control of Servo Drives with a Flexible Couplings Using Fractional Order State Feedback“. In: *Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC)*. 2014, S. 25–30. DOI: 10.1109/PEDSTC.2014.6799338.
- [62] J. Teigelkötter. *Energieeffiziente elektrische Antriebe*. Wiesbaden: Vieweg + Teubner, 2013. DOI: 10.1007/978-3-8348-2330-4.
- [63] N.-V. Truong. „Mechanical Parameter Estimation of Motion Control Systems“. In: *International Conference on Intelligent & Advanced Systems (ICIAS)*. 2012, S. 100–104. DOI: 10.1109/ICIAS.2012.6306168.
- [64] Verband Deutscher Maschinen- und Anlagenbau e.V. *Robotik und Automation übertrifft Erwartungen*. Frankfurt a.M., 2018. URL: <https://www.vdma.org/documents/106005/0/Presseinformation+VDMA+RuA+5.+Juni+2018/25e76069-ad87-8855-c6e1-1266e5821308> (besucht am 29.06.2018).
- [65] Verband Deutscher Maschinen- und Anlagenbau e.V. *VDMA: Robotik und Automation hebt Wachstumsprognose auf plus 11 Prozent an*. Frankfurt a.M., 2017. URL: <https://rua.vdma.org/documents/106005/20767251/VDMA+PI+Wachstumsprognose+R%2BA+27.09.2017/c3a13dc2-88dd-4a41-9696-2836c3f8aad6> (besucht am 29.06.2018).
- [66] Verband Deutscher Werkzeugmaschinenfabriken e.V. *Deutsche Werkzeugmaschinenindustrie schafft erneut Produktionsrekord: Weiteres Produktionsplus für 2018 erwartet*. 2018. URL: <https://www.vdma.org/v2viewer/-/v2article/render/24335322> (besucht am 07.08.2018).

-
- [67] Verband Deutscher Werkzeugmaschinenfabriken e.V. *Wichtige Zahlen der deutschen Werkzeugmaschinenindustrie*. 2018. URL: https://www.vdma.org/documents/106072/17090775/stat_wiza_internet_2018-07_1532511024711.pdf/9c7e9ac1-ed5e-cc1f-50dd-7e128b5f22d1 (besucht am 07.08.2018).
- [68] R. Vilanova und A. Visioli, Hrsg. *PID Control in the Third Millennium: Lessons Learned and New Approaches*. Advances in Industrial Control. London: Springer, 2012. DOI: 10.1007/978-1-4471-2425-2.
- [69] S. Villwock. „Identifikationsmethoden für die automatisierte Inbetriebnahme und Zustandsüberwachung elektrischer Antriebe“. Dissertation. Universität Siegen, 2007.
- [70] P. Welch. „The Use of Fast Fourier Transform for the Estimation of Power Spectra: A Method Based on Time Averaging over Short, Modified Periodograms“. In: *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics* 15.2 (1967), S. 70–73. DOI: 10.1109/TAU.1967.1161901.
- [71] Q. Xie. „Modeling and Control of Linear Motor Feed Drives for Grinding Machines“. Dissertation. Georgia Institute of Technology, 2008.
- [72] M. Yang, H. Liang und D. Xu. „Fast Identification of Resonance Characteristic for 2-Mass System with Elastic Load“. In: *International Power Electronics Conference (IPEC)*. 2014, S. 3174–3178. DOI: 10.1109/IPEC.2014.6870140.
- [73] S.-M. Yang und S.-C. Wang. „The Detection of Resonance Frequency in Motion Control Systems“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 50.5 (2014), S. 3423–3427. DOI: 10.1109/TIA.2014.2306982.
- [74] Z. Yu und J. Wang. „Performance Assessment of Static Lead-Lag Feedforward Controllers for Disturbance Rejection in PID Control Loops“. In: *ISA transactions* 64 (2016), S. 67–76. DOI: 10.1016/j.isatra.2016.04.016.
- [75] O. Zirn. *Machine Tool Analysis: Modelling, Simulation and Control of Machine Tool Manipulators*. 2008. DOI: 10.3929/ethz-a-005825192.

LEBENS LAUF

Persönliche Daten

Name	Mario Thorben Aldag
Geburtsdatum	05.03.1988
Geburtsort	Hamburg

Beruflicher Werdegang

04/2019 - 05/2016	Wissenschaftlicher Mitarbeiter an der Professur für Regelungstechnik an der Helmut-Schmidt-Universität / Universität der Bundeswehr Hamburg
seit 04/2016	Inhaber AD-Processing (Nebentätigkeit) Freiberufliche Hard- und Softwareentwicklung
04/2016 - 10/2012	Forschungs- und Entwicklungsingenieur bei der Röders GmbH, Soltau Team- und Projektleitung für elektrische Antriebssysteme Entwicklung von Hard- und Software für eingebettete Systeme
09/2012 - 07/2007	Duales Studium bei der Röders GmbH, Soltau

Akademischer Werdegang

09/2012 - 03/2011	Duales Studium der Mikrosystemtechnik an der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg und der Fachhochschule Westküste, Abschluss Master of Science
02/2011 - 07/2007	Duales Studium der Informations- und Elektrotechnik an der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg, Abschluss Bachelor of Engineering
2007	Allgemeine Hochschulreife, Gymnasium Neu Wulmstorf



INGENIEUR.de
TECHNIK - KARRIERE - NEWS

powered by VDI Verlag

Starten Sie durch – auf INGENIEUR.de!

**Das TechnikKarriereNews-Portal für
Ingenieure und IT-Ingenieure.**

Was immer Sie für Ihre Karriere brauchen – Sie finden es auf ingenieur.de:
Auf Sie zugeschnittene Infos und Services, Stellenangebote in der Jobbörse,
Firmenprofile, Fachartikel, Gehaltstest, Bewerbungstipps, Newsletter und alles
zu den VDI nachrichten Recruiting Tagen.

Die Reihen der Fortschritt-Berichte VDI:

- 1 Konstruktionstechnik/Maschinenelemente
 - 2 Fertigungstechnik
 - 3 Verfahrenstechnik
 - 4 Bauingenieurwesen
- 5 Grund- und Werkstoffe/Kunststoffe
 - 6 Energietechnik
 - 7 Strömungstechnik
- 8 Mess-, Steuerungs- und Regelungstechnik
 - 9 Elektronik/Mikro- und Nanotechnik
 - 10 Informatik/Kommunikation
 - 11 Schwingungstechnik
- 12 Verkehrstechnik/Fahrzeugtechnik
 - 13 Fördertechnik/Logistik
- 14 Landtechnik/Lebensmitteltechnik
 - 15 Umwelttechnik
 - 16 Technik und Wirtschaft
 - 17 Biotechnik/Medizintechnik
 - 18 Mechanik/Bruchmechanik
 - 19 Wärmetechnik/Kältetechnik
- 20 Rechnerunterstützte Verfahren (CAD, CAM, CAE CAQ, CIM ...)
 - 21 Elektrotechnik
 - 22 Mensch-Maschine-Systeme
 - 23 Technische Gebäudeausrüstung

ISBN 978-3-18-526508-2