

Drehzahlregelungsverfahren für Antriebssysteme mit  
schwingungsfähiger Last unter Berücksichtigung  
verschiedener mechanischer Antriebsparameter -  
Auslegung, Analyse und Vergleich

**Dissertation**

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften

(Dr.-Ing.)

der Technischen Fakultät

der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel

vorgelegt von

**Sönke Thomsen**

Kiel

2013

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Friedrich W. Fuchs

2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Mario Pacas

Datum der mündlichen Prüfung: Freitag, 01. Februar 2013

# Erklärung

Ich versichere an Eides statt, dass die Abhandlung, abgesehen von der Beratung durch den Betreuer, nach Inhalt und Form die eigene Arbeit ist, dass die Arbeit nicht an einer anderen Stelle im Rahmen eines Prüfungsverfahrens vorgelegt wurde, veröffentlicht worden ist oder zur Veröffentlichung eingereicht wurde und dass die Arbeit unter Einhaltung der Regeln guter wissenschaftlicher Praxis der Deutschen Forschungsgemeinschaft entstanden ist.

Kiel, 13.11.2012

Sönke Thomsen





# Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe der Technischen Fakultät der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel.

Ganz besonderer Dank geht an Herrn Prof. Dr.-Ing. Friedrich Wilhelm Fuchs dafür, dass er mir die Promotion an seinem Lehrstuhl ermöglicht hat, für die Betreuung und die Unterstützung dieser Arbeit. Ebenfalls bedanke ich mich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Mario Pacas von der Universität Siegen für das Interesse an meiner Arbeit und die Übernahme des Korreferates.

Mein Dank gilt ebenso der Deutschen Forschungsgemeinschaft, die diese Arbeit im Rahmen des Forschungsprojektes „Regelung elektrischer Antriebe mit aktiver Dämpfung mechanischer Schwingungen und Adaption unbekannter Parameter“ gefördert hat.

Der Firma STILL GmbH danke ich für die Zusammenarbeit und die Unterstützung während des Industrieprojektes, bei dem ich einen Teil der Ergebnisse an einem Flurförderfahrzeug verifizieren konnte. Mein Dank geht insbesondere an Herrn Dr.-Ing. Georg Fromme und Herrn Dr.-Ing. Ralf König.

Darüber hinaus bedanke ich mich bei allen Mitarbeitern des Lehrstuhls für die tolle Zusammenarbeit und die angenehme Atmosphäre die stets am Lehrstuhl herrschte. Es war eine einzigartige Zeit. Dabei möchte ich mich besonders bei meinen Bürokollegen Jörg Dannehl, Nils Hoffmann und Jan Reese für die weiterführenden, fachlichen Diskussionen und für das warmherzige Büroklima bedanken. Ich danke den Sekretärinnen Petra Bekendorf und Margit Marter und dem Techniker Bernd Doneit für die hilfreiche administrative bzw. technische Unterstützung. Des Weiteren bin ich meinen Diplomanden, Studienarbeitern und Hiwis für ihr Interesse, ihre wertvollen Beiträge und für die Unterstützung, unter anderem beim Aufbau des Laborteststandes, sehr dankbar.

Dem Team der Fachbibliothek für Ingenieurwissenschaften danke ich für ihre außergewöhnliche Hilfsbereitschaft. Des Weiteren bedanke ich mich bei dem Werkstattleiter der Technischen Fakultät Matthias Burmeister und seinem Team für die Anfertigung vielfältiger mechanischer Komponenten.

Ein ganz besonderer Dank gilt meinen Freunden, die mich während meiner Promotionszeit begleitet und für Abwechslung gesorgt haben. Speziell erwähnen möchte ich Lars Prädel, der mir seit vielen Jahren ein sehr wichtiger Freund ist.

Meiner Mutter und meinen Geschwistern danke ich ganz herzlich für ihren Rückhalt und ihre moralische Unterstützung. Es ist großartig, eine so tolle Familie zu haben.

Mein größter Dank geht an meine Frau Inken für ihre uneingeschränkte Unterstützung, ihre Geduld und ihre Liebe. Ich bin froh, dass ich mit Ihr und unserem Sohn Lasse mein Leben teilen darf.

# Deutsche Kurzfassung

Im Mittelpunkt dieser Arbeit steht die Auslegung und Analyse von Drehzahlregelungsverfahren für Antriebssysteme mit elastisch gekoppelten Lasten. Das Ziel dabei ist, eine hohe Dynamik zu erreichen und dabei Resonanzschwingungen, die infolge der schwingungsfähigen Last entstehen können, aktiv zu dämpfen. Dabei soll der Messaufwand im Vergleich zu konventionellen Regelungsmethoden nicht erhöht werden. Die erreichbare Dynamik des drehzahlregulierten Systems hängt neben dem Regelungsverfahren auch von den Antriebsparametern ab. Wichtige Größen dabei sind die Torsionssteifigkeit und die Massenträgheitsmomente des mechanischen Systems. Für eine möglichst allgemeine Betrachtung und einen systematischen Vergleich der ausgewählten Drehzahlregelungsverfahren werden unterschiedliche Regelungsverfahren für verschiedene Antriebskonfigurationen ausgelegt, untersucht und die erreichbare Dynamik in Abhängigkeit der mechanischen Antriebsparameter ermittelt.

Es wird die konventionelle PI-Regelung mit verschiedenen Auslegungsansätzen untersucht, um den Stand der Technik darzustellen. Des Weiteren wird eine PI-Zustandsregelung ausgewählt und ein Auslegungskonzept vorgestellt, bei dem die Regelungsparameter in Abhängigkeit der Antriebsparameter berechnet werden können und somit die Komplexität der Reglerauslegung erheblich reduziert wird. Ferner wird das Konzept der Flachheitsbasierten Regelung erstmals zur Drehzahlregelung eines rotatorischen Antriebssystems unter Berücksichtigung der elastisch gekoppelten Last angewendet. Die Verfahren werden systematisch untersucht und untereinander verglichen. Der Vergleich der Regelungsverfahren umfasst die erreichbare Drehzahldynamik in Abhängigkeit der Antriebsparameter, die Robustheit und den Einfluss von Lose. Alle Verfahren werden an einem Laborteststand verifiziert.

Es wird gezeigt, dass die Auslegungsstrategie der konventionellen PI-Regelung von entscheidender Bedeutung für die Dämpfung von Torsionsschwingungen ist. Wird die elastische Kopplung bei der Auslegung der PI-Regelung berücksichtigt, ist es möglich, Resonanzschwingungen zu dämpfen und die Dynamik der Drehzahlregelung zu erhöhen. Jedoch ist aufgrund der Struktur der PI-Regelung die Platzierung der Polstellen des geschlossenen Drehzahlregelkreises und somit die erreichbare Drehzahldynamik begrenzt. Die Zustandsregelung ermöglicht theoretisch eine freie Wahl der Polstellen. In dieser Arbeit wird eine Einstellung für die PI-Zustandsregelung präsentiert, mit der eine hohe Dynamik für alle betrachteten Antriebskonfigurationen erreicht wird. Gleichzeitig wird die Belastung des mechanischen Antriebsstranges reduziert und der Einfluss von Lose verringert. Die besten Ergebnisse werden mit der Flachheitsbasierten Regelung in Kombination mit einer PI-Zustandsregelung erreicht. Das resultierende Regelungskonzept zeichnet sich durch eine hohe Dynamik unter Einhaltung der Bemessungsgrößen und eine gute Robustheit aus.



# Abstract

The focus of this work is the design and analysis of speed-control methods for adjustable speed-drive systems with elastically coupled loads. The aim is a high dynamic speed-control with an active damping of resonance vibrations which can occur due to oscillatory load conditions. The measuring effort should not be increased in comparison with conventional control methods. The achievable dynamics of the speed-controlled system depends on the control method as well as the mechanical system parameters. Important parameters are the torsional stiffness and the inertias of the mechanical system. For a general analysis and a systematic comparison the proposed control methods are designed and analyzed for different mechanical parameter settings. Further the achievable dynamic is determined depending on the drive parameters.

The state of the art is presented by analyzing the PI-control with different design approaches. Further, a PI-based state-space control approach is chosen whereas a design method is presented to calculate the controller gains dependent on the mechanical system parameters. This approach ensures that the complexity of the control design is reduced significantly. Furthermore, the concept of the flatness-based control is applied to a speed-controlled drive system with elastically coupled loads for the first time. The control methods are systematically analyzed and compared to each other. The comparison of the control methods comprises the achievable speed-control dynamics for different drive parameters, the robustness and the influence of backlash. Each control method is verified on a laboratory test-bench.

It is shown, that the design strategy used for the conventional PI-controller is of particular importance to efficiently damp torsional oscillations. Resonance vibrations can be damped and the dynamic of the closed-loop speed control can be increased, if the elastic coupling is considered in the design of the PI-controller. However, the placement of the closed-loop poles and the achievable dynamics are limited by the structure of the PI-controller. The state-space control allows a theoretic free placement of the closed-loop poles. A control design of the PI-based state-space control is presented, which achieves high dynamic speed-control performance for the considered drive configurations. Moreover, the stress of the mechanical system and the influence of backlash are reduced. The best results are achieved with the flatness-based control combined with the PI-based state-space control. The resulting control approach is characterized by a high dynamic speed performance in compliance with the rated values and good robustness properties.



# Inhaltsverzeichnis

<b>Deutsche Kurzfassung</b>	<b>VII</b>
<b>Abstract</b>	<b>IX</b>
<b>Symbolverzeichnis</b>	<b>XV</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1 Motivation . . . . .	1
1.2 Ziele der Arbeit . . . . .	2
1.3 Aufbau der Arbeit . . . . .	3
<b>2 Systembeschreibung und Modellbildung der Regelstrecke</b>	<b>4</b>
2.1 Beschreibung des Antriebssystems . . . . .	5
2.1.1 Frequenzumrichter . . . . .	5
2.1.2 Antriebsmaschine . . . . .	6
2.1.3 Mechanischer Antriebsstrang . . . . .	7
2.1.4 Regelung . . . . .	10
2.2 Modellbildung . . . . .	13
2.2.1 Elektromagnetisches Teilsystem . . . . .	13
2.2.2 Mechanisches Teilsystem . . . . .	15
2.3 Verifikation des Modells am Laborteststand . . . . .	24
2.4 Einfluss der Antriebsparameter . . . . .	28
<b>3 Stand der Technik</b>	<b>31</b>

<b>4</b>	<b>Anforderungen an den Regelkreis und Bewertung der Regelgüte</b>	<b>36</b>
4.1	Anforderungen an den Regelkreis . . . . .	36
4.2	Bewertung der Regelgüte . . . . .	37
<b>5</b>	<b>PI-Regelung</b>	<b>39</b>
5.1	Auslegung der PI-Regelung nach dem Symmetrischen Optimum . . . . .	40
5.1.1	Auslegung für eine harte Ankopplung . . . . .	40
5.1.2	Auslegung für eine weiche Ankopplung . . . . .	42
5.1.3	Dynamisches Verhalten in Abhängigkeit der Antriebsparameter . . . . .	43
5.2	Auslegung der PI-Regelung nach dem erweiterten Symmetrischen Optimum . . . . .	50
5.2.1	Auslegung für eine steife Ankopplung . . . . .	50
5.2.2	Auslegung für eine elastische Ankopplung . . . . .	50
5.2.3	Dynamisches Verhalten in Abhängigkeit der Antriebsparameter . . . . .	51
5.3	Auslegung der PI-Regelung mittels eingeschränkter Polvorgabe nach Szabat . . . . .	59
5.3.1	Dynamisches Verhalten in Abhängigkeit der Antriebsparameter . . . . .	61
5.4	Auslegung der PI-Regelung mittels eingeschränkter Polvorgabe nach Zhang . . . . .	66
5.4.1	Auslegung mit einheitlicher Dämpfung . . . . .	67
5.4.2	Auslegung mit einheitlichem Radius . . . . .	68
5.4.3	Auslegung mit einheitlichem Realteil . . . . .	69
5.4.4	Dynamisches Verhalten in Abhängigkeit der Antriebsparameter . . . . .	70
5.5	Zusammenfassung . . . . .	80
<b>6</b>	<b>Zustandsregelung</b>	<b>81</b>
6.1	Auslegung der PI-Zustandsregelung mittels Polvorgabe . . . . .	83
6.1.1	Entwurf der PI-Zustandsregelung für ein Regelstreckenmodell ohne Berücksichtigung des unterlagerten Stromregelkreises . . . . .	84
6.1.2	Entwurf der PI-Zustandsregelung für ein Regelstreckenmodell mit Berücksichtigung des unterlagerten Stromregelkreises . . . . .	87
6.1.3	Wahl der Pol- und Nullstellen des geschlossenen Regelkreises . . . . .	90
6.2	Dynamisches Verhalten . . . . .	93
6.2.1	PI-Zustandsregelung ohne Berücksichtigung des Stromregelkreises . . . . .	93



6.2.2	PI-Zustandsregelung mit Berücksichtigung des Stromregelkreises . . . . .	105
6.3	Zustandsgrößenbeobachter . . . . .	107
6.3.1	Störgrößenbeobachter . . . . .	108
6.4	Zusammenfassung . . . . .	114
<b>7</b>	<b>Flachheitsbasierte Regelung</b>	<b>115</b>
7.1	Definition flacher Systeme . . . . .	118
7.2	Transformation in Regelungsnormalform . . . . .	119
7.3	Bestimmung der flachheitsbasierten Vorsteuerung . . . . .	121
7.4	Referenztrajektorien . . . . .	123
7.4.1	Minimale Transitionszeit . . . . .	123
7.4.2	Wahl der Referenztrajektorien . . . . .	124
7.4.3	Polynomiale Referenztrajektorien . . . . .	124
7.4.4	Gevrey-Funktionen als Referenztrajektorien . . . . .	125
7.5	Folgeregler . . . . .	131
7.6	FBR mit PI-Regler . . . . .	131
7.6.1	Dynamisches Verhalten in Abhängigkeit der Antriebsparameter . . . . .	133
7.7	FBR mit PI-Zustandsregelung . . . . .	137
7.7.1	Dynamisches Verhalten in Abhängigkeit der Antriebsparameter . . . . .	138
7.8	Zusammenfassung . . . . .	147
<b>8</b>	<b>Vergleich der Regelungsverfahren</b>	<b>149</b>
8.1	Dynamik . . . . .	149
8.2	Robustheit . . . . .	159
8.3	Einfluss von Lose . . . . .	164
<b>9</b>	<b>Zusammenfassung, Fazit und Ausblick</b>	<b>171</b>
9.1	Zusammenfassung . . . . .	171
9.2	Fazit . . . . .	173
9.3	Ausblick . . . . .	174

<b>10 Anhang</b>	<b>175</b>
10.1 Systembeschreibung . . . . .	175
10.1.1 Daten der mechanischen Komponenten . . . . .	175
10.1.2 Daten der verwendeten Maschinen . . . . .	178
10.1.3 Messmittel . . . . .	180
10.1.4 Parameter des mechanischen Antriebssystems . . . . .	181
10.1.5 Modellparameter der reduzierten Zwei-Massen-Modelle . . . . .	182
10.2 Bewertung der Regelgüte . . . . .	185
10.2.1 Führungsverhalten . . . . .	185
10.2.2 Störverhalten . . . . .	186
10.3 Berechnung der Reglerkoeffizienten des PI-Reglers nach Zhang . . . . .	189
10.4 Weitere Simulations- und Messergebnisse . . . . .	193
10.4.1 Verifikationsmessungen am Laborteststand . . . . .	193
10.4.2 PI-Regelung . . . . .	197
10.4.3 Zustandsregelung . . . . .	218
10.4.4 FBR . . . . .	221
10.4.5 Vergleich der Regelungsverfahren . . . . .	224
10.5 Fotos vom Laborteststand . . . . .	228
<b>11 Literaturverzeichnis</b>	<b>230</b>
<b>Liste eigener Veröffentlichungen</b>	<b>238</b>

# Symbolverzeichnis

## Abkürzungsverzeichnis

ASM	Asynchronmaschine
FBR	Flachheitsbasierte Regelung
FOC	Fractional Order Control
FOR	Feldorientierte Regelung
IMC	Internal Model Control
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
PWM	Pulsweitenmodulation
RZM	Raumzeigermodulation
SISO	Single Input Single Output
PI	Proportional-Integral
ZR	Zustandsregelung
PI-ZR	PI-Zustandsregelung
OS	Überschwingweite (overshoot)
POS	Prozentuale Überschwingweite (percentage overshoot)

## Indizes

### Tiefgestellte Indizes

<i>B</i>	Bemessungsgröße
<i>N</i>	Nenngröße
<i>M</i>	motorseitige Größe
<i>L</i>	lastseitige Größe
<i>S</i>	Statorgröße
<i>R</i>	Rotorgröße
<i>ZK</i>	Zwischenkreisgröße
<i>PI</i>	Größe im Zusammenhang mit der PI-Regelung
<i>ZR</i>	Größe im Zusammenhang mit der Zustandsregelung
<i>abc</i>	allgemeine Phasengrößen
<i>a, b, c</i>	<i>a</i> –, <i>b</i> – bzw. <i>c</i> –Phase einer Größe
<i>dq</i>	Größe in dq-Koordinaten
<i>d, q</i>	<i>d</i> – bzw. <i>q</i> –Komponente einer Größe

## Hochgestellte Indizes

- \* Referenzwert
- $T$  Transponierte

## Allgemeine Bezeichnungen

- $x^{(v)}$   $n$ -te Zeitableitung von  $x$
- $\frac{d}{dt} = \dot{\phantom{x}}$  zeitliche Ableitung von  $x$
- $\underline{x}$  Raumzeiger
- $\underline{x}$  Spaltenvektor
- $X$  Matrix
- $\hat{x}$  geschätzte Größe von  $x$
- $\max(x)$  Maximalwert von  $x$
- $x!$  Fakultät von  $x$

## Formelzeichen - Allgemein

- $C$  Kapazität
- $L$  Induktivität
- $R$  ohmscher Widerstand
- $i$  Strom
- $u$  Spannung
- $P$  Leistung
- $\Psi$  Flussverkettung
- $t$  Zeit
- $f$  Frequenz
- $f_p$  Pulsfrequenz
- $f_g$  Grenzfrequenz
- $T$  Zeitkonstante
- $T_E$  Zeitkonstante des elektrischen Ersatzsystems
- $\vartheta_K$  Transformationswinkel des rotorflussorientierten Koordinatensystems
- $f(t)$  beliebige zeitabhängige Funktion
- $j$  imaginäre Einheit

## Formelzeichen - Mechanik

$p$	Polpaarzahl
$\vartheta$	Drehwinkel
$\Omega$	Winkelgeschwindigkeit
$\Omega_M$	mechanische Winkelgeschwindigkeit der Antriebsseite
$\Omega_L$	mechanische Winkelgeschwindigkeit der Lastseite
$\Theta$	Trägheitsmoment
$\Theta_M$	Trägheitsmoment der Antriebsseite
$\Theta_L$	Trägheitsmoment der Lastseite
$c_T$	Torsionsfederkonstante
$d_T$	Torsionsdämpfungskonstante
$M$	Drehmoment
$M_M$	Antriebsmoment
$M_L$	Lastmoment
$M_S$	Wellenmoment
$\omega$	normierte Winkelgeschwindigkeit
$\omega_M$	normierte Winkelgeschwindigkeit der Antriebsseite
$\omega_L$	normierte Winkelgeschwindigkeit der Lastseite
$T_M$	Zeitkonstante des antriebsseitigen Trägheitsmomentes
$T_L$	Zeitkonstante des lastseitigen Trägheitsmomentes
$T_c$	Zeitkonstante der Torsionssteifigkeit
$d$	bezogene Dämpfung der Torsionsdämpfung
$m$	normiertes Drehmoment
$m_M$	normiertes Antriebsmoment
$m_L$	normiertes Lastmoment
$m_S$	normiertes Wellenmoment
$G$	Gleitmodul
$J_P$	polares Flächenträgheitsmoment
$r$	Radius
$R$	Verhältnis von lastseitigem zu antriebsseitigen Trägheitsmoment
$\varphi_L$	Loseweite
$f_0$	mechanische Resonanzfrequenz
$f_a$	mechanische Antiresonanzfrequenz
$\omega_0$	mechanische Resonanzkreisfrequenz
$\omega_a$	mechanische Antiresonanzkreisfrequenz

## Formelzeichen - Regelung

$\underline{x}$	Zustandsvektor
$w$	Führungsgröße
$u$	Eingangsgröße
$y$	Ausgangsgröße
$e$	Regeldifferenz
$v$	Störgröße
$A$	Systemmatrix
$\underline{b}$	Eingangsvektor
$\underline{c}^T$	Ausgangsvektor
$I$	Einheitsmatrix
$n$	Systemordnung
$k_I$	Integralanteil des PI-Reglers
$k_P$	Proportionalverstärkung des PI-Reglers
$\underline{k}^T$	Rückführvektor
$V_R$	Reglerverstärkung des PI-Reglers
$T_N$	Nachstellzeit des PI-Reglers
$T_a$	Zeitkonstante des Anti-Windup-Netzwerkes
$P(s)$	Wunschpolynom
$Q(s)$	charakteristisches Polynom
$s$	Eigenwert
$s_p$	Polstelle
$s_n$	Nullstelle
$D_p$	Dämpfung der Polstelle $s_p$
$\omega_p$	Eigenkreisfrequenz der Polstelle $s_p$
$D_n$	Dämpfung der Nullstelle $s_n$
$\omega_n$	Eigenkreisfrequenz der Nullstelle $s_n$
$G(s)$	Übertragungsfunktion
$G_S(s)$	Übertragungsfunktion der Strecke
$G_W(s)$	Führungsübertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises
$A_R$	Amplitudenreserve
$\varphi$	Phasenreserve
$f_d$	Durchtrittsfrequenz
$t_S$	Einregelzeit (settling time)

# 1 Einleitung

## 1.1 Motivation

Drehzahlvariable Antriebe mit Frequenzumrichtern haben in der Industrie eine große Ausbreitung erfahren [1] und sind ein wichtiger Bestandteil der modernen Antriebstechnik [2]. Konventionelle Antriebssysteme bestehen aus einer rotatorischen Antriebsmaschine und einem Lastprozess. Die Übertragung des Drehmomentes von der Antriebsseite zur Lastseite findet über mechanische Antriebselemente wie Torsionswellen, Kupplungen und Getriebe statt. Diese Übertragungselemente weisen nichtideale Eigenschaften, wie zum Beispiel Massenträgheitsmomente, endliche Steifigkeiten und Spiel auf. Infolge der endlichen Steifigkeit der Übertragungselemente besteht eine nichtideale Kopplung zwischen der Antriebs- und der Lastseite. Dadurch können unerwünschte Torsionsschwingungen im Antriebsstrang auftreten, die meist nur schwach gedämpft sind. Weiterhin wird durch die nichtideale Kopplung die Drehzahldynamik reduziert und es können Belastungen bei dynamischen Vorgängen auftreten, die die Bemessungsgrößen überschreiten und zu Überlastungen führen. Lose, verursacht z.B. durch Spiel in Getrieben und Kupplungen, kann ebenfalls einen erheblichen Einfluss auf das dynamische Verhalten von Antriebssystemen haben. Infolge der Lose können Drehmomentenstöße auftreten, deren Höhe von der Loseweite aber auch von dem verwendeten Regelungsverfahren und der Reglereinstellung abhängig sind. Diese Drehmomentenstöße können noch höhere Belastungen des Systems hervorrufen und wiederum mechanische Resonanzschwingungen anregen.

Anwendungen, bei denen nichtideale Kopplungen bestehen und bei denen somit eine erhöhte Aufmerksamkeit bei der Reglerauslegung wichtig ist, sind zum Beispiel Elektro- und Hybridfahrzeuge [3,4], Walzwerkantriebe [5], Werkzeugmaschinen [6,7], Industrieroboter [8], Förderbänder [9], Fahrstühle [10] und Windkraftanlagen [11].

Die Eigenfrequenz und die Ausprägung der Torsionsschwingungen sind u.a. von den mechanischen Eigenschaften der Torsionswellen und den Trägheitsmomenten des mechanischen Antriebsstranges abhängig. Befinden sich Eigenfrequenzen des mechanischen Systems in der Nähe der Regelungsbandbreite, können schwach gedämpfte mechanische Schwingungen durch entsprechende Frequenzanteile der Stellgröße oder des Lastmomentes angeregt werden [12]. Die elastische Kopplung bewirkt für die Drehzahlregelung eine Reduzierung der erreichbaren Dynamik und der Stabilitätsreserve [13]. Bei der Auslegung der Regelung für schwingungsfähige Antriebssysteme sollte folglich eine besondere Aufmerksamkeit auf die Dämpfung der Resonanzschwingungen und die resultierende Dynamik und Robustheit gelegt werden.

Eine besonders einfache Methode, Torsionsschwingungen während Führungsgrößenänderungen zu eliminieren, ist eine langsame Änderung des Referenzwertes, z.B. mit Hilfe einer Führungsgrößenglättung. Allerdings reduziert dies die Dynamik des Regelkreises und Resonanzschwingungen können bei auftretenden Lastmomenten nicht ausgeschlossen werden. Eine weitere einfache Methode Schwingungen zu reduzieren, ist die Reduzierung der Regelkreisverstärkung. Dies führt jedoch ebenfalls zu einer Reduzierung der Dynamik. Um eine hohe Dynamik der Regelung und die Dämpfung von Resonanzschwingungen zu erreichen, ist es sinnvoll das Verhalten der nichtidealen Kopplung bei der Reglerauslegung zu berücksichtigen. Die Erweiterung der Regelkreisstruktur, z.B. durch die Einbindung weiterer Systemzustände, oder das Einbeziehen von Systeminformationen in die Regelung, ermöglicht eine weitere Verbesserung des dynamischen Verhaltens bzw. der Robustheit.

## 1.2 Ziele der Arbeit

Ziel dieser Arbeit ist es, eine Drehzahlregelung mit möglichst hoher Dynamik und aktiver Dämpfung mechanischer Resonanzschwingungen für umrichter gespeiste Antriebssysteme mit schwingungsfähiger Last zu entwerfen. Dabei sollen verschiedene Regelungs- und Auslegungsverfahren untersucht und bezüglich der erreichbaren Dynamik bewertet und untereinander verglichen werden. Aufgrund dessen, dass die Antriebsparameter einen entscheidenden Einfluss auf die erreichbare Dynamik der Drehzahlregelung haben und dieser Einfluss in den bisherigen Forschungsarbeiten nicht ausreichend behandelt wurde, sollen die Regelungsverfahren für verschiedene Antriebskonfigurationen ausgelegt und analysiert werden. Ferner soll die Belastung des mechanischen Antriebsstranges bei dynamischen Vorgängen untersucht und im Bereich der Bemessungsgrößen gehalten werden. Der Messaufwand soll gegenüber konventionellen Regelungsverfahren nicht erhöht werden. Daher wird für die untersuchten Regelungsverfahren nur die Messung der antriebsseitigen Drehzahl vorausgesetzt. Es soll eine ausreichend hohe Robustheit gegenüber Parameterunsicherheiten erzielt werden, da die Antriebsparameter nicht immer exakt bekannt sind oder auch variieren können. Die Regelungsverfahren sollen durch Messungen an einem Laborteststand bestätigt werden. Ebenfalls soll der Einfluss von Lose an einem Laborteststand untersucht und mit den betrachteten Regelungsverfahren verglichen werden.

Aufgrund der weiten Verbreitung in der Industrie und einer verhältnismäßig einfachen Parametrierung soll zunächst die PI-Regelung untersucht werden und dabei verschiedene Auslegungsverfahren analysiert werden. Die Zustandsregelung ist ein Regelungskonzept, das eine hohe Dynamik verspricht. Durch die Rückführung aller Systemzustände wird erreicht, dass die Polstellen des geschlossenen Regelkreises frei platziert und somit die Dynamik theoretisch frei gewählt werden kann. Aufgrund dessen soll ebenfalls die Zustandsregelung für den Vergleich von Drehzahlregelungsverfahren herangezogen werden. Da jedoch der Messaufwand nicht erhöht werden soll, müssen die zusätzlichen Systemzustände mit Hilfe eines geeigneten Beobachters rekonstruiert werden. Dieser Beobachter kann wiederum einen Einfluss auf die Dynamik haben, der in dieser Arbeit ebenfalls untersucht werden soll. Modellbasierte Regelungsverfahren bieten den Vorteil, dass Systeminformationen bei der Berechnung der Stellgröße explizit verwendet werden und somit eine verbesserte Dynamik erreicht werden kann. Die Flachheitsbasierte



Regelung gehört zu den modellbasierten Regelungsverfahren und wird aufgrund vielversprechender Publikationen erstmalig für die Drehzahlregelung rotatorischer Antriebssysteme unter Berücksichtigung der schwingungsfähigen Last ausgelegt und analysiert.

### **1.3 Aufbau der Arbeit**

Diese Arbeit gliedert sich in neun Kapitel. In dem folgenden Kapitel wird das betrachtete Antriebssystem beschrieben und eine Modellbildung für die Auslegung der Regelungsverfahren durchgeführt. Ein Stand der Technik zu Regelungsverfahren mit schwingungsfähiger Last wird in Kapitel 3 gegeben. Die Anforderungen an den Regelkreis und die Bewertungsmethodik der Regelgüte werden im vierten Kapitel dargelegt. In den Kapiteln 5, 6 und 7 werden die ausgewählten Regelungsverfahren vorgestellt, analysiert und messtechnisch verifiziert. Ein ausführlicher Vergleich der betrachteten Verfahren wird im Kapitel 8 durchgeführt. Der Vergleich wird bezüglich der erzielten Drehzahldynamik für verschiedene Antriebskonfigurationen, der Robustheit und des Einflusses von Lose durchgeführt. Eine Zusammenfassung, ein Fazit und ein Ausblick schließen diese Arbeit ab.

## 2 Systembeschreibung und Modellbildung der Regelstrecke

In dieser Arbeit wird die Regelung von drehzahlvariablen Antriebssystemen mit schwingungsfähiger Last betrachtet. Solche Antriebssysteme können vom Aufbau her sehr unterschiedlich sein. Ein herkömmlicher Antriebsstrang beinhaltet einen Antriebsmotor der einen Prozess bzw. Last antreibt, vgl. Abb. 2.1. Die Last ist in vielen Fällen über Getriebe, Kupplungen und Torsionswellen mit der Antriebsmaschine verbunden. Antriebswellen weisen endliche Steifigkeiten und meist geringe innere Dämpfungen auf. Aufgrund dessen können Verdrehungen in der Welle auftreten, die mechanische Schwingungen im Antriebssystem hervorrufen. Die erreichbare Dynamik der Drehzahlregelung wird durch die Steifigkeit und die Trägheitsmomente des mechanischen Antriebsstranges beeinflusst. Getriebe und Kupplungen weisen in der Regel Spiel (Lose) auf. Beim Schließen dieser Lose können starke Drehmomentenstöße auftreten und mechanische Resonanzschwingungen anregen. Die Auswirkung der Lose ist ebenfalls abhängig von der Steifigkeit des Systems und des Weiteren von der Loseweite.

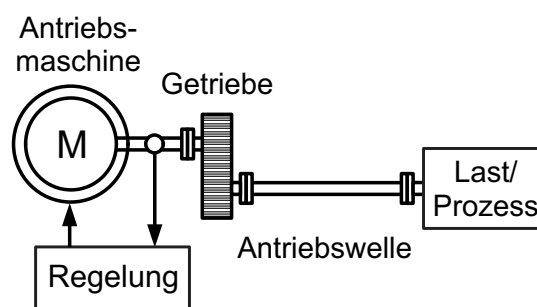


Abbildung 2.1: Antriebsstrang mit schwingungsfähiger Last

Für die Untersuchung von Drehzahlregelungsverfahren für Antriebssysteme mit elastischen Kopplungen, des Einflusses der Antriebsparameter und der Auswirkung von Lose wurde ein spezieller Laborteststand mit einer Nennleistung von 5,5 kW entworfen, der im Folgenden beschrieben wird.

## 2.1 Beschreibung des Antriebssystems

Das betrachtete Antriebssystem ist schematisch in Abbildung 2.2 dargestellt. Ein Frequenzumrichter mit einem Spannungszwischenkreis ist über eine Netzdrossel an das Drehstromnetz angeschlossen. Der Frequenzumrichter besteht aus zwei Pulsumrichtern und ermöglicht einen bidirektionalen Leistungsfluss und eine in Frequenz und Amplitude variable, dreiphasige Spannung zur Speisung der Antriebsmaschine. Der Spannungszwischenkreis dient zur Zwischenspeicherung der Energie in Kondensatoren und somit der Entkopplung von Netz- und Maschinenseite. Eine netzseitige dreiphasige Induktivität reduziert Netzurückwirkungen, die durch das Schalten der Leistungshalbleiter bedingt sind.

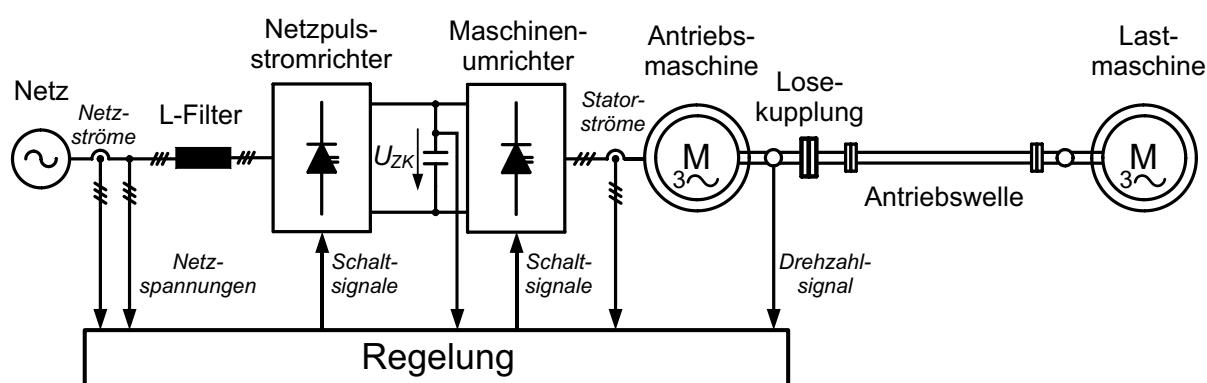


Abbildung 2.2: Schematische Darstellung des Laborteststandes

Die Antriebsmaschine ist über eine Antriebswelle mit einer Lastmaschine verbunden. Die Lastmaschine wird zur Erzeugung von Störungen bzw. Lastmomenten verwendet und wird über einen separaten Frequenzumrichter geregelt. Die Regelung, inklusive Messwertaufnahme und Ansteuerung des Frequenzumrichters, erfolgt mit Hilfe des Signalprozessors DS 1103 der Firma dSPACE. Die einzelnen Komponenten des Laborteststandes werden im Folgenden näher erläutert.

### 2.1.1 Frequenzumrichter

Der Frequenzumrichter besteht aus einem netzseitigen und einem maschinenseitigen Pulsumrichter. Der netzseitige Pulsumrichter dient zur Speisung des Zwischenkreises. Darüber hinaus ermöglicht der geregelte Pulsumrichter eine geregelte Zwischenkreisspannung und das Rückspeisen der Energie ins Netz bei generatorischem Betrieb und regenerativem Bremsen. Der maschinenseitige Wechselrichter ist das elektrische Stellglied des Antriebssystems. Er erzeugt durch gezielte Ansteuerung der Leistungshalbleiter eine dreiphasige Wechselspannung variabler Amplitude und Frequenz. Die Pulsumrichter bestehen jeweils aus einer dreiphasigen, zweistufigen Brückenschaltung. Als Halbleiterbauelemente kommen Insulated-Gate-Bipolar-Transistoren (IGBT) mit antiparallelen Dioden zum Einsatz, vgl. Abb. 2.3.

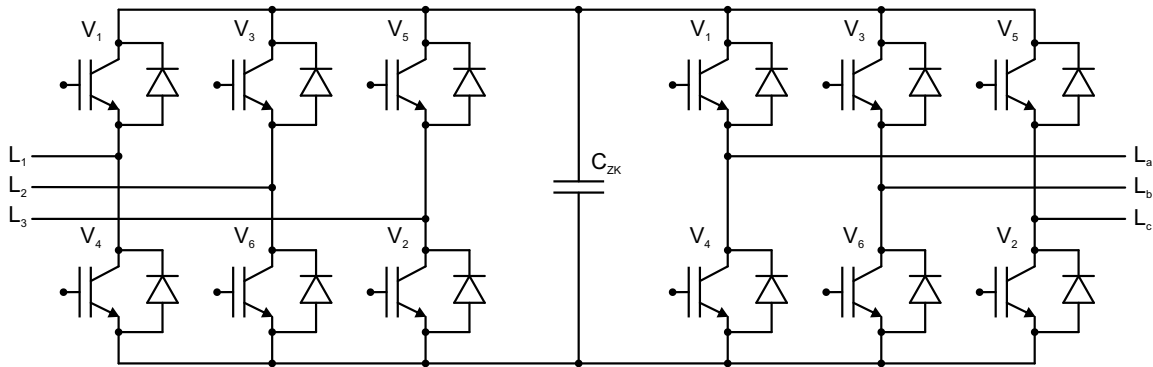


Abbildung 2.3: Frequenzumrichter mit Spannungszwischenkreis

Der Spannungszwischenkreis besteht aus Kondensatoren die als Energiespeicher und zur Glättung der Spannung im Zwischenkreis dienen. Für den Zwischenkreis werden aufgrund ihrer hohen Energiedichte Elektrolytkondensatoren verwendet. Durch die Energiespeicherung im Zwischenkreis ist die Zwischenkreisspannung nahezu konstant. So wird erreicht, dass die Netz- und die Maschinenseite annähernd entkoppelt sind.

### 2.1.2 Antriebsmaschine

Als Antriebsmaschine kommt aufgrund der hohen Verbreitung und sehr guter dynamischer Eigenschaften eine Asynchronmaschine (ASM) mit Kurzschlussläufer zum Einsatz. Die Asynchronmaschine ist aufgrund einer einfachen Konstruktion, hohen Zuverlässigkeit, hohen Robustheit und eher geringen Kosten in der Industrie weit verbreitet [2]. Neben diesen Vorteilen ermöglicht die Asynchronmaschine im Vergleich zu einer Gleichstrommaschine bei gleichbleibendem Nennmoment eine höhere Dynamik aufgrund eines geringeren Trägheitsmomentes bei gleicher Leistungsklasse [14]. Des Weiteren kommen auch fremd- oder permanenterregte Synchronmaschinen in Frage, die einen hohen Wirkungsgrad und eine hohe Dynamik aufweisen. Fremderregte Synchronmaschinen sind aufgrund der Schleifringe jedoch wartungsintensiver und permanenterregte Synchronmaschinen teurer und weniger robust [15]. Den Vorteilen der Asynchronmaschine steht im Vergleich zur Gleichstrommaschine jedoch ein erhöhter Aufwand für die Regelung gegenüber. Das am weitesten verbreitete, dynamische Regelungsverfahren für Asynchronmaschinen ist, neben der  $U/f$ -Steuerung, die Feldorientierte Regelung (FOR) [2]. Mit Hilfe der FOR kann der Fluss, das Moment und die Drehzahl der Asynchronmaschine über die in Frequenz und Amplitude variable Wechselspannung geregelt werden.

Stator und Rotor der Asynchronmaschine besitzen je drei räumlich um  $120^\circ/p$  ( $p$  = Polpaarzahl) gegeneinander versetzte Wicklungen (Drehstromwicklung). Bei der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer besteht die Rotorwicklung aus unisolierten Stäben die an den Enden über Kurzschlussringe kurzgeschlossen sind [16]. Liegt an der Statorwicklung eine dreiphasige Wechselspannung an, so nehmen die drei Stränge des Stators Ströme auf, die eine zeitlich und räumlich phasenverschobene Durchflutung aufbauen. Das resultierende magnetische Drehfeld induziert in den beweglichen Rotor, im Sinne der Lenz'schen Regel, eine Spannung, welche in den

kurzgeschlossenen Leitern einen Stromfluss zur Folge hat. Es entsteht eine Lorentzkraft, die ein Drehmoment erzeugt und den Rotor in Drehfeldrichtung rotieren lässt. Nähert sich die Rotordrehzahl der Drehfelddrehzahl des Stators an, nimmt die Induktionswirkung im Rotor ab. Bei synchroner Drehzahl (Gleichlauf mit dem Statorfeld) des Rotors verschwindet die Induktionswirkung und somit wird auch der Stromfluss im Rotor und das Drehmoment zu Null. Da auch im Leerlauf ein geringes Moment zur Überwindung der Reibungsverluste benötigt wird, läuft der Rotor im motorischen Betrieb langsamer (asynchron) als die Drehbewegung des Magnetfeldes des Stators [16].

Für den Laborteststand wird eine Asynchronmaschine der Firma *Siemens* mit einer Nennleistung von  $P_N = 5,5 \text{ kW}$  und einer Polpaarzahl  $p = 2$  verwendet. Die Daten des Antriebsmotors sind im Anhang 10.1.2 zu finden. Der Asynchronmotor bildet die Systemgrenze zwischen dem elektromagnetischen und dem mechanischen Teilsystem des betrachteten Antriebsstranges.

### 2.1.3 Mechanischer Antriebsstrang

Der mechanische Antriebsstrang ist schematisch in Abbildung 2.4 dargestellt. Er besteht aus dem Trägheitsmoment der Antriebsmaschine, einer Losekupplung, Torsionswelle, Momentenmesswelle, Schwungscheibe, dem Trägheitsmoment der Lastmaschine und den Verbindungselementen zwischen diesen Komponenten. Der Teststand ist so konzipiert, dass verschiedene Antriebskonfigurationen mit verschiedenen lastseitigen Trägheitsmomenten durch austauschbare Schwungscheiben und verschiedene Torsionssteifigkeiten durch wechselbare Torsionswellen untersucht werden können. Fotos vom Laborteststand sind im Anhang 10.5 zu finden.

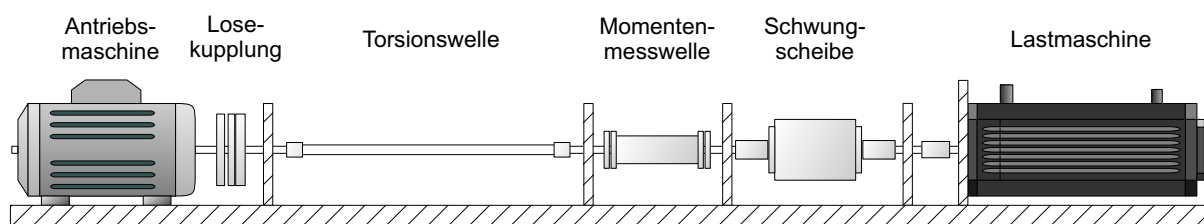


Abbildung 2.4: Mechanischer Antriebsstrang

#### Losekupplung

Zur Untersuchung von Loseeffekten am Laborteststand ist eine spezielle Kupplung mit einstellbarer Loseweite gefertigt worden. Die Konstruktion erfolgte in Anlehnung an die in der Dissertation von VILLWOCK [17] vorgestellte Kupplung. Bei der Kupplungskonstruktion handelt es sich um eine Klauenkupplung bei der mit Hilfe eines Stellelements die Loseweite sowohl stufenlos, als auch in fest vorgegebenen Schritten eingestellt werden kann. In Tabelle 2.1 sind die Loseweiten, die fest vorgegeben werden können, aufgelistet.

Einstellung	Loseweite $\varphi_L$
0	0°
1	0,46°
2	0,52°
3	0,57°
4	0,69°
5	0,86°
6	1,49°
7	2,41°
8	5,50°
9	10,54°
10	15,53°

Tabelle 2.1: Definierte Loseweiten  $\varphi_L$ 

### Torsionswelle

Für die Analyse unterschiedlicher Steifigkeiten des mechanischen Antriebsstranges können verschiedene Torsionswellen für die Verbindung der Antriebsseite mit der Lastseite verwendet werden. Es stehen drei Torsionswellen mit verschiedenen Torsionssteifigkeiten der Firma *Jakob Antriebstechnik* zur Verfügung. Die Torsionssteifigkeiten dieser Wellen sind in Tabelle 2.2 angegeben. Mit diesen Torsionswellen können sehr unterschiedliche Steifigkeiten des mechanischen Systems erreicht werden, die wiederum einen Einfluss auf die erreichbare Drehzahldynamik haben. Im Anhang 10.1.1 sind die Datenblätter der Torsionswellen zu finden.

Welle	Torsionssteifigkeit $c_T$
1	1169 Nm/rad
2	3094 Nm/rad
3	6532 Nm/rad

Tabelle 2.2: Torsionssteifigkeiten der Torsionswellen

### Momentenmesswelle

Zwischen der Torsionswelle und der Schwungscheibe ist eine Momentenmesswelle der Firma *Dr. Staiger Mohilo* implementiert. Mit Hilfe eines Dehnungsmessstreifens und einer integrierten Messelektronik kann das Drehmoment  $M_S$  an dieser Stelle des Aufbaus gemessen und somit die Belastung des mechanischen Antriebsstranges bestimmt werden. Die Daten der Momentenmesswelle sind im Anhang 10.1.3 zu finden.

## Schwungscheibe

Für die Variation der Lastträgheit können unterschiedliche Schwungscheiben in den Laborteststand eingesetzt werden. Es stehen vier verschiedenen Schwungscheiben zur Auswahl. Durch die Änderung der Lastträgheit wird die Gesamtträgheit, das Verhältnis der Lastträgheit zu Antriebsträgheit  $R$  und somit auch die erreichbare Drehzahldynamik beeinflusst.

Schwungscheibe	Trägheitsmoment $\Theta$
A	0,01094 kgm <sup>2</sup>
B	0,03492 kgm <sup>2</sup>
C	0,09890 kgm <sup>2</sup>
D	0,23042 kgm <sup>2</sup>

Tabelle 2.3: Trägheitsmomente der Schwungscheiben

Durch die Kombination der Schwungscheiben und Torsionswellen können 12 unterschiedliche Antriebskonfigurationen mit unterschiedlichen Trägheitsverhältnissen  $R$ , verschiedenen Resonanzfrequenzen  $f_0$  und Antiresonanzfrequenzen  $f_a$  untersucht werden. Im Folgenden werden die 12 möglichen Antriebskonfigurationen kurz mit A1 bis D3 bezeichnet, wobei der Buchstabe die verwendete Schwungscheibe und die Zahl die verwendete Torsionswelle kennzeichnet.

## Lastmaschine

Als Lastmaschine wird ebenfalls eine Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer verwendet. Die Lastmaschine dient der Einprägung von Lastmomenten für die Untersuchung des Störverhaltens der Drehzahlregelungsverfahren. Die Lastmaschine wird durch einen industriellen Frequenzumrichter der Firma *Lenze* gespeist. Auf dem Frequenzumrichter ist eine Momentenregelung implementiert. Der Sollwert wird dabei durch das dSPACE-System vorgegeben. Die Daten der Lastmaschine sind im Anhang 10.1.2 einzusehen.

## Drehzahlmessung

Für die Drehzahlregelung der Antriebsmaschine muss diese Drehzahl gemessen oder mit Hilfe geeigneter Methoden aus anderen messbaren Größen rekonstruiert werden. Üblicherweise wird die Drehzahl mit Hilfe von Winkelgebern, wie zum Beispiel Inkrementalgebern, Absolutwertgebern oder Resolvern, bestimmt. Über die zeitliche Ableitung bzw. Differenzenbildung des Drehwinkels kann die Drehzahl berechnet werden. Infolge begrenzter Auflösungen der Winkelgeber und endlicher Abtastfrequenzen ist die Genauigkeit des berechneten Drehzahlsignals ebenfalls begrenzt [18]. Für die Glättung des Drehzahlsignals werden normalerweise Tiefpassfilter eingesetzt [19]. Eine Gegenüberstellung verschiedener Filterungsmethoden und Filtereinstellungen ist in der Arbeit von BÄHR [18] vorgestellt. Durch die Filterung des Drehzahlsignals entsteht jedoch eine Phasenverschiebung im Drehzahlregelkreis und führt somit zu einer reduzierten Stabilitätsreserve. Eine Möglichkeit, diesen nachteiligen Effekt zu eliminieren, ist

die Verwendung eines geeigneten Drehzahlbeobachters, der als Eingangsgröße den Drehwinkel und das Antriebsmoment der Antriebsmaschine erhält und über ein Modell der Regelstrecke die Zustandsgrößen rekonstruiert unter denen sich auch die Drehzahl befindet. Wird die über den Beobachter rekonstruierte Drehzahl für die Drehzahlregelung verwendet, kann die zusätzliche Phasenverschiebung vermieden werden [13].

Die Bestimmung des Drehwinkels der Antriebs- und der Lastseite erfolgt mit Hilfe von Drehgebern der Firma *Kübler*. Es werden hochauflösende Inkrementalgeber mit einer Impulszahl von 10000 verwendet. Die Drehzahl der Antriebsmaschine wird mit Hilfe des Drehwinkels und eines Beobachters bestimmt, der im Abschnitt 6.3 näher erläutert wird. Die lastseitige Drehzahl wird durch Bildung der zeitlichen Ableitung und anschließende Tiefpassfilterung mit einem Verzögerungsglied erster Ordnung und einer Grenzfrequenz von  $f_g = 115\text{Hz}$  bestimmt. Die Daten der verwendeten Inkrementalgeber sind im Anhang 10.1.3 zu finden.

## 2.1.4 Regelung

Die Regelung des netz- und maschinenseitigen Umrichters ist auf dem dSPACE-System implementiert. Die Regelung des netzseitigen Umrichters erfolgt mit Hilfe einer netzspannungsorientierten Regelung und die des maschinenseitigen Umrichters mit Hilfe einer rotorflussorientierten Regelung. Durch die Regelung werden Sollwerte der Umrichterausgangsspannungen berechnet, die anschließend mit Hilfe eines Modulationsverfahrens (hier asymmetrische PWM) in Schaltsignale für die IGBTs umgerechnet werden. Es wird eine feste Schaltfrequenz von  $f_p = 5\text{kHz}$  verwendet. Infolge der asymmetrischen PWM werden die Referenzspannungen zweimal pro Schaltperiode aktualisiert. Die resultierende Regelungsfrequenz ist somit doppelt so hoch wie die Schaltfrequenz [20].

Auf die netzspannungsorientierte Regelung des Netzpulsstromrichters wird in dieser Arbeit nicht näher eingegangen, da diese für die folgenden Untersuchungen nicht relevant ist. Weitere Informationen zur spannungsorientierten Regelung sind z.B. in [2] zu finden. Die rotorflussorientierte Regelung des maschinenseitigen Umrichters wird nachfolgend kurz erläutert.

### Feldorientierte Regelung

In der elektrischen Antriebstechnik ist die feldorientierte Regelung (FOR) für die Drehzahlregelung von Antriebssystemen heutzutage Stand der Technik [2]. Der große Vorteil der FOR ist eine getrennte Regelbarkeit der feldbildenden und der momentenbildenden Komponenten der Asynchronmaschine [21]. Dabei wird durch eine Transformation in ein rotierendes Bezugssystem erreicht, dass stationär auf Gleichgrößen geregelt wird. Durch die Transformation und die Entkopplung ist eine hochdynamische Regelung der Asynchronmaschine möglich. In [21] und [22] sind verschiedene Möglichkeiten aufgezeigt, wie eine Entkopplung der Statorstromkomponenten erreicht werden kann. Für diese Arbeit wird eine FOR mit einer Orientierung am Rotorfluss der ASM verwendet. Dabei wird die Rotorflussverkettung  $\underline{\Psi}_R$  als Bezugssystem gewählt und eine Achse des rotierenden Koordinatensystems auf die Rotorflussverkettung



ausgerichtet. Dieses Bezugssystem wird im Allgemeinen als dq-Koordinatensystem bezeichnet [22]. Dementsprechend werden die entstandenen Komponenten als d- bzw. q-Komponente des rotierenden Koordinatensystems bezeichnet. Durch die beschriebene Orientierung ist die q-Komponente der Rotorflussverkettung  $\Psi_{Rq}$  Null. Die Systemgleichungen der Asynchronmaschine vereinfachen sich durch diese Maßnahme, so dass der Auslegungsaufwand der Regelung erheblich reduziert wird. Die d-Komponente des Statorstromes entspricht der feldbildenden und die q-Komponente der momentenbildenden Stromkomponente.

In Abb. 2.5 ist das Strukturbild der FOR dargestellt. Es handelt sich um eine kaskadierte Regelungsstruktur mit innerem Stromregelkreis und äußerer Fluss- und Drehzahlregelung. Es werden die Statorströme und die Rotorlage der ASM gemessen. Der Rotorfluss wird mit Hilfe eines Flussmodells berechnet. Für die Strom- und Flussregelung kommen PI-Regler zum Einsatz, die nach dem Betragsoptimum ausgelegt sind. Für den Drehzahlregler wird in den meisten Fällen ebenfalls ein PI-Regler verwendet, der üblicherweise nach dem Symmetrischen Optimum ausgelegt wird. In dieser Arbeit werden verschiedene Regelungsverfahren und Auslegungen des Drehzahlreglers untersucht. Der Ausgang aller betrachteten Drehzahlregler ist das Sollmoment  $M_M^*$ . Somit wird erreicht, dass die Regelerauslegungen unabhängig von den Maschinenparametern sind. Als Folge dessen muss das Sollmoment für die unterlagerte Stromregelung in ein momentenbildenden Sollstrom  $i_{Sq}^*$  umgerechnet werden. Die Umrechnung erfolgt aufgrund der Rotorflussorientierung des rotierenden Koordinatensystems mit dem Faktor  $k = \frac{2}{3} \frac{L_R}{L_H} \frac{1}{p\Psi_{Rd}}$ . Die Struktur und die Einstellungen der Stromregler und des Flussreglers bleiben für alle betrachteten Drehzahlregelungsverfahren unverändert. Eine ausführliche Behandlung der FOR und die Auslegung der Regler ist u.a in [21] und [22] zu finden.

Der Rotorfluss wird auf einen konstanten Sollwert  $\Psi_{Rd}^*$  geregelt. Als Sollwert wird der Rotor-nennfluss verwendet, um bei Nennstrom das Nennmoment der Asynchronmaschine zu erhalten. Die Stromsollwerte werden auf den Nennstrom der ASM begrenzt. So wird erreicht, dass das Antriebsmoment  $M_M$  auf das Nennmoment begrenzt ist. Die Referenzwerte der Statorspannungen werden auf  $\frac{1}{\sqrt{3}}U_{ZK}$  begrenzt, damit bei der gewählten Raumveigermodulation (RZM) keine Übermodulation auftritt. Um zu gewährleisten, dass der Rotorfluss aufrecht erhalten wird, wird eine dynamische Begrenzung implementiert, bei der die Regelung der flussbildenden Komponenten den Vorrang hat.

Infolge der Stellgrößenbegrenzung des Reglers, kann der sogenannte Integrator-Windup-Effekt auftreten. Das bedeutet, dass der Integrator des Reglers die Regelabweichung weiter aufintegriert, ohne dass die Stellgröße zunimmt. Wenn anschließend die Regelabweichung kleiner wird, entsteht durch den Integrator eine ungewollte Verzögerung der Stellgröße. Infolge dessen können deutlich größere Überschwinger und Einschwingzeiten zum Beispiel bei Führungsgrößenprüngen entstehen [23]. Ein Überblick über verschiedene Anti-Windup-Netzwerke ist in [24] zu finden. In Abbildung 2.6 ist ein klassisches Anti-Windup-Netzwerk nach [23] für einen PI-Regler dargestellt. Es wird die Differenz aus der unbegrenzten und der begrenzten Stellgröße gebildet. Dieser Wert wird mit der Zeitkonstante  $T_a$  gewichtet und auf den Eingang des Integrators zurückgeführt. Tritt nun eine Begrenzung der Stellgröße auf, wird durch das Anti-Windup-Netzwerk ein Aufintegrieren der Regeldifferenz und somit starkes Überschwingen verhindert. Das Anti-Windup-Netzwerk ist nur aktiv wenn eine Begrenzung der Stellgröße

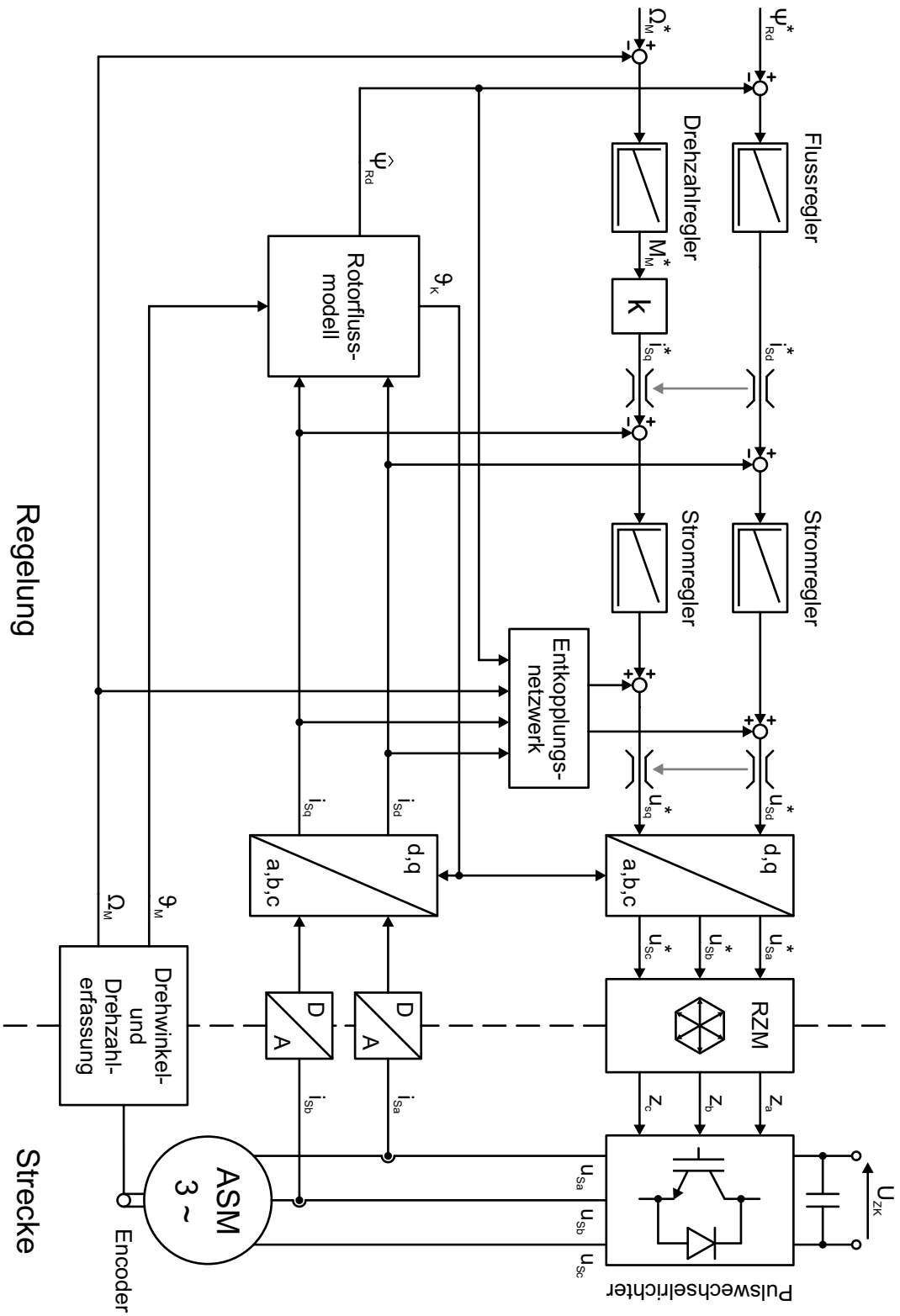


Abbildung 2.5: Strukturbild der FOR mit Orientierung am Rotorfluss;  $k = \frac{2}{3} \frac{L_R}{L_H} \frac{1}{p} \frac{\psi_{Rd}}{\Omega_m}$

auftritt. Ein Richtwert für die Wahl der Zeitkonstanten  $T_a$ , ist sie gleich der Nachstellzeit des Reglers  $T_N$  zu setzen [23]. Für die verwendeten PI-Regler der FOR werden solche Anti-Windup-Netzwerke verwendet, auch wenn diese in den Strukturdiagrammen nicht dargestellt sind.

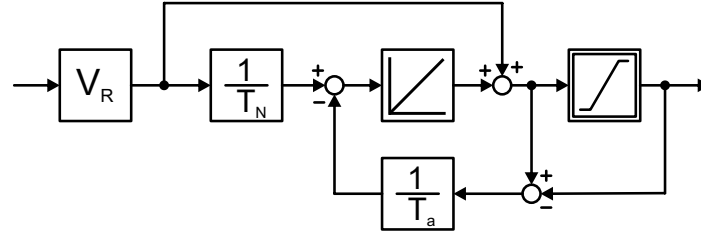


Abbildung 2.6: Anti-Windup-Netzwerk

## 2.2 Modellbildung

Für die Auslegung der Regelungsverfahren und für theoretische Analysen ist eine mathematische Modellierung des Systems erforderlich. Dabei ist ein Kompromiss bezüglich der Genauigkeit und der Komplexität des Modells zu treffen [25]. Das Antriebssystem wird für die Modellbildung in ein elektromagnetisches und ein mechanisches Teilsystem unterteilt.

### 2.2.1 Elektromagnetisches Teilsystem

Das elektromagnetische Teilsystem besteht aus der Stromdynamik der Asynchronmaschine, sowie dessen Stromregelung bzw. Momentenregelung und den Verzögerungen, die u.a. durch die Umrichtertotzeit, Sensoren, Filter und die digitale Implementierung der Regelung bedingt sind.

Die Zeitkonstanten des elektrischen Teilsystems sind in der Regel wesentlich kleiner als die des mechanischen Teilsystems und werden daher in den meisten Fällen vernachlässigt oder als Verzögerungsglied erster Ordnung approximiert. Für analytische und simulative Untersuchungen wird das dynamische Verhalten des elektrischen Systems im Folgenden als Verzögerungsglied erster Ordnung mit der Zeitkonstante  $T_E$  approximiert. Dabei wird nicht zwischen Strom- und Momentendynamik unterschieden, da das Moment  $M_M$ , bei konstanter Rotorflussverkettung, proportional zum momentenbildenden Strom  $i_{sq}$  ist, vgl. Abb. 2.5:

$$M_M = \frac{3 L_H}{2 L_R} p \Psi_{Rd} \cdot i_{sq} \quad (2.1)$$

Die Übertragungsfunktion des approximierten Strom- bzw. Momentenregelkreises lautet somit:

$$G_{S,E}(s) = \frac{i_{sq}(s)}{i_{sq}^*(s)} = \frac{M_M(s)}{M_M^*(s)} = \frac{1}{1 + sT_E} \quad (2.2)$$

Für das approximierte elektromagnetische Teilsystem wird im Folgenden eine Zeitkonstante von  $T_E = 200 \mu s$  verwendet.

Bei Antriebssystemen hoher Leistung oder mit sehr geringem Trägheitsmoment kann es vorkommen, dass die Zeitkonstanten des elektrischen und des mechanischen Systems in der gleichen Größenordnung liegen und die Approximation des elektrischen Systems als Verzögerungsglied erster Ordnung nicht sinnvoll ist. Solche Antriebssysteme werden in dieser Arbeit nicht behandelt.

In Abb. 2.7 ist ein Vergleich des approximierten elektromagnetischen Teilsystems mit Messungen am Laborteststand für einen Sollwertsprung des Antriebsmomentes von 10 Nm zu sehen. Es kann festgestellt werden, dass das Totzeitverhalten des elektrischen Systems nicht nachgebildet wird, die Ausregelzeiten jedoch näherungsweise gleich sind. Das Moment  $M_M$  wird indirekt über die Messung der Statorströme  $i_{Sa}$  und  $i_{Sb}$ , der anschließenden Transformation zum momentenbildenden Strom  $i_{Sq}$  und der Gleichung (2.1) bestimmt. Die Parameter des elektrischen Systems sind im Anhang 10.1.2 zu finden.

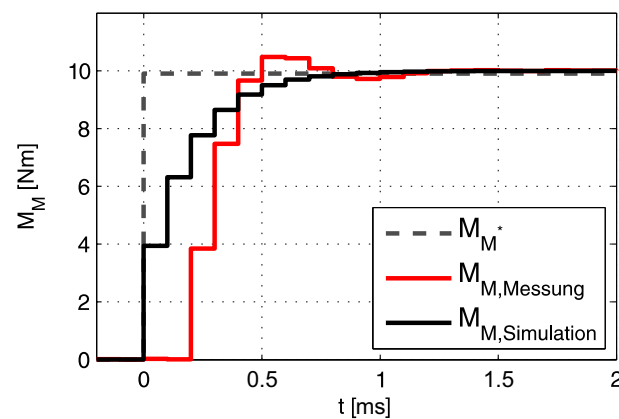


Abbildung 2.7: Vergleich des elektromagnetischen Systems für einen Sollwertsprung des Antriebsmomentes: Messung am Laborteststand (rot) und Simulation mit approximiertem Momentenregelkreis (schwarz); Auslegung des Regelkreises nach dem Betragsoptimum

## 2.2.2 Mechanisches Teilsystem

Das mechanische Teilsystem besteht aus den in Abb. 2.4 gezeigten mechanischen Komponenten. Mit der Modellbildung mechanischer Antriebssysteme haben sich unter anderem die Arbeiten [4, 12, 15, 17, 26–28] beschäftigt.

Für die Modellbildung bzw. die mathematische Beschreibung von kontinuierlichen Systemen ist es sinnvoll, die Komplexität so weit wie möglich zu reduzieren und nur die wesentlichen Systemeigenschaften zu modellieren. Mechanische Systeme werden daher meistens als strukturdiskrete Systeme mit konzentrierten Parametern betrachtet [29].

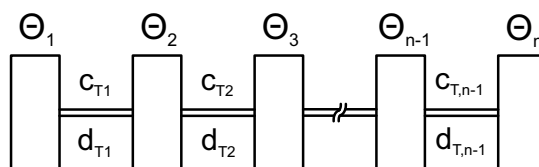


Abbildung 2.8: Torsionsschwingermodell mit  $n$  Massenträgheiten und  $n-1$  Verbindungselementen

Die elastische Verbindung zwischen den Massenträgheiten wird mit Hilfe von Voigt-Kelvin-Modellen (Abbildung 2.9) nachgebildet, die aus einer Parallelschaltung eines Steifigkeitsanteils  $c_T$  und eines geschwindigkeitsproportionalen Dämpfungsanteils  $d_T$  bestehen [29].

Wie in Abbildung 2.4 ersichtlich, weist das Antriebssystem an mehreren Stellen Antriebswellen und Torsionsmassen auf. Das betrachtete Antriebssystem kann näherungsweise als ein Torsionsschwingermodell mit neun Massenträgheiten und acht Verbindungselementen dargestellt werden, siehe Abbildung 2.10.

Im Folgenden wird erläutert, wie die Modellparameter des mechanischen Systems mit Hilfe einer physikalischen Modellbildung ermittelt werden können. Anschließend wird eine Ordnungsreduktion und somit eine Reduktion der Freiheitsgrade des mechanischen Modells vorgenommen, um den Rechenaufwand bei dem später durchzuführenden Reglerentwurf zu reduzieren.

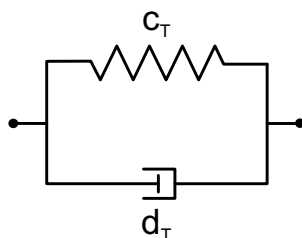


Abbildung 2.9: Voigt-Kelvin-Modell

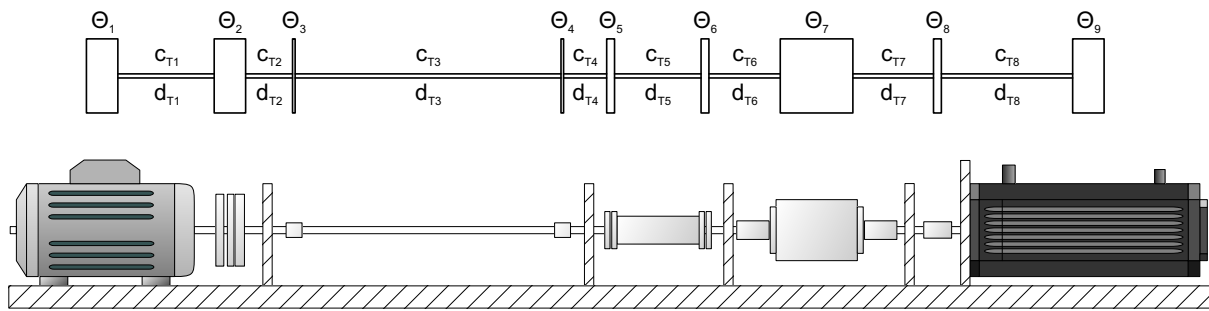


Abbildung 2.10: Torssionsschwingermodell des Antriebssystems

### Physikalische Modellbildung und Ermittlung der Modellparameter

Für eine möglichst hohe Genauigkeit analytischer Untersuchungen bzw. von Simulationsergebnissen ist es wichtig, geeignete Werte für die Modellparameter zu ermitteln. Die Massenträgheiten  $\Theta_i$  der einzelnen Streckenabschnitte können in der Regel über die Geometrie und über die Materialdaten in ausreichender Genauigkeit berechnet werden. Die Ermittlung der Torsionssteifigkeiten  $c_{T,i}$  und besonders der Dämpfungskoeffizienten  $d_{T,i}$  ist mit einer höheren Ungenauigkeit verbunden [15].

Für die nachfolgenden Berechnungen wird von einer reinen Torsion von Wellen mit Kreisquerschnitt ausgegangen. Es werden folgende zwei Annahmen basierend auf der Theorie von Coulomb aus der Elastostatik getroffen [30]:

1. Die Querschnitte der Antriebswellen verdrehen sich wie starre Scheiben, d.h. jede einzelne Scheibe bleibt unverzerrt. Es findet keine Radialverschiebung statt.
2. Die Querschnitte bleiben eben, d.h. sie verwölben sich nicht. Es findet keine Verschiebung in Längsrichtung statt.

Diese Annahmen erlauben die Verwendung des Verformungsgesetzes bei reiner Torsion [30]:

$$\frac{\varphi}{l} = \frac{M_T}{G \cdot J_p} \quad (2.3)$$

Der Winkel  $\varphi$  beschreibt die Gesamtverdrehung der Endquerschnitte einer Welle mit der Länge  $l$ , welche durch ein Torsionsmoment  $M_T$  hervorgerufen wird. Der Materialparameter  $G$  beschreibt das Gleitmodul und  $J_p$  das polare Flächenträgheitsmoment. Wird die Torsionssteifigkeit  $GJ_p$  auf die Länge der Welle bezogen, ergibt sich die Torsionsfederkonstante  $c_T$ :

$$c_T = \frac{G \cdot J_p}{l} \quad (2.4)$$

Mit Hilfe des polaren Flächenträgheitsmomentes  $J_p$ , des materialabhängigen Gleitmoduls  $G$  und der Länge der entsprechenden Welle, können folglich die Torsionsfederkonstanten berechnet werden. Das polare Flächenträgheitsmoment eines Kreisquerschnittes mit dem Radius  $r$  berechnet sich wie folgt [30]:

$$J_p = \frac{\pi}{2} \cdot r^4 \quad (2.5)$$

Die Ermittlung der Dämpfungswerte unterliegt im Regelfall großen Unsicherheiten, da ein Zusammenhang zwischen der Dämpfung und geometrischen Angaben nicht allgemeingültig hergestellt werden kann [26]. Es kann zwischen äußerer Dämpfung (Absolutdämpfung) und innerer Dämpfung (Relativdämpfung) unterschieden werden [26]. Die äußere Dämpfung gibt die Dämpfung durch äußere Bewegungswiderstände, wie z.B. durch Führungen und Lagerungen, wieder und ist stark von der Konstruktion des Antriebssystems abhängig. Die innere Dämpfung gibt die Dämpfung durch innere Verformungswiderstände in elastischen Bauteilen wieder und ist hauptsächlich werkstoffabhängig [26]. Für die Modellbildung werden lediglich die Dämpfungskoeffizienten  $d_{T,i}$  für die Relativdämpfung näherungsweise bestimmt. Die Dämpfungskoeffizienten lassen sich mit Hilfe von Richtwerten für den Dämpfungsgrad  $D$  (Lehrsches Dämpfungsmaß) mit der Faustformel (2.6) abschätzen [26].

$$d_{T,i} \approx \frac{2 \cdot D_i \cdot c_{T,i}}{\omega_{0,i}} \quad (2.6)$$

Für Antriebswellen mit einem Durchmesser von unter  $100\text{ mm}$  liegen die Erfahrungswerte für den Dämpfungsgrad  $D$  bei etwa  $0,005$  [27]. Die Dämpfungen  $d_{T,i}$  lassen sich somit mit Hilfe der zugeordneten Eigenfrequenzen  $\omega_{0,i}$  für jeden Freiheitsgrad des Torsionsschwingers approximieren. Die Eigenkreisfrequenzen  $\omega_{0,i}$  sind gegeben durch [30]:

$$\omega_{0,i} = \sqrt{c_{T,i} \frac{\Theta_i + \Theta_{i+1}}{\Theta_i \cdot \Theta_{i+1}}} \quad (2.7)$$

Die Bestimmung der Trägheitsmomente der rotierenden Massen erfolgt über die Formel (2.8) für Scheiben der Masse  $m$ , die um die Symmetrieachse rotieren [31] bzw. mit Hilfe von Datenblättern.

$$\Theta = \frac{1}{2} m r^2 \quad (2.8)$$

Mit Hilfe der hier präsentierten physikalischen Modellbildung, können die Modellparameter des Torsionsschwingermodells näherungsweise bestimmt werden. Die durch die Modellbildung gewonnenen Parameter sind im Anhang 10.1.4 angegeben.

## Systemidentifikation

Neben der Modellbildung und der Berechnung der Modellparameter wird darüber hinaus eine Systemidentifikation bzw. ein messtechnischer Vergleich durchgeführt werden, um das gewonnene Modell zu verifizieren und ggf. an das System anpassen zu können. Die Systemidentifikation wird in dieser Arbeit mit Hilfe einer Frequenzgangmessung durchgeführt. In Abb. 2.11 ist der Amplituden- und Phasengang des Laborteststandes mit der Lastträgheit  $C$  und der Torsionswelle 2 zu sehen. Es kann festgestellt werden, dass das mechanische System eine dominierende Resonanz- und Antiresonanzfrequenz besitzt, die mit der Frequenzgangmessung gut identifiziert werden können. Die Resonanzfrequenz liegt bei  $f_0 = 43\text{ Hz}$  und die Antiresonanzfrequenz bei  $f_a = 20,3\text{ Hz}$ . Beim Phasengang ist eine Phasenhebung von  $90^\circ$  im Bereich

der Resonanzstelle festzustellen. Bei einer Frequenz von ca. 140Hz scheint eine weitere deutlich weniger ausgeprägte Resonanzstelle zu liegen. Höherfrequente Systemdynamiken können infolge der begrenzten Auflösung des Drehgebers und der begrenzten Systemanregung nur unzureichend erfasst werden. Daher soll zur Nachbildung des mechanischen Antriebsstranges ein Zwei-Massen-Modell verwendet werden, das durch die im Folgenden beschriebene Ordnungsreduktion aus den zuvor ermittelten Parametern des Neun-Massen-Torsionsschwingers ermittelt wird.

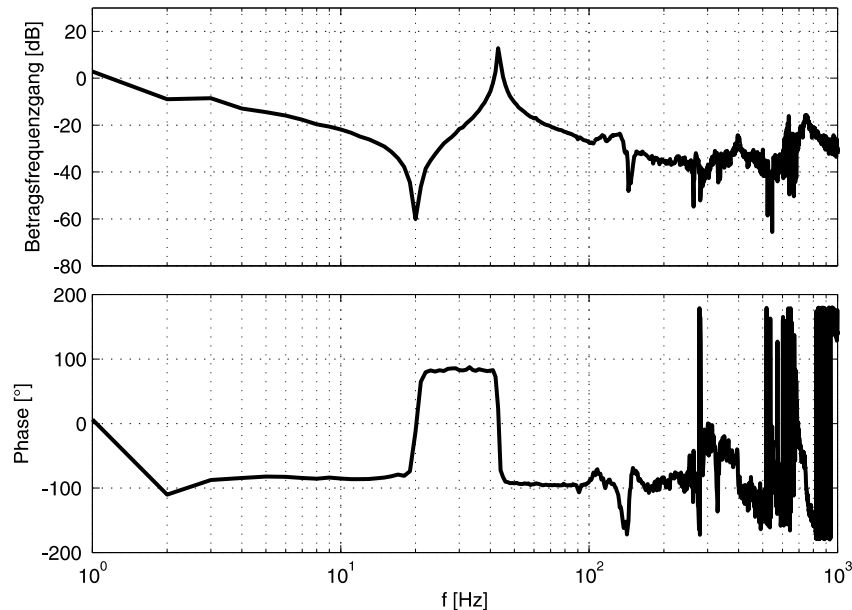


Abbildung 2.11: Frequenzgangmessung am Laborteststand  $G_S(j\omega) = \frac{\Omega_M(j\omega)}{M_M^*(j\omega)}$ ; Antriebskonfiguration C2

## Ordnungsreduktion

Das Ziel der Ordnungsreduktion ist es, ein Minimalmodell zu erhalten, das einerseits das dynamische Systemverhalten hinreichend genau abbildet und andererseits eine minimale Systemordnung und Komplexität aufweist, so dass der Simulationsaufwand und der Auslegungsaufwand der Regelung minimiert wird.

In mechanischen Systemen dominieren häufig die niedrigen Eigenfrequenzen. Höhere Eigenfrequenzen (200Hz) werden in der Regel nicht angeregt und können dann vernachlässigt werden [29]. Der betrachtete mechanische Antriebsstrang kann, wie in Abb. 2.10 gezeigt, als ein Torsionsschwingermodell mit neun Massenträgheiten und acht Verbindungselementen dargestellt werden. Wie in Abb. 2.11 zu sehen ist, wird das Systemverhalten durch eine niederfrequente Resonanzstelle dominiert. Diese Resonanzstelle wird durch die lange Antriebswelle mit der Torsionssteifigkeit  $c_{T3}$  hervorgerufen. Alle anderen Verbindungen haben deutlich höhere Resonanzfrequenzen die das Systemverhalten aufgrund höherer Dämpfungen nur geringfügig beeinflussen.



In [26] werden mehrere Verfahren für die Ordnungsreduktion von Torsionsschwingersystemen, wie zum Beispiel die statische Kondensation nach GUYAN, die dynamische Kondensation nach RÖHRLE, die Methode der Eigenformapproximation und die Reduktion nach RIVIN und DI, vorgestellt. In dieser Arbeit wird das Verfahren nach RIVIN und DI [32] auf die ermittelte Torsionsschwingerkette angewendet.

Ausgehend von dem approximierten Modell des mechanischen Antriebsstrangs nach Abb. 2.10 wird eine Reduktion der Freiheitsgrade des Torsionsschwingermodells erfolgen. Es wird im Folgenden das Vorgehen der Reduktion kurz erläutert. Das betrachtete Torsionsschwingermodell wird in Teilmodelle mit jeweils nur einem Freiheitsgrad unterteilt. Es werden zwei Typen von Teilmodellen unterschieden, den Modelltyp A und den Modelltyp B, vgl. Abb. 2.12. Beim Modelltyp A befindet sich ein Trägheitsmoment zwischen zwei Torsionswellen, die an den Enden fest angebunden sind. Beim Modelltyp B befindet sich eine Torsionswelle zwischen zwei Trägheitsmomenten, die frei schwingen können.



Abbildung 2.12: Modelltyp A (links) und Modelltyp B (rechts) nach RIVIN und DI

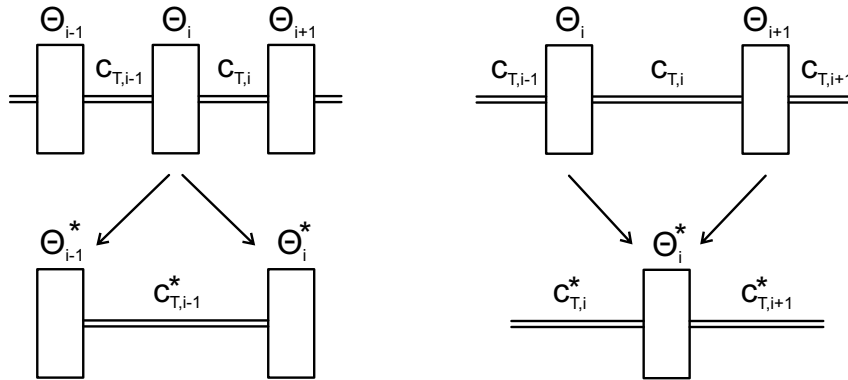


Abbildung 2.13: Verfahren der Ordnungsreduktion für Modelltyp A (links) und Modelltyp B (rechts) nach RIVIN und DI

Für diese zwei Arten der Teilmodelle werden die zugehörigen Eigenkreisfrequenzen  $\omega_{A,i}$  und  $\omega_{B,i}$  berechnet:

$$\omega_{A,i}^2 = \frac{c_{T,i-1} + c_{T,i}}{\Theta_i} \quad (2.9)$$

$$\omega_{B,i}^2 = \frac{c_{T,i}(\Theta_i + \Theta_{i+1})}{\Theta_i \Theta_{i+1}} \quad (2.10)$$

Für das hier betrachtete Torsionsschwingermodell mit neun Massenträgheiten entstehen demnach neun Teilmodelle vom Modelltyp A und acht Teilmodelle vom Modelltyp B. Für diese

Modelle werden die zugehörigen Eigenkreisfrequenzen ausgerechnet und das Teilmodell herausgesucht, das die größte Eigenkreisfrequenz besitzt:

$$\omega_{i,max}^2 = \max [\omega_{A,i}^2, \omega_{B,i}^2]_{\forall i} \quad (2.11)$$

Das Teilmodell mit der größten Eigenkreisfrequenz wird für die Ordnungsreduktion herangezogen. Es wird zwischen einer Reduktion nach dem Modelltyp A oder dem Modelltyp B unterschieden, vgl. Abb. 2.13. Die zugehörigen Formeln zur Berechnung der reduzierten Parameter (Index \*) für den Modelltyp A sind in Gleichung (2.12) zusammengefasst.

$$\begin{aligned} \Theta_{i-1}^* &= \Theta_{i-1} + \frac{c_{T,i-1} \Theta_i}{c_{T,i-1} + c_{T,i}} \\ \Theta_i^* &= \Theta_{i+1} + \frac{c_{T,i} \Theta_i}{c_{T,i-1} + c_{T,i}} \\ c_{T,i-1}^* &= \frac{c_{T,i-1} c_{T,i}}{c_{T,i-1} + c_{T,i}} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Die Berechnung der reduzierten Parameter für den Modelltyp B ist in Gleichung (2.13) gezeigt.

$$\begin{aligned} \Theta_i^* &= \Theta_i + \Theta_{i+1} \\ \frac{1}{c_{T,i}^*} &= \frac{1}{c_{T,i-1}} + \frac{\Theta_i}{\Theta_i + \Theta_{i+1}} \frac{1}{c_{T,i}} \\ \frac{1}{c_{T,i+1}^*} &= \frac{1}{c_{T,i+1}} + \frac{\Theta_{i+1}}{\Theta_i + \Theta_{i+1}} \frac{1}{c_{T,i}} \end{aligned} \quad (2.13)$$

In jedem Reduktionsschritt verringert sich die Zahl der Freiheitsgrade des Torsionsschwingermodells um einen Freiheitsgrad.

Durch die Reduktion bleibt die statische Gesamtsteifigkeit  $1/c_{T,\Sigma} = \sum 1/c_{T,i}$  und das Gesamtträgheitsmoment  $\Theta_{\Sigma} = \sum \Theta_i$  erhalten [26]. Es kann allerdings eine geringe Verschiebung der verbleibenden Eigenfrequenzen resultieren. Mit Hilfe der gemessenen Frequenzgänge der 12 Antriebskonfigurationen können die Parameter des resultierenden Modells angepasst und somit die Übereinstimmung von System und Modell erhöht werden.

Die durch die Ordnungsreduktion und anschließende Parameteranpassung ermittelten Modellparameter der 12 möglichen Antriebskonfigurationen sind im Anhang 10.1.5 aufgeführt.

## Zwei-Massen-Modell

Die Ordnungsreduktion wird soweit durchgeführt, dass ein Torsionsschwingermodell mit zwei Torsionsmassen und einer elastischen Verbindung erreicht wird. Das Strukturbild eines solchen Torsionsschwingers ist in Abb. 2.14 dargestellt. Es besteht aus einem antriebsseitigen Trägheitsmoment  $\Theta_M$  und einem lastseitigen Trägheitsmoment  $\Theta_L$ , die über die Torsionssteifigkeit  $c_T$  mit der Dämpfung  $d_T$  gekoppelt sind. Das antriebsseitige Beschleunigungsmoment setzt sich aus dem Antriebsmoment des Motors  $M_M$  und dem Wellenmoment  $M_S$  zusammen. Auf der Lastseite setzt es sich aus dem Wellenmoment und dem Lastmoment  $M_L$  zusammen. Das Lastmoment wirkt sich dabei als eine externe Störgröße aus.

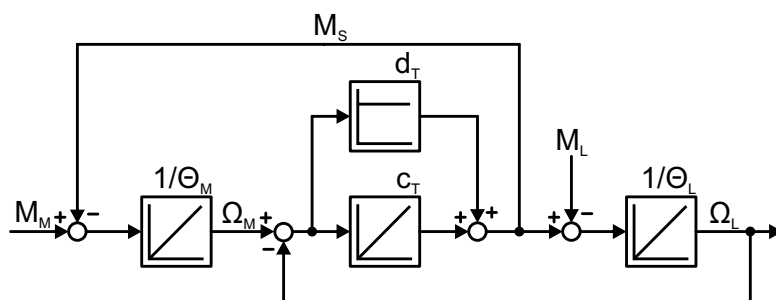


Abbildung 2.14: Strukturbild eines Zwei-Massen-Modells

**Lose**

Lose kann vereinfacht als Kennlinie mit Totzone, vgl. Abb. 2.15, modelliert werden [33,34]. In Abhängigkeit des Differenzwinkels aus antriebsseitigem und lastseitigem Winkel  $\Delta\vartheta = \vartheta_M - \vartheta_L$  und der Loseweite  $\varphi_L$  lässt sich ein neuer Winkel  $\varphi$  bestimmen, der zur Torsion der Welle führt. Außerhalb der Loseweite hat die Kennlinie eine Steigung von Eins. Innerhalb der Loseweite beträgt der Ausgangswinkel  $\varphi$  Null. Folglich wird in diesem Bereich kein Moment übertragen. Antriebsseite und Lastseite sind in diesem Fall entkoppelt. Somit ändert sich die Systemstruktur.

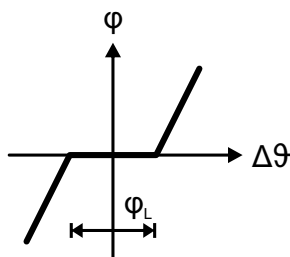


Abbildung 2.15: Losekennlinie

Die strukturumschaltende Nichtlinearität Lose kann einen erheblichen Einfluss auf die Regelung losebehafteter Systeme haben. Befindet sich das System in Lose, wirkt auf das System nur noch das Trägheitsmoment der Antriebsseite. Die Lastseite und die elastische Kopplung haben in diesem Augenblick keinen Einfluss auf das System. Wird nur die antriebsseitige Drehzahl gemessen, ist bei Wirkung der Lose die Lastseite zeitweise nicht beobachtbar [34].

Das Verhalten der Lose kann wie folgt mathematisch beschrieben werden:

$$\varphi = \begin{cases} \Delta\vartheta - \frac{\varphi_L}{2} & \Delta\vartheta > \frac{\varphi_L}{2} \\ 0 & -\frac{\varphi_L}{2} < \Delta\vartheta < \frac{\varphi_L}{2} \\ \Delta\vartheta + \frac{\varphi_L}{2} & \Delta\vartheta < -\frac{\varphi_L}{2} \end{cases} \quad (2.14)$$

**Zwei-Massen-Modell mit Lose- und Reibungskennlinie**

Neben Lose kann auch Reibung einen deutlichen Einfluss auf das Systemverhalten haben. Reibung in Antriebssystemen ist vorwiegend durch Lager bedingt [35] und kann je nach System

sehr verschieden sein. Wenn der Einfluss von Lose und Reibung berücksichtigt werden soll, kann das Strukturbild aus Abb. 2.14 zu dem in Abb. 2.16 gezeigten Strukturbild mit Lose- und Reibungskennlinie erweitert werden.

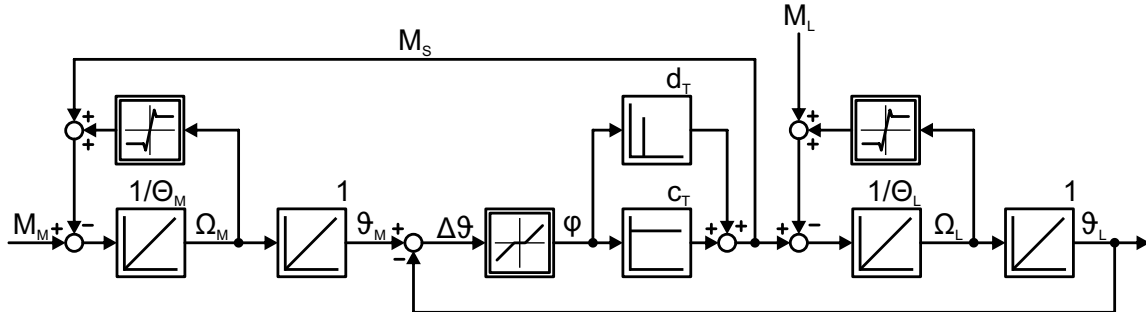


Abbildung 2.16: Strukturbild eines Zwei-Massen-Modells mit Lose und Reibungskennlinie

### Mathematisches Modell eines Zwei-Massen-System

Mit Hilfe des Strukturbildes aus Abb. 2.14 können die Differentialgleichungen des mechanischen Modells hergeleitet werden. Es ergeben sich die folgenden Differentialgleichungen:

$$\frac{d\Omega_M}{dt} = \frac{1}{\Theta_M} (M_M - M_S) \quad (2.15)$$

$$\frac{d\Omega_L}{dt} = \frac{1}{\Theta_L} (M_S - M_L) \quad (2.16)$$

$$\frac{dM_S}{dt} = c_T (\Omega_M - \Omega_L) + d_T \frac{d}{dt} (\Omega_M - \Omega_L) \quad (2.17)$$

Je nachdem welche Größe als Ausgangsgröße gewählt wird, ergeben sich unterschiedliche Übertragungsfunktionen des mechanischen Systems. Wird die lastseitige Drehzahl  $\Omega_L$  als Ausgangsgröße gewählt, lautet die Übertragungsfunktion  $G_{S,L}(s)$  der Strecke:

$$G_{S,L}(s) = \frac{\Omega_L(s)}{M_M(s)} = \frac{1}{s \cdot (\Theta_M + \Theta_L)} \cdot \frac{1 + s \cdot \frac{d_T}{c_T}}{1 + s \cdot \frac{d_T}{c_T} + s^2 \cdot \frac{\Theta_M \Theta_L}{(\Theta_M + \Theta_L) c_T}} \quad (2.18)$$

Wird die antriebsseitige Drehzahl  $\Omega_M$  als Ausgangsgröße gewählt, ergibt sich die Übertragungsfunktion  $G_{S,M}(s)$  der Strecke zu:

$$G_{S,M}(s) = \frac{\Omega_M(s)}{M_M(s)} = \frac{1}{s \cdot (\Theta_M + \Theta_L)} \cdot \frac{1 + s \cdot \frac{d_T}{c_T} + s^2 \cdot \frac{\Theta_L}{c_T}}{1 + s \cdot \frac{d_T}{c_T} + s^2 \cdot \frac{\Theta_M \Theta_L}{(\Theta_M + \Theta_L) c_T}} \quad (2.19)$$

Es ist zu erkennen, dass die Übertragungsfunktionen (2.18) und (2.19) einen gleichen Nenner und somit auch identische Polstellen haben. Der Zähler unterscheidet sich jedoch um einen Grad. Als Konsequenz besitzt der Amplitudengang der Übertragungsfunktion  $G_{S,L}(s)$  keine Antiresonanzstelle.

Durch Koeffizientenvergleich des Nennerpolynoms der Streckenübertragungsfunktion (2.19) und des Nennerpolynoms eines Verzögerungsgliedes zweiter Ordnung:

$$G(s) = \frac{1}{1 + 2\frac{D}{\omega_0}s + \frac{1}{\omega_0^2}s^2} \quad (2.20)$$

können die mechanische Eigenkreisfrequenz  $\omega_0$  und der mechanische Dämpfungsgrad  $D$  in Abhängigkeit der Streckenparameter berechnet werden:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{(\Theta_M + \Theta_L) \cdot c_T}{\Theta_M \Theta_L}} \implies f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(\Theta_M + \Theta_L) \cdot c_T}{\Theta_M \Theta_L}} \quad (2.21)$$

$$D = \frac{d_T}{2} \cdot \sqrt{\frac{\Theta_M + \Theta_L}{\Theta_M \Theta_L \cdot c_T}} \quad (2.22)$$

Wird ein Koeffizientenvergleich des Zählerpolynoms der Übertragungsfunktion (2.19) mit einem Verzögerungsglied zweiter Ordnung durchgeführt, ergibt sich entsprechend eine Antiresonanzkreisfrequenz des mechanischen Systems  $\omega_a$ :

$$\omega_a = \sqrt{\frac{c_T}{\Theta_L}} \implies f_a = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{c_T}{\Theta_L}} \quad (2.23)$$

Eine weitere wichtige Größe bei Zwei-Massen-Systemen ist das Verhältnis der Lastträgheit zur Antriebsträgheit  $R$  die einen entscheidenden Einfluss auf die Drehzahldynamik haben kann:

$$R = \frac{\Theta_L}{\Theta_M} \quad (2.24)$$

## Normierung

Für eine bessere Vergleichbarkeit der Ergebnisse mit anderen Antriebssystemen mit elastischer Kopplung wird eine Amplitudennormierung durchgeführt. Mit der Normierung solcher Systeme haben sich unter anderem die Arbeiten [17, 22, 36] beschäftigt. Als Bezugsgrößen für die Normierung dienen die Bezugswinkelgeschwindigkeit  $\Omega_B$  und das Bezugsdrehmoment  $M_B$ :

$$\begin{aligned} \Omega_B &= \frac{P_N}{M_N} = \frac{5485,3 \text{ W}}{36 \text{ Nm}} = 152,4 \text{ rad/s} \\ M_B &= \frac{P_N}{\Omega_N} = \frac{5485,3 \text{ W}}{152,4 \text{ rad/s}} = 36 \text{ Nm} \end{aligned} \quad (2.25)$$

Die normierten Größen sind in den Gleichungen (2.26) bis (2.28) aufgeführt.

$$\omega_M = \frac{\Omega_M}{\Omega_B}; \quad \omega_L = \frac{\Omega_L}{\Omega_B} \quad (2.26)$$

$$m_M = \frac{M_M}{M_B}; \quad m_M^* = \frac{M_M^*}{M_B}; \quad m_S = \frac{M_S}{M_B}; \quad m_L = \frac{M_L}{M_B} \quad (2.27)$$

$$T_M = \frac{\Theta_M \cdot \Omega_B}{M_B}; \quad T_L = \frac{\Theta_L \cdot \Omega_B}{M_B}; \quad T_c = \frac{M_B}{c_T \cdot \Omega_B}; \quad d = \frac{d_T \cdot \Omega_B}{M_B} \quad (2.28)$$

$T_M$  und  $T_L$  sind die Hochlaufzeiten der antriebsseitigen und der lastseitigen Trägheiten.  $T_c$  ist die bezogene Zeitkonstante der Torsionssteifigkeit  $c_T$  und  $d$  ist die bezogene Dämpfung der inneren Dämpfung  $d_T$ .

Die Übertragungsfunktion des mechanischen Regelstreckenmodells in normierter Darstellung lautet somit:

$$\begin{aligned} G_{S,M}(s) &= \frac{\omega_M(s)}{m_M(s)} = \frac{1}{s \cdot (T_M + T_L)} \cdot \frac{1 + s \cdot dT_c + s^2 \cdot T_L T_c}{1 + s \cdot dT_c + s^2 \cdot \frac{T_M T_L T_c}{T_M + T_L}} \\ &= \frac{s^2 \cdot T_L T_c + s \cdot dT_c + 1}{s^3 \cdot T_M T_L T_c + s^2 \cdot dT_c (T_M + T_L) + s \cdot (T_M + T_L)} \end{aligned} \quad (2.29)$$

### Zustandsraumdarstellung

Das mechanische Regelstreckenmodell ist durch die Differentialgleichungen (2.15) bis (2.17) vollständig beschrieben. Mit der Antriebsdrehzahl  $\omega_M$ , dem Wellenmoment  $m_S$  und der Lastdrehzahl  $\omega_L$  als Zustandsgrößen und der antriebsseitigen Drehzahl als Ausgangsgröße ergibt sich das in Gleichung (2.30) dargestellte Zustandsraummodell des mechanischen Antriebssystems.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega_M \\ m_S \\ \omega_L \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{T_M} & 0 \\ \frac{1}{T_c} & -\frac{d}{T_M} - \frac{d}{T_L} & -\frac{1}{T_c} \\ 0 & \frac{1}{T_L} & 0 \end{bmatrix}}_A \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \omega_M \\ m_S \\ \omega_L \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{T_M} \\ \frac{d}{T_M} \\ 0 \end{bmatrix}}_b \cdot \underbrace{m_M}_u + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{d}{T_L} \\ -\frac{1}{T_L} \end{bmatrix}}_{b_v} \cdot \underbrace{m_L}_v \\ \underbrace{\omega_M}_y &= \underbrace{[1 \ 0 \ 0]}_{c^T} x \end{aligned} \quad (2.30)$$

Die Erweiterung der Zustandsraumdarstellung um das elektromagnetische Teilsystem aus Gleichung (2.2) führt zu dem folgenden Zustandsraummodell:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega_M \\ m_S \\ \omega_L \\ m_M \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{T_M} & 0 & \frac{1}{T_M} \\ \frac{1}{T_c} & -\frac{d}{T_M} - \frac{d}{T_L} & -\frac{1}{T_c} & \frac{1}{T_M} \\ 0 & \frac{1}{T_L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_E} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \omega_M \\ m_S \\ \omega_L \\ m_M \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T_E} \end{bmatrix} \cdot m_M^* + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{d}{T_L} \\ -\frac{1}{T_L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot m_L \\ \omega_M &= [1 \ 0 \ 0 \ 0] x \end{aligned} \quad (2.31)$$

## 2.3 Verifikation des Modells am Laborteststand

Weil die Ermittlung der Modellparameter zum Teil mit Vereinfachungen, Ungenauigkeit und Abschätzungen verbunden ist, soll im Folgenden ein Vergleich des erstellten Modells mit dem realen System erfolgen. Dazu werden die Frequenzgänge des Regelstreckenmodells, bestehend

aus dem vereinfachten elektrischen Teilsystem und dem reduzierten Zwei-Massen-Modell, für alle Antriebskonfigurationen gebildet und mit denen des Laborteststandes verglichen.

Eine Auswahl dieser Vergleiche ist in den Abbildungen 2.17 bis 2.20 exemplarisch für die Antriebskonfigurationen D1, C2, B2 und A3 dargestellt. Der Vergleich der Frequenz- und Amplitudengänge der anderen Antriebskonfigurationen ist im Anhang 10.4.1 abgebildet. Es ist zu sehen, dass die Resonanz- und Antiresonanzfrequenzen von System und Modell gut übereinstimmen. Darüber hinaus ist festzustellen, dass sich die Resonanz- und Antiresonanzfrequenzen je nach Antriebskonfiguration deutlich unterscheiden. Mit den 12 Antriebskonfigurationen können Resonanzfrequenzen  $f_0$  von 35 Hz bis 74 Hz und Trägheitsverhältnisse  $R$  von 1 bis 7,6 erreicht werden, vgl. Tabelle 10.9 aus Anhang 10.1.5.

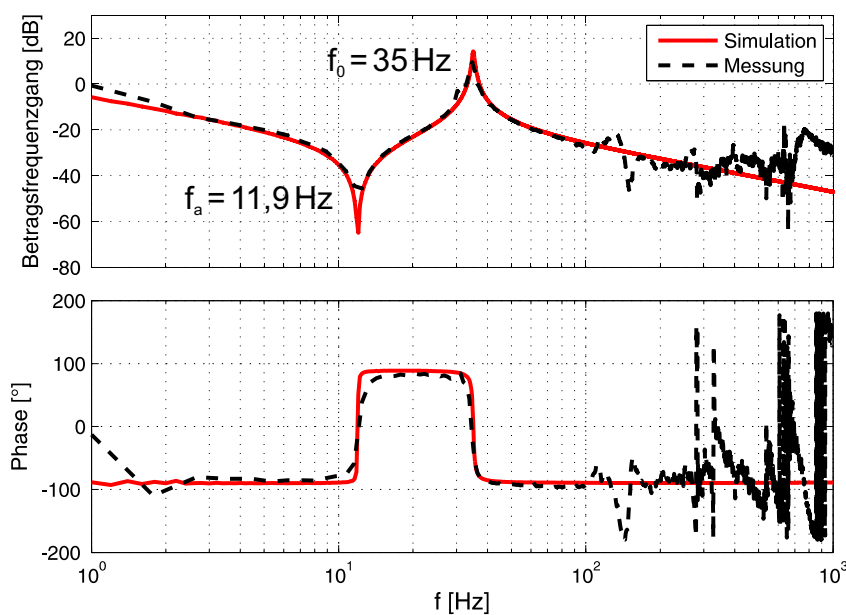


Abbildung 2.17: Vergleich des Amplituden- und Phasengangs  $G_S(j\omega) = \frac{\Omega_M}{M_M^*}$  aus Simulation (rot) und Messung (schwarz); Massenträgheit D, Torsionswelle 1 (Antriebskonfiguration D1);  $R = 7,6$

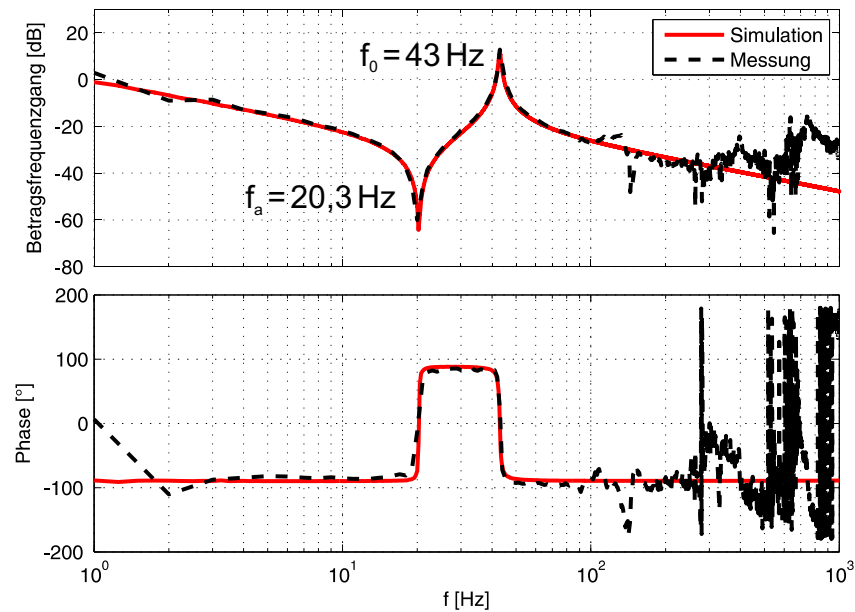


Abbildung 2.18: Vergleich des Amplituden- und Phasengangs  $G_S(j\omega) = \frac{\Omega_M}{M_M^*}$  aus Simulation (rot) und Messung (schwarz); Massenträgheit C, Torsionswelle 2 (Antriebskonfiguration C2);  $R = 3,5$

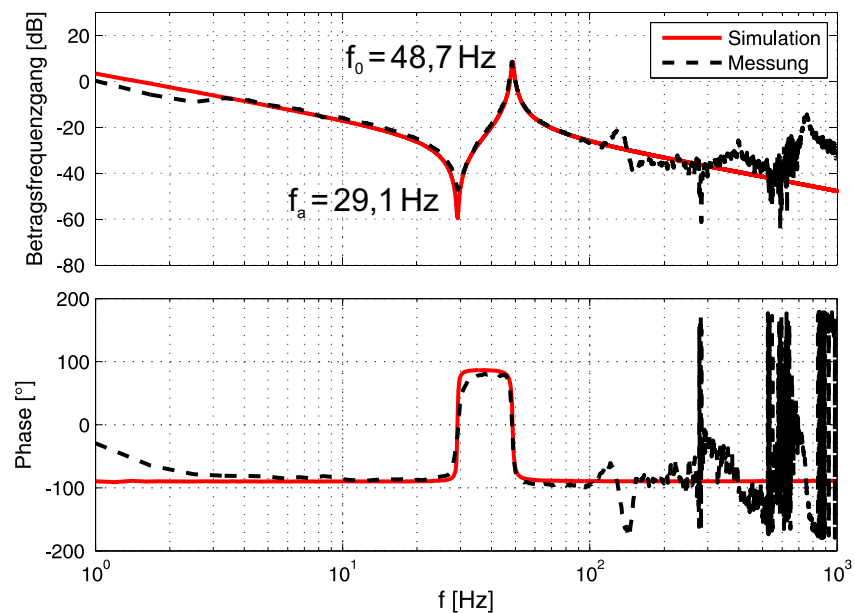


Abbildung 2.19: Vergleich des Amplituden- und Phasengangs  $G_S(j\omega) = \frac{\Omega_M}{M_M^*}$  aus Simulation (rot) und Messung (schwarz); Massenträgheit B, Torsionswelle 2 (Antriebskonfiguration B2);  $R = 1,8$



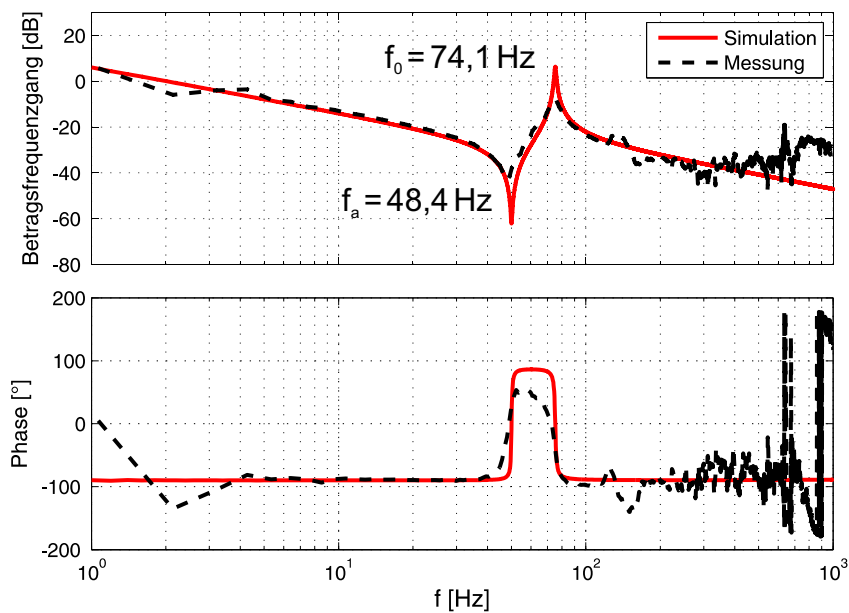


Abbildung 2.20: Vergleich des Amplituden- und Phasengangs  $G_S(j\omega) = \frac{\Omega_M}{M_M^*}$  aus Simulation (rot) und Messung (schwarz); Massenträgheit A, Torsionswelle 3 (Antriebskonfiguration A3);  $R = 1,3$

## 2.4 Einfluss der Antriebsparameter

Im Folgenden soll der Einfluss variierender Antriebsparameter auf das System dargestellt werden. Dazu sind in den Abbildungen 2.21 bis 2.23 Bode- und Pol-Nullstellen-Diagramme von Zwei-Massen-Systemen für variierende Antriebsparameter dargestellt.

In Abb. 2.21 ist der Einfluss der Lastträgheit  $\Theta_L$  verdeutlicht. Es ist zu sehen, dass mit steigender Lastträgheit sowohl die Resonanz- als auch die Antiresonanzfrequenz sinkt. Des Weiteren ist zu erkennen, dass die Resonanzüberhöhung mit zunehmender Lastträgheit steigt. Antriebsysteme mit großen Trägheitsverhältnissen  $R$  können aufgrund der sehr ausgeprägten Resonanzstelle große Probleme bereiten und die Dynamik des Drehzahlregelkreises stark beeinflussen. Für steigende Lastträgheiten nimmt zudem der Abstand zwischen der Resonanz- und der Antiresonanzstelle zu. Für das zugehörige Pol-Nullstellen-Diagramm ist festzustellen, dass die Resonanzpolstellen der elastischen Kopplung und die Nullstellen in Richtung Ursprung der komplexen  $s$ -Halbebene wandern, was der Reduzierung der Eigenfrequenzen gleichkommt. Gleichzeitig wird auch die Dynamik reduziert.

In Abb. 2.22 ist der Einfluss einer variierenden Antriebsträgheit  $\Theta_M$  dargestellt. Es kann festgestellt werden, dass mit wachsender Antriebsträgheit die Resonanzfrequenz sinkt, die Antiresonanzfrequenz jedoch konstant bleibt. Dieser Sachverhalt kann mit der Übertragungsfunktion  $G_{S,M}(s)$  aus Gleichung (2.19) bestätigt werden. Da die antriebsseitige Trägheit  $\Theta_M$  im Zählerpolynom nicht auftaucht, sind die Nullstellen und somit die Antiresonanzfrequenz  $f_a$  unabhängig von dieser Größe. Im Gegensatz zum vorigen Fall, verringert sich die Resonanzüberhöhung mit steigender Antriebsträgheit. Ebenso nimmt der Abstand zwischen der Resonanz- und der Antiresonanzstelle ab. Im Pol-Nullstellen-Diagramm ist zu sehen, dass die Resonanzpolstellen Richtung Ursprung wandern, die Nullstellen sich jedoch nicht verändern. Dadurch wird der Abstand zwischen den Pol- und den Nullstellen geringer.

Die Ergebnisse für eine variierende Torsionssteifigkeit  $c_T$  sind in Abb. 2.23 zu sehen. Für steigende Torsionssteifigkeiten steigen ebenfalls die Resonanz- und die Antiresonanzfrequenz. Die Resonanzüberhöhung bleibt dabei konstant. Die Erhöhung der Torsionssteifigkeit bewirkt, dass die Eigenfrequenzen der Resonanzpole und der Nullstellen steigen.

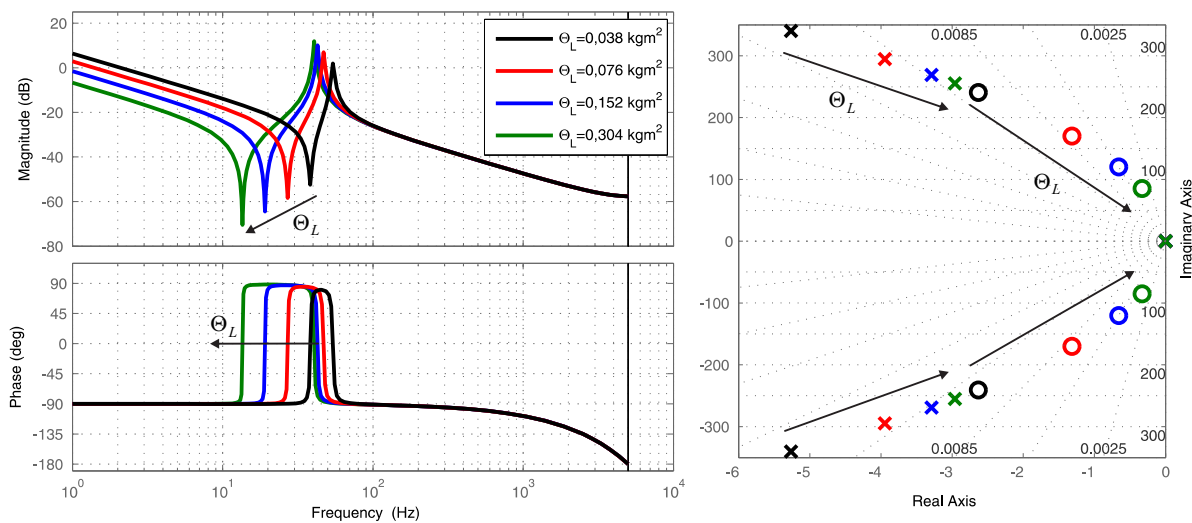


Abbildung 2.21: Bode-Diagramm (links) und Pol-Nullstellen-Diagramm (rechts) des Zwei-Massen-Modells  $G_{S,M}(s)$  mit verschiedenen Lastträgheiten  $\Theta_L$  ( $R = 1; 2; 4; 8$ );  $\Theta_M = 0,038 \text{ kgm}^2$ ,  $c_T = 2200 \text{ Nm/rad}$ ,  $d_T = 0,2 \text{ Nms/rad}$

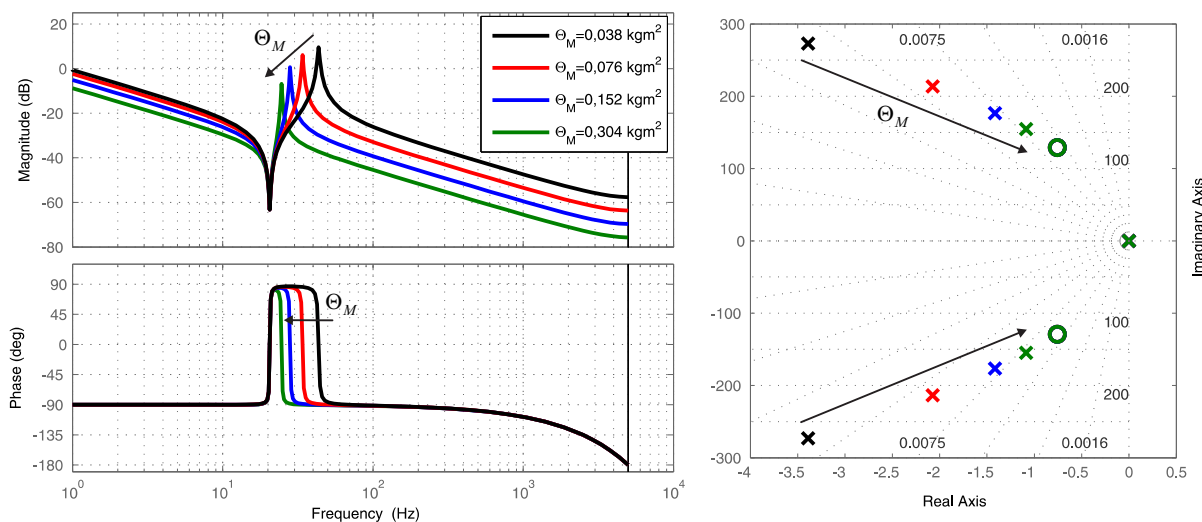


Abbildung 2.22: Bode-Diagramm (links) und Pol-Nullstellen-Diagramm (rechts) des Zwei-Massen-Modells  $G_{S,M}(s)$  mit verschiedenen Antriebsträgheiten  $\Theta_M$  ( $R = 3,47; 1,74; 0,87; 0,43$ );  $\Theta_L = 0,132 \text{ kgm}^2$ ,  $c_T = 2200 \text{ Nm/rad}$ ,  $d_T = 0,2 \text{ Nms/rad}$

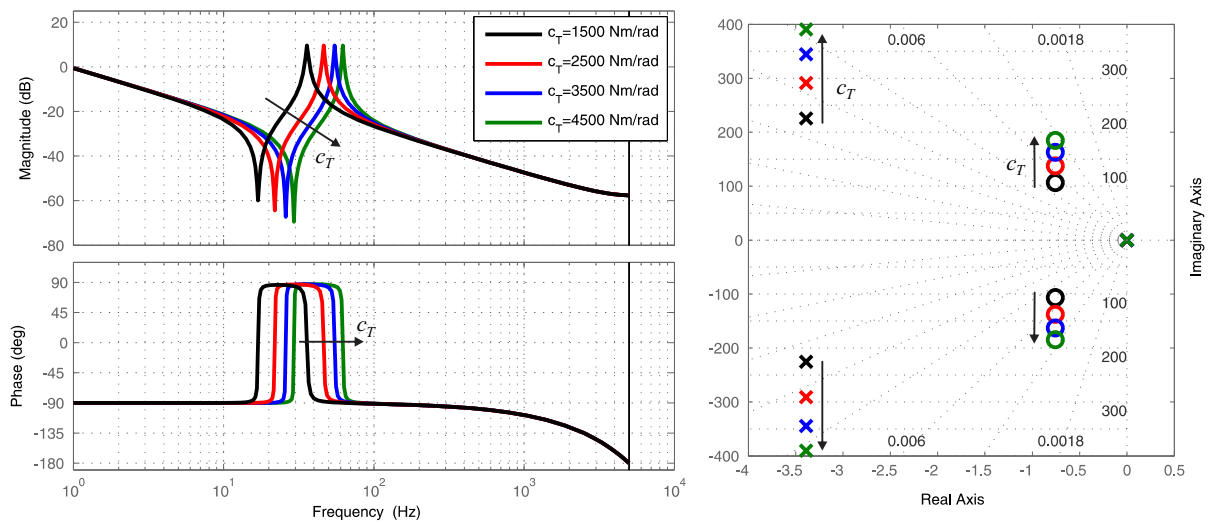


Abbildung 2.23: Bode-Diagramm (links) und Pol-Nullstellen-Diagramm (rechts) des Zwei-Massen-Modells  $G_{S,M}(s)$  mit verschiedenen Torsionssteifigkeiten  $c_T$ ;  $\Theta_M = 0,038 \text{ kgm}^2$ ,  $\Theta_L = 0,132 \text{ kgm}^2$ ,  $d_T = 0,2 \text{ Nms/rad}$ ;  $R = 3,47$

### 3 Stand der Technik

In diesem Abschnitt wird ein Überblick über Regelungsverfahren gegeben, die für Antriebssysteme mit schwingungsfähiger Last verwendet werden oder dafür generell in Frage kommen. Die Verfahren reichen vom einfachen PI-Regler bis hin zu modellbasierten oder nichtlinearen Regelungsverfahren.

Aufgrund der einfachen Struktur und der geringen Anzahl von Regelungsparametern ist die PI-Regelung, mit einem Proportional- und einem Integralanteil, in der Industrie weit verbreitet [37] und bildet für die feldorientierte Drehzahlregelung den Stand der Technik. Die Auslegung der Regelungsparameter ist für schwingungsfähige Antriebssysteme von entscheidender Bedeutung. Die Polstellen des geschlossenen Regelkreises können aufgrund der Struktur der PI-Regelung, jedoch nicht frei platziert werden [28]. Somit kann der Drehzahlregelung nur eine begrenzte Dynamik vorgegeben werden. Obwohl der PI-Regler der am häufigsten verwendete Regler ist, gibt es nur wenige Veröffentlichungen über systematische Analysen und Auslegungen für Antriebssysteme mit schwingungsfähiger Last [38]. Dies liegt zum großen Teil daran, dass es schwierig ist, einheitliche Methoden zu entwickeln, die für verschiedene Antriebskonfigurationen gültig sind [38]. In [38] werden verschiedene Auslegungskonzepte des PI-Reglers für unterschiedliche Lastträgheitsverhältnisse vorgestellt und analysiert. Des Weiteren haben sich die Publikationen [22, 36, 39] mit der Auslegung der PI-Regelung für schwingungsfähige Antriebssysteme beschäftigt.

Eine Möglichkeit die Dynamik des geregelten Systems zu erhöhen, ist die Rückführung weiterer Systemzustände. Bei einer geeigneten Auslegung führt dies im Vergleich zur konventionellen PI-Regelung zu einer besseren Dynamik der Drehzahlregelung. Für die zusätzliche Rückführung kann das Wellenmoment oder die Lastdrehzahl verwendet werden. Die Rückführung des Wellenmomentes mit Hilfe eines angepassten Störgrößenbeobachters wird auch *Slow Resonance Ratio Control* genannt und ermöglicht eine Reduzierung von Resonanzschwingungen. Behandelt wird dieses Regelungskonzept in [40] und [37]. Wird die lastseitige Drehzahl zurückgeführt, wird eine Reduktion des antriebsseitigen Momentes und eine Reduktion von Torsionschwingungen erreicht [22]. Jedoch hat diese Methode einen Verlust an Dynamik und einen großen Lasteinbruch bei Störungen zur Folge [22]. Eine weitere Möglichkeit ist die zusätzliche Rückführung der Differenz aus motor- und lastseitiger Drehzahl [41]. Jedoch wird dabei ebenfalls die Dynamik reduziert [41]. Eine Gegenüberstellung verschiedener Rückführungen ist in [36] zu finden.

Stand der Forschung ist die Regelung mit vollständiger Zustandsrückführung. Die Zustandsregelung beinhaltet die Rückführung aller Systemzustände und ermöglicht somit eine freie Plat-

zierung der Polstellen des geschlossenen Drehzahlregelkreises. Das führt dazu, dass mit der Zustandsregelung eine besonders hohe Dynamik erreicht werden kann. Mit dem Entwurf und der Auslegung von Zustandsregelungen für schwingungsfähige Antriebssysteme haben sich bereits zahlreiche wissenschaftliche Publikationen beschäftigt. In der Industrie ist dieses Verfahren aufgrund der höheren Komplexität beim Reglerentwurf und der hohen Anzahl von Freiheitsgraden bei der Auslegung noch nicht verbreitet. Es fehlt ein Auslegungskonzept das für verschiedene Antriebskonfigurationen Gültigkeit hat. Wünschenswert ist eine Formel zur Auslegung der Zustandsregelung in Abhängigkeit der Antriebsparameter. Mit der Zustandsregelung für Antriebssysteme mit schwingungsfähiger Last haben sich die Arbeiten [34, 42–47] befasst. Eine hohe erreichbare Dynamik wird bestätigt. Jedoch wird von einem hohen Stellgrößenbedarf [42, 43] und einer geringen Robustheit [34, 47] berichtet.

Für die Dämpfung der Resonanzschwingungen können ebenfalls Filter eingesetzt werden, die die Anregung der Resonanzfrequenz des mechanischen Systems verhindern. In der Dissertation von EUTEBACH [45] werden verschiedene Filter und Filterauslegungen für die Reduzierung von Resonanzschwingungen betrachtet.

Im Zusammenhang mit der Verfügbarkeit leistungsstarker Rechner werden in der Antriebstechnik moderne Regelungskonzepte wie zum Beispiel modellbasierte oder nichtlineare Regelungsverfahren eingeführt und angewendet. Mit ihnen ist es möglich, die Eigenschaften des geregelten Systems gegenüber konventionellen Regelungsmethoden weiter zu verbessern. Im Folgenden wird ein kurzer Überblick über solche Verfahren gegeben.

Die  $H_\infty$ -Regelung ist eine frequenzgangorientierte Methode, die die Parameterunsicherheiten des verwendeten Streckenmodells explizit berücksichtigt [34]. Sie ist ein Entwurfsverfahren bei dem die Regelziele bezüglich Führungs- und Störverhalten sowie Verhalten gegenüber Parameter- und Modellunsicherheiten auf die sogenannte  $\infty$ -Norm des geschlossenen Regelkreises abgebildet werden. Das Ziel dabei ist, einen Regler zu finden der diese Norm minimiert. In [48] und [34] wird die  $H_\infty$ -Regelung für die Lageregelung eines Zweimassensystems angewendet. Es wird eine höhere Robustheit bezüglich Parameterunsicherheiten und nichtmodellierten Systemunsicherheiten erzielt. Last- und Reibmomente können allerdings nicht zufriedenstellend ausgeregelt werden [48]. Oft ergibt sich für die  $H_\infty$ -Regelung gewonnene höhere Robustheit eine geringere Dynamik der Regelung, wie auch in der Dissertation von GRUNDMANN [34] gezeigt wird.

Die Differentialgeometrische Methode ist ein Verfahren zur Linearisierung eines nichtlinearen Systems. Dabei wird die nichtlineare Strecke durch eine nichtlineare Rückführung und ein nichtlineares Vorfilter so ergänzt, dass das resultierende Gesamtsystem ein lineares Verhalten aufweist [48]. Voraussetzung dafür ist jedoch, dass die nichtlinearen Funktionen hinreichend oft differenzierbar sind. In der Dissertation von SCHÖLING [35] wird eine Positionsregelung basierend auf der Differentialgeometrischen Methode zur Kompensation von Lose vorgestellt. Die exakte Linearisierung erfordert jedoch eine genaue Kenntnis der Systemparameter. Sind einige Parameter nicht exakt bekannt, können starkes Überschwingen und schwache Dämpfungen bis hin zur Instabilität der Regelung die Folge sein [48].

Ein weiteres vielversprechendes Regelungskonzept ist die Regelung basierend auf fraktalen Differentialgleichungen (engl.: *Fractional Order Control* (FOC)). Durch die Beschreibung des

betrachteten Systems mit fraktalen Differentialgleichungen kann das dynamische Verhalten besser nachgebildet und fraktale Regler besser an das System angepasst werden [49, 50]. Jedoch muss dafür das Systemverhalten auch hinreichend genau bekannt sein und ein deutlicher Mehraufwand bei der Reglerauslegung hingenommen werden. Für schwingungsfähige Antriebssysteme wurde die FOC bereits in den Arbeiten [49–52] vorgestellt.

Die Sliding-Mode-Regelung ist ein strukturvariables, nichtlineares Regelungsverfahren, welches in Abhängigkeit einer Schaltfunktion diskontinuierlich zwischen zwei Stellamplituden umschaltet. Zusätzlich zu einem Stellgesetz, das das System in der Nähe des Nulldurchganges der Schaltfunktion führt, wird abhängig vom aktuellen Wert der Schaltfunktion zwischen der positiven und negativen Stellamplitude umgeschaltet. Die Sliding-Mode-Regelung ist ein Verfahren, das sehr robuste Eigenschaften aufweist [9, 12]. Bei der klassischen Sliding-Mode-Regelung tritt jedoch ein sogenanntes *Chattering* auf, das bei Antriebssystemen Eigenfrequenzen anregen und zu Schäden führen kann [9]. Somit ist eine Erweiterung notwendig, die das *Chattering*-Phänomen reduziert. In der Dissertation von TRUONG [12] wird eine Sliding-Mode-Regelung für ein Antriebssystem mit schwingungsfähiger Mechanik entworfen, mit dem eine hohe Robustheit erzielt wird, ohne dass die Regeldynamik verschlechtert wird. Die *Chattering*-Effekte konnten ebenfalls reduziert werden. Auch in [8] konnte die Sliding-Mode-Regelung erfolgreich für die Regelung eines gliedflexiblen Roboters eingesetzt werden. Es wird eine hohe Robustheit und eine gute Dynamik bestätigt.

Die Passivitätsbasierte Regelung ist ein Verfahren, bei dem die Systemenergie dahingehend beeinflusst wird, dass die gestellten Regelziele erreicht werden. Den Ausgangspunkt bildet dabei die Darstellung als Euler-Lagrange-System. Ein Vorteil der Passivitätsbasierten Regelung ist eine relativ hohe Robustheit [53]. In [54] wird der passivitätsbasierte Ansatz zur Drehzahlregelung einer Asynchronmaschine bei unbekanntem Lastmomenten angewendet. Simulationsergebnisse zeigen die prinzipielle Funktionalität der Passivitätsbasierten Regelung.

Modellbasierte Regelungsverfahren bieten den Vorteil, dass der Regler ein Modell der Regelstrecke verwendet [55]. Bei der Berechnung der Stellgröße werden somit die Systeminformationen direkt berücksichtigt. Dadurch kann im Vergleich zu konventionellen Regelungsverfahren eine verbesserte Dynamik erreicht werden, sofern ein gutes Modell des Systems vorhanden ist. Die modellbasierte Prädiktivregelung, das Interne-Modell-Prinzip (engl.: *Internal Model Control* - IMC) und die Flachheitsbasierte Regelung (FBR) gehören z.B. zu den modellbasierten Regelungsverfahren.

Bei der modellbasierten Prädiktiven Regelung wird das zukünftige Systemverhalten anhand eines Systemmodells vorhergesagt (*prädiziert*). Für die Berechnung der optimalen Stellgrößen werden sowohl das Systemmodell als auch die vergangenen Systemzustände mit einbezogen. Im Vergleich zu konventionellen Verfahren ist somit eine bessere Dynamik zu erwarten. In der Dissertation von LINDER [56] wird ein Ansatz zur modellbasierten Prädiktivregelung für ein Antriebssystem ohne schwingungsfähige Last präsentiert. Die Publikationen [57–63] beschäftigen sich mit der Auslegung der modellbasierten Prädiktivregelung für Antriebssysteme mit schwingungsfähiger Last. Ein Vergleich der modellbasierten prädiktiven Regelung mit der konventionellen PI-Regelung und einer PI-Zustandsraumregelung für schwingungsfähige Antriebssysteme ist in [64] und in [65] ausführlich dargestellt. Es wird gezeigt, dass das Regelverhalten

bei gleichbleibender Regelungsstruktur mit Hilfe einer prädiktiven Regelung verbessert werden kann.

Das Interne-Modell-Prinzip ist ein modellbasiertes Regelungsverfahren, bei dem der Regelstrecke ein Regelstreckenmodell parallel geschaltet wird und die Differenz aus Streckenausgang und Modellausgang auf einen Regler zurückgeführt wird [22]. Mit dessen Hilfe soll eine optimale Regelung erzielt werden. Weil die Stellgröße für den gewünschten Sollwertverlauf berechnet wird, ohne auf eine Regelabweichung zu warten, wird dieses Verfahren auch zu den prädiktiven Regelungsverfahren gezählt [66]. Ein Nachteil der klassischen Internen-Modell-Regelung ist das Störverhalten. Infolgedessen wird die Interne-Modell-Regelung meist zu einem Regelkreis mit zwei Freiheitsgraden erweitert.

Eine weitere Möglichkeit, das Regelverhalten zu verbessern ist die Erweiterung des Regelkreises um einen weiteren Freiheitsgrad. Mit einer Vorsteuerung als zweiten Freiheitsgrad kann z.B. das Führungsverhalten verbessert werden, ohne dass das Störverhalten beeinflusst wird [22]. Für die Vorsteuerung eignen sich Vorfilter, inverse Modelle oder eine flachheitsbasierte Vorsteuerung.

Die Flachheitsbasierte Regelung ermöglicht einen systematischen Entwurf von Vorsteuerungen für Systeme mit der Systemeigenschaft *Flachheit*. *Flachheit* ist eine Erweiterung des Steuerbarkeitsbegriffs für nichtlineare Systeme [67]. Bei flachen Systemen können alle Systemzustände und Steuergrößen über die sogenannten *flachen Ausgänge* beschrieben werden. Die Probleme der Realisierbarkeit einer Vorsteuerung, basierend auf einem inversen Modell der Regelstrecke und deren Instabilität im Falle nichtminimalphasiger Strecken, können für flache Systeme gelöst werden. Ein wesentlicher Vorteil der Flachheitsbasierten Regelung ist, dass das Führungs- und das Störverhalten nahezu getrennt voneinander ausgelegt werden können. Die Flachheitsbasierte Regelung ist ein recht neues Regelungskonzept das im Jahre 1992 eingeführt [68] wurde. Zur Regelung von Asynchronmaschinen ohne schwingungsfähige Mechanik konnte die Flachheitsbasierte Regelung bereits erfolgreich eingesetzt werden [69]. Ebenfalls wurde die Flachheitsbasierte Regelung zur kartesischen Lageregelung von Parallelstabkinematiken untersucht [70].

Im Folgenden wird die konventionelle PI-Regelung mit verschiedenen Auslegungsansätzen untersucht, da sie das Standard-Verfahren darstellt und als Vergleichsbasis dienen wird. Aufgrund der besagten hohen Dynamik der Zustandsregelung werden für das schwingungsfähige Antriebssystem eine Zustandsregelung und ein Beobachter zur Schätzung der zusätzlichen Systemzustände entworfen. Des Weiteren wird ein Auslegungskonzept vorgestellt, mit dem die Regelungsparameter in Abhängigkeit der Antriebsparameter bestimmt werden können und für einen weiten Bereich von Antriebskonfigurationen gute Ergebnisse erzielt. Abschließend wird wegen der angedeuteten Vorteile ein modellbasiertes Regelungskonzept ausgewählt. Aufgrund des bisher noch nicht analysierten Flachheitsbasierten Regelungskonzepts und der Möglichkeit einer nahezu getrennten Auslegung des Führungs- und Störverhaltens, wird die Flachheitsbasierte Regelung vorgestellt. Die Flachheitsbasierte Regelung wird auf das betrachtete Antriebssystem angewendet und die für die Auslegung wichtigen Punkte dargestellt. Des Weiteren werden die ausgewählten Regelungsverfahren für verschiedene Antriebskonfigurationen ausgelegt, analysiert und systematisch verglichen.

Für die folgenden Untersuchungen bleiben die unterlagerte Stromregelung und der Flussregler



der feldorientierten Regelung unverändert. Es wird lediglich der Drehzahlregler modifiziert, um die Methoden unter denselben Randbedingungen zu vergleichen. Die Abtastzeit ist gegenüber den dominierenden Zeitkonstanten des Drehzahlregelkreises klein. Daher kann und wird die Auslegung der Drehzahlregelungsverfahren mit kontinuierlichen Methoden erfolgen [71]. Die Analyse erfolgt jedoch unter Berücksichtigung der zeitdiskreten Abtastung.

## **4 Anforderungen an den Regelkreis und Bewertung der Regelgüte**

In diesem Abschnitt wird definiert, welche Anforderungen an den Drehzahlregelkreis gestellt werden. Des Weiteren wird dargestellt, wie die Güte der Regelung gemessen und bewertet wird.

### **4.1 Anforderungen an den Regelkreis**

Eine grundlegende Voraussetzung ist die Stabilität des Regelkreises. Stabilität soll auch bei Modellunsicherheiten und Parameteränderungen vorliegen. Daher wird immer eine gewisse Robustheit des Regelkreises gefordert. Es wird gefordert, dass die Regelungsverfahren für ein definiertes Intervall von Parameterunsicherheiten stabil bleiben. Ferner dürfen nichtmodellerte Systemdynamiken, so wie höhere Systemordnungen oder Lose, nicht zur Instabilität führen. Das Unsicherheitsintervall wird im Abschnitt 8.2 definiert. Ebenfalls wird die Robustheit der betrachteten Regelungsverfahren in diesem Abschnitt untersucht. Weitere wichtige Eigenschaften sind die Sollwertfolge und die Ausregelung von Störgrößen. Bei diesen transienten Vorgängen soll eine möglichst hohe Dynamik erreicht werden, wie z.B. eine möglichst kurze Ausregelzeit und eine geringe Überschwingweite bzw. Unterschwingweite. Es wird insbesondere eine gute Dynamik für den Verlauf der lastseitigen Drehzahl gefordert.

Ferner soll eine Überlastung des mechanischen Antriebsstranges verhindert werden. Die Antriebskomponenten sind in der Regel so bemessen, dass sie kurzzeitig über den Nenngrößen belastet werden können, jedoch kann eine regelmäßige Überlastung zu einer reduzierten Lebensdauer des Systems führen. Für die Bewertung der Belastung des mechanischen Systems wird das Wellenmoment herangezogen. Die mechanischen Komponenten des Teststandes sind so ausgelegt, dass Belastungen deutlich über dem Nennmoment des Antriebmotors standgehalten werden. Für die industrielle Tauglichkeit der Regelung sollte die resultierende Belastung das Nennmoment des Motors jedoch nicht deutlich überschreiten.

Reale Systeme sind begrenzt durch die verfügbare Stellenergie. Damit das geregelte System bei transienten Vorgängen nicht unmittelbar in Stellgrößenbeschränkung geht, soll die Regelung so ausgelegt werden, dass ein gutes Verhältnis von Dynamik und benötigter Stellenergie vorliegt. Bei den meisten Antriebssystemen wird nur die antriebsseitige Drehzahl gemessen [13]. Da der Messaufwand nicht erhöht werden soll, soll für die Drehzahlregelung nur die Messung der antriebsseitigen Drehzahl notwendig sein.

## 4.2 Bewertung der Regelgüte

Für die Bewertung dynamischer Vorgänge werden bei den nachfolgenden Untersuchungen sowohl das Führungs- als auch das Störverhalten des geregelten Systems analysiert. Wichtige Kenngrößen bei der Bewertung der Dynamik sind dabei die Ausregelzeit  $t_S$  (settling time) und die prozentuale Überschwing- bzw. Unterschwingweite  $POS$  (percentage overshoot) der Antriebs- und der Lastdrehzahl. Für die Bewertung der Belastung des mechanischen Antriebsstranges wird der Verlauf des Wellenmomentes betrachtet und die maximale Belastung der Torsionswelle  $\max(m_s)$  bestimmt.

Die Untersuchung des Führungsverhaltens der Drehzahlregelung wird zunächst für einen Führungsgrößensprung von 2% der Nenndrehzahl des Antriebmotors durchgeführt, um den Einfluss der Stellgrößenbegrenzung gering zu halten. Um ebenfalls einen möglichst kleinen Einfluss von Reibung zu erreichen, wird der Führungsgrößensprung mit drehendem Antrieb bei dem 0,1-fachen der Nenndrehzahl durchgeführt. Anschließend wird exemplarisch für ausgewählte Antriebskonfigurationen ein Führungsgrößensprung von 20% der Nenndrehzahl durchgeführt, um den Einfluss der Stellgrößenbegrenzung zu untersuchen. Für die Bestimmung der Ausregelzeit wird ein Toleranzband von 5% der Sprunghöhe um den Drehzahlsollwert gewählt. Die Ausregelzeit ergibt sich aus der Zeit zwischen Eintritt der Drehzahlsollwertänderung und dem Zeitpunkt ab dem die betrachtete Drehzahl das Toleranzband nicht mehr verlässt. Die Ausregelzeit wird für eine allgemein gültige Betrachtung und eine bessere Vergleichbarkeit mit anderen Antriebssystemen normiert. In die Normierung fließt das Gesamtträgheitsmoment und das Antriebsmoment ein, so dass die normierte Ausregelzeit  $t_{S,norm}$  unabhängig von diesen antriebsspezifischen Größen und somit aussagekräftiger ist. Die genaue Berechnung und Beschreibung der normierten Ausregelzeit und der prozentualen Überschwingweite für einen Führungsgrößensprung sind im Anhang 10.2.1 aufgeführt.

Für die Untersuchung des Störverhaltens wird ein sprungförmiges Lastmoment von 50% des Nennmomentes des Antriebmotors auf das Antriebssystem gegeben. So wird gewährleistet, dass genügend Stellreserve vorhanden ist, um diese Störgröße auszuregulieren. Der Störgrößensprung wird ebenfalls bei drehendem Antrieb beim 0,1-fachen der Nenndrehzahl durchgeführt, um den Einfluss von Reibung möglichst gering zu halten. Für die Bestimmung der Ausregelzeit eines Lastsprungs wird ein Toleranzband von 0,1% um den Drehzahlsollwert gewählt. Die Ausregelzeit  $t_S$  ist die Zeitdifferenz aus erstmaligem Unterschreiten des Toleranzbandes und dem Zeitpunkt zu dem die betrachtete Drehzahl das Toleranzband nicht mehr verlässt. Die Normierung der Ausregelzeit erfolgt für Störgrößensprünge auf ähnliche Weise wie für Führungsgrößensprünge. Die Berechnung der normierten Ausregelzeit ist im Anhang 10.2.2 beschrieben.

Alle Untersuchungen werden bei kleinen Drehzahlen durchgeführt. So wird erreicht, dass die Spannungsbegrenzung nicht aktiv ist und somit keinen Einfluss auf die Ergebnisse hat.

Wie bereits erwähnt, wird die antriebsseitige Drehzahl geregelt. Da jedoch für den Prozess die lastseitige Drehzahl relevant ist, wird für die Bewertung der Regelgüte die Lastdrehzahl herangezogen. Die genauen Anforderungen an die Dynamik der Drehzahlregelung hängen von der jeweiligen Anwendung ab. In dieser Arbeit wird zunächst die Ausregelzeit bei einem Führungsgrößensprung betrachtet. Je kleiner diese Zeit ist, desto schneller ist die Regelung. Die

Überschwingweite und die Belastung der Welle sollen dabei so klein wie möglich sein. Eine Überschwingweite unter 20% und ein maximales Wellenmoment, das das 1,2-fache des Nennmomentes nicht überschreitet, werden angestrebt. Anschließend wird die Ausregelzeit bei einem Störgrößensprung betrachtet. Auch diese Zeit soll möglichst klein sein. Auch in diesem Fall wird eine Über- bzw. Unterschwingweite von unter 20% angestrebt. Die maximale Belastung der Welle soll nicht über dem 0,8-fachen des Nennmomentes liegen.

Die erreichbare Dynamik des drehzahleregelten Systems hängt neben dem Regelungsverfahren auch von den Antriebsparametern ab. Die erreichbare Drehzahldynamik wird zum Beispiel durch das Verhältnis von lastseitigem zu antriebsseitigem Trägheitsmoment  $R = \Theta_L/\Theta_M = T_L/T_M$  beeinflusst. Des Weiteren ist die Torsionssteifigkeit des Antriebssystems für die zu erreichende Dynamik der Drehzahlregelung von großer Bedeutung. Um den Einfluss der Antriebsparameter auf die Drehzahldynamik zu untersuchen, wird in dieser Arbeit die erreichbare Dynamik der betrachteten Regelungsverfahren in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$  und der Torsionssteifigkeit ermittelt.

Es werden insbesondere die Ergebnisse für die Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1 dargestellt. Die Antriebskonfiguration A3 ist von besonderer Bedeutung, da das Verhältnis von lastseitigem zu antriebsseitigem Trägheitsmoment  $R = \Theta_L/\Theta_M = 1,34$  besonders klein und die Resonanzfrequenz  $f_0 = 74,1$  Hz aufgrund der hohen Torsionssteifigkeit recht hoch ist. Die Antriebskonfiguration D1 bildet ein anderes Extrem. Die lastseitige Trägheit ist deutlich größer als die antriebsseitige Trägheit, es ergibt sich ein Trägheitsverhältnis von  $R = 7,6$ . In Kombination mit einer geringen Torsionssteifigkeit der Antriebswelle ergibt sich eine besonders niedrige Resonanzfrequenz von  $f_0 = 35$  Hz. Die Konfiguration C2 besitzt ein mittleres Trägheitsverhältnis von  $R = 3,5$  und führt mit einer Torsionswelle mittlerer Steifigkeit zu einer Resonanzfrequenz von  $f_0 = 43$  Hz.

Ein Überblick der möglichen Antriebskonfigurationen und deren resultierenden Resonanzfrequenzen und Lastträgheitsverhältnissen ist im Anhang 10.1.5 in Tabelle 10.9 gegeben.

## 5 PI-Regelung

Die PI-Drehzahlregelung mit Drehzahlgeber zur Rückführung der Antriebsdrehzahl ist das Standardverfahren in geregelten Antriebssystemen [18]. Es gibt zahlreiche Arbeiten die sich mit der Auslegung von PI-Reglern für schwingungsfähige Antriebssysteme beschäftigen, jedoch kaum Arbeiten die einen systematischen Entwurf für verschiedene Antriebskonfigurationen aufzeigen. Im Folgenden wird daher eine Auswahl an Auslegungsverfahren aufgeführt, die dynamischen Eigenschaften in Abhängigkeit verschiedener Antriebskonfigurationen systematisch dargestellt und die Grenzen der PI-Regelung aufgezeigt. Mit der Auslegung von PI-Reglern für schwingungsfähige Antriebssysteme haben sich unter anderem die Arbeiten [38], [36] und [39] beschäftigt.

Es wird das Symmetrische Optimum [22], das erweiterte Symmetrische Optimum nach WERTZ [39], eine eingeschränkte Polstellenplatzierung nach SZABAT [36] und eine eingeschränkte Polstellenplatzierung nach ZHANG [38] vorgestellt.

In Abbildung 5.1 (links) ist die Struktur des verwendeten PI-Drehzahlreglers dargestellt. Eine andere Möglichkeit der Implementierung ist in Abbildung 5.1 (rechts) zu sehen.

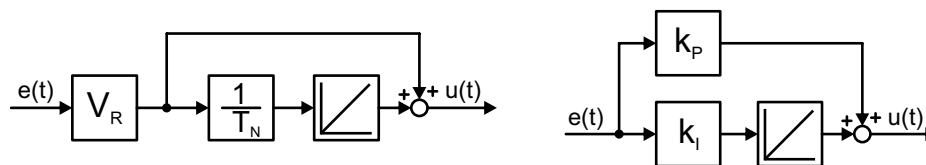


Abbildung 5.1: Blockschaltbilder der verwendeten PI-Regler

Die Übertragungsfunktion des PI-Reglers ist in Gleichung (5.1) dargestellt. Die Umrechnung der Regelungsparameter kann mit Hilfe der Gleichung (5.2) erfolgen.

$$G_{R,PI}(s) = V_R \frac{1 + sT_N}{sT_N} = \frac{k_I}{s} + k_P \quad (5.1)$$

$$\begin{aligned} k_P &= V_R \\ k_I &= \frac{V_R}{T_N} \end{aligned} \quad (5.2)$$

Wie zuvor erwähnt, wird die Stellgröße des PI-Reglers auf das Nennmoment der Antriebsmaschine begrenzt. Dadurch kann es zu einem Aufintegrieren des Integrators (Integrator-Windup-Effekt) kommen, der mit Hilfe eines Anti-Windup-Netzwerkes, welches im Abschnitt 2.1.4 beschrieben ist, verhindert wird.

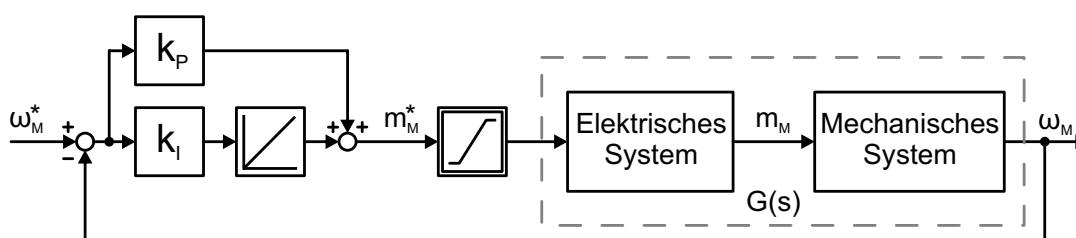


Abbildung 5.2: Blockschaltbild der PI-Regelung

Die allgemeine Führungsübertragungsfunktion des Drehzahlregelkreises unter Verwendung eines PI-Reglers ist in Gleichung (5.3) angegeben.

$$G_W(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{\omega_M(s)}{\omega_M^*(s)} = \frac{G_S(s)G_{R,PI}(s)}{1 + G_S(s)G_{R,PI}(s)} \quad (5.3)$$

## 5.1 Auslegung der PI-Regelung nach dem Symmetrischen Optimum

Das Symmetrische Optimum (SO) wird häufig bei Regelstrecken mit integralem Anteil eingesetzt [22]. Wird die elastische Kopplung zwischen der Antriebs- und der Lastseite vernachlässigt, stellt die Drehzahldynamik ein einfaches integrales Verhalten dar:

$$\frac{d\Omega_M}{dt} = \frac{1}{\Theta} (M_M - M_L) \quad (5.4)$$

Daher wird für die Optimierung des Drehzahlregelkreises in der elektrischen Antriebstechnik bevorzugt das Symmetrische Optimum verwendet. Zur Herleitung des Symmetrischen Optimums wird, analog zum Betragsoptimum, festgelegt, dass die Verstärkung des geschlossenen Regelkreises für ein möglichst breites Frequenzband bei Eins liegen soll. Durch diese Festlegung soll eine hohe Dynamik erreicht werden.

Bei der Auslegung des Drehzahlreglers nach dem SO müssen die Fälle *harte Ankopplung* und *weiche Ankopplung* unterschieden werden, da, abhängig von der Resonanzfrequenz der Strecke, entweder die Summe der Massenträgheitsmomente  $\Theta_M + \Theta_L$  bzw. der Zeitkonstanten  $T_M + T_L$  oder nur das antriebsseitige Massenträgheitsmoment  $\Theta_M$  ( $T_M$ ) für den Amplitudengang ausschlaggebend ist [22], vgl. Abb. 5.3.

### 5.1.1 Auslegung für eine harte Ankopplung

Für die Unterteilung in *harte* und *weiche* Ankopplung wird in [22] die Amplitudendurchtrittsfrequenz  $\omega_d$  einer Regelstrecke mit ideal starrer Verbindung herangezogen.

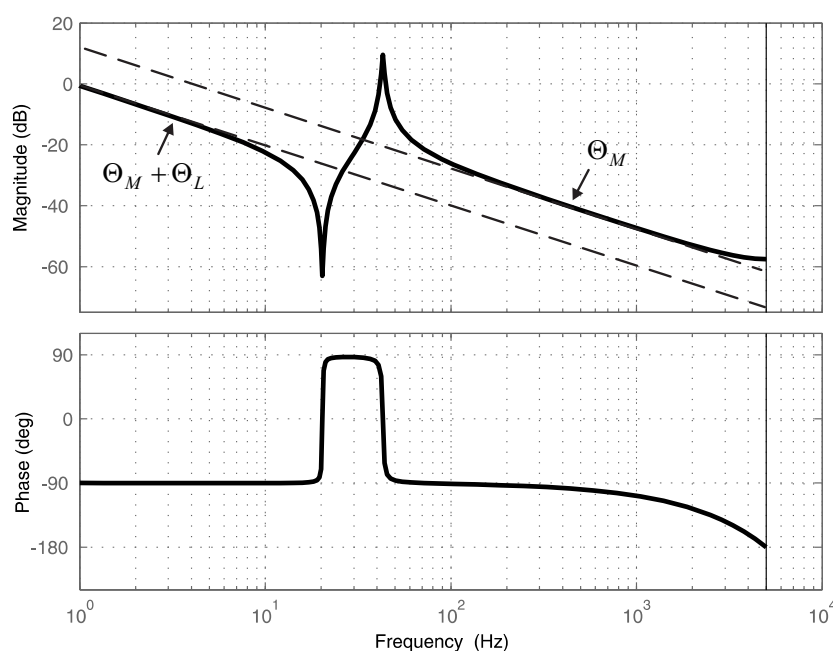


Abbildung 5.3: Bode-Diagramm des Zwei-Massen-Modells  $G_{S,M}(s)$ , Antriebskonfiguration C2

Im Falle einer ideal starren Verbindung ergibt sich für den mit dem SO eingestellten offenen Drehzahlregelkreis eine Amplitudendurchtrittsfrequenz von [22]:

$$\omega_d = \frac{1}{2T_E} \Rightarrow f_d = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{2T_E} \quad (5.5)$$

In Abb. 5.4 ist das Bode-Diagramm der, mit dem SO optimierten, offenen Regelstrecke eines Antriebssystems mit ideal starrer Kopplung und die resultierende Amplitudendurchtrittsfrequenz  $f_d$  dargestellt. Eine *harte* Ankopplung liegt nach [22] vor, wenn die Resonanzfrequenz des mechanischen Systems höher als die Amplitudendurchtrittsfrequenz  $f_d$  aus Gleichung (5.5) ist.

Im Fall der harten Ankopplung werden die PI-Regelungsparameter mit Gleichung (5.6) berechnet.

$$V_R = \frac{T_M + T_L}{2 \cdot T_E} \quad (5.6)$$

$$T_N = 4 \cdot T_E$$

Für das betrachtete System liegt die Amplitudendurchtrittsfrequenz für eine starre Ankopplung bei:

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \omega_d = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{2T_E} = 397,89 \text{ Hz} \quad (5.7)$$

Mit den in Abschnitt 10.1.4 dargestellten Antriebsparametern ergeben sich für alle möglichen Antriebskonfigurationen Eigenfrequenzen die unterhalb der Amplitudendurchtrittsfrequenz liegen und somit nach [22] für alle betrachteten Antriebskonfigurationen weiche Ankopplungen bestehen. Somit wird im Folgenden nur die Auslegung für eine weiche Ankopplung betrachtet.

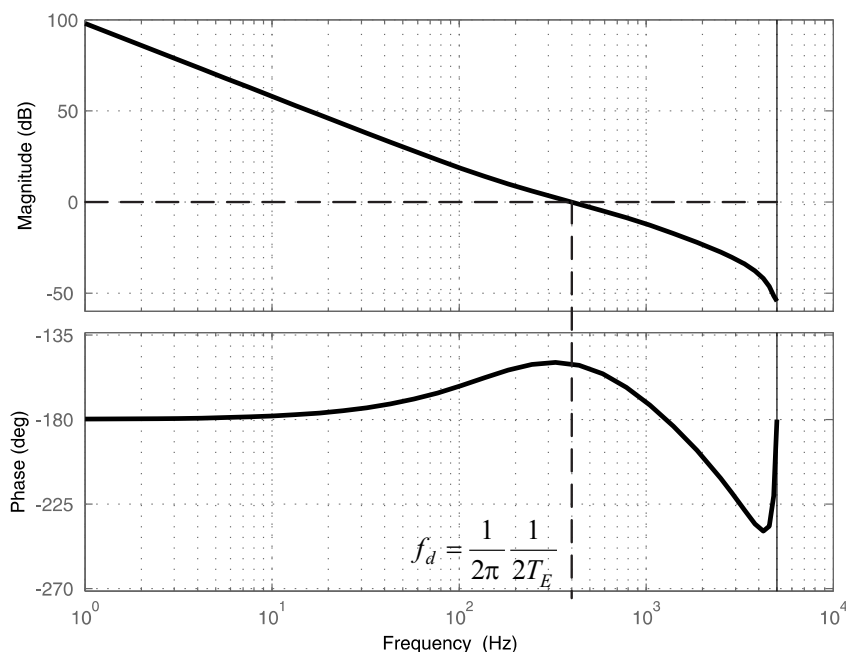


Abbildung 5.4: Bode-Diagramm der offenen Regelstrecke für eine ideal starre Verbindung optimiert mit SO, Antriebskonfiguration C

### 5.1.2 Auslegung für eine weiche Ankopplung

Eine *weiche* Ankopplung liegt vor, wenn die Eigenfrequenz des mechanischen Systems unterhalb oder im Bereich der Amplitudendurchtrittsfrequenz  $f_d$  des offenen Drehzahlregelkreises liegt [22]. Im Fall der harten Ankopplung ist für die Reglerverstärkung die Summe der Massenträgheitsmomente und im Falle der weichen Ankopplung nur das antriebsseitige Massenträgheitsmoment relevant. Somit wird für die Optimierung des PI-Drehzahlreglers nach dem SO für eine weiche Anbindung lediglich die Zeitkonstante der Antriebsseite  $T_M$  berücksichtigt. Die resultierenden Regelungsparameter sind in Gleichung (5.8) angegeben [22]. Die Dynamik der elastischen Kopplung wird bei der Reglerauslegung jedoch nicht direkt berücksichtigt.

$$\begin{aligned} V_R &= \frac{T_M}{2 \cdot T_E} \\ T_N &= 4 \cdot T_E \end{aligned} \quad (5.8)$$

In Abbildung 5.5 ist das Bode-Diagramm des offenen Drehzahlregelkreises des elastisch gekoppelten Antriebssystems abgebildet. Es ist zu erkennen, dass die Resonanzfrequenz des mechanischen Systems im Bereich der Nutzfrequenz des Reglers liegt, da die Streckenverstärkung in diesem Frequenzbereich größer als Eins ist. Diese Gegebenheit kann zu Problemen bei der Regelung führen, da die Resonanzstelle nicht gedämpft wird.



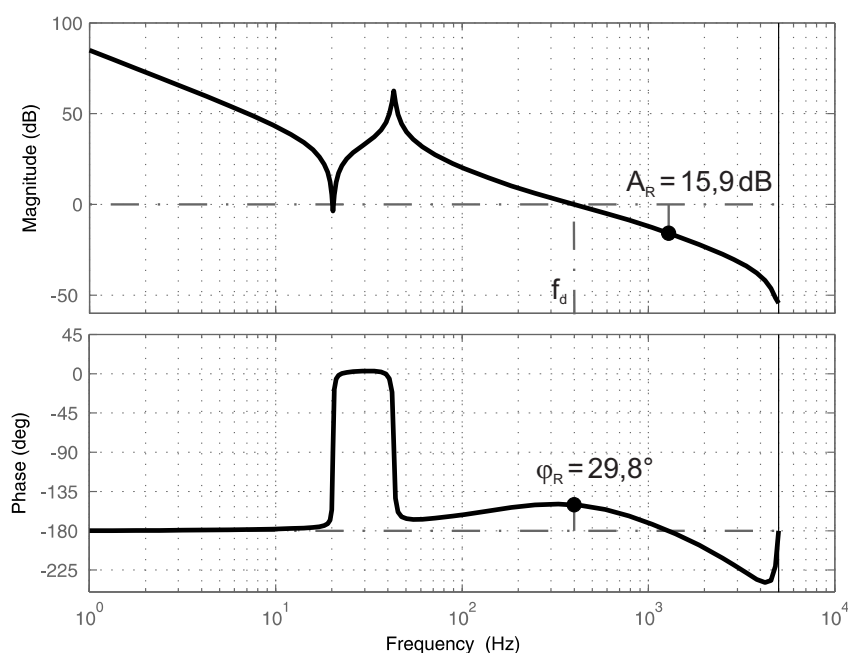


Abbildung 5.5: Bode-Diagramm des mit dem SO für weiche Kopplungen optimierten offenen Drehzahlregelkreises, Antriebskonfiguration C2

### 5.1.3 Dynamisches Verhalten in Abhängigkeit der Antriebsparameter

In diesem Abschnitt wird die Dynamik des nach dem Symmetrischen Optimum eingestellten PI-Drehzahlregelkreises untersucht. Es werden für eine Antriebskonfiguration exemplarisch die Zeitverläufe und des Weiteren die Dynamikeigenschaften in Abhängigkeit unterschiedlicher Lastträgheitsmomente und unterschiedlicher Torsionssteifigkeiten dargestellt. Die Simulationsergebnisse werden mit einem vereinfachten Modell des Antriebssystems bestehend aus dem mechanischen Zwei-Massen-Modell, dem durch ein Verzögerungsglied erster Ordnung approximierten Stromregelkreis und dem PI-Regler mit Anti-Windup-Netzwerk und Stellgrößenbegrenzung ermittelt.

In Abbildung 5.6 sind Simulationsergebnisse der PI-Drehzahlregelung für einen Führungsgrößenprung für die Antriebskonfiguration C2 dargestellt. Abgebildet sind die normierten Größen der Antriebsdrehzahl  $\omega_M$  (oben links), Lastdrehzahl  $\omega_L$  (oben rechts), Antriebsmoment  $m_M$  (unten links) und Wellenmoment  $m_S$  (unten rechts). Es kann festgestellt werden, dass dieses Regelungsverfahren für die betrachtete Antriebskonfiguration zu unzufriedenstellenden Ergebnissen führt. Die Antriebsdrehzahl wird zwar sehr schnell angeregt und somit die Regelabweichung schnell ausgeregelt ( $t_{S,M} = 22 \text{ ms}$ ), jedoch führt dies zu einer Anregung von Schwingungen in der Lastdrehzahl, die nur schwach gedämpft sind und somit nur langsam abklingen ( $t_{S,L} = 2982 \text{ ms}$ ). Diese Schwingungen haben wiederum eine Rückwirkung auf den Verlauf der Antriebsdrehzahl, in der nach dem Führungsgrößenprung Schwingungen mit geringer Amplitude festzustellen sind. Mit dem Antriebsmoment  $m_M$  ist zu sehen, dass der Regler zu Beginn des Führungsgrößenprunges in Begrenzung geht und nachdem die Antriebsdrehzahl den Sollwert erreicht hat, periodische Schwingungen im Moment auftreten. Das verdeutlicht, dass die

Regelung nicht in der Lage ist, die mechanischen Schwingungen zu dämpfen. Auch in dem Wellenmoment  $m_S$  sind Resonanzschwingungen zu sehen. Die maximale Belastung der Torsionswelle liegt bei dem 1,28 fachen des Nennmomentes. Sowohl die prozentuale Überschwingweite von  $POS_L = 55,9\%$  als auch die maximale Belastung der Welle entsprechen nicht den Anforderungen an den Drehzahlregelkreis. Die Parameter des dynamischen Verhaltens der PI-Drehzahlregelung sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst.

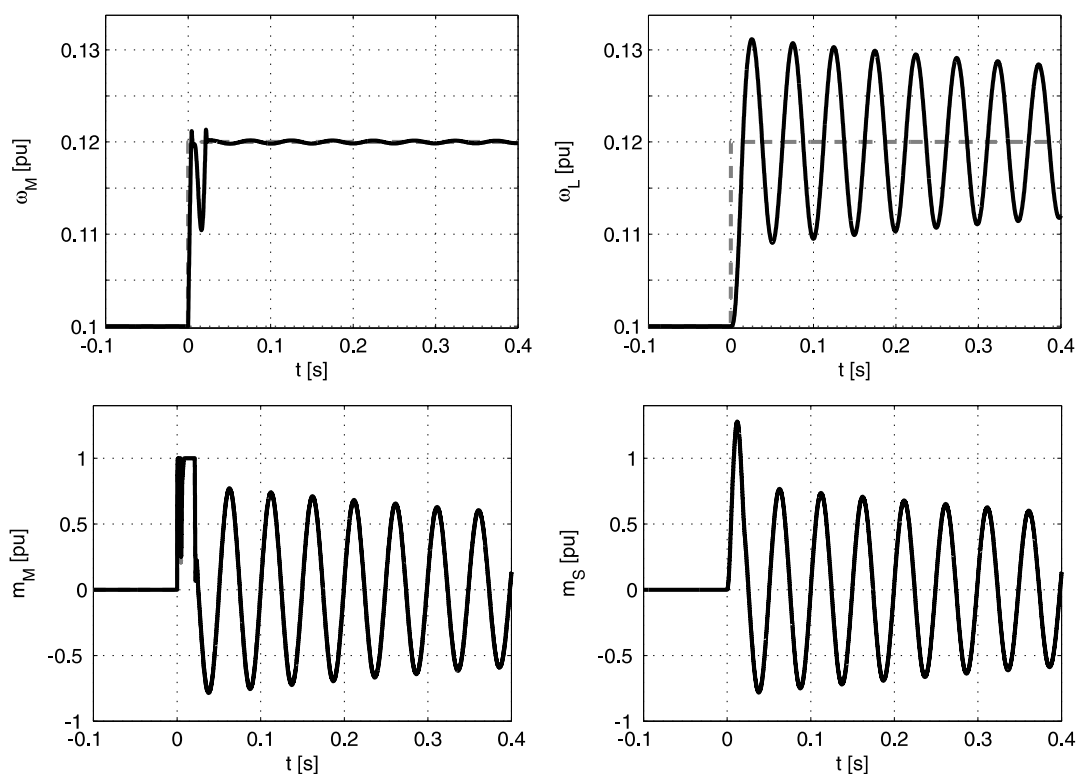


Abbildung 5.6: Simulationsergebnisse der PI-Drehzahlregelung optimiert nach dem SO für weiche Ankopplungen: Führungsgrößensprung von 2 % der Nenndrehzahl, Antriebskonfiguration C2

In Abbildung 5.7 sind Simulationsergebnisse der Drehzahlregelung für einen Störgrößensprung abgebildet. Es ist zu sehen, dass die Einbruchtiefe der Antriebsdrehzahl infolge des Lastsprunges sehr gering ist ( $POS_M = 0,13\%$ ). Dennoch treten Schwingungen mit geringer Amplitude auf, die nur langsam abklingen ( $t_{s,M} = 255\text{ ms}$ ). Die Lastseite wird zu starken Schwingungen angeregt, die sehr langsam abklingen, so dass die Störung erst nach einer Zeit von  $t_{s,L} = 5205\text{ ms}$  ausgeglet ist. Im Antriebsmoment  $m_M$  und im Wellenmoment  $m_S$  sind ebenfalls Resonanzschwingungen zu beobachten, die nur langsam abklingen. Obwohl das angreifende Lastmoment nur eine Amplitude des halben Nennmomentes hat, treten Schwingungen mit einer maximalen Amplitude des Nennmomentes auf.

Diese Probleme treten auf, da der Regler die Dynamik der elastischen Kopplung nicht berücksichtigt und die Resonanzfrequenz des mechanischen Systems im Bereich der Nutzfrequenz der Regelung liegt. Die Einstellung des PI-Drehzahlreglers nach dem Symmetrischen Optimum ist daher, ohne weitere Zusatzmaßnahmen wie z.B. digitale Filter, für das betrachtete Antriebs-

system ungeeignet. Die Ergebnisse der Antriebskonfigurationen A3 und D1 sind im Anhang 10.4.2 zu finden.

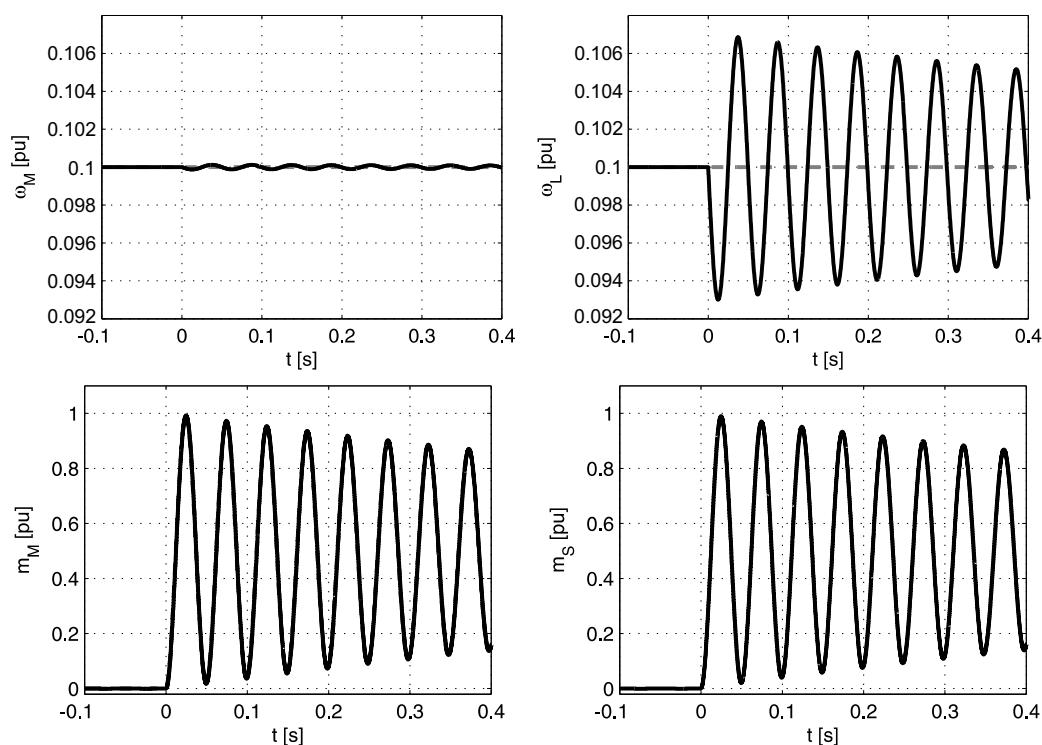


Abbildung 5.7: Simulationsergebnisse der PI-Drehzahlregelung optimiert nach dem SO für weiche Ankopplungen: Störgrößensprung von 50 % des Nennmomentes, Antriebskonfiguration C2

Die charakteristischen Parameter der Regelungsdynamik für das Führungs- und das Störverhalten sind in Tabelle 5.1 für die Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1 angegeben und dienen dem Vergleich mit den anderen Auslegungs- bzw. Regelungsverfahren. Bei dem Vergleich wird besonderen Wert auf die Eigenschaften der lastseitigen Größen gelegt. Die antriebsseitigen Größen sind vollständigshalber angegeben.

Die Parameter des mechanischen Systems können einen entscheidenden Einfluss auf die erreichbare Dynamik der Drehzahlregelung haben. Das dynamische Verhalten eines Zwei-Massen-Systems hängt stark vom Verhältnis der antriebsseitigen und lastseitigen Trägheitsmomente ab [38]. Ferner wird die erreichbare Dynamik durch die Steifigkeit der Kopplung begrenzt.

Der Einfluss variierender Streckenparameter auf die Dynamik der Drehzahlregelung soll mit Hilfe der Abbildungen 5.8 und 5.9 veranschaulicht werden. In den genannten Abbildungen sind die Ergebnisse von Simulationen für variierende Antriebsparameter dargestellt. In Abbildung 5.8 sind die charakteristischen Parameter des dynamischen Verhaltens  $t_{S,L, norm}$ ,  $POS_L$  und  $\max(m_S)$  in Abhängigkeit des Lastträgheitsmomentes für einen Führungsgrößensprung (links) und einen Störgrößensprung (rechts) dargestellt. Die Variation des Lastträgheitsmomentes bewirkt bei konstantem Antriebsträgheitsmoment ( $T_M = 160,9 \text{ ms}$ ) eine Änderung des Verhältnisses  $R$  der Lastträgheit zur Antriebsträgheit. Es sind sowohl die Ergebnisse mit Stellgrößenbegrenzung (schwarze Linien) als auch ohne Stellgrößenbegrenzung (rote Linien) aufgezeigt.

Führungsverhalten - 2 %							
	$\omega_M$			$\omega_L$			$m_S$
	$t_{S,M}$ [ms]	$t_{S,M,norm}$ [pu]	$POS_M$ [%]	$t_{S,L}$ [ms]	$t_{S,L,norm}$ [pu]	$POS_L$ [%]	$\max(m_S)$ [pu]
A3	10,8	1,64	5,33	960	145,62	87,36	1,11
C2	22	1,62	6,91	2982,2	218,23	55,91	1,28
D1	30,9	1,27	8,43	4475,1	184,6	27,95	1,34
Störverhalten - 50 %							
	$\omega_M$			$\omega_L$			$m_S$
	$t_{S,M}$ [ms]	$t_{S,M,norm}$ [pu]	$POS_M$ [%]	$t_{S,L}$ [ms]	$t_{S,L,norm}$ [pu]	$POS_L$ [%]	$\max(m_S)$ [pu]
A3	383,7	904,07	0,32	1479,2	3716,6	8,30	0,98
C2	255,1	640,95	0,13	5205,2	13078	7,00	0,99
D1	0	0	0,08	9978,7	25072	5,92	0,99

Tabelle 5.1: Parameter des dynamischen Verhaltens für einen Führungsgrößensprung von 2 % und einen Störgrößensprung von 50 % der PI-Drehzahlregelung optimiert nach dem SO, Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1

Somit wird der Einfluss der Stellgrößenbegrenzung für das Regelungsverfahren deutlich.

Zunächst wird das Führungsverhalten (links) betrachtet. Es kann festgestellt werden, dass mit steigender Lastträgheit (steigendes Verhältnis von Last- zu Antriebsträgheit  $R$ ) die normierte Ausregelzeit  $t_{S,L,norm}$  für das System ohne Stellgrößenbegrenzung (rote Linie) leicht ansteigt. Die prozentuale Überschwingweite  $POS_L$  ist für den gesamten Parameterbereich nahezu konstant bei ca. 99%. Die Belastung der Welle nimmt mit steigender Lastträgheit fast proportional zu. Das bedeutet, dass das Optimierungsverfahren *Symmetrisches Optimum* insbesondere für große Verhältnisse von Last- zu Antriebsträgheit zu einer Überbelastung des mechanischen Antriebsstranges führen kann. Wird die Stellgröße auf das Nennmoment des Antriebsmotors begrenzt, verändert sich der Verlauf der Parameter des dynamischen Verhaltens ab einem Trägheitsverhältnis von ca.  $R = 2$  signifikant. Die Ausregelzeit verringert sich, da die Anregung des Systems durch die Stellgrößenbegrenzung reduziert wird. Infolgedessen verringern sich ebenfalls die Überschwingweite und die maximale Belastung der Welle. Dennoch sind die Ergebnisse der Drehzahlregelung für den betrachteten Parameterbereich unzufriedenstellend.

Die Ergebnisse des Störverhaltens sind auf der rechten Seite der Abbildung 5.8 dargestellt. Wie festzustellen ist, geht das System bei einem Störgrößensprung von 50 % nicht in die Stellgrößenbegrenzung. Für das Störverhalten kann beobachtet werden, dass die normierte Ausregelzeit mit wachsendem Trägheitsverhältnis  $R$  größer wird. Dabei sinkt die Überschwingweite von ca. 13 % auf ca. 4 %. Die maximale Belastung der Welle steigt geringfügig an. Aufgrund der langen Ausregelzeit und der hohen Überschwingweite ist auch das Störverhalten für den betrachteten Parameterbereich nicht zufriedenstellend.

In Abbildung 5.9 sind die charakteristischen Parameter des dynamischen Verhaltens in Abhängigkeit der Torsionssteifigkeit der Antriebswelle für einen Führungsgrößensprung (links) und

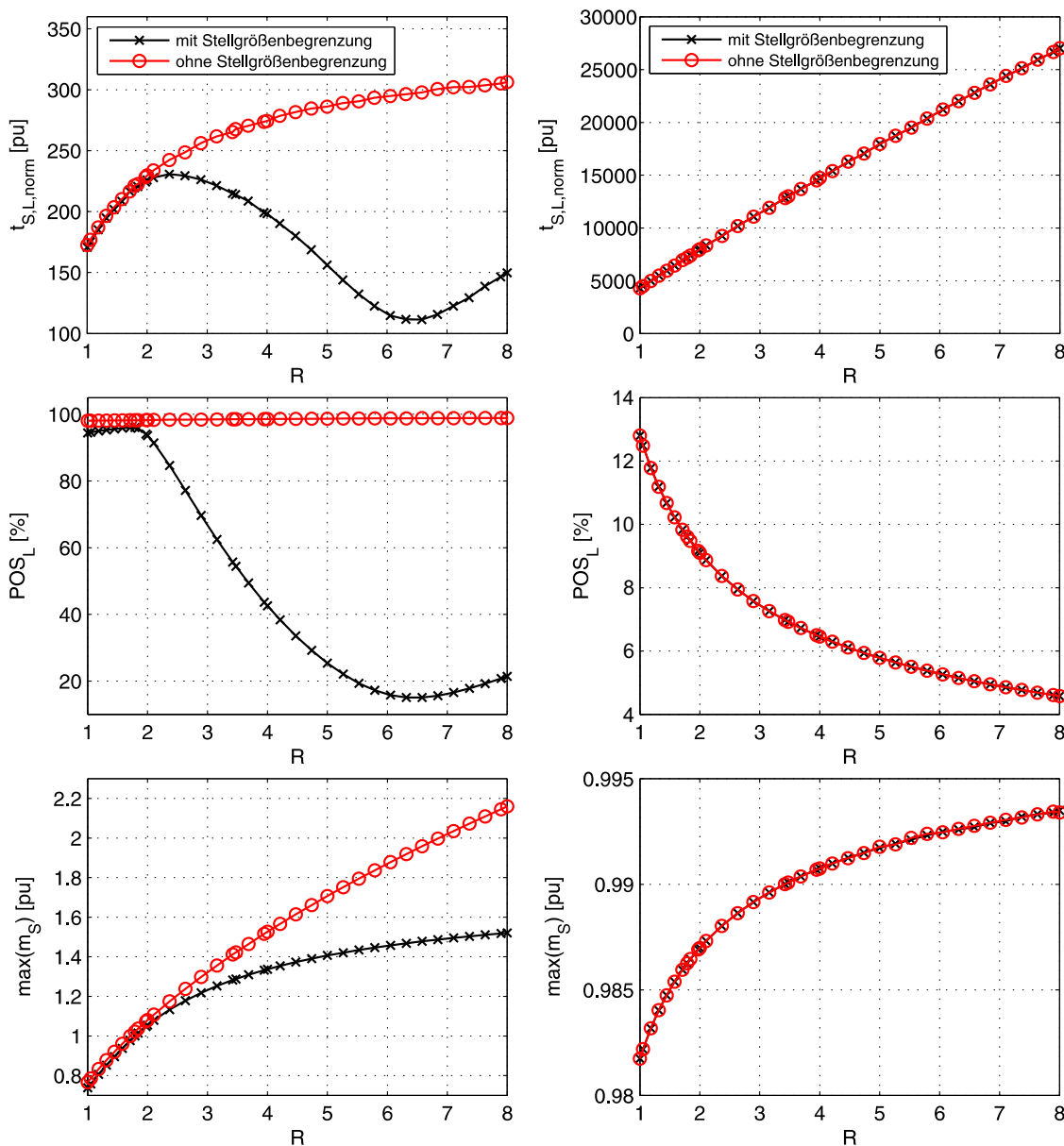


Abbildung 5.8: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert nach dem Symmetrischen Optimum in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$ ; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_c = 0,107$  ms,  $d = 0,85$

einen Störgrößensprung (rechts) dargestellt. Die Variation der Torsionssteifigkeit führt zu einer Änderung der Resonanzfrequenz  $f_0$  des mechanischen Systems. Je höher die Torsionssteifigkeit  $c_T$  der Welle ist, desto höher ist bei konstantem Antriebs- und Lastträgheitsmoment die Resonanzfrequenz  $f_0$ , vgl. Gleichung (5.9).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(\Theta_M + \Theta_L) \cdot c_T}{\Theta_M \Theta_L}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{T_M + T_L}{T_M T_L T_c}} \quad (5.9)$$

Die Trägheitsmomente der Antriebs- und der Lastseite werden konstant gehalten. Es wird ein Trägheitsmomentenverhältnis von  $R = 1,79$  gewählt (Antriebskonfiguration B) da sich bei diesem relativ kleinem Verhältnis von lastseitigem zu antriebsseitigem Trägheitsmoment einige Auslegungsverfahren deutlicher unterscheiden.

Es sind erneut sowohl die Ergebnisse mit, als auch ohne Stellgrößenbegrenzung abgebildet. Für das Führungsgrößenverhalten wirkt sich eine steigende Resonanzfrequenz positiv bezüglich der Ausregelzeit aus. Je höher die Steifigkeit des mechanischen Systems ist, desto kürzere Ausregelzeiten werden mit dem nach dem SO optimierten Drehzahlregelkreis erreicht. Die Stellgrößenbegrenzung bewirkt, dass sich die Ausregelzeit für höhere Resonanzfrequenzen weiter reduziert. Die Überschwingweite steigt für das System ohne Stellgrößenbegrenzung von 96% bis 99,6% leicht an. Auch die Überschwingweite wird durch die Stellgrößenbegrenzung positiv beeinflusst. Ab einer Resonanzfrequenz von ca. 50 Hz nimmt die Überschwingweite deutlich ab. Mit steigender Torsionssteifigkeit steigt ebenfalls die maximale Belastung der Welle nahezu proportional an. Die Stellgrößenbegrenzung hat zur Folge, dass die maximale Belastung der Torsionswelle auf einen Wert von ca. dem 1,26 fachen des Nennmomentes des Antriebsmotors begrenzt wird.

Für das Störverhalten wirkt sich eine steigende Steifigkeit des mechanischen Systems positiv sowohl auf die Ausregelzeit als auch auf die Überschwingweite aus. Die maximale Belastung der Torsionswelle bleibt dabei nahezu konstant. Dennoch werden für alle hier untersuchten Torsionssteifigkeiten zu lange Ausregelzeiten und zu hohe Überschwingweiten erreicht.

Der Verlauf der Parameter des dynamischen Verhaltens  $t_{S,M,norm}$  und  $POS_M$  für die antriebsseitige Drehzahl in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$  und der Resonanzfrequenz  $f_0$  wurde ebenfalls bestimmt, ist in dieser Arbeit jedoch nur vom untergeordneten Interesse. Die Ergebnisse der antriebsseitigen Dynamikeigenschaften können im Anhang 10.4.2 eingesehen werden.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass das Symmetrische Optimum für die in dieser Arbeit untersuchten Antriebskonfigurationen zu keinen zufriedenstellenden Ergebnissen führt. Es werden lange Ausregelzeiten, hohe Überschwingweiten und hohe Belastungen des mechanischen Systems festgestellt. Auf die messtechnische Untersuchung dieses Verfahrens wird daher verzichtet.

Es sei darauf hingewiesen, dass es eine Verallgemeinerung des Symmetrischen Optimums gibt, mit der die Regelkreisverstärkung und somit ebenfalls die Anregung der mechanischen Schwingungen verringert werden kann. Diese Verallgemeinerung wird hier nicht aufgezeigt, da die Dynamik der elastischen Verbindung auch bei der Verallgemeinerung nicht berücksichtigt wird

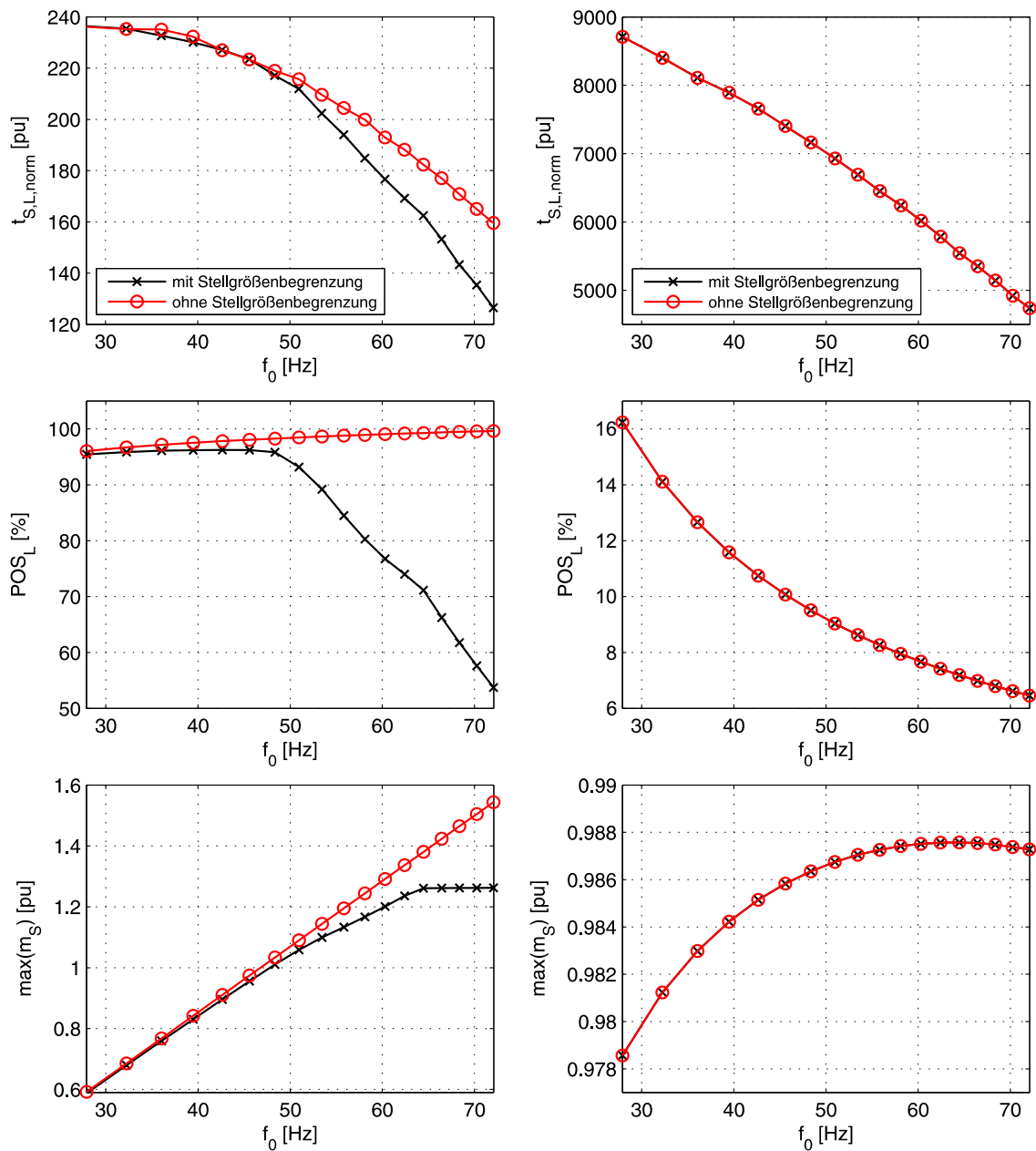


Abbildung 5.9: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert nach dem Symmetrischen Optimum in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$ ; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_L = 287,9$  ms,  $d = 0,85$ ,  $R = 1,79$

und die nachfolgenden Verfahren zur Reglereinstellung bessere Ergebnisse erzielen als das verallgemeinerte Symmetrische Optimum.

## 5.2 Auslegung der PI-Regelung nach dem erweiterten Symmetrischen Optimum

Die Auslegung des PI-Reglers nach WERTZ [39] basiert auf der Erweiterung des Symmetrischen Optimums für schwingungsfähige Antriebssysteme und soll eine besonders hohe Phasenreserve zur Folge haben. Es wird zwischen der Auslegung für relativ steife Ankopplungen und für elastische Ankopplungen unterschieden. Zu den steifen Ankopplungen werden nach [39] Systeme mit Resonanzfrequenzen von 48 Hz bis 143 Hz und Systeme mit Resonanzfrequenzen von 16 Hz bis 48 Hz werden zu den elastischen Ankopplungen gezählt. Somit ergeben sich nach [39] für die betrachteten Antriebskonfigurationen sowohl elastische als auch relativ steife Ankopplungen. Aufgrund dessen wird im Folgenden die Auslegung sowohl für steife als auch für elastische Systeme betrachtet.

### 5.2.1 Auslegung für eine steife Ankopplung

Für relativ steife Systeme mit Resonanzfrequenzen von 48 Hz bis 143 Hz wird nach [39] die in Gleichung (5.10) angegebene Reglereinstellung empfohlen.

$$V_R = \frac{(T_M + T_L) \cdot \frac{\Omega_B}{M_B}}{\sqrt{T_N \cdot T_E}} \quad (5.10)$$

$$T_N = \frac{\omega_0}{100} (9,21 \cdot R - 5,21) \cdot T_E$$

$T_E$  ist die Ersatzzeitkonstante des unterlagerten Stromregelkreises,  $\omega_0 = 2\pi f_0$  die Resonanzkreisfrequenz des mechanischen Systems,  $\Omega_B$  und  $M_B$  sind Antriebsbemessungsgrößen. Die Reglerverstärkung  $V_R$  und die Nachstellzeit  $T_N$  wurden durch Untersuchungen empirisch ermittelt [39].

### 5.2.2 Auslegung für eine elastische Ankopplung

Für elastische Systeme mit Resonanzfrequenzen zwischen 16 Hz und 48 Hz wird in [39] die in Gleichung (5.11) angegebene Reglereinstellung empfohlen.

$$V_R = \sqrt{\frac{(T_M + T_L)}{T_c \cdot R}} \cdot (1 + R)^{1/4} \quad (5.11)$$

$$T_N = \frac{T_L}{\sqrt{1 + R}}$$



In Abbildung 5.10 ist das Bode-Diagramm des offenen Drehzahlregelkreises für einen nach [39] für steife Systeme und einen für elastische Systeme ausgelegten PI-Regler zu sehen. Nach [39] zählt das in Abbildung 5.10 betrachtete System mit einer Resonanzfrequenz von 43 Hz zu den elastischen Systemen. Es kann festgestellt werden, dass der für steife Systeme optimierte PI-Regler zu einer starken Resonanzüberhöhung ähnlich wie beim Symmetrischen Optimum nach [22] führt. Durch die Optimierung für elastische Systeme wird die Verstärkung der Resonanzfrequenz deutlich gesenkt. Des Weiteren führt die Einstellung für elastische Systeme zu einer größeren Amplituden-  $A_R$  und Phasenreserve  $\varphi_R$ , folglich zu einer höheren Robustheit.

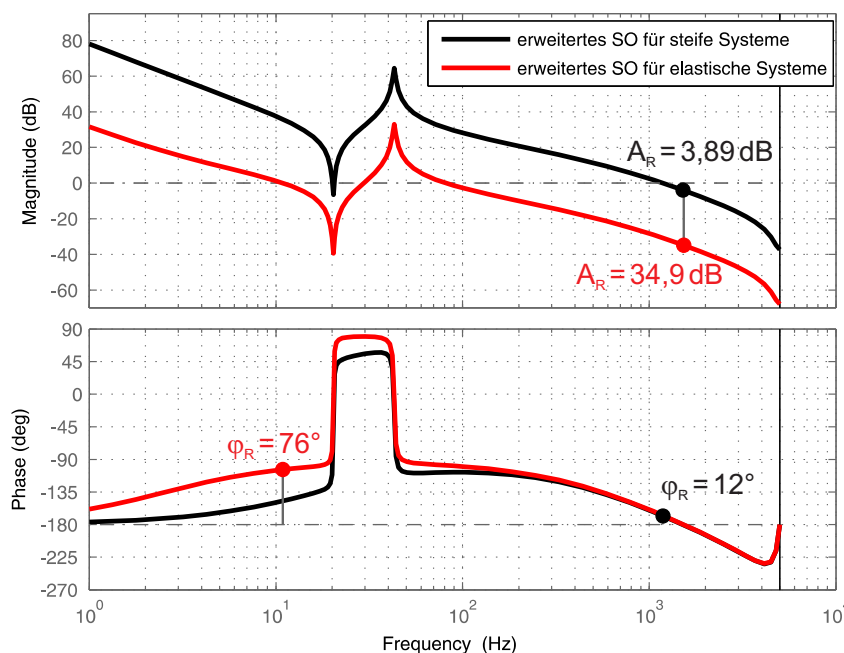


Abbildung 5.10: Bode-Diagramm des offenen Drehzahlregelkreises optimiert nach dem erweiterten SO für eine steife Ankopplung (schwarz) und für eine weiche Ankopplung (rot), Antriebskonfiguration C2

### 5.2.3 Dynamisches Verhalten in Abhängigkeit der Antriebsparameter

Wie für das vorherige Optimierungsverfahren werden im Folgenden die Ergebnisse der erreichbaren Drehzahldynamik des erweiterten Symmetrischen Optimums nach [39] für verschiedene Antriebsparameter sowohl für das Führungs- als auch das Störverhalten dargestellt. Es werden die Ergebnisse der Regelung sowohl für die Auslegung für *steife Systeme* als auch für *elastische Systeme* gezeigt.

#### Steife Ankopplung

In Abbildung 5.11 sind die charakteristischen Parameter des dynamischen Verhaltens in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$  dargestellt. Im Vergleich zu den Ergebnissen des Symmetrischen Optimums kann für das Führungsverhalten eine Reduzierung der Ausregelzeit besonders

für große Lastträgheitsmomente (großes  $R$ ) festgestellt werden. Im Gegensatz zum Symmetrischen Optimum nimmt die normierte Ausregelzeit für wachsende Trägheitsverhältnisse  $R$  ab. Die Überschwingweite und die maximale Belastung der Welle haben annähernd ähnliche Werte wie bei dem nach dem Symmetrischen Optimum eingestellten Drehzahlregelkreis.

Für das Störverhalten ist ebenfalls eine Verbesserung bei der Ausregelzeit insbesondere bei höheren Lastträgheiten festzustellen. Für die Überschwingweite ergeben sich nahezu die gleichen Ergebnisse wie für das Symmetrische Optimum. Die maximale Belastung der Welle ist annähernd konstant und liegt leicht unterhalb der Belastung des Symmetrischen Optimums. Die Ergebnisse sind aufgrund der hohen Überschwingweite und der Belastung der Welle für die betrachteten Trägheitsmomente nicht zufriedenstellend.

In Abbildung 5.12 sind die Ergebnisse in Abhängigkeit der Steifigkeit des Systems dargestellt. Für einen Führungsgrößensprung (links) als auch für einen Störgrößensprung (rechts) nehmen die Ausregelzeiten für steigende Resonanzfrequenzen  $f_0$  ab. Bei niedrigen Resonanzfrequenzen (geringe Steifigkeit) ergeben sich ähnliche Werte wie bei dem mit dem SO optimierten Regelkreis. Bei höheren Resonanzfrequenzen werden jedoch kleinere Ausregelzeiten erzielt. Die prozentuale Überschwingweite  $POS_L$  und die maximale Belastung der Welle  $max(m_S)$  haben annähernd gleiche Werte wie beim SO optimierten Regelkreis. Da auch für die betrachteten Torsionssteifigkeiten die Überschwingweite und die Belastung des mechanischen Systems zu hoch sind, ist das erweiterte Optimierungsverfahren für steife Kopplungen für die betrachteten Antriebskonfigurationen nicht geeignet.

### Elastische Ankopplung

Die Einstellung des Drehzahlreglers nach dem erweiterten SO für elastische Systeme führt sowohl beim Führungs- als auch beim Störverhalten für alle betrachteten Antriebskonfigurationen zu deutlich besseren Ergebnissen als die für steife Systeme. Für die untersuchten Trägheitsverhältnisse  $R$  (Abb. 5.13) werden bedeutend kleinere Ausregelzeiten erzielt. Weiterhin werden die Überschwingweite beim Führungsgrößensprung und die maximale Belastung der Welle beim Führungs- und Störgrößensprung reduziert. Da die Kurvenverläufe der Parameter des dynamischen Verhaltens mit und ohne Stellgrößenbegrenzung nahezu überein stimmen, kann festgestellt werden, dass der Einfluss der Begrenzung sehr gering ist.

Für alle betrachteten Torsionssteifigkeiten und den resultierenden Resonanzfrequenzen  $f_0$  ergeben sich ebenfalls deutlich kürzere Ausregelzeiten als bei der Einstellung für steife Systeme, vgl. Abb. 5.14. Es ist festzustellen, dass die Ausregelzeiten und die Überschwingweiten beim Führungsgrößensprung für wachsende Resonanzfrequenzen sinken. Die Belastung der Torsionswelle nimmt mit wachsender Steifigkeit zu, übersteigt aber nicht das 1,2-fache des Nennmomentes. Für den Störgrößensprung kann festgestellt werden, dass die Ausregelzeit zunächst zunimmt, ab einer Resonanzfrequenz von ca. 50 Hz aber wieder leicht abnimmt. Die Überschwingweite ist leicht größer als bei der Einstellung für steife Systeme, jedoch ist die Belastung der Welle signifikant kleiner.

Mit der Einstellung des PI-Drehzahlreglers nach dem erweiterten SO für elastische Systeme ergibt sich für alle betrachteten Antriebskonfigurationen eine deutlich bessere Regelungsdy-

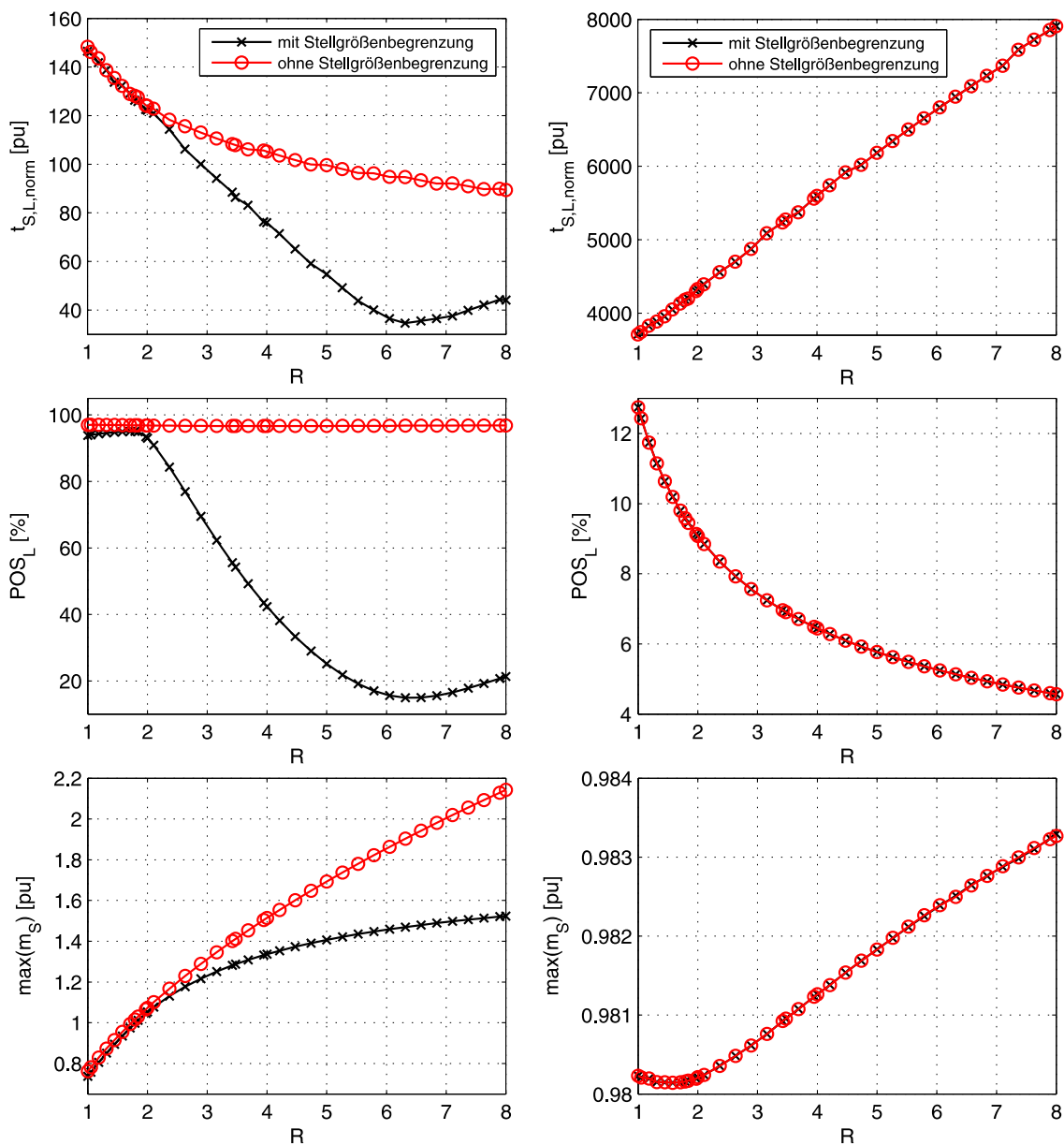


Abbildung 5.11: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert nach dem erweiterten Symmetrischen Optimum für steife Systeme nach WERTZ in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$ ; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_c = 0,107$  ms,  $d = 0,85$

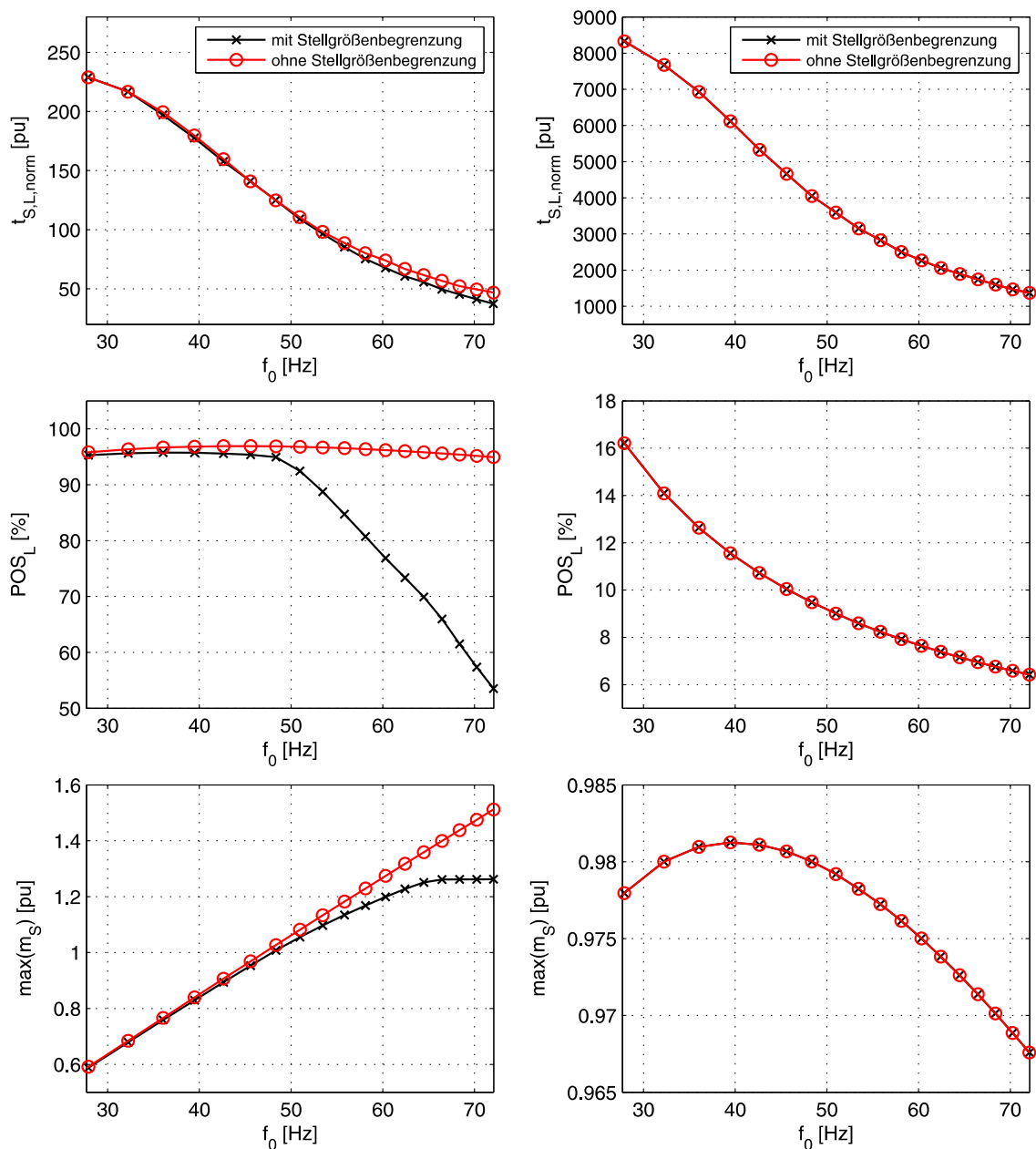


Abbildung 5.12: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert nach dem erweiterten Symmetrischen Optimum für steife Systeme nach WERTZ in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$ ; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_L = 287,9$  ms,  $d = 0,85$ ,  $R = 1,79$

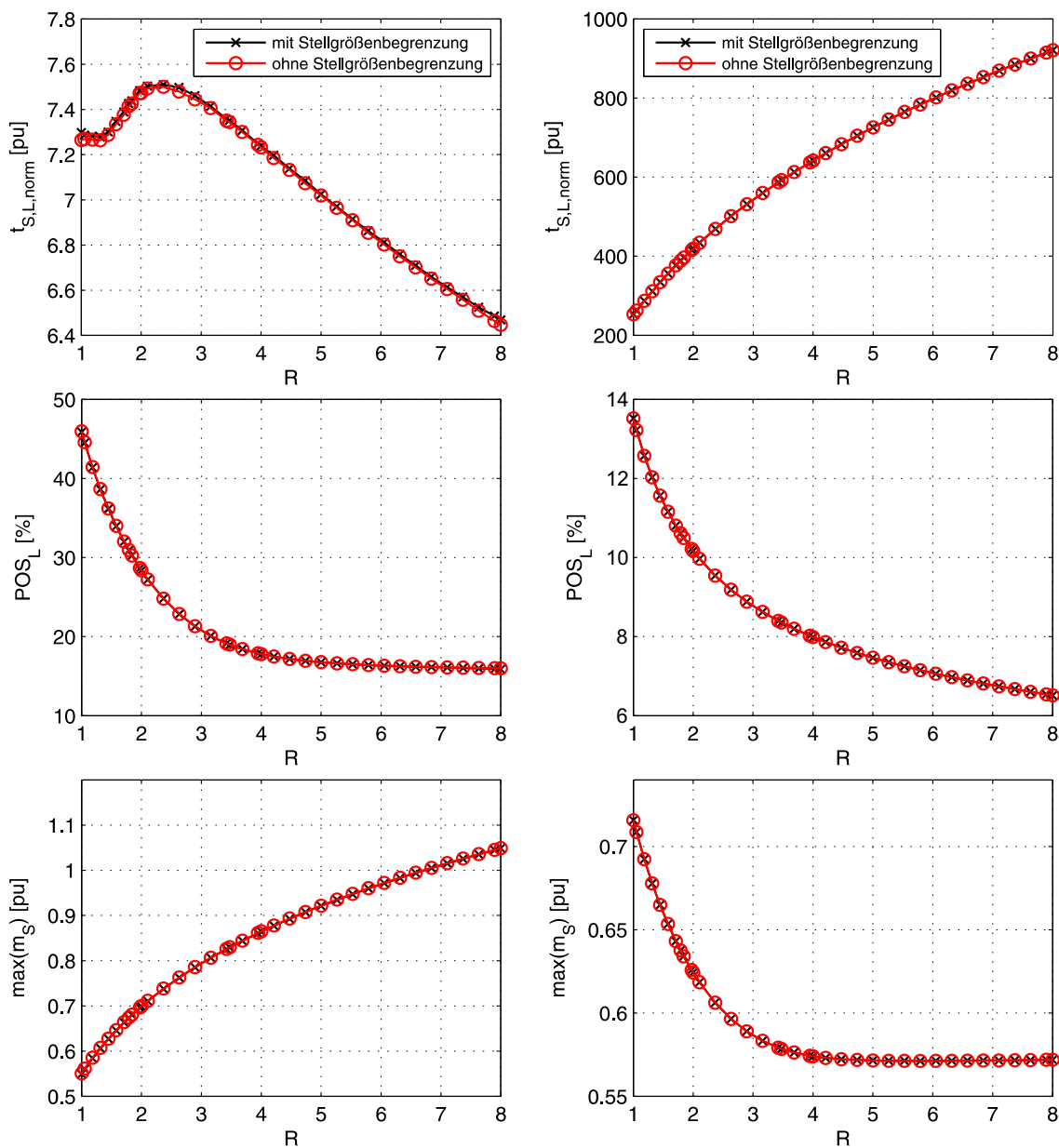


Abbildung 5.13: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert nach dem erweiterten Symmetrischen Optimum für elastische Systeme nach WERTZ in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$ ; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9 \text{ ms}$ ,  $T_C = 0,107 \text{ ms}$ ,  $d = 0,85$

namik als mit den bisher untersuchten Optimierungsverfahren. Dennoch wird die gewünschte maximale Überschwingweite von 20% nicht für alle Antriebskonfigurationen erreicht.

In Abbildung 5.15 sind die Zeitverläufe der PI-Drehzahlregelung optimiert nach dem erweiterten Symmetrischen Optimum für elastische Kopplungen für die Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1 abgebildet. Links sind die Ergebnisse für einen Führungsgrößensprung von 2% der Nenndrehzahl und rechts die Ergebnisse für einen Störgrößensprung von 50% des Nennmomentes zu sehen. Im Vergleich zu den Ergebnissen der Drehzahlregelung mit SO ist die Ausregelzeit für die antriebsseitige Drehzahl  $t_{S,M}$  zwar etwas größer, jedoch treten in diesem Fall keine Resonanzschwingungen auf. Dadurch wird die Ausregelzeit der lastseitigen Drehzahl  $t_{S,L}$  deutlich verringert. Die Parameter des dynamischen Verhaltens für die in Abb. 5.15 gezeigten Simulationsergebnisse sind in Tabelle 5.2 zusammengefasst.

Führungsverhalten - 2%							
	$\omega_M$			$\omega_L$			$m_S$
	$t_{S,M}$ [ms]	$t_{S,M,norm}$ [pu]	$POS_M$ [%]	$t_{S,L}$ [ms]	$t_{S,L,norm}$ [pu]	$POS_L$ [%]	$\max(m_S)$ [pu]
A3	39,7	6,02	22,69	36,5	5,54	34,95	0,81
C2	102,6	7,51	16,94	101,3	7,41	19,11	0,82
D1	185,8	7,66	17,48	183,1	7,55	19,37	0,83
Störverhalten - 50%							
	$\omega_M$			$\omega_L$			$m_S$
	$t_{S,M}$ [ms]	$t_{S,M,norm}$ [pu]	$POS_M$ [%]	$t_{S,L}$ [ms]	$t_{S,L,norm}$ [pu]	$POS_L$ [%]	$\max(m_S)$ [pu]
A3	113,2	284,42	6,71	114	286,43	8,88	0,67
C2	234,5	589,2	7,45	235,5	591,71	8,45	0,58
D1	316,7	795,73	7,44	316,7	795,73	8,25	0,59

Tabelle 5.2: Parameter des dynamischen Verhaltens der PI-Drehzahlregelung optimiert nach dem erweiterten SO für elastische Kopplungen für einen Führungsgrößensprung von 2% und einen Störgrößensprung von 50%, Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1

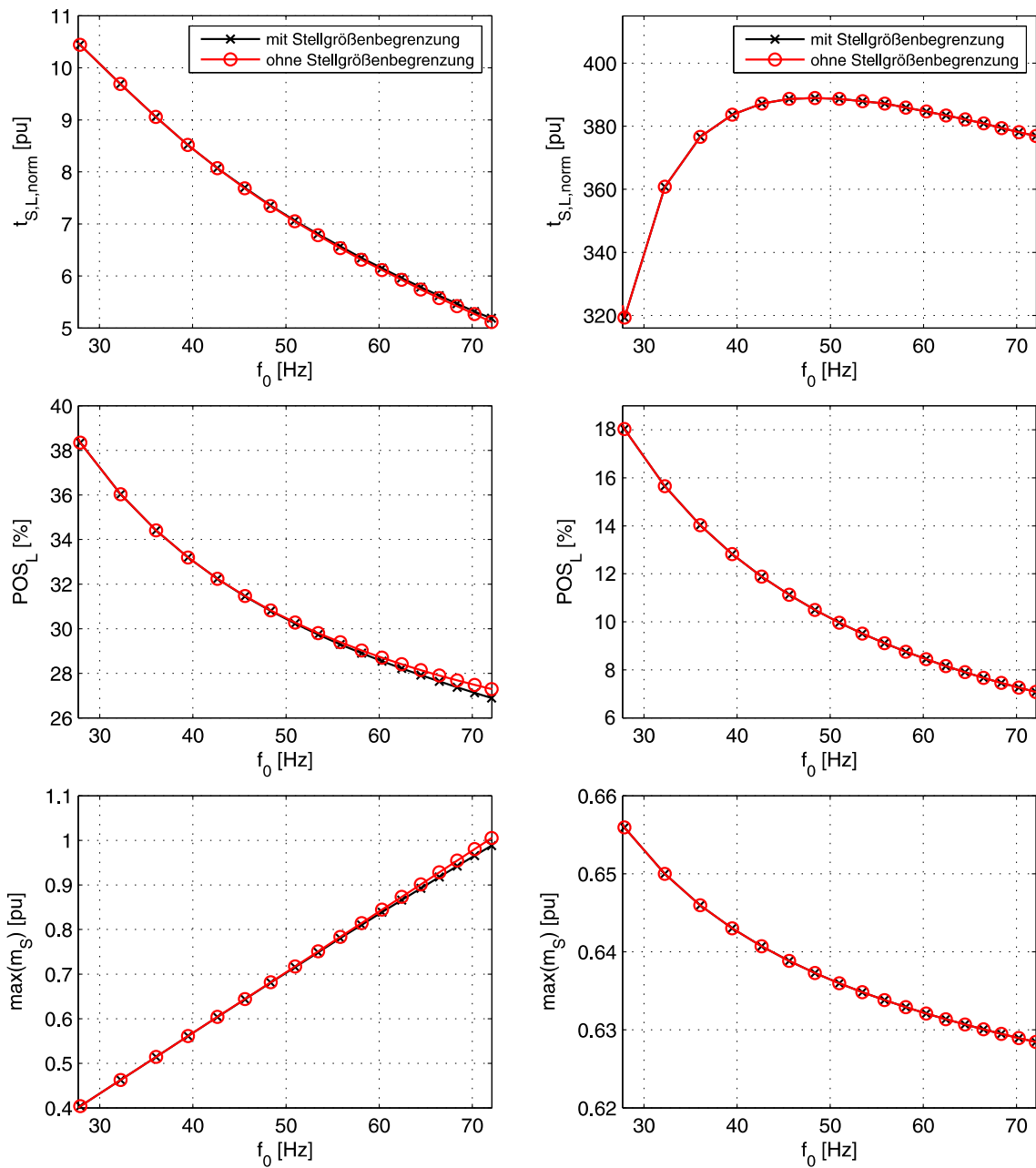


Abbildung 5.14: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert nach dem erweiterten Symmetrischen Optimum für elastische Systeme nach WERTZ in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$ ; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_L = 287,9$  ms,  $d = 0,85$ ,  $R = 1,79$

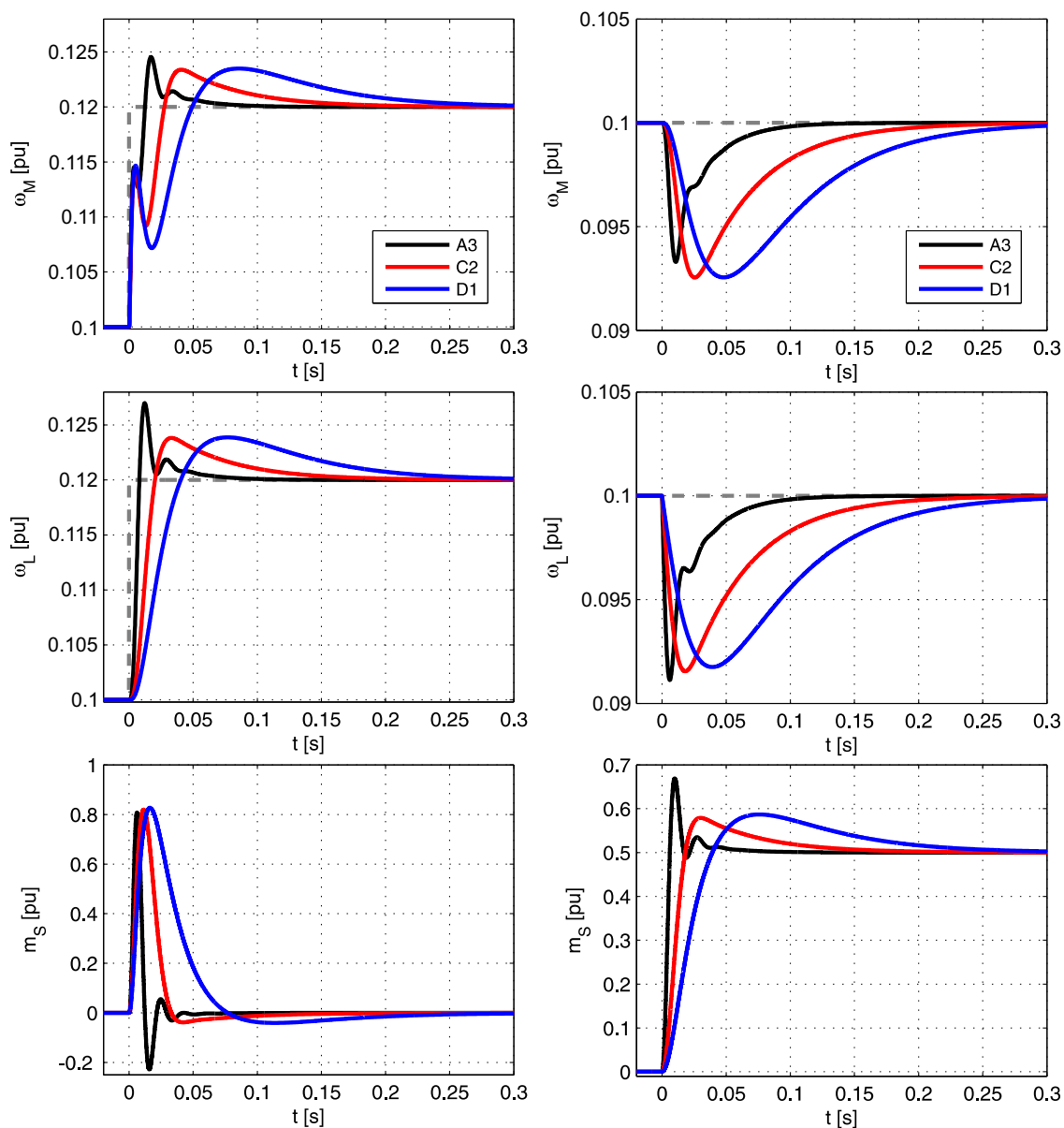


Abbildung 5.15: Simulationsergebnisse der PI-Drehzahlregelung optimiert nach dem erweiterten SO für elastische Systeme: Vergleich der Antriebskonfigurationen A3 (schwarz), C2 (rot) und D1 (blau) für einen Führungsgrößenprung von 2% der Nenndrehzahl (links) und einen Störgrößenprung von 50% des Nennmomentes (rechts)



### 5.3 Auslegung der PI-Regelung mittels eingeschränkter Polvorgabe nach Szabat

Das Zeitverhalten einer Regelung wird durch die Lage der Pol- und Nullstellen des geschlossenen Regelkreises bestimmt. Mit einer gezielten Verschiebung der Resonanzpole kann Einfluss auf die Resonanzfrequenz und die Dämpfung der Resonanzschwingungen genommen werden. Die Auslegung des PI-Reglers nach SZABAT [36] basiert auf der gezielten Platzierung der Polstellen des geschlossenen Drehzahlregelkreises. Dafür wird ein Modell des schwingungsfähigen Antriebssystems zugrunde gelegt. Das Verhalten der elastischen Kopplung wird somit berücksichtigt.

Für die Auslegung des Reglers wird ein Zwei-Massen-Modell verwendet. Die Dynamik des unterlagerten Stromregelkreises als auch die innere Dämpfung  $d$  des mechanischen Modells werden in dem Ansatz vernachlässigt. Die Übertragungsfunktion des Zwei-Massen-Modells aus Gleichung (2.29) vereinfacht sich durch die Vernachlässigung der Dämpfung  $d$  zu der in Gleichung (5.12) angegebenen Übertragungsfunktion.

$$G_S(s) = \frac{\omega_M(s)}{m_M(s)} = \frac{s^2 \cdot T_L T_c + 1}{s^3 \cdot T_M T_L T_c + s \cdot (T_M + T_c)} \quad (5.12)$$

Mit dem PI-Regler  $G_{R,PI}(s)$ :

$$G_{R,PI}(s) = \frac{k_I}{s} + k_P \quad (5.13)$$

ergibt sich die Führungsübertragungsfunktion des geschlossenen Drehzahlregelkreises  $G_W(s)$ :

$$\begin{aligned} G_W(s) &= \frac{\omega_M(s)}{\omega_M^*(s)} = \frac{G_{R,PI}(s) \cdot G_S(s)}{1 + G_{R,PI}(s) \cdot G_S(s)} \\ &= \frac{(k_I + s \cdot k_P) \left( s^2 \cdot \frac{1}{T_M} + \frac{1}{T_M T_L T_c} \right)}{s^4 + s^3 \cdot \frac{k_P}{T_M} + s^2 \cdot \frac{k_I T_L T_c + T_M + T_L}{T_M T_L T_c} + s \cdot \frac{k_P}{T_M T_L T_c} + \frac{k_I}{T_M T_L T_c}} \end{aligned} \quad (5.14)$$

Durch die Verwendung eines PI-Reglers erhöhen sich sowohl der Nenner- als auch der Zählergrad der Führungsübertragungsfunktion um Eins. Der Regelkreis erhält folglich eine weitere Pol- und eine Nullstelle. Die Lage der Nullstellen bleibt bei der Auslegung nach SZABAT unberücksichtigt. Auf die Lage der Polstellen wird mit Hilfe des PI-Reglers gezielt Einfluss genommen, wie im Folgenden gezeigt wird.

Das charakteristische Polynom  $Q(s)$  entspricht dem Nennerpolynom des geschlossenen Drehzahlregelkreises aus Gleichung (5.14):

$$Q(s) = s^4 + s^3 \cdot \frac{k_P}{T_M} + s^2 \cdot \frac{k_I T_L T_c + T_M + T_L}{T_M T_L T_c} + s \cdot \frac{k_P}{T_M T_L T_c} + \frac{k_I}{T_M T_L T_c} \quad (5.15)$$

Für die gezielte Platzierung der Polstellen des geschlossenen Drehzahlregelkreises wird ein Wunschpolynom  $P(s)$  vierter Ordnung eingeführt:

$$P(s) = (s - s_{p1})(s - s_{p2})(s - s_{p3})(s - s_{p4}) \quad (5.16)$$

Die Polstellen  $s_{p1}, \dots, s_{p4}$  sind durch die Eigenkreisfrequenzen  $\omega_{p1}$  und  $\omega_{p2}$  und die Dämpfungskoeffizienten  $D_{p1}$  und  $D_{p2}$  charakterisiert:

$$\begin{aligned} s_{p,1/2} &= \omega_{p1} \left( -D_{p1} \pm j\sqrt{1 - D_{p1}^2} \right) \\ s_{p,3/4} &= \omega_{p2} \left( -D_{p2} \pm j\sqrt{1 - D_{p2}^2} \right) \end{aligned} \quad (5.17)$$

Der Zusammenhang zwischen der Lage eines konjugiert komplexen Polpaars  $s_{p,1/2}$  und der Eigenfrequenz  $\omega_p$  bzw. der Dämpfung  $D_p$  ist in Abb. 5.16 verdeutlicht. Wird die Polstelle mit gleich bleibendem Abstand zum Ursprung in Richtung reelle Achse verschoben, bleibt die Eigenfrequenz  $\omega_p$  der Polstelle konstant, die Dämpfung  $D_p$  nimmt jedoch zu. Wird nur der Abstand zum Ursprung vergrößert, erhöht sich die Eigenfrequenz der Polstelle, ohne dass die Dämpfung  $D_p$  verändert wird.

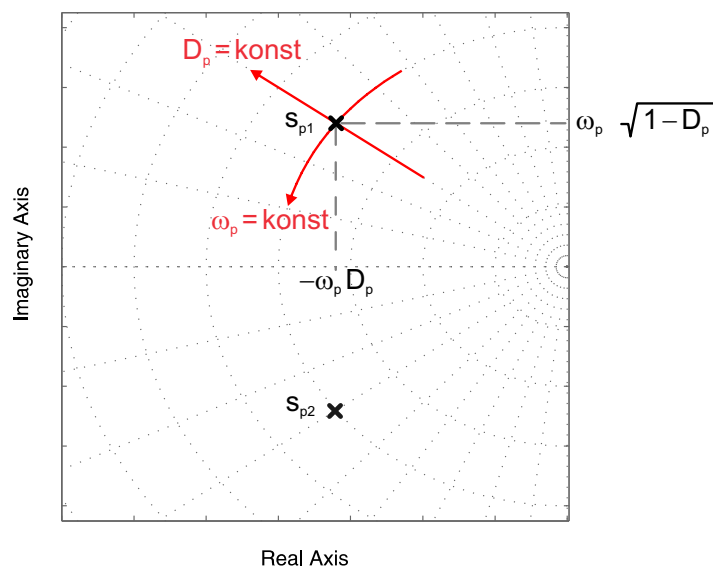


Abbildung 5.16: Polstellen-Diagramm

Bei der Auslegung des PI-Reglers durch Polvorgabe werden mit den Reglerkoeffizienten  $k_p$  und  $k_I$  die Polstellen des geschlossenen Regelkreises gezielt platziert. Eine freie Wahl der Polstellen des geschlossenen Regelkreises ist jedoch nicht möglich, da der betrachtete Regelkreis vier Polstellen besitzt und lediglich zwei Reglerparameter zur Verfügung stehen, mit denen die Polstellen beeinflusst werden können [36]. Es müssen bei der Polvorgabe folglich Restriktionen eingegangen werden.

In dem Ansatz von SZABAT [36] werden doppelte, konjugiert komplexe Polstellen für den geschlossenen Drehzahlregelkreis gewählt. Für die Polstellen ergeben sich somit gleiche Eigenfrequenzen  $\omega_{p1} = \omega_{p2} = \omega_p$  und gleiche Dämpfungskoeffizienten  $D_{p1} = D_{p2} = D_p$ . Für das Wunschpolynom  $P(s)$  folgt mit diesen Einschränkungen somit:

$$P(s) = s^4 + s^3 (4D_p \omega_p) + s^2 (2\omega_p^2 + 4D_p^2 \omega_p^2) + s (4D_p \omega_p^3) + \omega_p^4 \quad (5.18)$$

Durch Koeffizientenvergleich des charakteristischen Polynoms  $Q(s)$  aus Gleichung (5.15) mit dem Wunschpolynom  $P(s)$  aus Gleichung (5.18) und Lösen eines linearen Gleichungssystems ergeben sich die folgenden Gleichungen:

$$\begin{aligned}\omega_p &= \sqrt{\frac{1}{T_L T_c}} \\ D_p &= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_L}{T_M}} \\ k_p &= 2 \sqrt{\frac{T_M}{T_c}} \\ k_I &= \frac{T_M}{T_L T_c}\end{aligned}\tag{5.19}$$

Wie aus Gleichung (5.19) ersichtlich ist, ist die Dämpfung der Polstellen des geschlossenen Drehzahlregelkreises direkt von den Systemparametern ( $T_L/T_M = R$ ) abhängig. Es folgt, dass für geringe Trägheitsverhältnisse  $R$  die Dämpfungskonstante  $D_p$  klein ist und somit die Resonanzschwingung nur schwach gedämpft ist. In der Literatur wird häufig eine Dämpfung von  $D_p = 1/\sqrt{2} \approx 0,707$  empfohlen, um eine gute Dämpfung und eine hohe Dynamik zu erreichen [38]. In Abb. 5.17 ist der Verlauf der Polstellen für wachsende Trägheitsverhältnisse  $R$  dargestellt. Für  $R = 1$  wird mit dem Verfahren von SZABAT eine Dämpfung von  $D_p = 0,5$  erreicht. Für  $R = 2$  ergibt sich die empfohlene Dämpfung von  $D_p = 1/\sqrt{2}$ . Beträgt das Trägheitsverhältnis  $R = 4$ , ist die Dämpfung  $D_p = 1$ . In diesem Fall liegen alle vier Pole auf einer Stelle auf der reellen Achse. Für weiter wachsende Trägheitsverhältnisse ist das System übergedämpft. Es bewegen sich zwei Polstellen in Richtung  $-\infty$  und zwei Polstellen in Richtung Ursprung. Dieser Sachverhalt kann bei hohen Trägheitsverhältnissen zu einer schlechten Dynamik führen. Die zwei Polstellen die sich mit wachsender Lastträgheit in Richtung Ursprung bewegen reduzieren die Dynamik des geschlossenen Drehzahlregelkreises und die zwei Polstellen die sich nach links bewegen bewirken gleichzeitig einen wachsenden Stellgrößenbedarf.

### 5.3.1 Dynamisches Verhalten in Abhängigkeit der Antriebsparameter

In Abb. 5.18 sind die Parameter des dynamischen Verhaltens der PI-Drehzahlregelung mit der Polstellenplatzierung nach SZABAT dargestellt. Wie bereits erwähnt, führt die Auslegung nach SZABAT für kleine Trägheitsverhältnisse zu geringen Dämpfungswerten. Es kann festgestellt werden, dass das beim Führungsverhalten zu erhöhten Ausregelzeiten und Überschwingweiten führt. Bei  $R = 2$  wird die empfohlene Dämpfung von  $D_p = 1/\sqrt{2}$  erreicht. Für diese Antriebskonfiguration wird eine besonders kurze Ausregelzeit erreicht. Für weiter wachsende Trägheitsverhältnisse nimmt die Dämpfung weiter zu. Dadurch wird die Überschwingweite  $POS_L$  reduziert. Jedoch steigen die Ausregelzeiten für Trägheitsverhältnisse  $R \geq 2$  an. Die Optimierung des PI-Drehzahlreglers mit der Polstellenplatzierung nach SZABAT [36] führt im Vergleich zum erweiterten Symmetrischen Optimum erneut zu einer Verbesserung der Ausregelzeit sowohl für das Führungs- als auch für das Störverhalten für ein Trägheitsverhältnis von  $R \geq 1,18$ . Die ma-

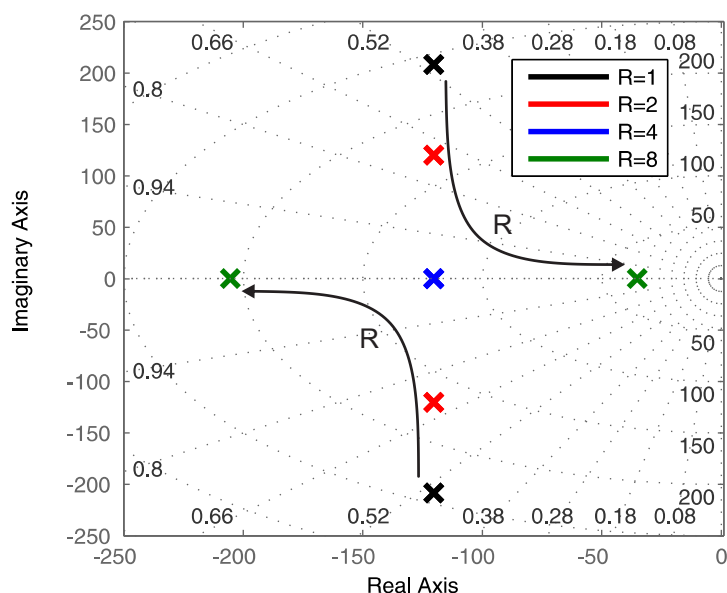


Abbildung 5.17: Verlauf der Polstellen des geschlossenen PI-Drehzahlregelkreises nach SZABAT für verschiedene Trägheitsverhältnisse  $R$  ( $R = 1, 2, 4, 8$ );  $T_M = 160,9 \text{ ms}$ ,  $T_c = 0,107 \text{ ms}$ ,  $d = 0,85$

ximale Belastung der Welle ist etwas größer als bei dem erweiterten SO für elastische Systeme, überschreitet jedoch nicht den geforderten Maximalwert.

In Abbildung 5.19 sind die Ergebnisse für variierende Torsionssteifigkeiten dargestellt. Es kann festgestellt werden, dass die Ausregelzeit auch für den gezeigten Bereich von Torsionssteifigkeiten im Vergleich zu dem erweiterten SO für elastische Systeme weiter verringert werden kann. Allerdings vergrößern sich die Überschwingweite und die Belastung der Welle für die Führungsgrößensprünge. Für hohe Torsionssteifigkeiten ist ein Einfluss der Stellgrößenbegrenzung festzustellen.

Mit dem Verfahren der Polstellenplatzierung nach SZABAT [36] werden für alle Antriebskonfigurationen recht gute Ergebnisse bzgl. der Ausregelzeit und der Belastung der Welle erreicht. Die Überschwingweite bei Führungsgrößensprünge überschreitet jedoch für alle dargestellten Antriebskonfigurationen den geforderten Maximalwert von  $POS_L = 20\%$ .

In Abbildung 5.20 sind Simulationsergebnisse der Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1 für einen Führungsgrößensprung und einen Störgrößensprung dargestellt. Im Vergleich zu dem erweiterten SO können bessere Ergebnisse erzielt werden.

In Tabelle 5.3 sind die charakteristischen Parameter der Drehzahlregelung für die betrachteten Antriebskonfigurationen abgebildet. Es kann nachvollzogen werden, dass für alle Konfigurationen die Dynamik erhöht, also die Ausregelzeit verringert wird.

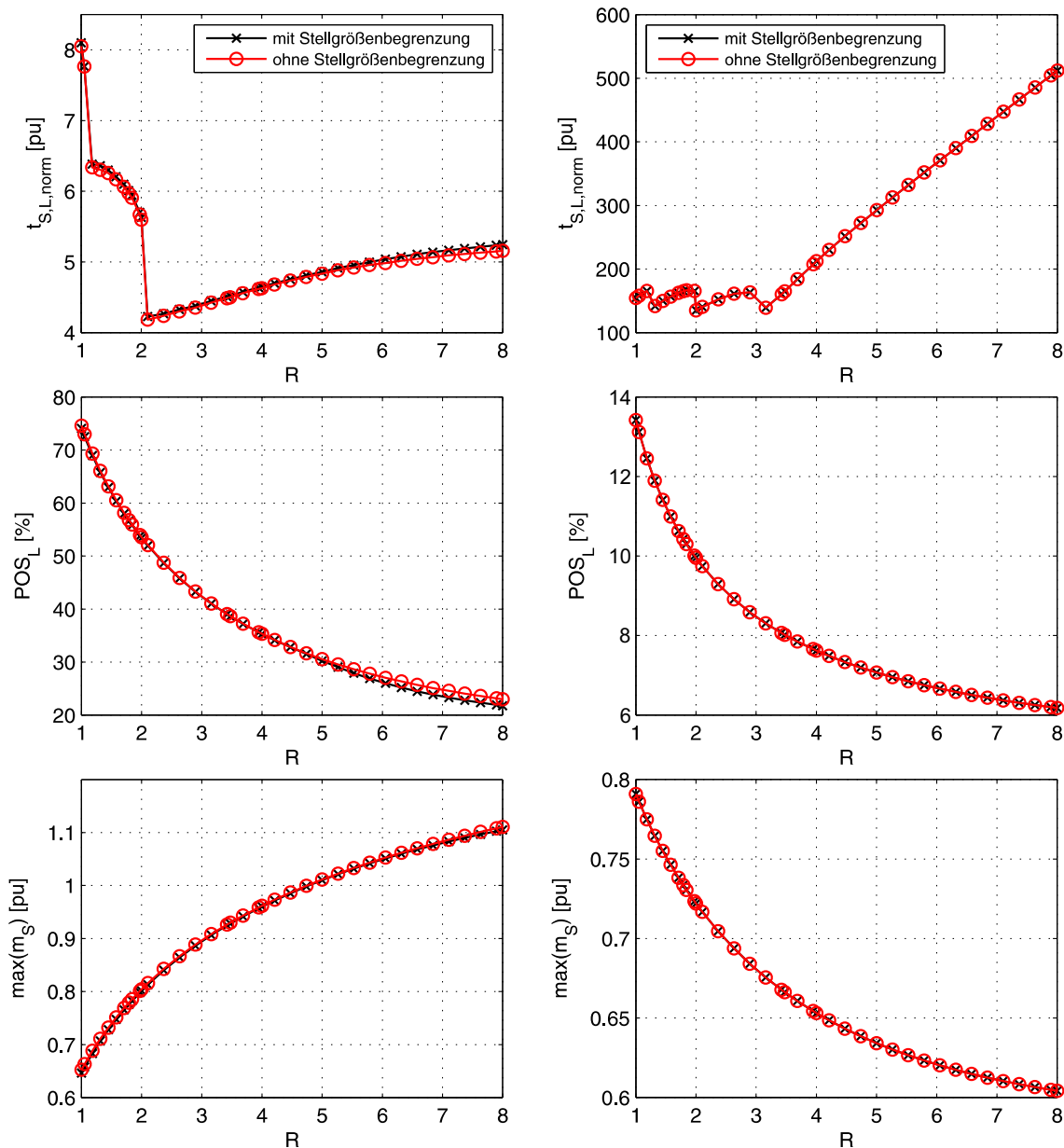


Abbildung 5.18: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach SZABAT in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$ ; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_c = 0,107$  ms,  $d = 0,85$

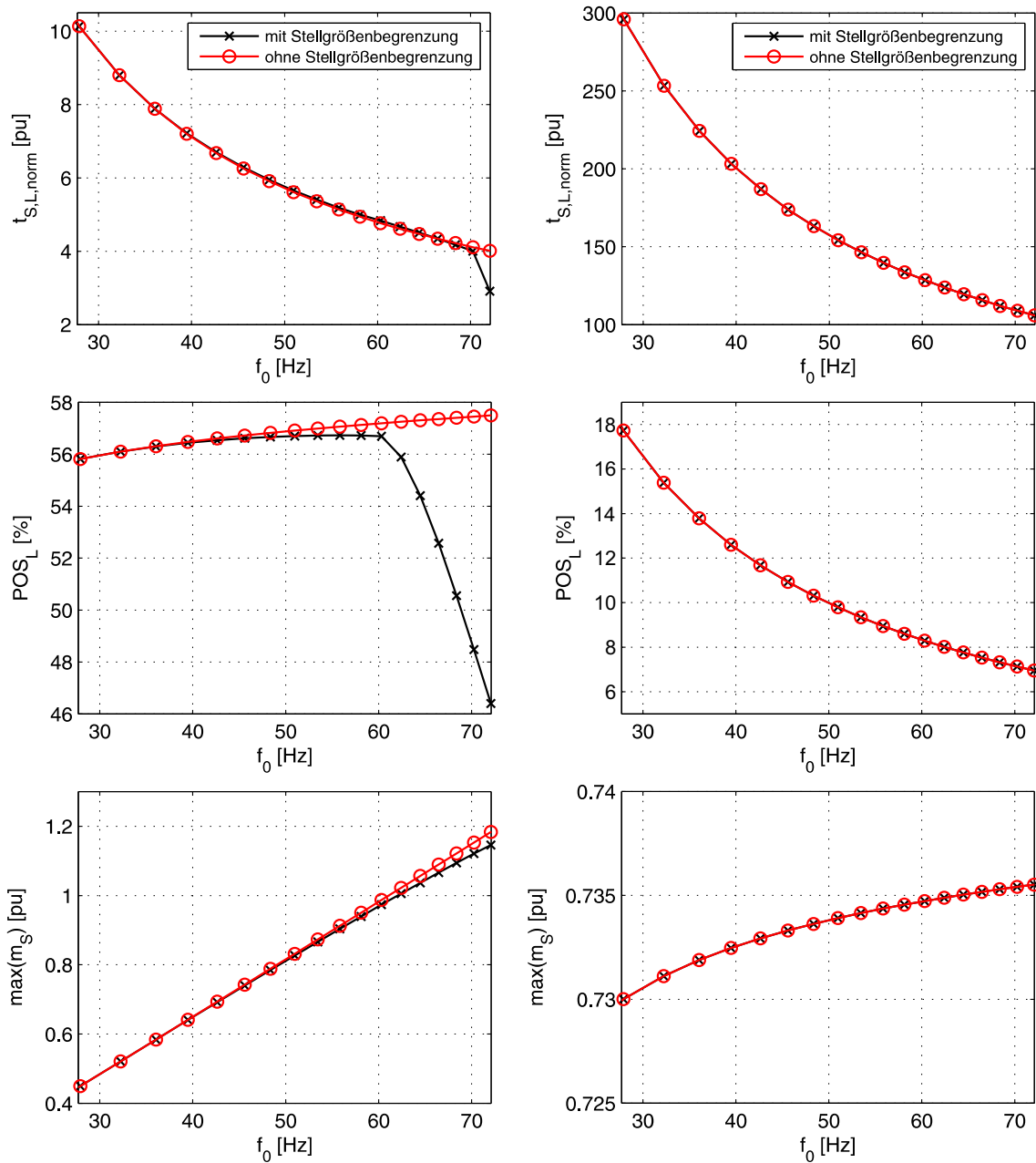


Abbildung 5.19: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach SZABAT in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$ ; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_L = 287,9$  ms,  $d = 0,85$ ,  $R = 1,79$

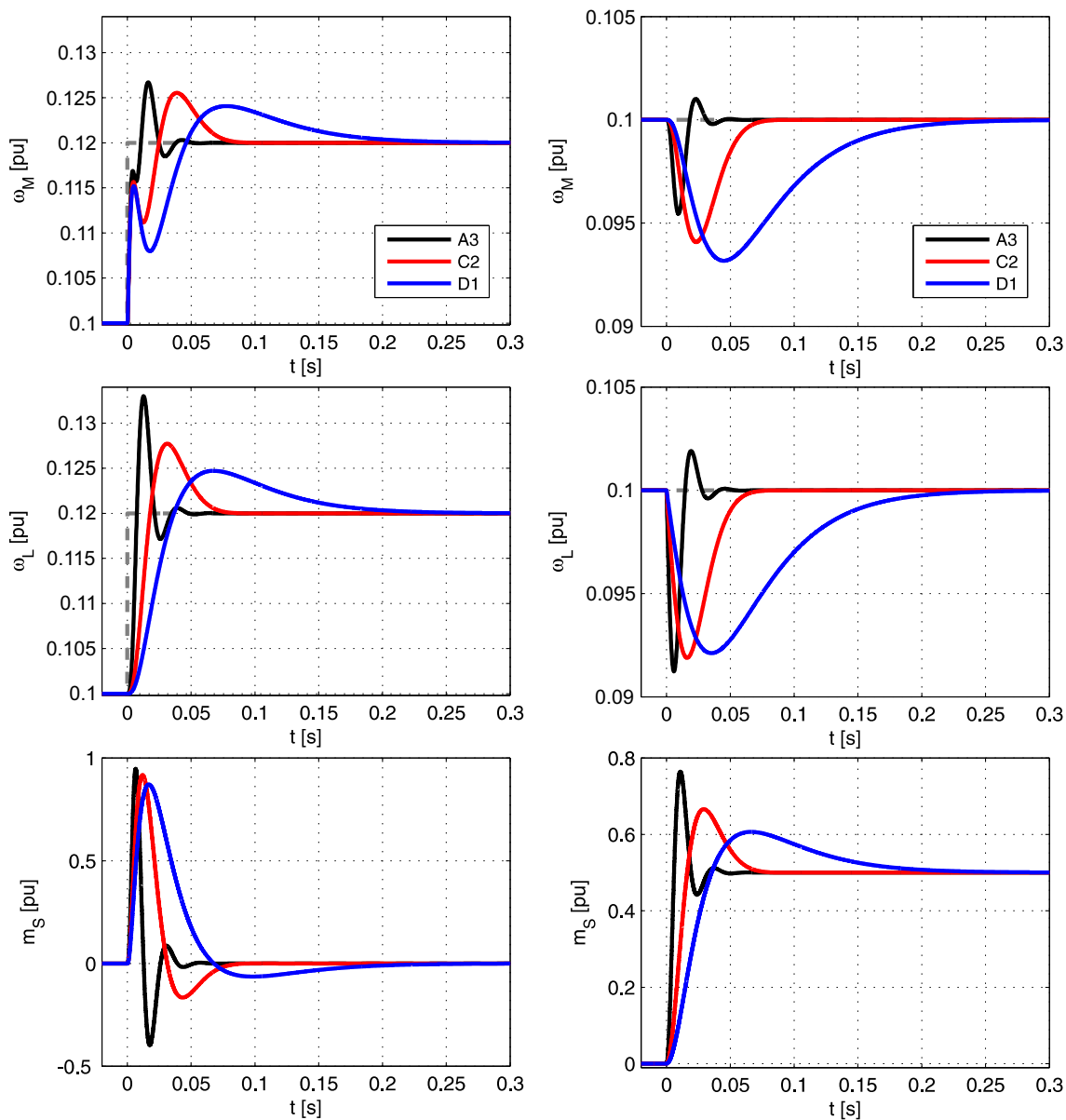


Abbildung 5.20: Simulationsergebnisse der PI-Drehzahlregelung optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach SZABAT: Vergleich der Antriebskonfigurationen A3 (schwarz), C2 (rot) und D1 (blau) für einen Führungsgrößen sprung von 2% der Nenndrehzahl (links) und einen Störgrößen sprung von 50% des Nennmomentes (rechts)

Führungsverhalten - 2 %							
	$\omega_M$			$\omega_L$			$m_S$
	$t_{S,M}$ [ms]	$t_{S,M,norm}$ [pu]	$POS_M$ [%]	$t_{S,L}$ [ms]	$t_{S,L,norm}$ [pu]	$POS_L$ [%]	$\max(m_S)$ [pu]
A3	33,1	5,02	33,54	31,6	4,79	64,97	0,95
C2	67,5	4,94	27,68	62,6	4,58	38,56	0,92
D1	160,8	6,63	20,35	157,1	6,48	23,57	0,87
Störverhalten - 50 %							
	$\omega_M$			$\omega_L$			$m_S$
	$t_{S,M}$ [ms]	$t_{S,M,norm}$ [pu]	$POS_M$ [%]	$t_{S,L}$ [ms]	$t_{S,L,norm}$ [pu]	$POS_L$ [%]	$\max(m_S)$ [pu]
A3	39,6	99,5	4,55	38,7	97,24	8,77	0,76
C2	70,9	178,14	5,92	66,9	168,09	8,11	0,67
D1	234	587,94	6,82	232,5	584,17	7,89	0,61

Tabelle 5.3: Parameter des dynamischen Verhaltens für einen Führungsgrößensprung von 2% und einen Störgrößensprung von 50% der PI-Drehzahlregelung, optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach SZABAT, Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1

## 5.4 Auslegung der PI-Regelung mittels eingeschränkter Polvorgabe nach Zhang

Die Drehzahlreglerauslegung nach ZHANG [72] ähnelt dem Verfahren von SZABAT [36]. Da sich an der Struktur des Regelkreises nichts ändert, können die Polstellen des geschlossenen Regelkreises auch mit dem Ansatz von Zhang nicht beliebig platziert werden. Jedoch bietet der Ansatz von Zhang bei der Auslegung des Drehzahlreglers einen Freiheitsgrad mehr. Bei dem Ansatz von SZABAT wird festgelegt, dass die Polstellen die gleiche Eigenfrequenz und die gleiche Dämpfung besitzen (doppelte, konjugiert komplexe Polstellen). Bei dem Ansatz von ZHANG wird zwischen drei verschiedenen Polstellenkonfigurationen unterschieden: Polstellen mit einheitlichem Dämpfungskoeffizienten, mit einheitlichem Radius und mit einheitlichem Realteil [38]. In Abbildung 5.21 sind diese Polstellenkonfigurationen dargestellt.

Das Vorgehen ist analog zu dem von SZABAT. Der innere Stromregelkreis und die Dämpfung des mechanischen Systems werden bei der Auslegung des PI-Reglers erneut vernachlässigt. Somit ergibt sich das gleiche charakteristische Polynom  $Q(s)$  wie bei dem Ansatz von SZABAT:

$$Q(s) = s^4 + s^3 \cdot \frac{k_P}{T_M} + s^2 \cdot \frac{k_I T_L T_c + T_M + T_L}{T_M T_L T_c} + s \cdot \frac{k_P}{T_M T_L T_c} + \frac{k_I}{T_M T_L T_c} \quad (5.20)$$

Das Wunschpolynom  $P(s)$ :

$$P(s) = (s - s_{p1})(s - s_{p2})(s - s_{p3})(s - s_{p4}) \quad (5.21)$$



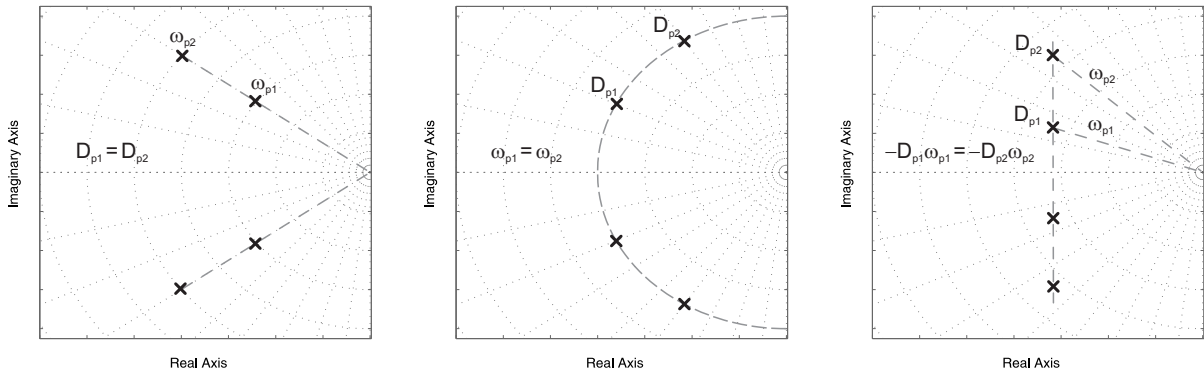


Abbildung 5.21: Auslegung des PI-Reglers mit eingeschränkter Polvorgabe mit einheitlichem Dämpfungskoeffizienten (links), einheitlichem Radius (Mitte) und einheitlichem Realteil (rechts)

ergibt sich mit den Polstellen:

$$\begin{aligned} s_{p,1/2} &= \omega_{p1} \left( -D_{p1} \pm j\sqrt{1 - D_{p1}^2} \right) \\ s_{p,3/4} &= \omega_{p2} \left( -D_{p2} \pm j\sqrt{1 - D_{p2}^2} \right) \end{aligned} \quad (5.22)$$

zu:

$$\begin{aligned} P(s) &= s^4 + s^3 (2\omega_{p1}D_{p1} + 2\omega_{p2}D_{p2}) + s^2 (4\omega_{p1}D_{p1}\omega_{p2}D_{p2} + \omega_{p1}^2 + \omega_{p2}^2) + \dots \\ &+ s (2\omega_{p1}D_{p1}\omega_{p2}^2 + 2\omega_{p1}^2\omega_{p2}D_{p2}) + \omega_{p1}^2\omega_{p2}^2 \end{aligned} \quad (5.23)$$

Durch Koeffizientenvergleich des charakteristischen Polynoms  $Q(s)$  des geschlossenen Regelkreises (5.20) mit dem Vorgabepolynom  $P(s)$  aus Gleichung (5.23) ergibt sich ein Gleichungssystem mit zwei Unbekannten ( $k_P$  und  $k_I$ ) und vier freien Parametern ( $\omega_{p1}$ ,  $\omega_{p2}$ ,  $D_{p1}$  und  $D_{p2}$ ):

$$\begin{aligned} k_P &= 2T_M (\omega_{p1}D_{p1} + \omega_{p2}D_{p2}) \\ k_I &= T_M T_L T_c (\omega_{p1}^2 \cdot \omega_{p2}^2) \\ \frac{1}{T_L T_c} + \frac{1}{T_M T_c} &= \omega_{p1}^2 + \omega_{p2}^2 + 4\omega_{p1}\omega_{p2}D_{p1}D_{p2} - \omega_{p1}^2\omega_{p2}^2 T_L T_c \\ \omega_{p1}D_{p1} \left( \omega_{p2}^2 - \frac{1}{T_L T_c} \right) &= \omega_{p2}D_{p2} \left( \frac{1}{T_L T_c} - \omega_{p1}^2 \right) \end{aligned} \quad (5.24)$$

Das Gleichungssystem (5.24) ist Grundlage für die nachfolgenden Auslegungskonzepte von ZHANG. Da mit den zwei Reglerkoeffizienten  $k_P$  und  $k_I$  die vier freien Parameter  $\omega_{p1}$ ,  $\omega_{p2}$ ,  $D_{p1}$  und  $D_{p2}$  nicht frei gesetzt werden können, werden in den folgenden Abschnitten drei verschiedene Ansätze für die Wahl dieser Parameter vorgestellt.

### 5.4.1 Auslegung mit einheitlicher Dämpfung

Bei diesem Ansatz werden die Polstellen des geschlossenen Regelkreises so platziert, dass sich für die Polstellen gleiche Dämpfungskoeffizienten  $D_p = D_{p1} = D_{p2}$  ergeben [38], vgl. Abb. 5.21

(links). Für diese Voraussetzung ergeben sich durch das Lösen des Gleichungssystems (5.24) die folgenden Regelungsparameter und die Eigenfrequenzen (5.27) (Rechnung ist im Anhang 10.3 ersichtlich):

$$k_P = 2T_M D_p (\omega_{p1} + \omega_{p2}) \quad (5.25)$$

$$k_I = T_M T_L T_c (\omega_{p1}^2 \cdot \omega_{p2}^2) \quad (5.26)$$

Mit Hilfe des Dämpfungskoeffizienten  $D_p$  kann die Dynamik der Drehzahlregelung beeinflusst werden. Die Eigenfrequenzen ergeben sich aus den Systemparametern und der gewählten Dämpfungskonstante  $D_p$ :

$$\omega_{p1/p2} = \frac{\sqrt{\frac{T_L}{T_M} - 4D_p^2} + 4 \mp \sqrt{\frac{T_L}{T_M} - 4D_p^2}}{2\sqrt{T_L T_c}} \quad (5.27)$$

Die Eigenfrequenzen  $\omega_{p1}$  und  $\omega_{p2}$  sind nichtnegative reelle Zahlen. Aus Gleichung (5.27) ist ersichtlich, dass der Term  $\sqrt{\frac{T_L}{T_M} - 4D_p^2}$  größer oder gleich Null sein muss. Es folgt also:

$$D_p \leq \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_L}{T_M}} = \frac{1}{2} \sqrt{R} \quad (5.28)$$

Gleichung (5.28) führt zu der Eigenschaft, dass der Dämpfungskoeffizient nur für Trägheitsverhältnisse  $R \geq 4$  frei zwischen Null und Eins gewählt werden kann. In [38] wird empfohlen, die Dämpfung der Polstellen nicht kleiner als  $D_p = 1/\sqrt{2}$  zu wählen. Somit ergibt sich, dass das Trägheitsverhältnis  $R$  mindestens den Wert Zwei haben sollte. Für kleinere Trägheitsverhältnisse sinkt die maximal mögliche Dämpfung unter den empfohlenen Wert. Für  $R = 1$  ist z.B. nur noch  $D_p \leq 0,5$  möglich. Für kleine Trägheitsverhältnisse  $R$  führt diese Einstellung der Drehzahlregelung somit zu einer geringen Dämpfung und somit zu hohen Überschwingweiten und folglich auch höheren Ausregelzeiten als für Systeme mit höheren Trägheitsverhältnissen.

## 5.4.2 Auslegung mit einheitlichem Radius

Bei der Auslegung mit einheitlichem Radius [38] werden die Polstellen des geschlossenen Regelkreises so platziert, dass sie gleiche Eigenfrequenzen  $\omega_p$  haben, vgl. Abb. 5.21 (Mitte). Für  $\omega_{p1} = \omega_{p2} = \omega_p$ , ergeben sich durch Lösen des Gleichungssystems (5.24) die folgenden Reglerparameter (Rechnung ist im Anhang 10.3 ersichtlich):

$$k_P = 2T_M \omega_p (D_{p1} + D_{p2}) \quad (5.29)$$

$$k_I = T_M T_L T_c \omega_p^4 \quad (5.30)$$

mit:

$$D_{p2} = \frac{1}{4D_{p1}} \frac{T_L}{T_M} = \frac{R}{4D_{p1}} \quad (5.31)$$

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{T_L T_c}} \quad (5.32)$$

Die Dämpfung  $D_p$  der Polstellen muss zwischen Null und Eins liegen, damit die Polstellen auf einem einheitlichen Radius liegen. Folglich ergibt sich für das Produkt der beiden Dämpfungskoeffizienten  $D_{p1} \cdot D_{p2}$  ebenso ein Wert zwischen Null und Eins. Aus Gleichung (5.31) ist ersichtlich, dass diese Bedingung nur für Trägheitsverhältnisse kleiner oder gleich Vier  $R \leq 4$  möglich ist. Folglich ist es nicht möglich, die Polstellen mit dem PI-Regler für Trägheitsverhältnisse über Vier so zu platzieren, dass sie gleiche Eigenfrequenzen besitzen.

Des Weiteren folgt mit Gleichung (5.31), dass die Gesamtdämpfung des Systems für kleine Trägheitsverhältnisse  $R$  sinkt:

$$D_{p1}D_{p2} = \frac{R}{4} \quad (5.33)$$

Damit die Dämpfungskoeffizienten der Polstellen nicht kleiner als  $D_p = 1/\sqrt{2}$  sind, muss das Trägheitsverhältnis  $R$  mindestens den Wert Zwei haben:

$$\underbrace{D_{p1}}_{\geq \frac{1}{\sqrt{2}}} \underbrace{D_{p2}}_{\geq \frac{1}{\sqrt{2}}} = \frac{1}{4} \underbrace{R}_{\geq 2} \quad (5.34)$$

Wird eine minimale Dämpfung der Polstellen von  $D_p = 0,5$  akzeptiert, ist das Verfahren der einheitlichen Dämpfung auch für Trägheitsverhältnisse größer oder gleich Eins geeignet. Für noch kleinere Trägheitsverhältnisse  $R$  ergeben sich entsprechend noch kleinere Dämpfungswerte der Polstellen. Höhere Überschwingweiten und längere Ausregelzeiten können die Folge sein. Aufgrund der hohen Einschränkung der Antriebskonfiguration auf Trägheitsverhältnisse kleiner als Vier  $\frac{T_L}{T_M} = R \leq 4$  und der eingeschränkten Wahl der Dämpfungskoeffizienten der Pole des geschlossenen Regelkreises ist dieses Verfahren für viele Antriebssysteme mit schwingungsfähiger Last eher ungeeignet.

### 5.4.3 Auslegung mit einheitlichem Realteil

Bei der Auslegung mit einheitlichem Realteil werden die Polstellen des geschlossenen Regelkreises so platziert, dass alle den gleichen Abstand zur imaginären Achse, also den selben Realteil haben [38], vgl. Abb. 5.21 (rechts). Für identische Realteile der Polstellen  $-\omega_{p1}D_{p1} = -\omega_{p2}D_{p2}$ , ergeben sich durch Lösen des Gleichungssystems (5.24) die folgenden Reglerparameter (Rechnung ist im Anhang 10.3 ersichtlich):

$$k_P = 4T_M\omega_{p1}D_{p1} \quad (5.35)$$

$$k_I = T_M T_L T_c (\omega_{p1}^2 \cdot \omega_{p2}^2) \quad (5.36)$$

Die Eigenfrequenzen ergeben sich aus den Systemparametern und der gewählten Dämpfungskonstante  $D_{p1}$ :

$$\begin{aligned} \omega_{p1} &= \frac{1}{\sqrt{T_L T_c}} \sqrt{1 - 2D_{p1}^2 + \sqrt{4D_{p1}^4 - 4D_{p1}^2 + \frac{T_L}{T_M}}} \\ \omega_{p2} &= \frac{1}{\sqrt{T_L T_c}} \sqrt{1 + 2D_{p1}^2 - \sqrt{4D_{p1}^4 - 4D_{p1}^2 + \frac{T_L}{T_M}}} \end{aligned} \quad (5.37)$$

Die Dämpfung  $D_{p2}$  lässt sich durch die Bedingung des einheitlichen Realteils  $-\omega_{p1}D_{p1} = -\omega_{p2}D_{p2}$  bestimmen:

$$D_{p2} = D_{p1} \frac{\omega_{p1}}{\omega_{p2}} \quad (5.38)$$

Mit Hilfe der Gleichungen (5.38) und (5.37) kann festgestellt werden, dass der Dämpfungskoeffizient  $D_{p2}$  nur von der zu wählenden Dämpfung  $D_{p1}$  und dem Trägheitsverhältnis  $R = T_L/T_M$  abhängig ist. Der Verlauf des resultierenden Dämpfungskoeffizienten  $D_{p2}$  ist in Abbildung 5.22 in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$  für verschiedene Dämpfungskoeffizienten  $D_{p1}$  dargestellt. Wie zuvor bereits erwähnt, müssen die Dämpfungskoeffizienten  $D_{p1}$  und  $D_{p2}$  zwischen Null und Eins liegen. Unter dieser Voraussetzung ist mit Hilfe der Abbildung 5.22 zu erkennen, dass die Polstellenplatzierung mit einheitlichem Realteil nur bis Trägheitsverhältnisse  $R = 4$  anwendbar ist. Für den Fall  $R = 4$  ergeben sich für beide Polstellenpaare Dämpfungskoeffizienten von Eins. Alle vier Polstellen liegen folglich auf einem Punkt auf der reellen Achse.

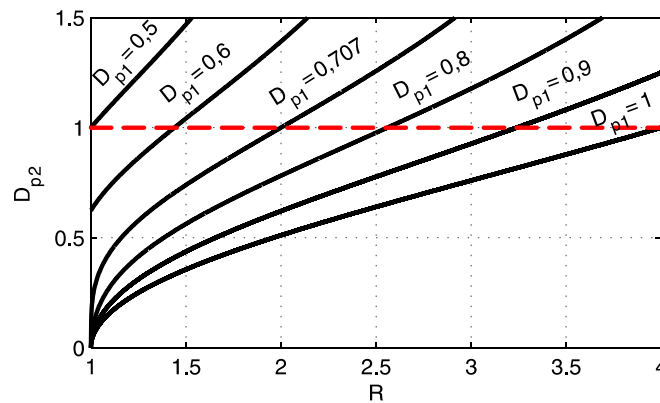


Abbildung 5.22: Verlauf des Dämpfungskoeffizienten  $D_{p2}$  in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$  und des Dämpfungskoeffizienten  $D_{p1}$

Das Auslegungsverfahren mit Polstellen mit einheitlichem Realteil ist folglich nur für Trägheitsverhältnisse  $R \leq 4$  geeignet. Für Trägheitsverhältnisse zwischen Eins und Vier  $1 < R \leq 4$  gilt [38]:

$$\frac{\sqrt{R}}{2} \leq D_{p1} \leq 1 \quad (5.39)$$

Für Trägheitsverhältnisse kleiner Eins  $R < 1$  muss der Dämpfungskoeffizient  $D_{p1}$  wie folgt gewählt werden [38]:

$$D_{p1} \leq \sqrt{\frac{1 - \sqrt{1 - R}}{2}} \quad (5.40)$$

#### 5.4.4 Dynamisches Verhalten in Abhängigkeit der Antriebsparameter

Bei den drei beschriebenen Ansätzen des Auslegungsverfahrens von ZHANG [38] gibt es je einen freien Designparameter, mit dem Einfluss auf die Dynamik des Drehzahlregelkreises genommen werden kann. Im Folgenden sind Ergebnisse dargestellt, bei denen die Drehzahlregelung jeweils für das beste Führungsverhalten, sprich die kürzeste Ausregelzeit, eingestellt

wurde. Natürlich kann auch eine andere Optimierung z.B. bezüglich bestem Störverhalten oder geringstem Überschwingen usw. gewählt werden.

In Abbildung 5.23 ist ein Vergleich der charakteristischen Parameter des dynamischen Verhaltens der drei verschiedenen Ansätze nach ZHANG [38] in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$  dargestellt. Die dargestellten Ergebnisse sind aus Simulationen mit Stellgrößenbegrenzung ermittelt. Eine Gegenüberstellung der Ergebnisse mit und ohne Stellgrößenbegrenzung ist für die drei untersuchten Verfahren in Anhang 10.4.2 zu finden.

Es ist zu sehen, dass für ein Trägheitsverhältnis von  $1 \leq R \leq 2$  die Auslegung mit einheitlichem Realteil die besten Ergebnisse für die Ausregelzeit, Überschwingweite und Belastung der Welle sowohl für einen Führungsgrößensprung als auch für einen Störgrößensprung liefert. In dem Bereich  $2 < R \leq 3$  erzielt die Auslegung mit einheitlichem Radius die besten Ergebnisse bei der Ausregelzeit bei einem Führungsgrößensprung. Ab einem Trägheitsmoment von ca.  $R = 3,2$  liefern alle Auslegungen sehr ähnliche Ergebnisse. Allerdings sind die Verfahren *einheitlicher Radius* und *einheitlicher Realteil* nur für ein Trägheitsmoment von  $R \leq 4$  möglich.

Die Ergebnisse der Auslegung mit Polstellen mit einheitlicher Dämpfung ähneln sehr den Ergebnissen nach dem Verfahren von SZABAT [36]. Das liegt daran, dass für fast alle betrachteten Antriebskonfigurationen bei der Auslegung mit einheitlicher Dämpfung die beste Dynamik mit der maximal möglichen Polstellendämpfung erreicht wurde und für Trägheitsverhältnisse bis  $R = 4$ , wie bei dem Ansatz von SZABAT [36], zu doppelt konjugiert komplexen Polstellen führt, also der selben Reglereinstellung. Für  $R > 4$  liegen jeweils zwei doppelte Polstellen auf der reellen Achse (Dämpfung  $D = 1$ ). Auch bei SZABAT führte die Reglereinstellung für  $R > 4$  zu den selben Polstellen. Gegenüber dem Ansatz von SZABAT kann jedoch im Bereich von  $R \leq 3$  mit Hilfe andere Polstellenkonfigurationen an Dynamik gewonnen werden. Die Auslegung des PI-Drehzahlreglers sollte folglich abhängig vom Trägheitsmoment  $R$  gewählt werden. Für  $R \leq 2$  sollte der Ansatz *einheitlicher Realteil*, im Bereich  $2 < R \leq 3$  der Ansatz *einheitlicher Radius* und für  $R > 3$  der Ansatz *einheitliche Dämpfung* gewählt werden.

In Abbildung 5.24 sind die Ergebnisse der verschiedenen Ansätze von ZHANG für variierende Torsionssteifigkeiten dargestellt. Für die in Abbildung 5.24 gewonnenen Ergebnisse ist das Trägheitsverhältnis  $R = 1,79$ . Wie aus Abbildung 5.23 erkennbar, liefert für dieses Verhältnis die Polstellenkonfiguration *einheitlicher Realteil* die besten, der Ansatz *einheitlicher Radius* die zweitbesten und der Ansatz *einheitliche Dämpfung* die schlechtesten Ergebnisse. Durch die Veränderung der Torsionssteifigkeit ändert sich zwar die Dynamik der Regelung, jedoch nicht das Verfahren das am besten geeignet ist. Ab einer Resonanzfrequenz von ca. 60 Hz ist ein Einfluss der Stellgrößenbegrenzung festzustellen. Ein Vergleich der Ergebnisse mit und ohne Stellgrößenbegrenzung ist im Anhang 10.4.2 zu finden.

In Abbildung 5.25 sind Simulationsergebnisse für die mit eingeschränkter Polvorgabe nach ZHANG optimierte PI-Drehzahlregelung für die Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1 abgebildet. Im Vergleich zu den Ergebnissen des nach SZABAT optimierten Drehzahlregelkreises ist nur eine Verbesserung für die Antriebskonfiguration A3 festzustellen. Die Ausregelzeit, die Überschwingweite und die maximale Belastung der Welle können erneut verringert werden. Für die Antriebskonfigurationen C2 und D1 werden aufgrund gleicher Polstellen des geschlossenen

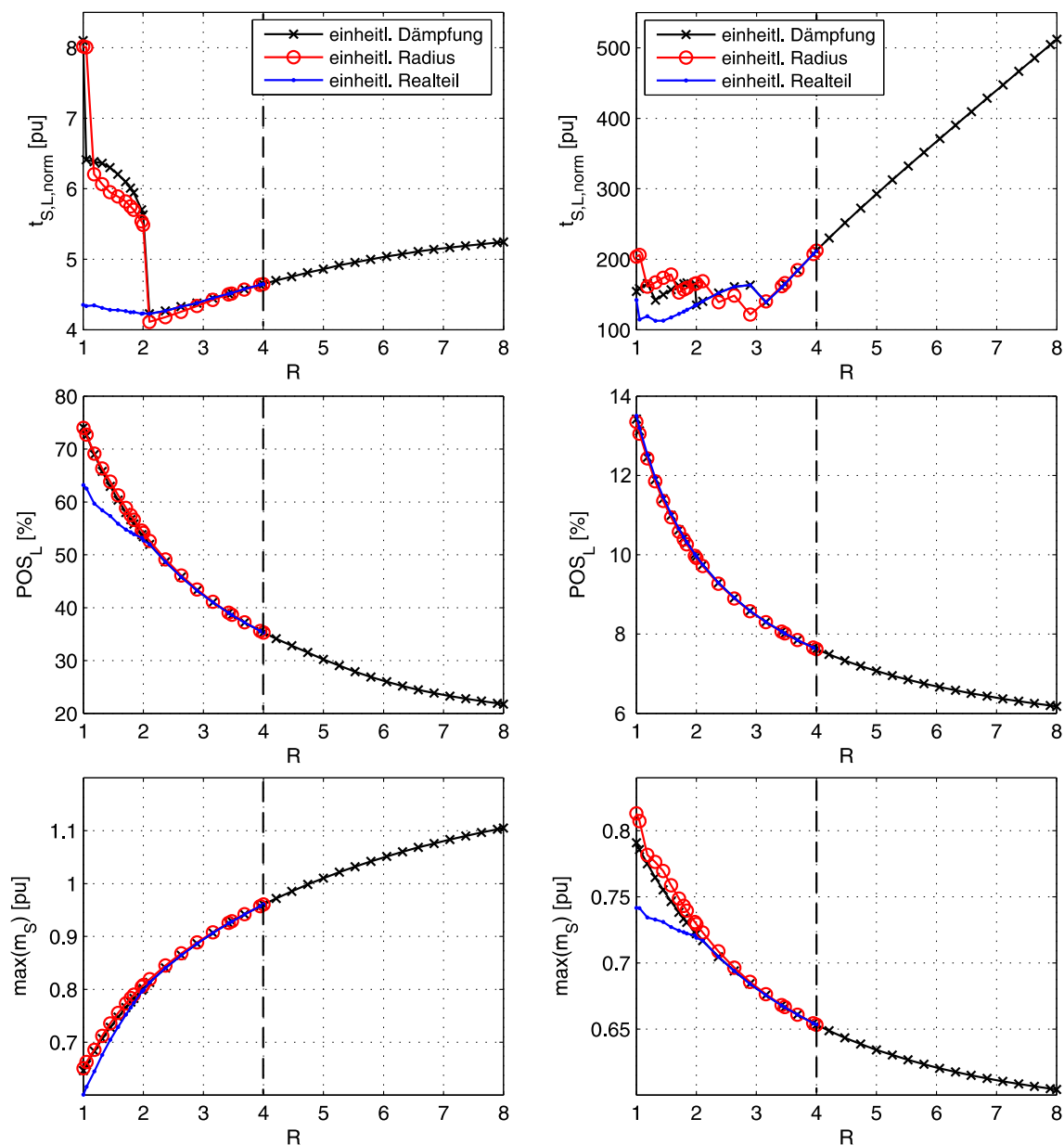


Abbildung 5.23: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach ZHANG in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$ : einheitliche Dämpfung (schwarz), einheitlicher Radius (rot) und einheitlicher Realteil (blau); Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_c = 0,107$  ms,  $d = 0,85$

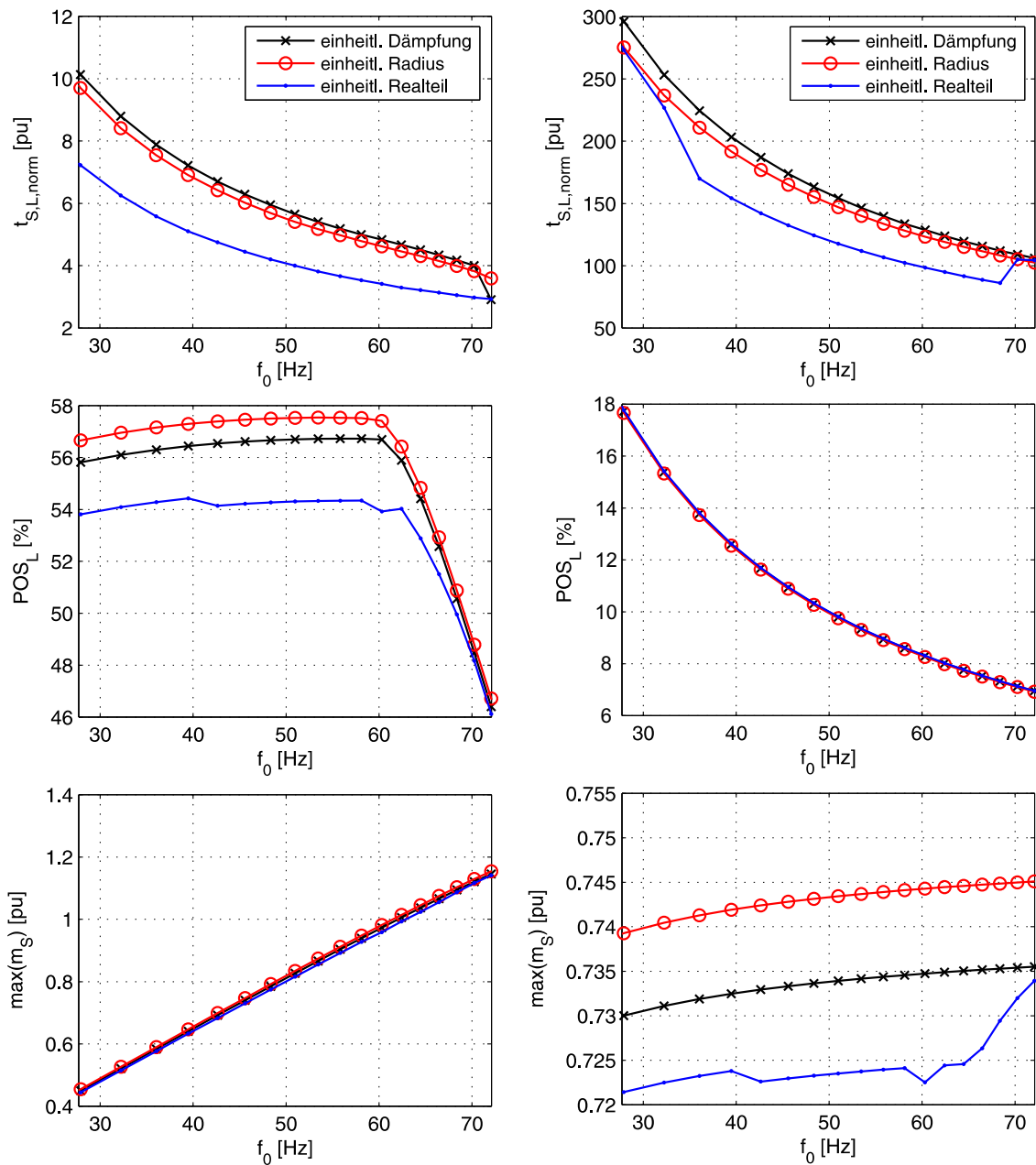


Abbildung 5.24: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach ZHANG in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$ : einheitliche Dämpfung (schwarz), einheitlicher Radius (rot) und einheitlicher Realteil (blau); Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_L = 287,9$  ms,  $d = 0,85$ ,  $R = 1,79$

Drehzahlregelkreises die gleichen Ergebnisse wie bei SZABAT erreicht. Die Parameter des dynamischen Verhaltens für die in Abb. 5.25 gezeigten Simulationsergebnisse sind in Tabelle 5.4 zusammengefasst.

Das Verfahren von ZHANG zur Optimierung des PI-Reglers liefert für alle betrachteten Antriebskonfigurationen die besten Ergebnisse. Daher wird dieses Verfahren für die Optimierung des PI-Reglers ausgewählt und an dem Laborteststand verifiziert. In Abb. 5.26 sind die Messergebnisse für die Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1 zu sehen. Die Ergebnisse wurden bei einer Drehzahl von 10% der Nenn Drehzahl aufgenommen, um keinen Einfluss der Haftreibung zu haben. Es kann festgestellt werden, dass sich die Messergebnisse sehr gut mit den Simulationsergebnissen decken. Die Ausregelzeiten und Überschwingweiten stimmen sehr gut überein. Ein kleiner Unterschied zwischen Simulations- und Messergebnissen ist bei der Einbruchtiefe der Lastdrehzahl bei Störgrößensprüngen festzustellen. Die Einbruchtiefe ist bei den Messergebnissen etwas höher als bei den Simulationsergebnissen. Aufgrund der, in Simulation vernachlässigten, Reibung ist das gemessene Moment  $m_S$  etwas höher.

Führungsverhalten - 2 %							
	$\omega_M$			$\omega_L$			$m_S$
	$t_{S,M}$ [ms]	$t_{S,M,norm}$ [pu]	$POS_M$ [%]	$t_{S,L}$ [ms]	$t_{S,L,norm}$ [pu]	$POS_L$ [%]	$\max(m_S)$ [pu]
A3	24,6	3,73	33,88	21,5	3,26	57,72	0,91
C2	67,5	4,94	27,68	62,6	4,58	38,56	0,92
D1	160,8	6,63	20,35	157,1	6,48	23,57	0,87

Störverhalten - 50 %							
	$\omega_M$			$\omega_L$			$m_S$
	$t_{S,M}$ [ms]	$t_{S,M,norm}$ [pu]	$POS_M$ [%]	$t_{S,L}$ [ms]	$t_{S,L,norm}$ [pu]	$POS_L$ [%]	$\max(m_S)$ [pu]
A3	30,9	77,64	5,19	29,6	74,37	8,82	0,76
C2	70,9	178,14	5,92	66,9	168,09	8,11	0,67
D1	234	587,94	6,82	232,5	584,17	7,89	0,61

Tabelle 5.4: Parameter des dynamischen Verhaltens der PI-Drehzahlregelung optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach ZHANG für einen Führungsgrößensprung von 2% und einen Störgrößensprung von 50%, Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1

Es kann festgehalten werden, dass das Verfahren von ZHANG [38] mit der vom Trägheitsverhältnis  $R$  abhängigen Auslegung des PI-Reglers zu den besten Ergebnissen führt. Die geforderte maximale Überschwingweite von 20% kann bei Führungsgrößensprüngen jedoch nicht eingehalten werden. Für Trägheitsverhältnisse von  $R > 3$  ergeben sich die gleichen Ergebnisse wie mit dem Verfahren von SZABAT [36].



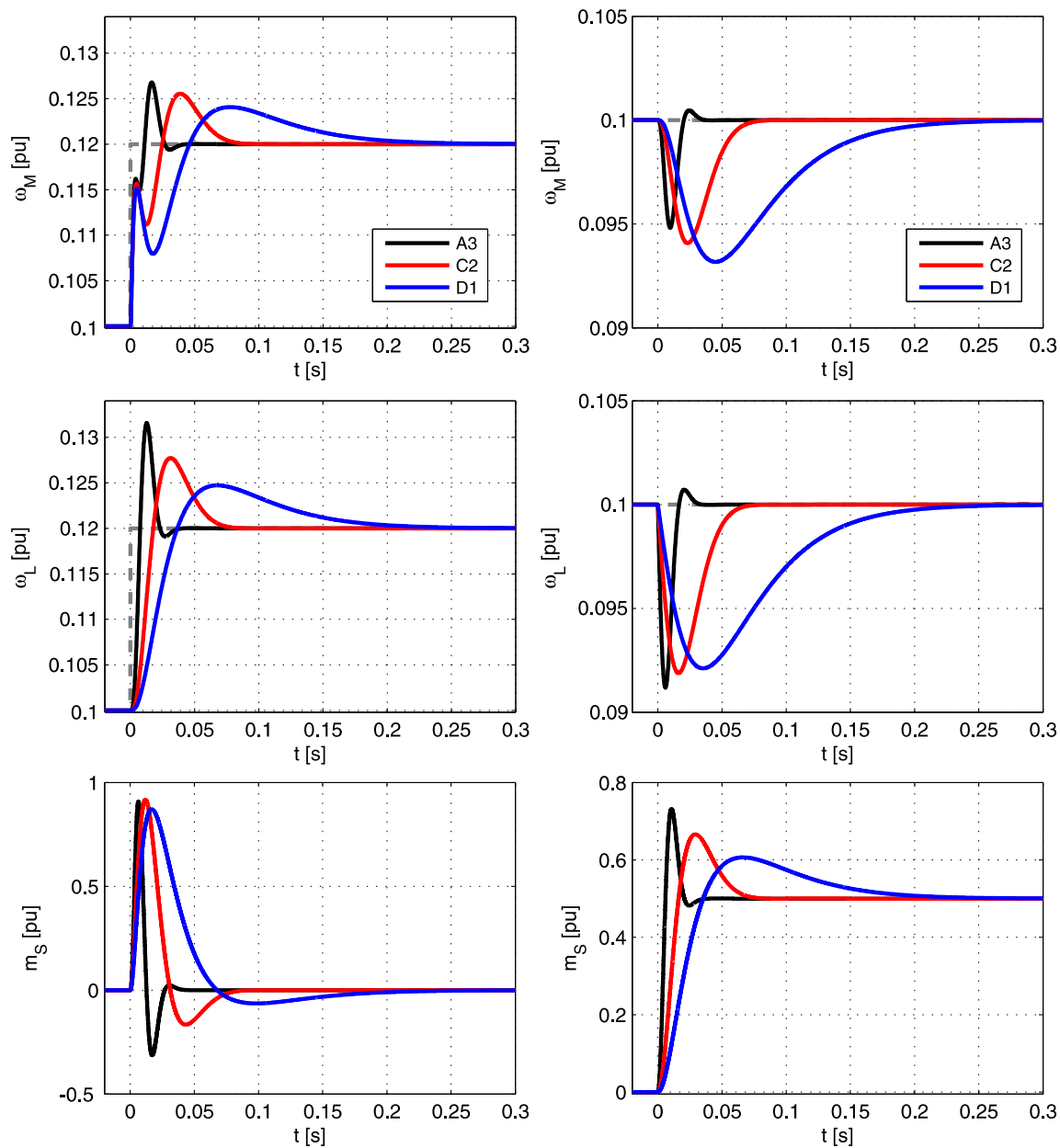


Abbildung 5.25: Simulationsergebnisse der PI-Drehzahlregelung optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach ZHANG: Vergleich der Antriebskonfigurationen A3 optimiert mit einheitlichem Realteil ( $D_{p1} = 0,74$ ) (schwarz), C2 optimiert mit einheitlicher Dämpfung ( $D_p = 0,93$ ) (rot) und D1 optimiert mit einheitlicher Dämpfung ( $D_p = 1$ ) (blau) für einen Führungsgrößensprung von 2% der Nenndrehzahl (links) und einen Störgrößensprung von 50% des Nennmomentes (rechts)

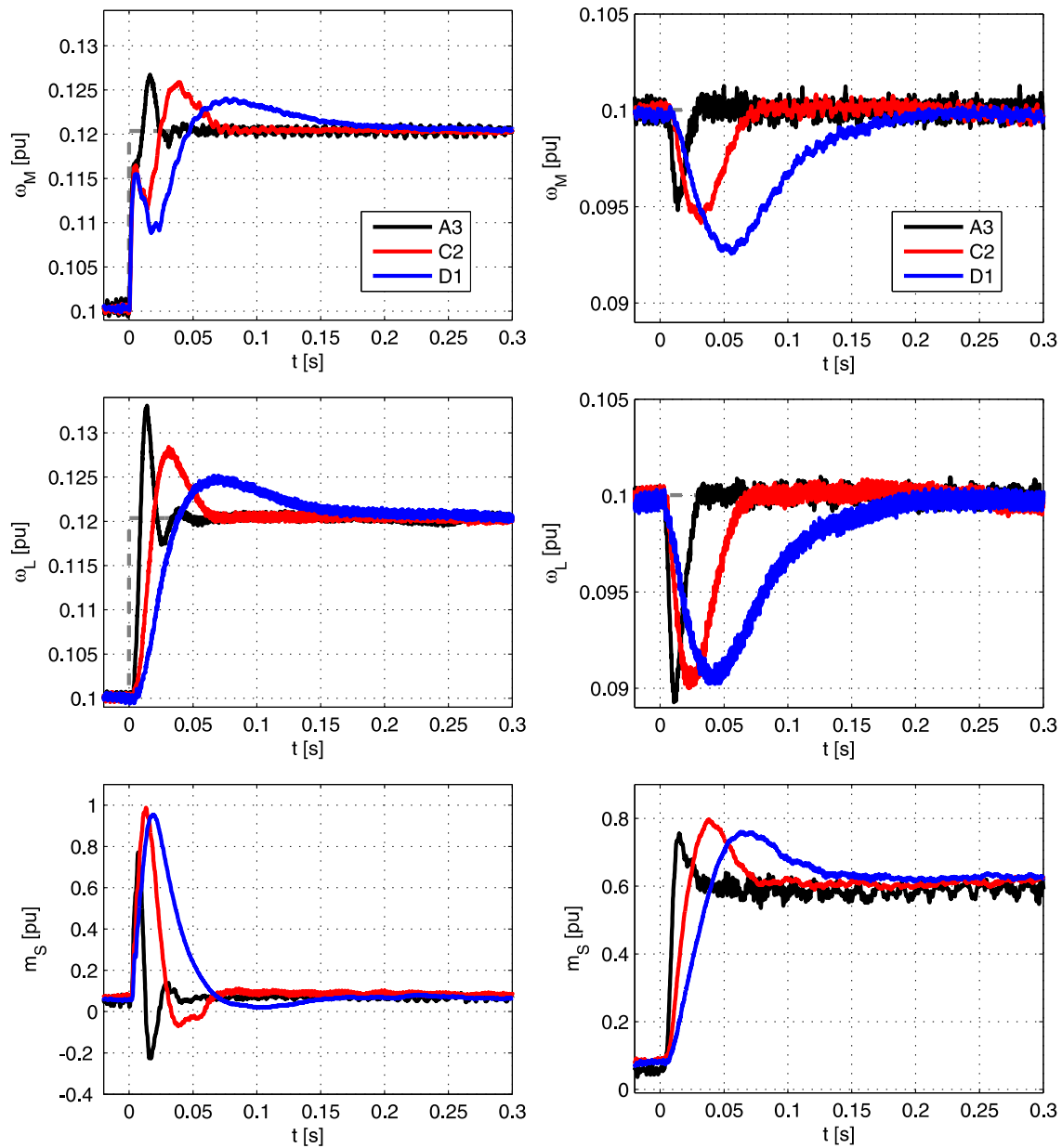


Abbildung 5.26: Messergebnisse der PI-Drehzahlregelung optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach ZHANG: Vergleich der Antriebskonfigurationen A3 optimiert mit einheitlichem Realteil ( $D_{p1} = 0,74$ ) (schwarz), C2 optimiert mit einheitlicher Dämpfung ( $D_p = 0,93$ ) (rot) und D1 optimiert mit einheitlicher Dämpfung ( $D_p = 1$ ) (blau) für einen Führungsgrößensprung von 2% der Nennzahl (links) und einen Störgrößensprung von 50% des Nennmomentes (rechts)

## Großsignalverhalten

Stellgrößenbegrenzungen können bei Antriebssystemen mit elastischen Kopplungen zu starken Resonanzschwingungen führen, da der Regler nicht mehr aktiv ist und die Schwingungen somit nicht mehr gedämpft werden können wenn sich das System in Stellgrößenbegrenzung befindet. In der Industrie werden daher meist rampenförmige Führungsgrößenänderungen vorgenommen, bei denen die Steigung der Rampe an die Stellgrößenbegrenzung angepasst ist. Dadurch wird verhindert, dass das System in Begrenzung geht und weiterhin die Anregung von Schwingungen reduziert.

Für die Untersuchung des Einflusses der Stellgrößenbegrenzung bei sprungförmigen Sollwertänderungen sind im Folgenden Simulations- und Messergebnisse für die Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1 aufgeführt. In Abb. 5.27 sind Simulationsergebnisse für einen Führungsgrößensprung von 20% der Nenndrehzahl dargestellt. Dass die Stellgrößenbegrenzung bei diesem Führungsgrößensprung in Begrenzung geht, ist anhand des Antriebsmomentes  $m_M$  festzustellen. Das Antriebsmoment wird durch die Stellgrößenbegrenzung auf das Nennmoment begrenzt. Diese Begrenzung führt dazu, dass die Regelung nicht mehr aktiv ist und somit Schwingungen nicht mehr ausgeglichen werden können. Infolge dessen sind Resonanzschwingungen sowohl in den antriebsseitigen als auch den lastseitigen Drehzahlverläufen zu beobachten. Diese Schwingungen sind ebenfalls im Wellenmoment sichtbar und bewirken eine deutlich höhere mechanische Belastung des Antriebssystems. Dabei kann festgehalten werden, dass die Amplitude der Resonanzschwingungen mit sinkender Systemsteifigkeit steigt. Bei der Antriebskonfiguration beträgt die maximale Belastung das 1,12-fache des Nennmomentes. Bei der Konfiguration C2 steigt die Belastung auf das 1,52-fache und für die Konfiguration auf das 1,73-fache das Nennmomentes. Die Anforderungen aus Abschnitt 4.2 können somit aufgrund der hohen Belastung nicht für alle Antriebskonfigurationen eingehalten werden. Die Parameter des dynamischen Verhaltens der Simulationsergebnisse aus Abb. 5.27 sind in Tabelle 5.5 zusammengefasst. Die Messergebnisse aus Abb. 5.28 bestätigen die Simulationsergebnisse aus Abb. 5.27.

Führungsverhalten - 20%							
	$\omega_M$			$\omega_L$			$m_S$
	$t_{S,M}$ [ms]	$t_{S,M,norm}$ [pu]	POS <sub>M</sub> [%]	$t_{S,L}$ [ms]	$t_{S,L,norm}$ [pu]	POS <sub>L</sub> [%]	max( $m_S$ ) [pu]
A3	66,8	1,01	3,78	81,1	1,23	6,48	1,12
C2	173,7	1,27	5,11	175,6	1,29	6,99	1,52
D1	329,2	1,36	6,09	328,8	1,36	7,03	1,73

Tabelle 5.5: Parameter des dynamischen Verhaltens der PI-Drehzahlregelung optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach ZHANG für einen Führungsgrößensprung von 20% der Nenndrehzahl, Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1

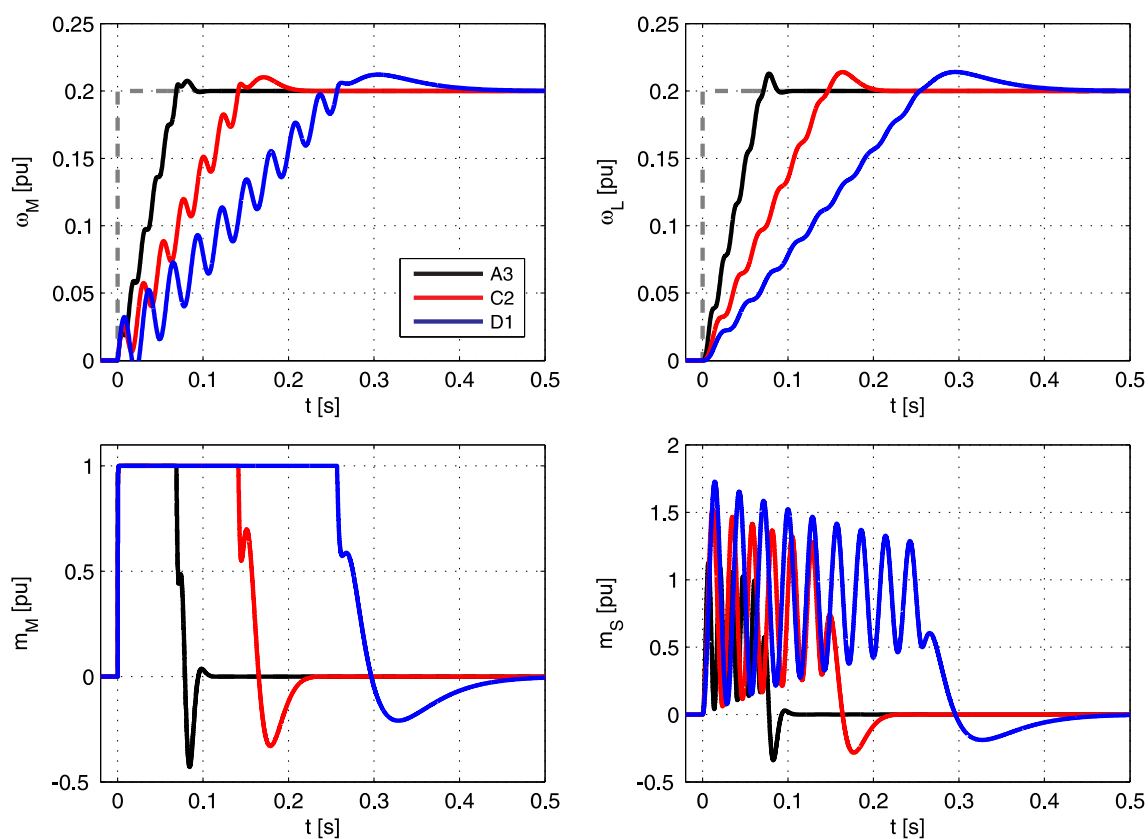


Abbildung 5.27: Simulationsergebnisse der PI-Drehzahlregelung optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach ZHANG: Vergleich der Antriebskonfiguration A3 optimiert mit einheitlichem Realteil ( $D_{p1} = 0,74$ ) (schwarz), C2 optimiert mit einheitlicher Dämpfung ( $D_p = 0,93$ ) (rot) und D1 optimiert mit einheitlicher Dämpfung ( $D_p = 1$ ) (blau) für einen Führungsgrößensprung von 20% der Nennzahl

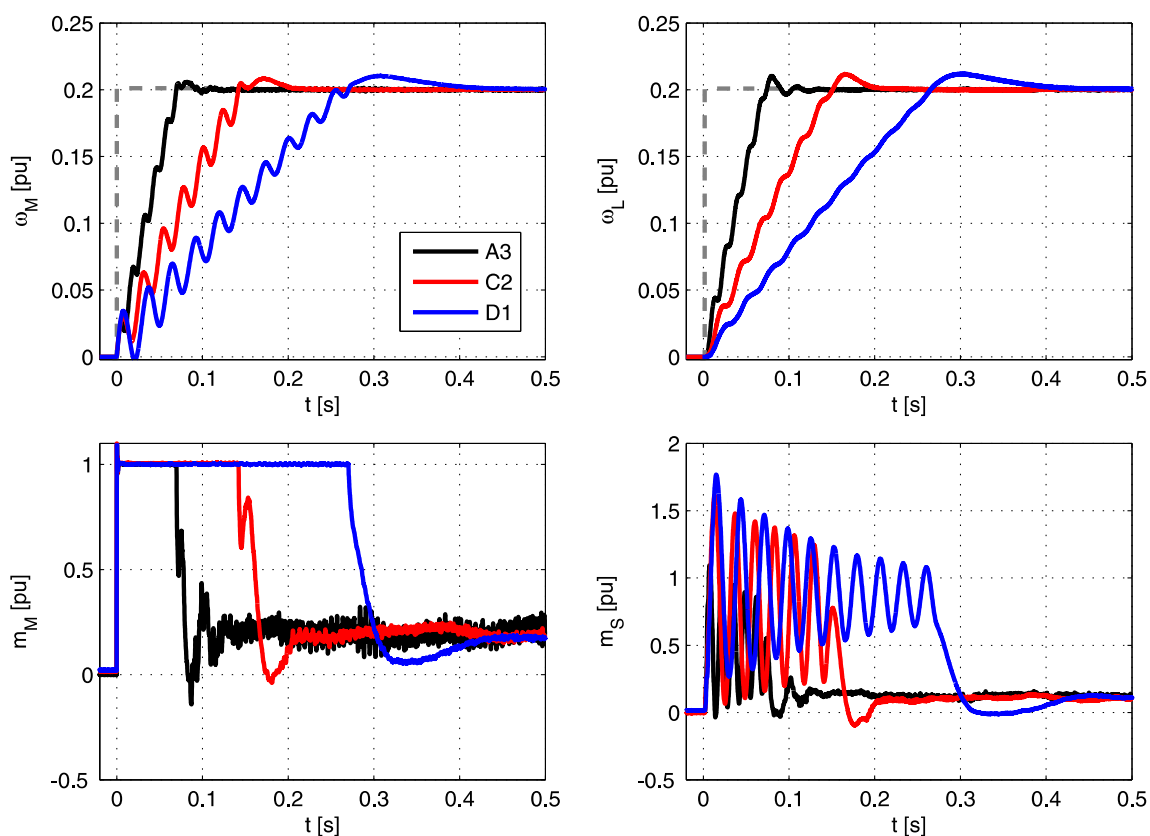


Abbildung 5.28: Messergebnisse der PI-Drehzahlregelung optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach Zhang: Vergleich der Antriebskonfiguration A3 optimiert mit einheitlichem Realteil ( $D_{p1} = 0,74$ ) (schwarz), C2 optimiert mit einheitlicher Dämpfung ( $D_p = 0,93$ ) (rot) und D1 optimiert mit einheitlicher Dämpfung ( $D_p = 1$ ) (blau) für einen Führungsgrößensprung von 20% der Nennzahl

## 5.5 Zusammenfassung

Zusammenfassend ist festzuhalten, dass die Auslegung des PI-Drehzahlreglers mit Hilfe des Symmetrischen Optimums für die betrachteten Antriebskonfigurationen ungeeignet ist. Wird der Regler nach dem SO eingestellt, stellt die schnelle Regelung der Antriebsmaschine für die Lastseite eine nahezu sprungförmige Anregung dar, wodurch schwach gedämpfte Eigenfrequenzen angeregt werden. Eine Möglichkeit die Drehzahlregelung zu verbessern, ist die Dynamik der elastischen Kopplung bei dem Auslegungsprozess zu berücksichtigen und die Polstellen des geschlossenen Regelkreises gezielt zu platzieren. Diese können aufgrund der gegebenen Reglerstruktur zwar nicht beliebig gesetzt werden, die Resonanzschwingungen können dennoch deutlich besser gedämpft werden. Aufgrund der eingeschränkten Wahl der Polstellen ist jedoch auch die resultierende Dynamik begrenzt. Die in Abschnitt 4.2 genannten Anforderungen an die Drehzahlregelung können mit den untersuchten PI-Drehzahlregelungsverfahren nicht vollständig erfüllt werden. Des Weiteren können durch die Stellgrößenbegrenzung starke Resonanzschwingungen bei hohen Führungsgrößensprüngen angeregt werden, die durch die Regelung nicht aktiv gedämpft werden können.

Eine freie Wahl der Polstellen des geschlossenen Drehzahlregelkreises ist mit der Zustandsregelung möglich. Welche Dynamik mit Hilfe einer freien Wahl der Polstellen erzielt werden kann, wird im Folgenden für die betrachteten Antriebskonfigurationen analysiert.

## 6 Zustandsregelung

Das Zeitverhalten eines geregelten Systems wird durch die Lage der Pol- und Nullstellen des geschlossenen Regelkreises bestimmt. Bei der Zustandsregelung werden alle Systemzustände  $\underline{x}$  über einen Rückführvektor  $\underline{k}^T$  auf den Eingang der Regelstrecke zurückgeführt. Somit ist es möglich, alle Polstellen des geregelten Systems und folglich das Zeitverhalten vorzugeben [71]. Eine Voraussetzung für die Umsetzung der Zustandsregelung ist die Steuerbarkeit des Systems. Für den Fall, dass nicht alle Zustandsgrößen messbar sind oder messtechnisch nicht erfasst werden, müssen Beobachter zur Rekonstruktion dieser Systemzustände verwendet werden. Dafür muss das System beobachtbar sein. Das Verfahren und die Auslegung von Zustandsregelungen für schwingungsfähige Antriebssysteme ist nicht Stand der Technik, wurde jedoch bereits in einigen Veröffentlichungen und Dissertationen behandelt [33, 42–44, 46].

Das Blockschaltbild der klassischen Zustandsregelung mit Regelstrecke ist in Abb. 6.1 dargestellt. Bei dem Rückführvektor  $\underline{k}^T$  handelt es sich um proportionale Rückführverstärkungen.

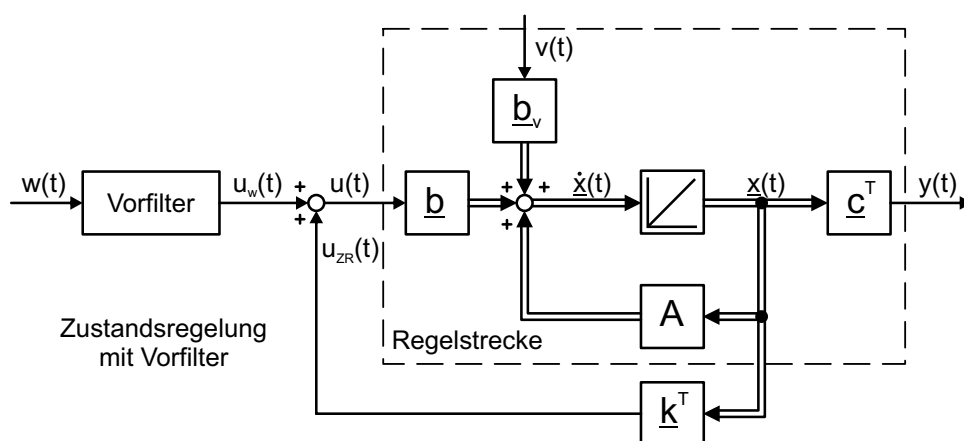


Abbildung 6.1: Blockschaltbild einer Zustandsregelung mit Vorfiler

Das Vorfiler (auch Führungsgrößenfilter genannt) dient der Kompensation von stationären Regeldifferenzen. Stationäre Störungen können mit der klassischen Zustandsregelung aus Abb. 6.1 jedoch nicht vollständig ausgeglichen werden. Als Gegenmaßnahme kann die Zustandsregelung um einen Störgrößenbeobachter und eine Störgrößenaufschaltung oder um einen überlagerten PI-Regler erweitert werden. Die Verwendung eines überlagerten PI-Reglers hat den Vorteil, dass das sonst auszulegende Führungsgrößenfilter nicht benötigt wird, da der PI-Regler konstante Störungen stationär ausregelt [71]. Des Weiteren führt die Verwendung eines PI-Reglers

zu einem robusten Verhalten gegenüber Streckenparameterunsicherheiten bzw. Streckenparameteränderungen. Weiterhin können auch unbekannte Störgrößen kompensiert werden [73]. Selbstverständlich kann auch ein einfacher I-Regler anstelle eines PI-Reglers verwendet werden. Jedoch führt der I-Regler zu einer geringeren Dynamik als der PI-Regler [71]. Daher wird im Folgenden eine Zustandsregelung mit überlagertem PI-Regler ausgelegt.

Das Strukturbild der PI-Zustandsregelung mit Regelstrecke ist in Abbildung 6.2 dargestellt. Durch den überlagerten PI-Regler werden dem geregelten System eine weitere Pol- und eine

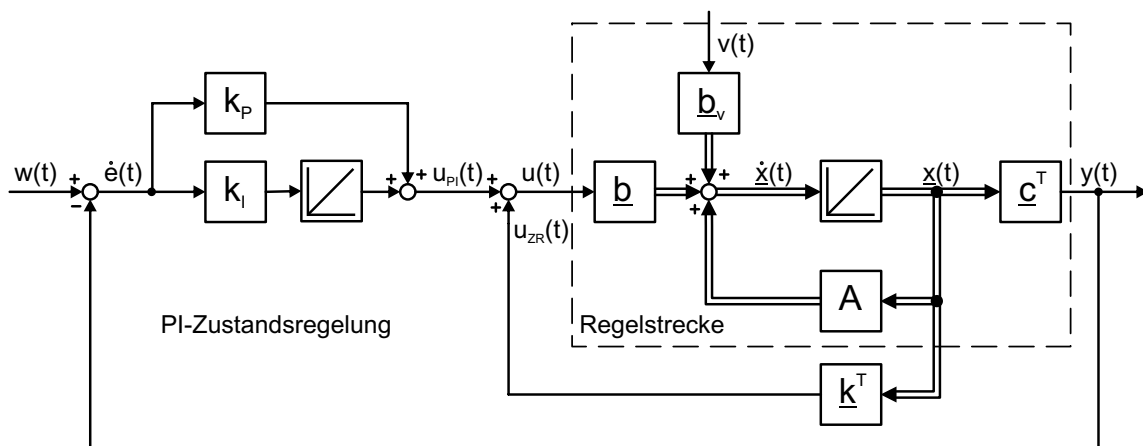


Abbildung 6.2: Blockschaltbild einer Zustandsregelung mit PI-Regler

Nullstelle zugefügt. Mit Hilfe des Rückführvektors  $k^T$  und des PI-Reglers können alle Polstellen und die zusätzliche Nullstelle, die ebenfalls Einfluss auf die resultierende Dynamik hat, platziert werden. Die Nullstellen der Strecke können jedoch nicht durch die Zustandsrückführung beeinflusst werden [74]. Mit der Zustandsregelung lassen sich besonders hohe Anforderungen an die Regelgüte erfüllen [71]. Aufgrund der größeren Anzahl an Freiheitsgraden können, je nach Auslegung, mehrere Zielsetzungen mit der PI-Zustandsregelung verfolgt und unterschiedliche Ergebnisse erzielt werden. Das Verfahren der Zustandsregelung bietet theoretisch die Möglichkeit, dem geregelten System ein beliebiges dynamisches Eigenverhalten vorzugeben [42]. Jedoch ist die zu erreichende Dynamik durch Systembegrenzungen, wie zum Beispiel Stellgrößenbegrenzungen, eingeschränkt. Befindet sich das System in Stellgrößenbegrenzung kann durch die Regelung kein Eingriff mehr erfolgen. Die Regelung ist somit nicht aktiv und hat keinen Einfluss auf die Dynamik des Systems. Zur Bestimmung der Reglerparameter der Zustandsregelung kommen zum Beispiel eine gezielte Polvorgabe oder das Verfahren des Optimalreglers in Frage [43]. Bei dem Verfahren der Polvorgabe werden gezielt die Polstellen des geschlossenen Regelkreises vorgegeben, die die Dynamik des geregelten Systems direkt beeinflussen. Bei dem Verfahren des Optimalreglers werden die Reglerparameter mit Hilfe der Minimierung eines Gütefunktional ermittelt. Dabei hat die Wahl des Gütekriteriums und der Gewichtungsmatrizen einen Einfluss auf die Dynamik des Regelkreises. Beide Ansätze führen bei entsprechender Auslegung zu den gleichen Ergebnissen. Jedoch unterscheiden sich die Verfahren hinsichtlich der Auslegung und der Anschaulichkeit. Da die Polstellen eines Systems die Dynamik des geregelten Systems charakterisieren, wird in dieser Arbeit das Verfahren der



Polvorgabe behandelt. Für den Entwurf einer Zustandsregelung mit Hilfe der Polvorgabe werden in der Literatur eine Reihe von Verfahren vorgestellt, von denen einige nachfolgend kurz beschrieben werden.

Zur Auslegung des Zustandsreglers müssen die Parameter der Strecke möglichst genau bekannt sein. Ändern sich die Parameter während des Betriebes, kann die Güte der Regelung reduziert werden. Werden Beobachter verwendet, hängt die Qualität der Regelung auch von den gewählten Beobachterverfahren ab.

In [44] wird die Auslegung eines Zustandsreglers unter Vernachlässigung von Nichtlinearitäten wie Lose und Reibung untersucht. Es wird eine gute Dynamik erzielt, jedoch geht die Regelung bei dynamischen Vorgängen in die Stellgrößenbegrenzung und somit steht für die Schwingungsdämpfung in diesem Fall nicht genügend Stellreserve zur Verfügung. Ebenfalls ist in [44] eine Empfindlichkeit der Regelung bezüglich variierender Parameter festgestellt worden.

Die Zustandsregelung ist zwar Stand der Forschung jedoch hat die Zustandsregelung nur in wenigen Fällen Anwendung in der Industrie gefunden. Das liegt insbesondere an der höheren Komplexität der Reglersynthese und der hohen Anzahl an Freiheitsgraden bei der Reglerauslegung. Ein systematisches Auslegungskonzept oder eine Formel zur Berechnung der Reglerparameter würde den Einsatz der Zustandsregelung in der Industrie erheblich vereinfachen.

In den folgenden Abschnitten werden die Möglichkeiten und die Grenzen der Zustandsregelung für verschiedene Antriebskonfigurationen aufgezeigt. Es wird ein Auslegungskonzept vorgestellt bei dem die Regelungsparameter der Zustandsregelung in Abhängigkeit Antriebsparameter berechnet werden können und für einen weiten Bereich von Antriebskonfigurationen zu einer guten Dynamik führt. Ferner wird auf die Robustheit und den Einfluss der begrenzten Stellenergie eingegangen. Der Einfluss von Lose wird in einem späteren Abschnitt untersucht und mit den Ergebnissen der konventionellen PI-Regelung verglichen.

## 6.1 Auslegung der PI-Zustandsregelung mittels Polvorgabe

In diesem Abschnitt wird die Vorgehensweise der Auslegung einer PI-Zustandsregelung mit Hilfe der gezielten Polvorgabe erläutert. Die Umsetzung für das hier betrachtete System wird in dem darauf folgenden Abschnitt beschrieben.

Für das Verfahren der Polvorgabe ist ein mathematisches Modell der Regelstrecke erforderlich. Die Auslegung der Zustandsregelung erfolgt in der Zustandsraumdarstellung. Es wird ein lineares Modell der Regelstrecke verwendet. Nichtlinearitäten wie zum Beispiel Stellgrößenbegrenzungen, Totzeiten, Verzögerungen durch Messeinrichtungen, Lose oder Reibung werden bei der Reglerauslegung nicht berücksichtigt.

Die Regelstrecke (6.1) wird um die Zustandsrückführung (6.2) mit dem Rückführvektor  $\underline{k}^T = [k_1 \cdots k_n]$  erweitert [71].

$$\begin{aligned}\dot{\underline{x}}(t) &= A \cdot \underline{x}(t) + \underline{b} \cdot u(t) + \underline{b}_v \cdot v(t) \\ y(t) &= \underline{c}^T \underline{x}(t)\end{aligned}\tag{6.1}$$

$$u_{ZR}(t) = \underline{k}^T \underline{x}(t) \quad (6.2)$$

Wie bereits erwähnt, wird der Zustandsrückführung ein PI-Regler überlagert, vgl. Abb. 6.2. Die resultierende Stellgröße  $u(t)$  ergibt sich somit als Summe der Zustandsrückführung  $u_{ZR}(t)$  und des PI-Reglers  $u_{PI}(t)$ :

$$\begin{aligned} u(t) &= u_{ZR}(t) + u_{PI}(t) \\ &= \underline{k}^T \underline{x}(t) + k_P \cdot \dot{e}(t) + k_I \cdot e(t) \end{aligned} \quad (6.3)$$

Die Eingangsgröße (6.3) ergibt sich mit der Regeldifferenz  $\dot{e}(t)$  aus Gleichung (6.4) zu der Eingangsgröße (6.5).

$$\begin{aligned} \dot{e}(t) &= w(t) - y(t) \\ &= w(t) - \underline{c}^T \cdot \underline{x}(t) \end{aligned} \quad (6.4)$$

$$u(t) = (\underline{k}^T - k_P \cdot \underline{c}^T) \cdot \underline{x}(t) + k_P \cdot w(t) + k_I \cdot e(t) \quad (6.5)$$

Wird der Zustandsvektor  $\underline{x}(t)$  um die Zustandsvariable  $e(t)$  der Regeldifferenz erweitert, ergibt sich der neue Zustandsvektor zu:

$$\underline{x}_e(t) = \begin{bmatrix} \underline{x}(t) \\ e(t) \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

Die Stellgröße  $u(t)$  kann mit Hilfe des erweiterten Zustandsvektors  $\underline{x}_e(t)$  aus Gleichung (6.6) vereinfacht dargestellt werden:

$$u(t) = [(\underline{k}^T - k_P \cdot \underline{c}^T) \quad k_I] \cdot \begin{bmatrix} \underline{x}(t) \\ e(t) \end{bmatrix} + k_P \cdot w(t) \quad (6.7)$$

Für  $w(t) = 0$  kann die erweiterte Regelstrecke wie folgt beschrieben werden [71]:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\underline{x}}(t) \\ \dot{e}(t) \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} A & 0 \\ -\underline{c}^T & 0 \end{bmatrix}}_{A_e} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \underline{x}(t) \\ e(t) \end{bmatrix}}_{\underline{x}_e(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \underline{b} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\underline{b}_e} \cdot u(t) + \begin{bmatrix} \underline{b}_v \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v(t) \\ y(t) &= \underbrace{\begin{bmatrix} \underline{c}^T & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{c}_e^T} \cdot \begin{bmatrix} \underline{x}(t) \\ e(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.8)$$

Durch Einsetzen der Stellgröße  $u(t)$  aus Gleichung (6.5) in die erweiterte Regelstrecke (6.8) ergibt sich die Zustandsgleichung der PI-Zustandsregelung.

In den folgenden Abschnitten wird eine PI-Zustandsregelung sowohl für das Regelstreckenmodell ohne als auch mit approximiertem Stromregelkreis entworfen.

### 6.1.1 Entwurf der PI-Zustandsregelung für ein Regelstreckenmodell ohne Berücksichtigung des unterlagerten Stromregelkreises

Grundlage der auszulegenden PI-Zustandsregelung ist das Zustandsraummodell des Zweimasensystems, vgl. Abschnitt 2.2.2. Das Blockschaltbild der PI-Zustandsregelung ist in Abb. 6.3

zu sehen. In dieser Abbildung ist bereits verdeutlicht, dass das Drehmoment der Welle  $m_S$  und die lastseitige Drehzahl  $\omega_L$  mit Hilfe eines Beobachters geschätzt werden. Für die Auslegung der Regelung wird jedoch zunächst davon ausgegangen, dass diese Größen zur Verfügung stehen. In einem späteren Abschnitt wird die Rekonstruktion dieser Größen mit Hilfe eines Beobachters erläutert. Des Weiteren wird die Stellgröße auf das Nennmoment des Antriebsmotors begrenzt. Ein Aufintegrieren des Integrators wird mit Hilfe eines Anti-Windup-Netzwerkes, wie es in Abschnitt 2.1.4 beschrieben ist, verhindert.

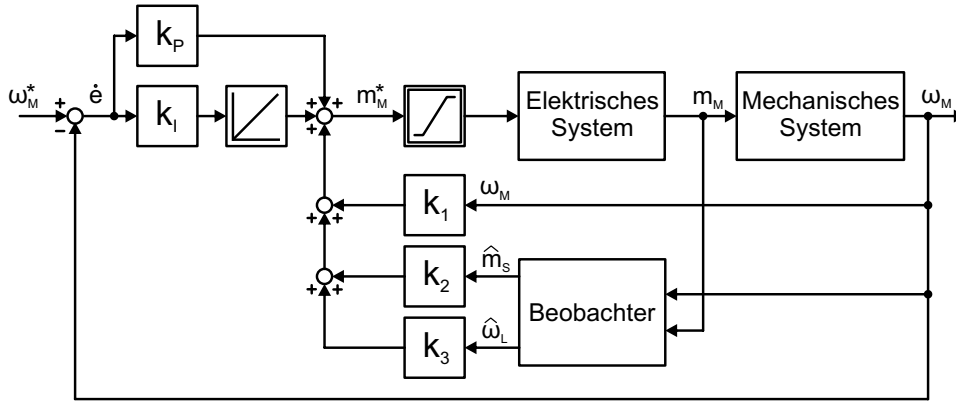


Abbildung 6.3: Blockschaltbild der PI-Zustandsregelung ohne Berücksichtigung des unterlagerten Stromregelkreises mit Beobachter für das Wellenmoment  $m_S$  und die Lastdrehzahl  $\omega_L$

Die Zustandsraumdarstellung des Zweimassensystems (2.30) vereinfacht sich unter Vernachlässigung der inneren Dämpfung  $d = 0$  zu dem in Gleichung (6.9) dargestellten Zustandsraummodell.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega_M \\ m_S \\ \omega_L \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{T_M} & 0 \\ \frac{1}{T_c} & 0 & -\frac{1}{T_c} \\ 0 & \frac{1}{T_L} & 0 \end{bmatrix}}_A \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \omega_M \\ m_S \\ \omega_L \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{T_M} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_b \cdot \underbrace{m_M}_u + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{T_L} \end{bmatrix}}_{b_v} \cdot \underbrace{m_L}_v \quad (6.9)$$

$$\underbrace{\omega_M}_y = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{c^T} x$$

Für  $w(t) = \omega_M^*(t) = 0$  lautet die erweiterte Regelstrecke nach Gleichung (6.8) für das Zweimassenmodell:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega_M \\ m_S \\ \omega_L \\ e \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{T_M} & 0 & 0 \\ \frac{1}{T_c} & 0 & -\frac{1}{T_c} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_L} & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A_e} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \omega_M \\ m_S \\ \omega_L \\ e \end{bmatrix}}_{x_e} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{T_M} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{b_e} \cdot \underbrace{m_M}_u + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{T_L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{b_{v,e}} \cdot \underbrace{m_L}_v \quad (6.10)$$

$$\underbrace{\omega_M}_y = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{c_e^T} \begin{bmatrix} x \\ e \end{bmatrix}$$

Durch Einsetzen der Stellgröße  $u(t)$  (6.7) mit  $\underline{k}^T = [k_1 \ k_2 \ k_3]$  in die erweiterte Regelstrecke liefert die Zustandsgleichung der PI-Zustandsregelung:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega_M \\ m_S \\ \omega_L \\ e \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{k_1 - k_P}{T_M} & \frac{k_2 - 1}{T_M} & \frac{k_3}{T_M} & \frac{k_I}{T_M} \\ \frac{1}{T_c} & 0 & -\frac{1}{T_c} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_L} & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A_{PI-ZR}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \omega_M \\ m_S \\ \omega_L \\ e \end{bmatrix}}_{\underline{x}_{PI-ZR}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{k_P}{T_M} \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}}_{\underline{b}_{PI-ZR}} \cdot \underbrace{\omega_M^*}_w + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{T_L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\underline{b}_{v,PI-ZR}} \cdot \underbrace{m_L}_v \quad (6.11)$$

$$\underbrace{\omega_M}_y = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{c}_{PI-ZR}^T} \begin{bmatrix} x \\ e \end{bmatrix}$$

### Berechnung der Regelungsparameter

Die Berechnung der Regelungsparameter erfolgt über den Vergleich des Nennerpolynoms der Führungsübertragungsfunktion mit einem zu definierenden Wunschpolynom  $P(s)$ . Zunächst wird die Führungsübertragungsfunktion der PI-Zustandsregelung berechnet. Mit Hilfe der in Gleichung (6.12) dargestellten Berechnungsvorschrift ergibt sich die Führungsübertragungsfunktion der PI-Zustandsregelung (6.13).

$$G_W(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \underline{c}_{PI-ZR}^T (sI - A_{PI-ZR})^{-1} \underline{b}_{PI-ZR} \quad (6.12)$$

$$G_W(s) = \frac{\omega_M(s)}{\omega_M^*(s)} = \frac{s^3 \frac{k_P}{T_M} + s^2 \frac{k_I}{T_M} + s \frac{k_P}{T_M T_L T_c} + \frac{k_I}{T_M T_L T_c}}{s^4 + s^3 \frac{k_P - k_1}{T_M} + s^2 \frac{k_I T_L T_c - k_2 T_L + T_M + T_L}{T_M T_L T_c} + s \frac{k_P - k_1 - k_3}{T_M T_L T_c} + \frac{k_I}{T_M T_L T_c}} \quad (6.13)$$

Das charakteristische Polynom des geschlossenen Regelkreises lautet folglich:

$$Q(s) = s^4 + s^3 \frac{k_P - k_1}{T_M} + s^2 \frac{k_I T_L T_c - k_2 T_L + T_M + T_L}{T_M T_L T_c} + s \frac{k_P - k_1 - k_3}{T_M T_L T_c} + \frac{k_I}{T_M T_L T_c} \quad (6.14)$$

Für die gezielte Platzierung der Polstellen des geschlossenen Drehzahlregelkreises wird ein Wunschpolynom  $P(s)$  vierter Ordnung (6.15) definiert, mit dessen Polstellen die Reglerparameter anschließend berechnet werden können.

$$P(s) = (s - s_{p1})(s - s_{p2})(s - s_{p3})(s - s_{p4}) \quad (6.15)$$

Die Polstellen  $s_{p1}$  bis  $s_{p4}$  sind durch die Eigenfrequenzen  $\omega_{p1}$  und  $\omega_{p2}$  und die Dämpfungen  $D_{p1}$  und  $D_{p2}$  charakterisiert:

$$s_{p,1/2} = \omega_{p1} \left( -D_{p1} \pm j \sqrt{1 - D_{p1}^2} \right) \quad (6.16)$$

$$s_{p,3/4} = \omega_{p2} \left( -D_{p2} \pm j \sqrt{1 - D_{p2}^2} \right)$$

Es folgt:

$$P(s) = s^4 + s^3 (2\omega_{p1}D_{p1} + 2\omega_{p2}D_{p2}) + s^2 (4\omega_{p1}D_{p1}\omega_{p2}D_{p2} + \omega_{p1}^2 + \omega_{p2}^2) + \dots \\ + s (2\omega_{p1}D_{p1}\omega_{p2}^2 + 2\omega_{p1}^2\omega_{p2}D_{p2}) + \omega_{p1}^2\omega_{p2}^2 \quad (6.17)$$

Die Nullstelle der Führungsübertragungsfunktion, die sich infolge des P-Anteils des PI-Reglers ergibt, lautet:

$$s_{n1} = -\frac{k_I}{k_P} = -\omega_{n1} \quad (6.18)$$

Es folgt:

$$k_P = \frac{k_I}{\omega_{n1}} \quad (6.19)$$

Die übrigen Regelungsparameter lassen sich mit Hilfe eines Koeffizientenvergleichs des Wunschpolynoms  $P(s)$  mit dem charakteristischen Polynom des geschlossenen Regelkreises  $Q(s)$  und Lösen eines linearen Gleichungssystems bestimmen:

$$k_I = \omega_{p1}^2\omega_{p2}^2T_M T_L T_c \\ k_1 = k_P - 2T_M\omega_{p1}D_{p1} - 2T_M\omega_{p2}D_{p2} \\ k_2 = 1 + \frac{T_M}{T_L} + T_M T_L T_c (T_c\omega_{p1}^2\omega_{p2}^2 - \omega_{p1}^2 - \omega_{p2}^2 - 4\omega_{p1}\omega_{p2}D_{p1}D_{p2}) \\ k_3 = 2T_M\omega_{p1}D_{p1} + 2T_M\omega_{p2}D_{p2} - 2T_M\omega_{p1}\omega_{p2}D_{p1}T_L T_c - 2T_M\omega_{p1}^2\omega_{p2}D_{p2}T_L T_c \quad (6.20)$$

Die Reglerparameter lassen sich jetzt mit Hilfe der Streckenparameter und den festzulegenden Polstellen des Wunschpolynoms ermitteln. Die besondere Herausforderung der Zustandsregelung ist eine geeignete Wahl der Polstellen und der wählbaren Nullstelle. Die Spezifizierung dieser Pol- und Nullstellenkonfiguration wird in dem Abschnitt 6.1.3 behandelt.

Zunächst wird im nachfolgenden Abschnitt die PI-Zustandsregelung um eine Zustandsgröße, die Dynamik des unterlagerten Stromregelkreises, erweitert.

## 6.1.2 Entwurf der PI-Zustandsregelung für ein Regelstreckenmodell mit Berücksichtigung des unterlagerten Stromregelkreises

In vielen Forschungsberichten wird der unterlagerte Stromregelkreis als ein Verzögerungsglied erster Ordnung approximiert und bei der Auslegung der Zustandsregelung berücksichtigt [42–44, 46]. Welchen Einfluss diese Erweiterung der Zustandsregelung hat, wird im Nachfolgenden untersucht.

Das Blockschaltbild der erweiterten PI-Zustandsregelung ist in Abb. 6.4 zu sehen.

Grundlage der auszulegenden PI-Zustandsregelung ist das Zustandsraummodell des Zweimassensystems mit approximiertem Stromregelkreis, vgl. Abschnitt 2.2.2. Das Zustandsraumdarstellung des Zweimassensystems mit approximiertem Stromregelkreis (2.31) vereinfacht sich

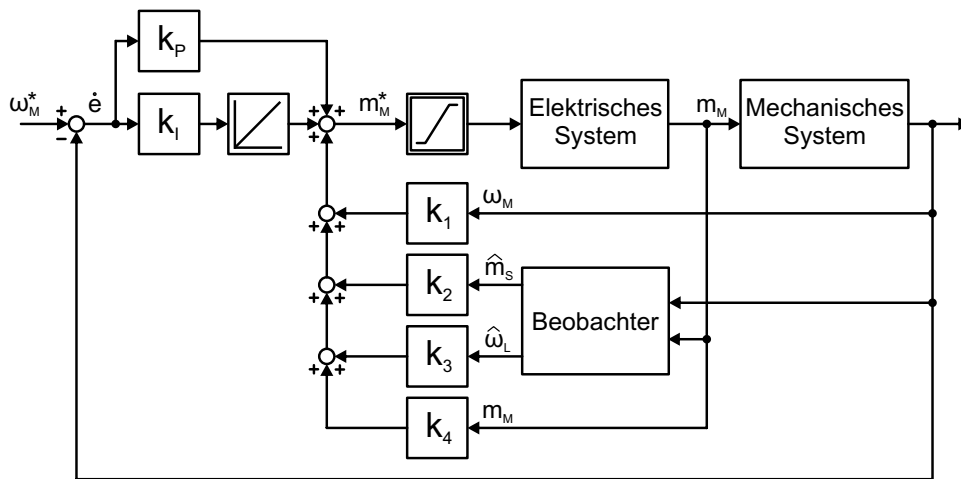


Abbildung 6.4: Blockschaltbild der PI-Zustandsregelung mit Berücksichtigung des unterlageren Stromregelkreises mit Beobachter für das Wellenmoment  $m_S$  und die Lastdrehzahl  $\omega_L$

unter Vernachlässigung der inneren Dämpfung  $d = 0$  zu dem in Gleichung (6.21) dargestellten Zustandsraummodell.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega_M \\ m_S \\ \omega_L \\ m_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{T_M} & 0 & \frac{1}{T_M} \\ \frac{1}{T_c} & 0 & -\frac{1}{T_c} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_E} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \omega_M \\ m_S \\ \omega_L \\ m_M \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T_E} \end{bmatrix} \cdot m_M^* + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{T_L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot m_L \quad (6.21)$$

$$y = [1 \ 0 \ 0 \ 0] \underline{x}$$

Die erweiterte Regelstrecke für  $w(t) = 0$  nach Gleichung (6.8) für das Zweimassenmodell mit approximiertem Stromregelkreis lautet:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega_M \\ m_S \\ \omega_L \\ m_M \\ e \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{T_M} & 0 & \frac{1}{T_M} & 0 \\ \frac{1}{T_c} & 0 & -\frac{1}{T_c} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_E} & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A_e} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \omega_M \\ m_S \\ \omega_L \\ m_M \\ e \end{bmatrix}}_{\underline{x}_e} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T_E} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\underline{b}_e} \cdot \underbrace{m_M^*}_u + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{T_L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\underline{b}_{v,e}} \cdot \underbrace{m_L}_v \quad (6.22)$$

$$\underbrace{\omega_M}_y = \underbrace{[1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]}_{\underline{c}_e^T} \begin{bmatrix} \underline{x} \\ e \end{bmatrix}$$

Das Einsetzen der Stellgröße  $u(t)$  aus Gleichung (6.7) mit  $\underline{k}^T = [k_1 \ k_2 \ k_3 \ k_4]$  in die erweiterte Regelstrecke liefert die Zustandsgleichung der PI-Zustandsregelung:

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega_M \\ m_S \\ \omega_L \\ m_M \\ e \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{T_M} & 0 & \frac{1}{T_M} & 0 \\ \frac{1}{T_c} & 0 & -\frac{1}{T_c} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_L} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{k_1-k_P}{T_E} & \frac{k_2}{T_E} & \frac{k_3}{T_E} & \frac{k_4-1}{T_E} & \frac{k_I}{T_E} \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A_{PI-ZR}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \omega_M \\ m_S \\ \omega_L \\ m_M \\ e \end{bmatrix}}_{\underline{x}_{PI-ZR}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{k_P}{T_E} \\ 1 \end{bmatrix}}_{\underline{b}_{PI-ZR}} \cdot \underbrace{\omega_M^*}_w + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{T_L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\underline{b}_{v,PI-ZR}} \cdot \underbrace{m_L}_v \\
 \underbrace{\omega_M}_y &= \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{c}_{PI-ZR}^T} \begin{bmatrix} x \\ e \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{6.23}$$

### Berechnung der Regelungsparameter

Die Berechnung der Regelungsparameter erfolgt wie zuvor über den Vergleich des Nennerpolynoms der Führungsübertragungsfunktion mit einem zu definierenden Wunschpolynom  $P(s)$ . Die Führungsübertragungsfunktion wird mit der Gleichung (6.12) berechnet und lautet in diesem Fall:

$$\begin{aligned}
 G_W(s) &= \frac{\omega_M(s)}{\omega_M^*(s)} \\
 &= \frac{s^3 \frac{k_P}{T_M T_E} + s^2 \frac{k_I}{T_M T_E} + s \frac{k_P}{T_M T_L T_c T_E} + \frac{k_I}{T_M T_L T_c T_E}}{s^5 + s^4 \cdot \frac{1-k_4}{T_E} + s^3 \cdot \frac{k_P T_c - k_1 T_L + T_M + T_E}{T_M T_c T_E} + s^2 \cdot \frac{k_I T_L T_c - k_2 T_L - k_4(T_M + T_L) + T_M + T_L}{T_M T_L T_c T_E} \dots} \tag{6.24} \\
 &\quad \dots \frac{k_P - k_1 - 1}{T_M T_L T_c T_E} + \frac{k_I}{T_M T_L T_c T_E}
 \end{aligned}$$

Aufgrund der höheren Systemordnung wird in diesem Fall ein Wunschpolynom  $P(s)$  fünfter Ordnung (6.25) definiert:

$$P(s) = (s - s_{p0})(s - s_{p1})(s - s_{p2})(s - s_{p3})(s - s_{p4}) \tag{6.25}$$

mit einem reellen Pol  $s_{p0}$  und zwei konjugiert komplexen Polpaaren  $s_{p,1/2}$  und  $s_{p,3/4}$ :

$$\begin{aligned}
 s_{p0} &= -\omega_{p0} \\
 s_{p,1/2} &= \omega_{p1} \left( -D_{p1} \pm j\sqrt{1 - D_{p1}^2} \right) \\
 s_{p,3/4} &= \omega_{p2} \left( -D_{p2} \pm j\sqrt{1 - D_{p2}^2} \right)
 \end{aligned} \tag{6.26}$$

Das Wunschpolynom  $P(s)$  lautet somit:

$$\begin{aligned}
 P(s) &= s^5 + s^4 (2\omega_{p1} D_{p1} + 2\omega_{p2} D_{p2} + \omega_{p0}) + \dots \\
 &\quad + s^3 (2\omega_{p0} \omega_{p2} D_{p2} + 2\omega_{p0} \omega_{p1} D_{p1} + 4\omega_{p1} D_{p1} \omega_{p2} D_{p2} + \omega_{p1}^2 + \omega_{p2}^2) + \dots \\
 &\quad + s^2 (2\omega_{p1} D_{p1} \omega_{p2}^2 + 2\omega_{p1}^2 \omega_{p2} D_{p2} + \omega_{p0} \omega_{p1}^2 + \omega_{p0} \omega_{p2}^2 + 4\omega_{p0} \omega_{p1} \omega_{p2} D_{p1} D_{p2}) + \dots \\
 &\quad + s (2\omega_{p0} \omega_{p1}^2 \omega_{p2} D_{p2} + 2\omega_{p0} \omega_{p1} \omega_{p2}^2 D_{p1} + \omega_{p1}^2 \omega_{p2}^2) + \dots \\
 &\quad + \omega_{p0} \omega_{p1}^2 \omega_{p2}^2
 \end{aligned} \tag{6.27}$$

Die wählbare reelle Nullstelle der Führungsübertragungsfunktion lautet:

$$s_{n1} = -\frac{k_I}{k_P} = -\omega_{n1} \quad (6.28)$$

Für die Reglerverstärkung  $k_P$  folgt somit:

$$k_P = \frac{k_I}{\omega_{n1}} \quad (6.29)$$

Die restlichen Regelungsparameter werden mit Hilfe eines Koeffizientenvergleichs des Wunschpolynoms  $P(s)$  mit dem charakteristischen Polynom  $Q(s)$  und anschließendem Lösen eines linearen Gleichungssystems bestimmt. Es ergeben sich die folgenden Regelungsparameter:

$$\begin{aligned} k_I &= T_M T_L T_c T_E \omega_{p0} \omega_{p1}^2 \omega_{p2}^2 \\ k_1 &= k_P + \frac{T_M T_E}{T_L T_c} + \frac{T_L T_E}{T_L T_c} - T_M T_E \omega_{p1}^2 + T_M T_E \omega_{p2}^2 + T_M T_E 2\omega_{p0} \omega_{p1} D_{p1} \dots \\ &\quad + 2T_M T_E \omega_{p0} \omega_{p2} D_{p2} + 4T_M T_E \omega_{p1} \omega_{p2} D_{p1} D_{p2} \\ k_2 &= \omega_{p0} T_E + \frac{T_M T_E}{T_L} \omega_{p0} + 2\omega_{p1} D_{p1} T_E + 2\omega_{p2} D_{p2} T_E + 2T_M T_E \omega_{p1} D_{p1} \dots \\ &\quad + 2T_M T_E \omega_{p2} D_{p2} + \omega_{p0} \omega_{p1}^2 \omega_{p2}^2 T_M T_L T_c^2 T_E - \omega_{p0} \omega_{p1}^2 T_M T_c T_E \dots \\ &\quad - \omega_{p0} \omega_{p2}^2 T_M T_c T_E - 2\omega_{p1} \omega_{p2}^2 D_{p1} T_M T_c T_E \dots \\ &\quad - 2\omega_{p1}^2 \omega_{p2} D_{p2} T_M T_c T_E - 4\omega_{p0} \omega_{p1} \omega_{p2} D_{p1} D_{p2} T_M T_c T_E \\ k_3 &= \omega_{p1}^2 T_M T_E + \omega_{p2}^2 T_M T_E + 2\omega_{p0} \omega_{p1} D_{p1} T_M T_E + 2\omega_{p0} \omega_{p2} D_{p2} T_M T_E \dots \\ &\quad - 2\omega_{p0} \omega_{p1} \omega_{p2}^2 D_{p1} T_M T_L T_c T_E - 2\omega_{p0} \omega_{p1}^2 \omega_{p2} D_{p2} T_M T_L T_c T_E - \omega_{p1}^2 \omega_{p2}^2 T_M T_L T_c T_E \dots \\ &\quad + 4\omega_{p1} \omega_{p2} D_{p1} D_{p2} T_M T_E - \frac{T_M T_E}{T_L T_c} - \frac{T_E}{T_c} \\ k_4 &= 1 - 2\omega_{p1} D_{p1} T_E - 2\omega_{p2} D_{p2} T_E - \omega_{p0} T_E \end{aligned} \quad (6.30)$$

Es kann festgestellt werden, dass die Bestimmung der Regelungsparameter durch die Hinzunahme des approximierten Stromregelkreises in die Modellbeschreibung deutlich umfangreicher wird, obwohl der unterlagerte Stromregelkreis nur durch ein Verzögerungsglied erster Ordnung beschrieben wurde.

### 6.1.3 Wahl der Pol- und Nullstellen des geschlossenen Regelkreises

Es sind verschiedene Strategien für die Platzierung der Polstellen in der Literatur zu finden. Darunter befinden sich die Methode der Doppelverhältnisse [22], die Auslegung mit Hilfe einer Annäherung an das Verhalten eines PT2-Gliedes [55] und die Auslegung unter der Berücksichtigung der resultierenden Stellenergie [43]. Die Ansätze unterscheiden sich hinsichtlich der Herangehensweise und somit auch durch ihre Ergebnisse.

In der regelungstechnischen Fachliteratur wird insbesondere das Verfahren der PT2-Annäherung behandelt [55, 73, 75]. Die Idee dieses Verfahrens ist, dass die Polstellen derart platziert werden,



dass der Regelkreis vorgegebene Güteanforderungen erfüllt [55]. Dafür muss jedoch der Zusammenhang zwischen der Lage der Polstellen des Regelkreises und den vorgebbaren Güteanforderungen bekannt sein. Dieser Zusammenhang ist für ein Verzögerungsglied zweiter Ordnung (PT2-Glied) bekannt. Daher wird versucht, dem geschlossenen Regelkreis das Verhalten eines PT2-Gliedes aufzuzwingen. Das Verhalten des Regelkreises kommt dem eines PT2-Gliedes besonders nahe, wenn der geschlossene Regelkreis ein dominierendes Polpaar besitzt. Ein dominierendes Polpaar liegt dann vor, wenn ein Polpaar im Vergleich zu den anderen Polstellen weit rechts in der linken komplexen  $s$ -Halbebene liegt. Das dominante Polpaar hat einen besonders großen Einfluss auf das Verhalten der Regelstrecke, wobei hingegen die restlichen Pole einen eher geringen Einfluss auf die Regelstrecke haben. Der Einfluss einer Polstelle auf das Verhalten der Regelstrecke kann mit Hilfe des Dominanzmaßes angegeben werden [73]. Das Vorgehen bei der PT2-Annäherung ist, dass die Dynamik mit Hilfe gewünschter Zeitbereichskenngrößen, wie der Überschwingweite, der Anregelzeit und der Überschwingzeit, mit dem dominanten Polpaar vorgegeben wird und die restlichen Polstellen deutlich weiter links in der komplexen  $s$ -Halbebene platziert werden. Eine Verschiebung der Polstellen des geschlossenen Regelkreises weg von der Lage des offenen Regelkreises erfordert Stellenergie. Je weiter die Polstellen des geschlossenen Regelkreises von der ursprünglichen Lage verschoben werden, desto höher ist der Stellgrößenbedarf [42]. Ein wesentlicher Nachteil dieses Ansatzes besteht darin, dass die Lage der Polstellen der Regelstrecke bei der Reglerauslegung nicht berücksichtigt wird und somit ein hoher Stellgrößenbedarf resultieren kann.

Ein weiterer Ansatz die Polstellen des geschlossenen Regelkreises zu wählen, ist das Verfahren des Dämpfungsoptimums. Das Ziel des Dämpfungsoptimums ist es, das Verhalten des geschlossenen Regelkreises anhand von Standardpolynomen, welche nur von einem freien Parameter abhängig sind, hinsichtlich der Dämpfungseigenschaften zu optimieren. Dazu wird für ein geregeltes System beliebiger Ordnung das Nennerpolynom der Führungsübertragungsfunktion vorgegeben, das eine optimale Dämpfung aufweist [22]. Der Ansatz des Dämpfungsoptimums baut dabei auf der Einstellung der Doppelverhältnisse [22] auf. Der Vorteil dieses Verfahrens ist, dass nur ein freier Parameter gewählt werden muss und somit eine sehr einfache Reglereinstellung resultiert. Jedoch wird auch bei diesem Ansatz die Lage der Polstellen der Regelstrecke und somit der resultierende Stellgrößenbedarf nicht berücksichtigt. Das Verfahren des Dämpfungsoptimums wurde in [42] für schwingungsfähige Hochleistungsantriebe untersucht. Die Optimierung der Zustandsregelung mit Hilfe der Doppelverhältnisse führt in [42] zu einer Regelung, die ein hohes Maß an Stellenergie erfordert und eine geringe Robustheit aufweist. Das liegt nach [42] mitunter an der Verschiebung der Polstellen weit entfernt von den Polstellen der Regelstrecke.

Eine weitere Strategie ist, die Polstellen der elastischen Kopplung in der Nähe der Systemnullstellen zu platzieren [20]. Das bewirkt, dass der Einfluss dieser Polstellen durch die Nullstellen kompensiert wird. Jedoch ist aufgrund von Parameterunsicherheiten und Parameteränderungen eine komplette Kompensation meist nicht möglich. Da sich die Nullstellen sehr dicht an der imaginären Achse der komplexen  $s$ -Halbebene befinden, liegen somit auch die Polstellen sehr dicht an der Stabilitätsgrenze. Das führt zu einer sehr geringen Robustheit dieser Strategie. Um die Robustheit zu erhöhen, können die Polstellen mit einem gewissen Abstand zu den Nullstellen, weiter entfernt von der imaginären Achse, platziert werden. In diesem Fall wird der Einfluss

der Resonanzpole größer und die Dynamik verschlechtert sich. Daher wird diese Strategie in dieser Arbeit nicht weiter verfolgt.

Die Arbeiten [43] und [42] befassen sich mit der Polzuweisung bei Hochleistungsantrieben unter Berücksichtigung des resultierenden Stellgrößenbedarfs. Eine Verschiebung der Polstellen weg von der ursprünglichen Lage des offenen Regelkreises erfordert Stellenergie. Je stärker das natürliche Verhalten der Strecke geändert wird, desto größer werden die Reglerverstärkungen [44]. Auch die Robustheit wird durch zu hohe Reglerverstärkungen negativ beeinflusst [43]. Die Regelung reagiert heftiger auf Störungen und Rauschen. Ebenfalls können nichtmodellerte Systemdynamiken stärker angeregt werden [44]. Besonders kritisch wirkt sich die hohe Verstärkung aus, wenn ein System als Zwei-Massen-System vereinfacht wurde und eine Regelung für dieses vereinfachte System entworfen wurde. In diesem Fall können die Stellamplituden höherfrequente Resonanzen der vernachlässigten elastischen Verbindungen anregen und das System in Schwingungen versetzen oder sogar Instabilität hervorrufen [43]. In [42] wird daher empfohlen, die Eigenwerte von denen des offenen Kreises nur so weit zu verschieben, wie es für die Erzielung der gewünschten Dynamik des geschlossenen Regelkreises erforderlich ist. Somit lassen sich übermäßig hohe Rückführverstärkungen und die damit verbundenen negativen Auswirkungen auf den hohen Stellenergiebedarf und die Robustheit verringern [42, 43]. Eine geeignete Polplatzierung wird in [42] durch eine heuristische Entwurfsmethodik gefunden. Bei diesem Einsatz wird der Bedarf an Stellenergie indirekt berücksichtigt. Ein geschlossener Ansatz für verschiedene Antriebskonfigurationen wird jedoch nicht gegeben.

Ein geschlossener Ansatz für beliebige Antriebskonfigurationen wird in der Arbeit [43] präsentiert. Grundlage dieses Ansatzes ist eine Empfindlichkeits- und Sensitivitätsanalyse der Polstellen. Die Polempfindlichkeit beschreibt die Fähigkeit, durch Änderung der Regelparameter die Polstellen des geschlossenen Regelkreises zu verschieben. Diese Analyse wird für den Entwurf der Zustandsregelung verwendet, um eine Polstellenkonfiguration zu finden, die möglichst wenig Stellenergie benötigt [43]. Die Sensitivität beschreibt den Einfluss der physikalischen Parameter auf die Eigenwerte. Die Pfade maximaler Polempfindlichkeit und minimaler Polsensitivität definieren dabei günstige Areale zur Platzierung der Polstellen [43]. Die Lage des dominanten Polpaares wird in [43] mit einem festen Dämpfungswert von  $D_p = 1/\sqrt{2}$  festgelegt. Die Dynamik wird mit Hilfe des Abstandes zum Ursprung beeinflusst. Die Polstelle des Stromregelkreises wird im gleichen Abstand zum Ursprung auf die reelle Achse gelegt. Eine Verschiebung der Eigenwerte weit nach links in der komplexen s-Halbebene, was die Forderung nach hoher Dynamik und guter Dämpfung erfüllen würde, vergrößert die Verstärkungsfaktoren des Rückführvektors und erfordert damit ein hohes Maß an Stellenergie. Es muss daher ein Kompromiss zwischen guter Dynamik und begrenzter Stellgröße gefunden werden [46]. Anschließend wird, basierend auf den Ergebnissen der Sensitivitäts- und Empfindlichkeitsanalyse, die Lage der resonanten Polstellen festgelegt. Dabei wird empfohlen, diese nur so weit wie nötig von der Ursprungslage zu entfernen. Es wird abschließend eine Berechnungsformel für die Reglerparameter angegeben, die von den Streckenparametern und zwei wählbaren Dynamikparametern abhängig ist. Die Arbeiten [45] und [46] bestätigen die Tauglichkeit der Schwingungsdämpfung der Einstellung der PI-Zustandsregelung nach dem Ansatz von [43]. Des Weiteren wurde in [43] durch die Polsensitivitätsanalyse gezeigt, dass es ungeeignet ist, mehrere Polstellen an einer Stelle zu platzieren. Mehrfache Polstellen verursachen eine besonders hohe Sensitivität.

Das bedeutet, dass kleine Unsicherheiten der Streckenparameter zu einer großen Verschiebung der Polstellen führen und somit die Robustheit deutlich reduziert wird. Die Lage der wählbaren Nullstelle des PI-Reglers wird in dem Ansatz von [43] jedoch nicht betrachtet. Ebenfalls wird die Lage des dominierenden Polpaares mit einer festen Dämpfung von  $D = 1/\sqrt{2}$  eingeschränkt. Da das dominierende Polpaar den größten Einfluss auf die Dynamik des geregelten Systems hat, ist es nicht ratsam die Lage dieses Polpaares einzuschränken.

In dieser Arbeit soll auf den Erkenntnissen aus den Arbeiten [43] und [42] aufgebaut und weitere Einflüsse untersucht werden. Es wird sowohl der Einfluss der Eigenfrequenz als auch des Dämpfungswertes des dominierenden Polpaares auf die Drehzahldynamik untersucht. Ferner wird auch der Einfluss der wählbaren Nullstelle untersucht. Es soll eine Polstellenkonfiguration gefunden werden, die eine gute Dynamik erzielt und die im Abschnitt 4.2 angegebenen Anforderungen für alle betrachteten Antriebskonfigurationen erfüllt.

## 6.2 Dynamisches Verhalten

Basierend auf den Ergebnissen aus [42] und [43] wird das resonante Polpaar von der Ursprungslage nur so weit wie nötig verschoben. Damit der Einfluss dieses Polpaares reduziert wird, wird die Dämpfung des Polpaares auf  $D = 1/\sqrt{2}$  erhöht, die Eigenfrequenz wird jedoch nicht verändert. Diese Platzierung bewirkt, dass der Einfluss des resonanten Polpaares auf die Dynamik des geregelten Systems reduziert wird, dafür aber keine unnötig hohe Stellenergie erforderlich ist. Somit kann die Dynamik der Drehzahlregelung durch das dominierende Polpaar vorgegeben werden.

### 6.2.1 PI-Zustandsregelung ohne Berücksichtigung des Stromregelkreises

In Abb. 6.5 sind die resultierenden Parameter des dynamischen Verhaltens für die Antriebskonfiguration C2 in Abhängigkeit der Lage des dominierenden Polpaares zu sehen. Links sind die Ergebnisse für einen Führungsgrößensprung von 2% der Nenndrehzahl und rechts für einen Störgrößensprung von 50% des Nennmomentes abgebildet. Die Ergebnisse sind in Abhängigkeit der Dämpfung  $D_{p1}$  und der Eigenfrequenz  $\omega_{p1}$  des dominierenden Polpaares dargestellt. Das resonante Polpaar hat dabei die gleiche Eigenfrequenz wie das unregelte System, jedoch wurde die Dämpfung auf  $D_{p2} = 0,707$  erhöht. Für die Nullstelle wurde ebenfalls die gleiche Eigenfrequenz gewählt. Es ist gut zu sehen, dass die Ausregelzeit  $t_{S,L,norm}$  mit steigender Eigenfrequenz  $\omega_{p1}$  des dominierenden Polpaares sowohl für den Führungsgrößensprung als auch für den Störgrößensprung reduziert wird. Für sehr große Eigenfrequenzen ist nur noch eine sehr geringe Verringerung der Ausregelzeit festzustellen. Eine höhere Dämpfung  $D_{p1}$  bewirkt ebenfalls zunächst eine Verringerung und anschließend eine leichte Erhöhung der Ausregelzeit. Die prozentuale Überschwingweite  $POS_L$  bei einem Führungsgrößensprung ist nahezu alleine von der Dämpfung  $D_{p1}$  abhängig. Sie kann für eine Dämpfung  $D_{p1} = 1$  auf ca. 0% reduziert werden. Im Gegensatz zu der konventionellen PI-Regelung ist es mit der Zustandsregelung also möglich, die prozentuale Überschwingweite deutlich unter den geforderten Maximalwert von 20% bei

einem Führungsgrößenprung zu reduzieren. Für einen Störgrößenprung ist im Gegensatz zum Führungsgrößenprung die prozentuale Überschwingweite  $POS_L$  bzw. die prozentuale Unterschwingweite bei einem Lastsprung hauptsächlich von der Eigenfrequenz  $\omega_{p1}$  und weniger von der Dämpfung  $D_{p1}$  abhängig. Ebenfalls ist zu erkennen, dass das maximale Wellenmoment mit steigender Eigenfrequenz und mit kleiner werdender Dämpfung des dominierenden Polpaars sowohl für einen Führungsgrößen- als auch einen Störgrößenprung steigt. Gleichzeitig steigt auch die Regelbandbreite und der Stellgrößenbedarf.

In Abb. 6.6 wird der Einfluss der wählbaren Nullstelle  $s_{n1}$  auf die Dynamik der Drehzahlregelung verdeutlicht. Die Polstellen sind dabei fest ( $\omega_{p2} = 270$  rad/s;  $D_{p2} = 0,707$ ;  $\omega_{p1} = 125$  rad/s;  $D_{p1} = 0,8$ ), nur die Nullstelle  $s_{n1}$  wird in ihrer Eigenfrequenz  $\omega_{n1}$  variiert. Abgebildet sind die charakteristischen Parameter des dynamischen Verhaltens für einen Führungsgrößenprung (links) und einen Störgrößenprung (rechts). Für das Störgrößenverhalten hat die Nullstelle keinen Einfluss. Durch die Variation der Eigenfrequenz  $\omega_{n1}$  der Nullstelle kann allerdings die Ausregelzeit bei einem Führungsgrößenprung beeinflusst werden. Für kleine Eigenfrequenzen (im Bereich des dominierenden Polpaars  $\omega_{p1}$ ) steigt die Ausregelzeit  $t_{S,L,norm}$  deutlich an. Gleichzeitig nimmt die prozentuale Überschwingweite  $POS_L$  und die Belastung der Welle  $\max(m_S)$  zu. Der Stellgrößenbedarf steigt drastisch an. Die Eigenfrequenz  $\omega_{n1}$  der Nullstelle sollte also nicht zu klein gewählt werden. Anhand der Gleichungen für die Berechnung der Regelparameter (6.19)  $k_P = k_I/\omega_{n1}$  wird ebenfalls deutlich, dass die Regelkreisverstärkung des PI-Reglers mit sinkender Eigenfrequenz der Nullstelle wächst und somit die Anregung von mechanischen Schwingungen größer wird. Bei großen Eigenfrequenzen der Nullstelle ist kaum ein Einfluss auf die Dynamik des Drehzahlregelkreises festzustellen. Bei  $\omega_{n1} = 140$  rad/s ist ein Minimum der Ausregelzeit zu sehen. Aufgrund von Parameterunsicherheiten sollte die Nullstelle etwas oberhalb dieser Frequenz platziert werden. Simulations- und Messergebnisse haben gezeigt, dass die Platzierung der Nullstelle bei der gleichen Eigenfrequenz wie der des resonanten Polpaars  $\omega_{p2}$  zu guten Ergebnissen führt. Für die weiterführenden Analysen wird die Eigenfrequenz der Nullstelle gleich der Frequenz des resonanten Polpaars gesetzt.

Ein großer Nachteil der Zustandsregelung ist die Komplexität der Reglerauslegung. Bei dem dargestellten Ansatz müssen fünf Regelungsparameter für die Zustandsregelung ausgelegt werden, die je nach Antriebskonfiguration unterschiedlich gewählt werden müssen. Eine Einstellung der PI-Zustandsregelung mit Hilfe einer Einstellformel ist besonders für die praktische Umsetzung, speziell für die Industrie, wünschenswert.

Für das resonante Polpaar und die Nullstelle wurde bereits eine geeignete Platzierung in Abhängigkeit der Antriebsparameter gefunden. Es muss lediglich noch eine geeignete Platzierung des dominierenden Polpaars gefunden werden. Eine empirisch ermittelte Einstellformel mit der für alle in dieser Arbeit betrachteten Antriebskonfigurationen gute Ergebnisse erzielt werden,

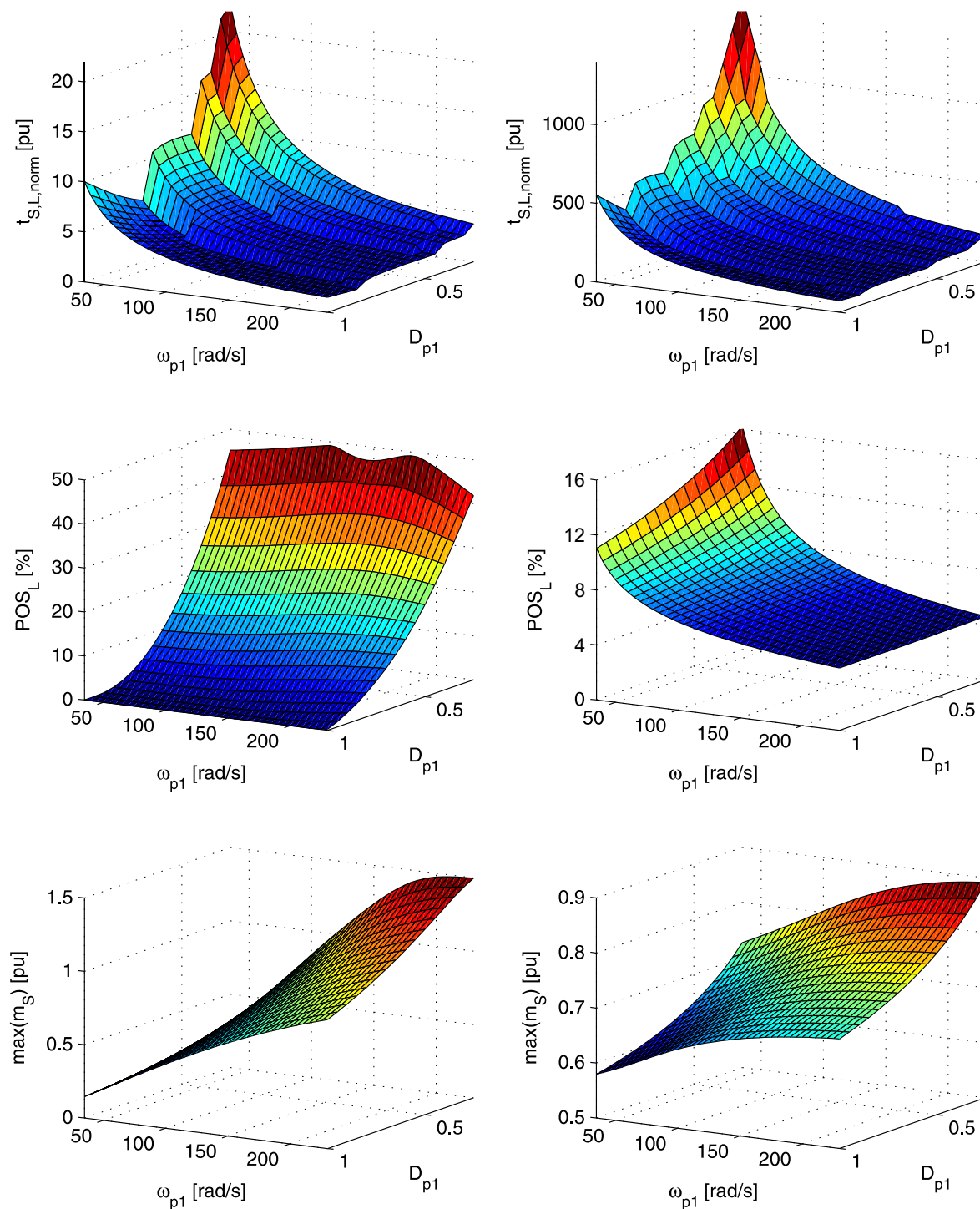


Abbildung 6.5: Dynamikeigenschaften der PI-Zustandsregelung für einen Führungsgrößen sprung von 2% (links) und einen Störgrößen sprung von 50% (rechts) in Abhängigkeit des dominanten Polpaars ( $s_{p,1/2} = \omega_{p1} \left( -D_{p1} \pm j\sqrt{1 - D_{p1}^2} \right)$ );  $\omega_{p2} = 270$  rad/s;  $D_{p2} = 0,707$ ;  $\omega_{n1} = 270$  rad/s; mit Stellgrößenbegrenzung; Antriebskonfiguration C2

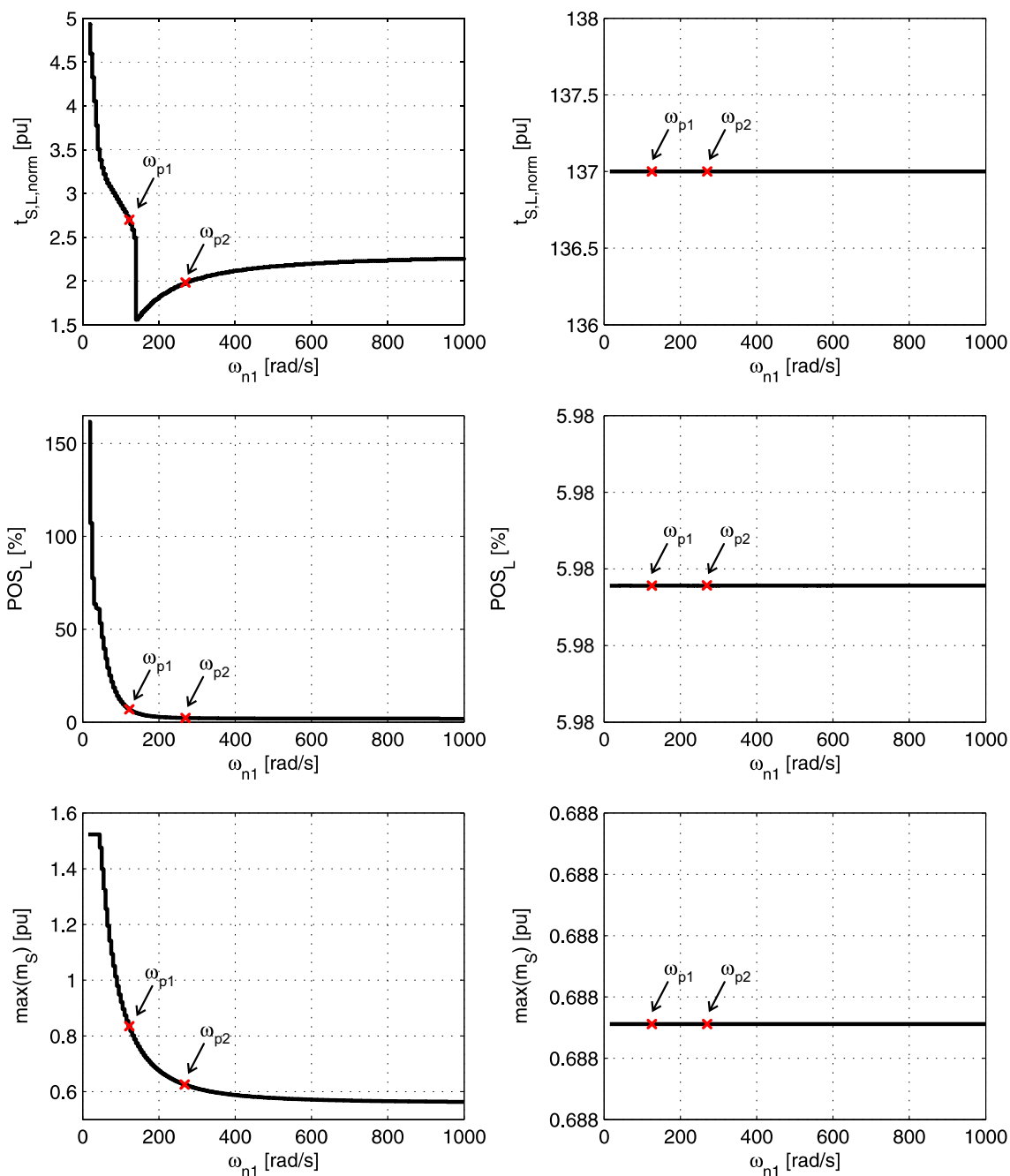


Abbildung 6.6: Dynamikeigenschaften der PI-Zustandsregelung für einen Führungsgrößen-sprung von 2% (links) und einen Störgrößen-sprung von 50% (rechts) in Abhängigkeit der wählbaren Nullstelle  $s_{n1} = -\omega_{n1}$ ;  $\omega_{p2} = 270$  rad/s;  $D_{p2} = 0,707$ ;  $\omega_{p1} = 125$  rad/s;  $D_{p1} = 0,8$ ; mit Stellgrößenbegrenzung; Antriebskonfiguration C2

ist in Gleichung (6.31) gegeben.

$$\begin{aligned}
 \omega_{p1} &= \frac{\omega_{p2}}{4} + \omega_{p2} \cdot 200 \cdot T_c + \frac{\omega_{p2} \cdot 0,4}{R} \\
 D_{p1} &= 0,8 \\
 \omega_{p2} = \omega_0 &= \sqrt{\frac{(\Theta_M + \Theta_L) \cdot c_T}{\Theta_M \Theta_L}} = \sqrt{\frac{(T_M + T_L)}{T_M T_L T_c}} \\
 D_{p2} &= 0,707 \\
 \omega_{n1} &= \omega_{p2}
 \end{aligned} \tag{6.31}$$

Hierbei ist  $\omega_{p2}$  die Eigenfrequenz des resonanten Polpaars. Diese Frequenz wird nicht verändert. Lediglich die Dämpfung dieses Polpaars wird auf  $D_{p2} = 0,707$  vergrößert.

In Abb. 6.7 und Abb. 6.8 sind, wie zuvor bei der PI-Regelung, die charakteristischen Parameter des dynamischen Verhaltens für variierende Antriebskonfigurationen und die in Gleichung (6.31) angegebene Reglereinstellung dargestellt. Mit Abb. 6.7 kann festgestellt werden, dass die Ausregelzeit bei dem Führungsgrößensprung mit der PI-Zustandsregelung im Vergleich zur PI-Regelung für alle betrachteten Trägheitsverhältnisse  $R$  deutlich reduziert werden kann. Dabei wird ebenfalls die prozentuale Überschwingweite erheblich reduziert. Die Anforderung, eine prozentuale Überschwingweite von 20 % nicht zu überschreiten, kann für die betrachteten Antriebskonfigurationen erfüllt werden. Die Belastung der Welle nimmt mit steigendem Trägheitsverhältnis  $R$  zu, überschreitet jedoch nicht das 1,2-fache des Nennmomentes. Das Störverhalten kann ebenfalls im Vergleich zur PI-Regelung verbessert werden. Sowohl die Ausregelzeit als auch die Überschwingweite werden verringert. Die geforderte maximale Überschwingweite kann mit der Reglereinstellung ebenfalls eingehalten werden. Bei großen Trägheitsverhältnissen  $R > 7$  ist ein Einfluss der Stellgrößenbegrenzung festzustellen. Für den gezeigten Parameterbereich ist der Einfluss noch gering, wird jedoch mit weiter steigenden Lastträgheiten zunehmen. Der Stellgrößenbedarf, und somit auch der Einfluss der Stellgrößenbegrenzung, kann reduziert werden, indem für große Lastträgheitsverhältnisse die Eigenfrequenz des dominierenden Polpaars der Drehzahlregelung verringert wird. Somit wird ebenfalls die Dynamik des geregelten Systems verringert.

In Abb. 6.8 sind die Parameter des dynamischen Verhaltens in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$  abgebildet. Es werden für alle betrachteten Antriebskonfigurationen deutlich bessere Ergebnisse erzielt als mit der PI-Regelung. Die im Abschnitt 4.2 genannten Anforderungen an das Führungs- und Störverhalten können für alle betrachteten Antriebskonfigurationen erfüllt werden.

Es können verschiedene Zielsetzungen mit der Zustandsregelung verfolgt werden und somit sehr unterschiedliche Ergebnisse erreicht werden. Es kann die Ausregelzeit, die Überschwingweite oder die Belastung der Welle minimiert werden. Je kleiner jedoch die Ausregelzeit gewählt wird, desto größer wird die Belastung der Welle.

In Abb. 6.9 sind die Simulationsergebnisse der PI-Zustandsregelung für die Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1 dargestellt. Es ist zu sehen, dass für den Führungsgrößensprung sehr

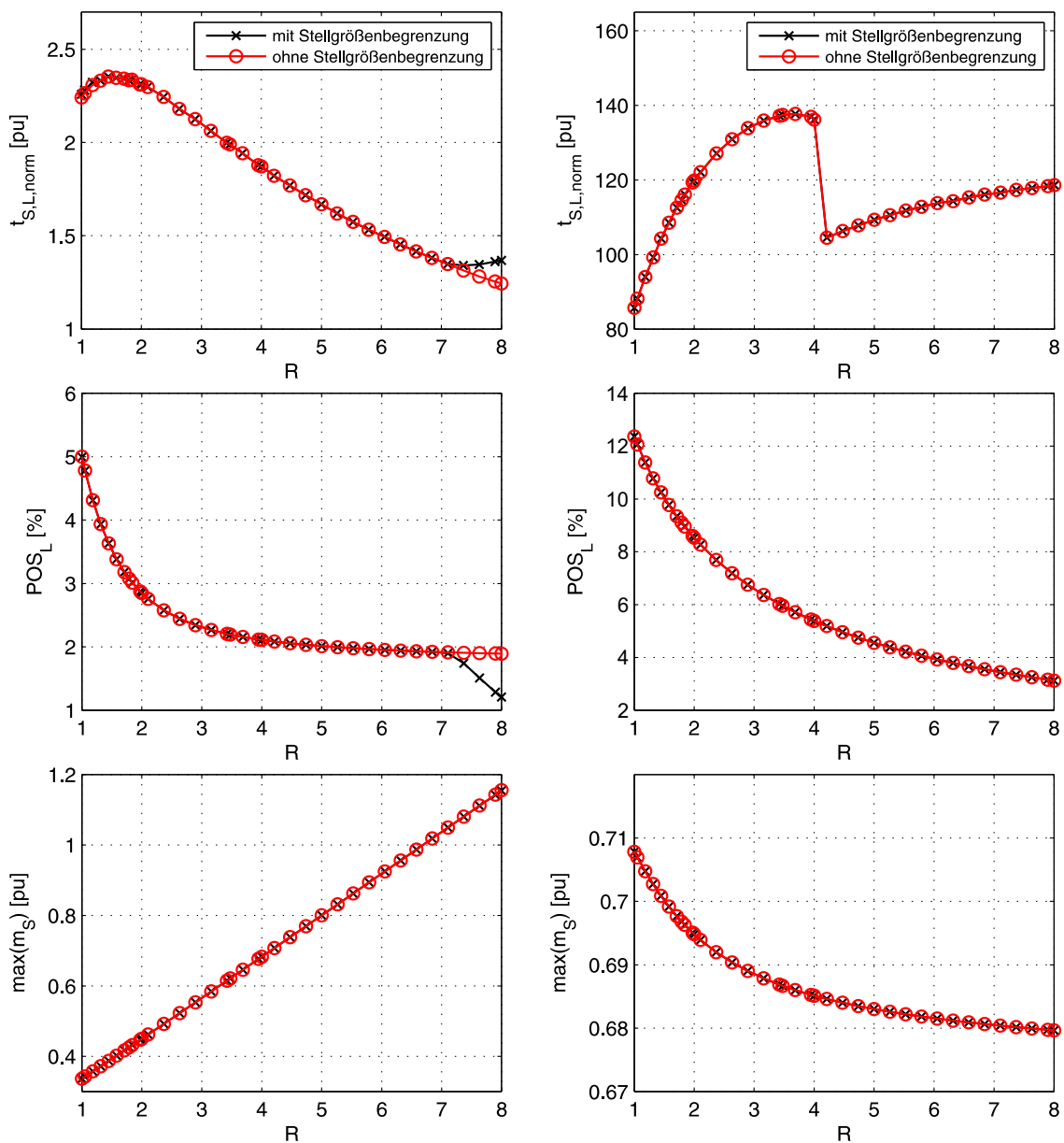


Abbildung 6.7: Dynamikeigenschaften der PI-Zustandsregelung optimiert mit Einstellformel (6.31) in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$ : Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_c = 0,107$  ms,  $d = 0,85$



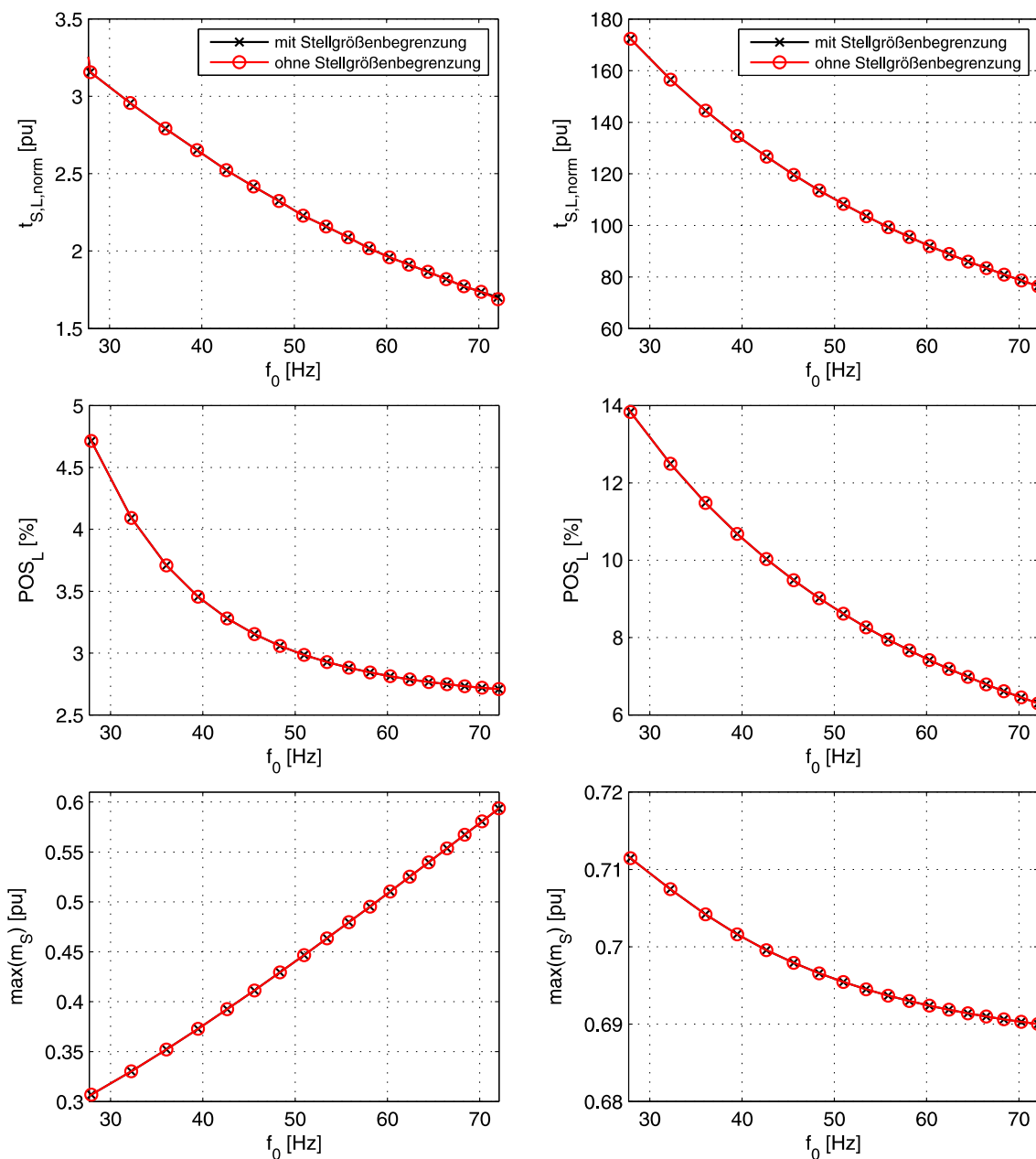


Abbildung 6.8: Dynamikeigenschaften der PI-Zustandsregelung optimiert mit Einstellformel (6.31) in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$ ; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_L = 287,9$  ms,  $d = 0,85$ ,  $R = 1,79$

geringe Überschwingweiten und sehr kurze Ausregelzeiten erreicht werden. Bei dem Störgrößen sprung kann festgestellt werden, dass die antriebsseitige Drehzahl zunächst zunimmt und dem angreifendem Lastmoment entgegenwirkt. Dadurch wird eine kürzere Ausregelzeit und eine geringere Überschwingweite als bei der PI-Regelung erzielt.

In Abb. 6.10 sind die zugehörigen Messergebnisse zu sehen. Es kann festgehalten werden, dass Simulations- und Messergebnisse gut überein stimmen.

Die Parameter des dynamischen Verhaltens für die Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1 sind für den Führungs- und Störgrößen sprung in Tabelle 6.1 zusammengefasst.

Führungsverhalten - 2 %							
	$\omega_M$			$\omega_L$			$m_S$
	$t_{S,M}$ [ms]	$t_{S,M,norm}$ [pu]	$POS_M$ [%]	$t_{S,L}$ [ms]	$t_{S,L,norm}$ [pu]	$POS_L$ [%]	$\max(m_S)$ [pu]
A3	15,3	2,32	2,26	12,2	1,85	3,51	0,48
C2	34,4	2,52	1,48	27,4	2,0	2,2	0,62
D1	48,3	1,99	1,46	35,5	1,46	2,06	0,97

Störverhalten - 50 %							
	$\omega_M$			$\omega_L$			$m_S$
	$t_{S,M}$ [ms]	$t_{S,M,norm}$ [pu]	$POS_M$ [%]	$t_{S,L}$ [ms]	$t_{S,L,norm}$ [pu]	$POS_L$ [%]	$\max(m_S)$ [pu]
A3	29,0	72,86	5,19	27,7	69,6	8,16	0,7
C2	46,5	116,83	3,93	55,3	138,94	6,01	0,69
D1	63,1	158,54	2,82	50,4	126,63	3,89	0,69

Tabelle 6.1: Parameter des dynamischen Verhaltens der PI-Zustandsregelung optimiert nach Einstellformel (6.31) für einen Führungsgrößen sprung von 2 % und einen Störgrößen sprung von 50 % , Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1

## Großsignalverhalten

Der Einfluss der Stellgrößenbegrenzung bei der PI-Zustandsregelung wird mit Hilfe der Abb. 6.11 für einen Führungsgrößen sprung von 20 % der Nenndrehzahl für die Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1 verdeutlicht. Sowohl im antriebsseitigen als auch im lastseitigen Drehzahlverlauf sind, im Gegensatz zum Kleinsignalverhalten, starke Resonanzschwingungen für die Zeit, in der sich das Antriebsmoment  $m_M$  in Begrenzung befindet, festzustellen. Mit steigender Lastträgheit nimmt die Amplitude der Schwingungen des Wellenmomentes  $m_S$  und somit auch die Belastung des Systems zu.

In Tabelle 6.2 sind die Parameter des dynamischen Verhaltens der Zustandsregelung für den Führungsgrößen sprung von 20 % der Nenndrehzahl festgehalten. In Abb. 6.12 sind die entsprechenden Messergebnisse dargestellt.

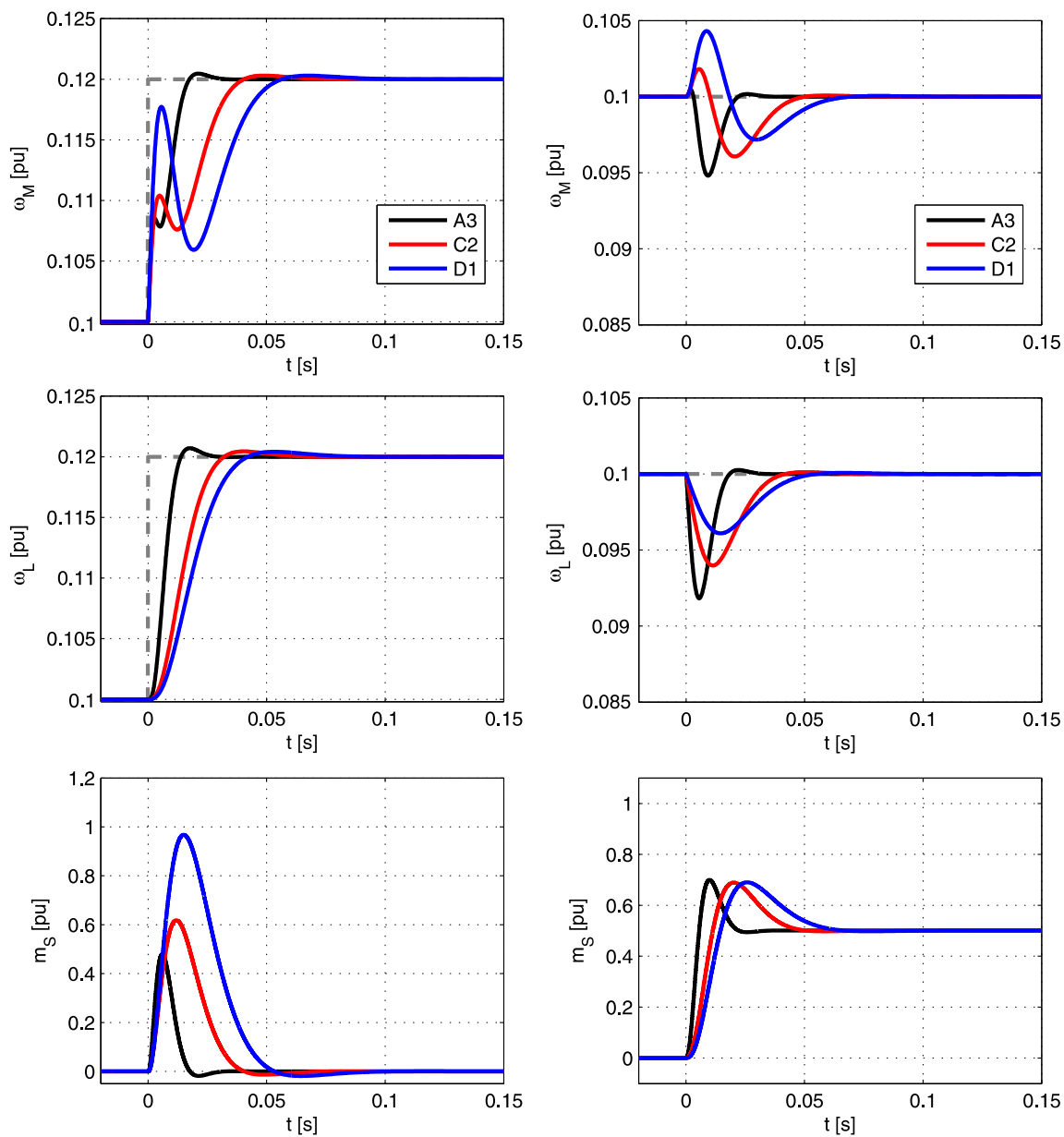


Abbildung 6.9: Simulationsergebnisse der PI-Zustandsregelung optimiert mit Einstellformel (6.31): Vergleich der Antriebskonfigurationen A3 (schwarz), C2 (rot) und D1 (blau) für einen Führungsgrößenprung von 2 % der Nenn Drehzahl (links) und einen Störgrößenprung von 50 % des Nennmomentes (rechts)

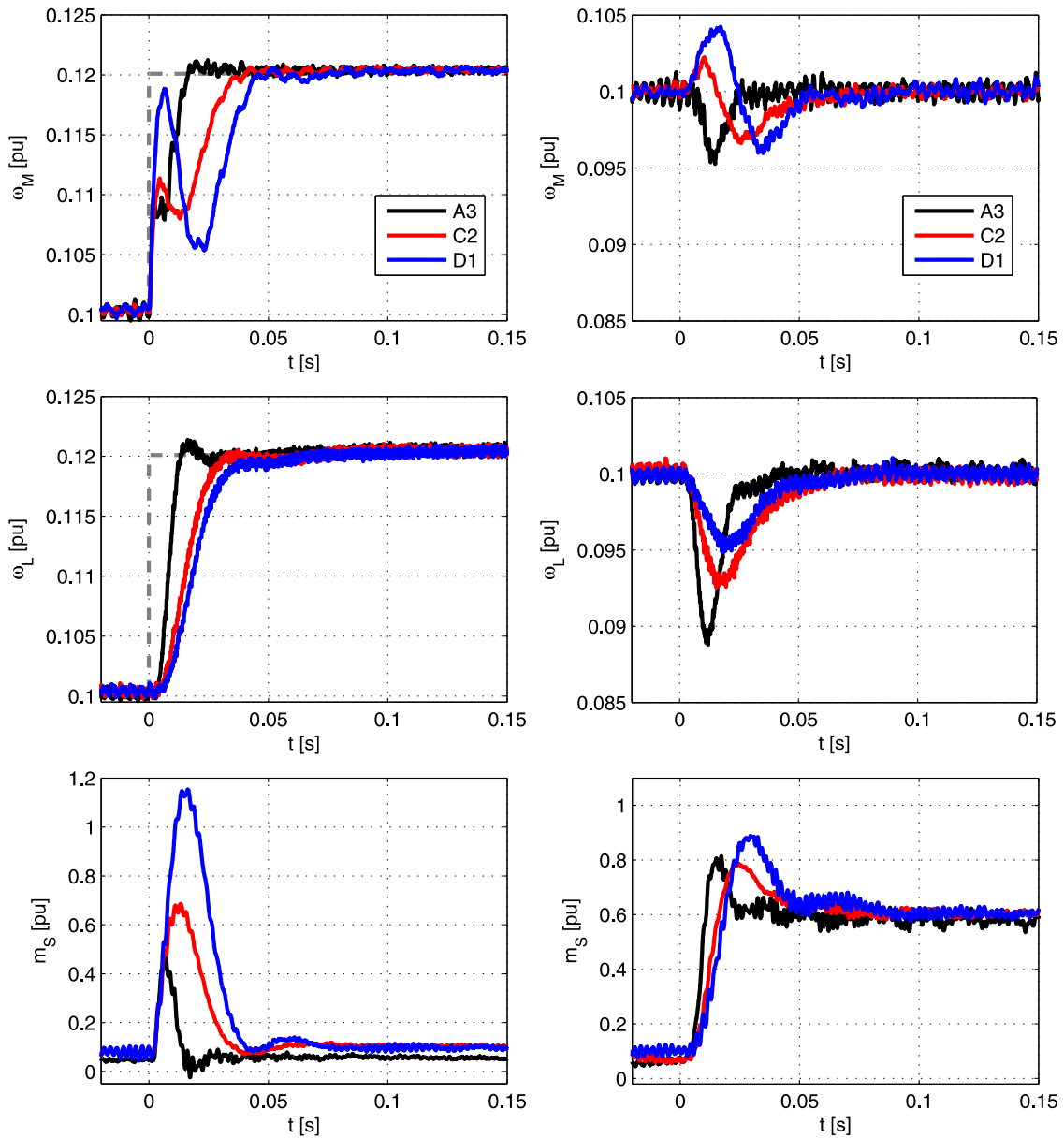


Abbildung 6.10: Messergebnisse der PI-Zustandsregelung optimiert mit Einstellformel (6.31): Vergleich der Antriebskonfigurationen A3 (schwarz), C2 (rot) und D1 (blau) für einen Führungsgrößensprung von 2% der Nenndrehzahl (links) und einen Störgrößensprung von 50% des Nennmomentes (rechts)

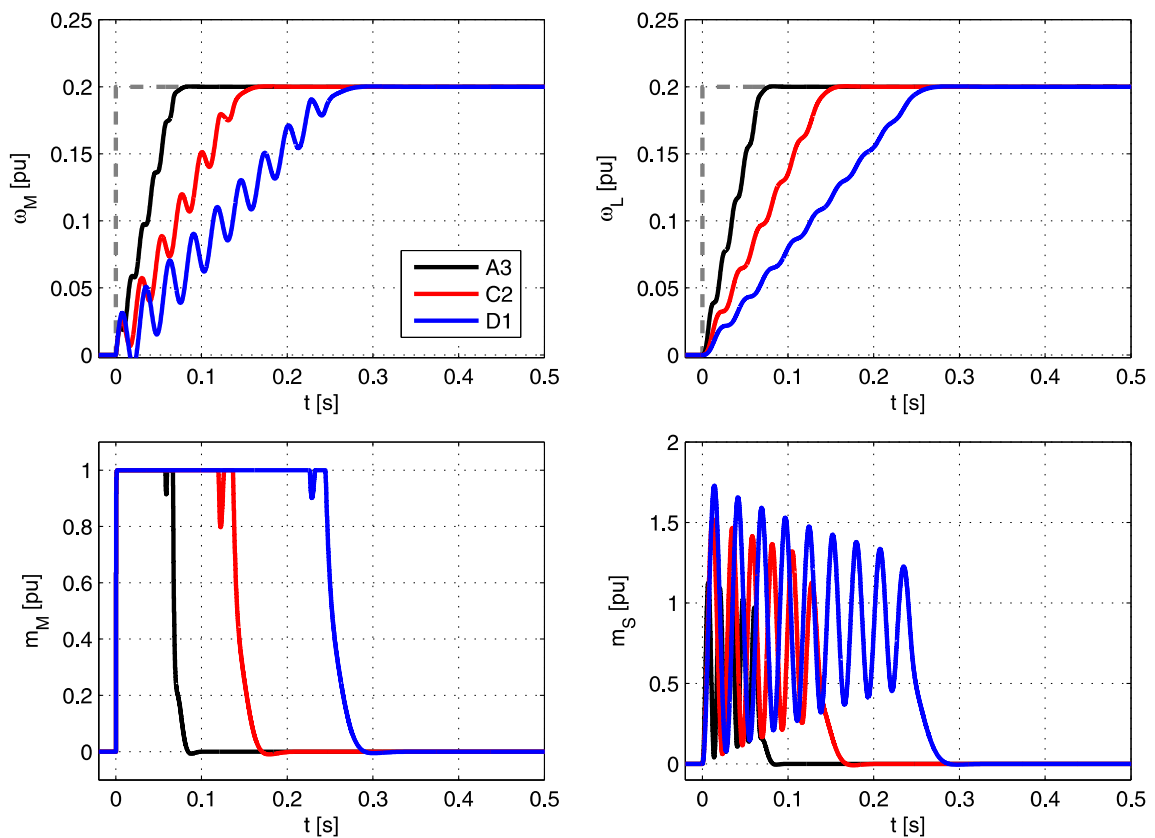


Abbildung 6.11: Simulationsergebnisse der PI-Zustandsregelung optimiert mit Einstellformel (6.31): Vergleich der Antriebskonfigurationen A3 (schwarz), C2 (rot) und D1 (blau) für einen Führungsgrößensprung von 20% der Nennzahl

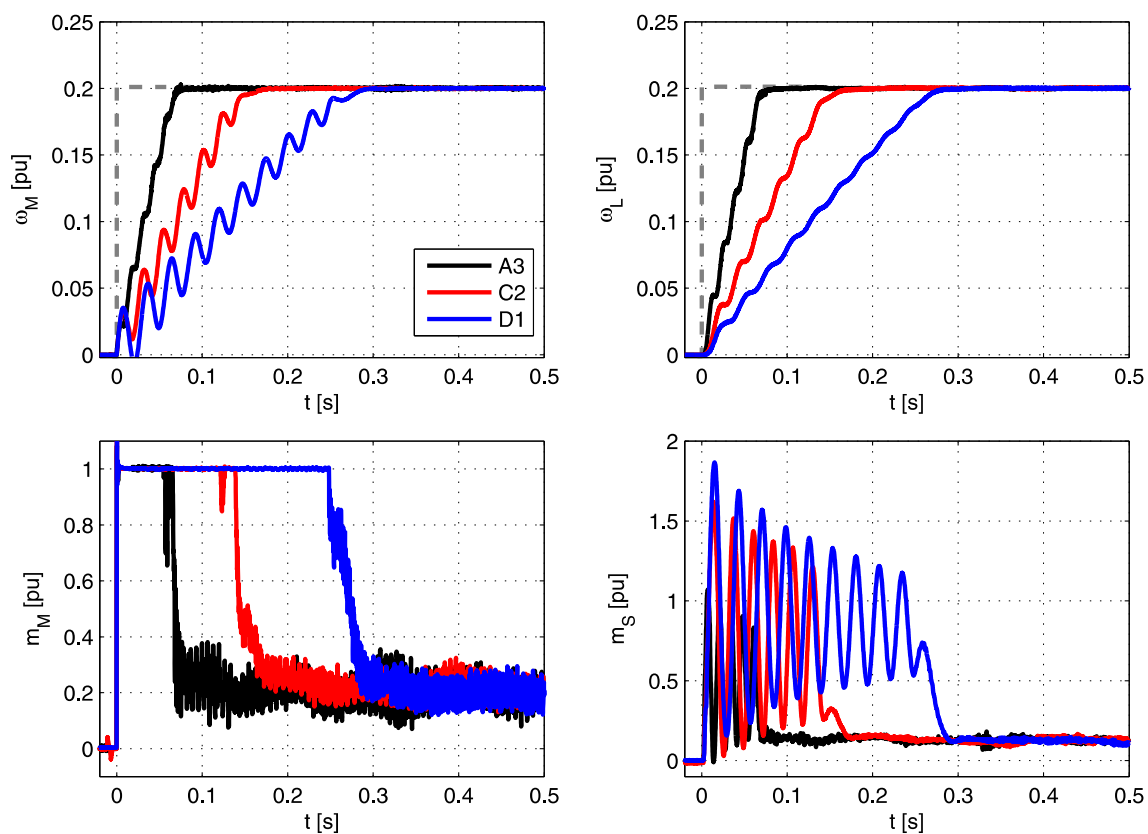


Abbildung 6.12: Messergebnisse der PI-Zustandsregelung optimiert mit Einstellformel (6.31): Vergleich der Antriebskonfigurationen A3 (schwarz), C2 (rot) und D1 (blau) für einen Führungsgrößensprung von 20% der Nenndrehzahl

Führungsverhalten - 20%							
	$\omega_M$			$\omega_L$			$m_S$
	$t_{S,M}$ [ms]	$t_{S,M,norm}$ [pu]	$POS_M$ [%]	$t_{S,L}$ [ms]	$t_{S,L,norm}$ [pu]	$POS_L$ [%]	$\max(m_S)$ [pu]
A3	66,9	1,01	0,07	64,8	0,98	0,11	1,12
C2	140,1	1,03	0,1	136,4	1,0	0,15	1,52
D1	254,7	1,05	0,15	244,3	1,01	0,22	1,73

Tabelle 6.2: Parameter des dynamischen Verhaltens der PI-Zustandsregelung optimiert mit Einstellformel (6.31) für einen Führungsgrößensprung von 20 % der Nenndrehzahl, Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1

## 6.2.2 PI-Zustandsregelung mit Berücksichtigung des Stromregelkreises

Durch die Erweiterung des Zustandsraummodells um den approximierten Stromregelkreis erhöht sich die Systemordnung um Eins. Es kann eine weitere reelle Polstelle, die des Stromregelkreises, platziert werden.

Bei der PI-ZR ohne Berücksichtigung des Stromregelkreises wurde bereits eine geeignete Polstellenkonfiguration gefunden. Nachfolgend wird untersucht, welchen Einfluss die Lage der weiteren Polstelle auf die Dynamik des Drehzahlregelkreises hat. Der Einfluss der reellen Polstelle des Stromregelkreises  $s_{p0} = -\omega_{p0}$  auf die Dynamik wird mit Hilfe der Abb. 6.13 verdeutlicht. In dieser Abbildung sind die Ergebnisse in Abhängigkeit der Eigenfrequenz der Polstelle  $s_{p0}$  für eine feste Pol- und Nullstellenkonfiguration der Polstellen  $s_{p1}, \dots, s_{p4}$  und der Nullstelle  $s_{n1}$  dargestellt. Wird die Polstelle des Stromregelkreises zu sehr niedrigen Eigenfrequenzen verschoben, kann die Belastung der Welle weiter reduziert werden. Jedoch vergrößert sich dann auch die Ausregelzeit sowohl für einen Führungsgrößensprung als auch für einen Störgrößensprung signifikant. Im Bereich höherer Eigenfrequenzen  $\omega_{p0}$  ist der Einfluss der Polstelle sehr gering. Die Dynamik kann folglich durch die Verschiebung der Polstelle des approximierten Stromregelkreises nicht positiv beeinflusst werden. Entscheidend für die Dynamik ist im Wesentlichen das dominierende Polpaar. Die Dynamik der Drehzahlregelung sollte folglich mit Hilfe des dominierenden Polpaares und nicht mit der reellen Polstelle eingestellt werden. Durch eine geeignete Wahl der wählbaren Nullstelle kann die Dynamik im gewissen Maße weiter verbessert werden. Für die betrachteten Antriebssysteme ist es folglich nicht zielführend, die PI-Zustandsregelung um den approximierten Stromregelkreis zu erweitern. Eine Berücksichtigung der unterlagerten Stromregelung kann bei Antriebssystemen bei denen sich die Zeitkonstanten des elektrischen und mechanischen Systems in der gleichen Größenordnung befinden, wie z.B. bei Systemen hoher Leistung bzw. niedrigen Schaltfrequenzen, dennoch sinnvoll sein.

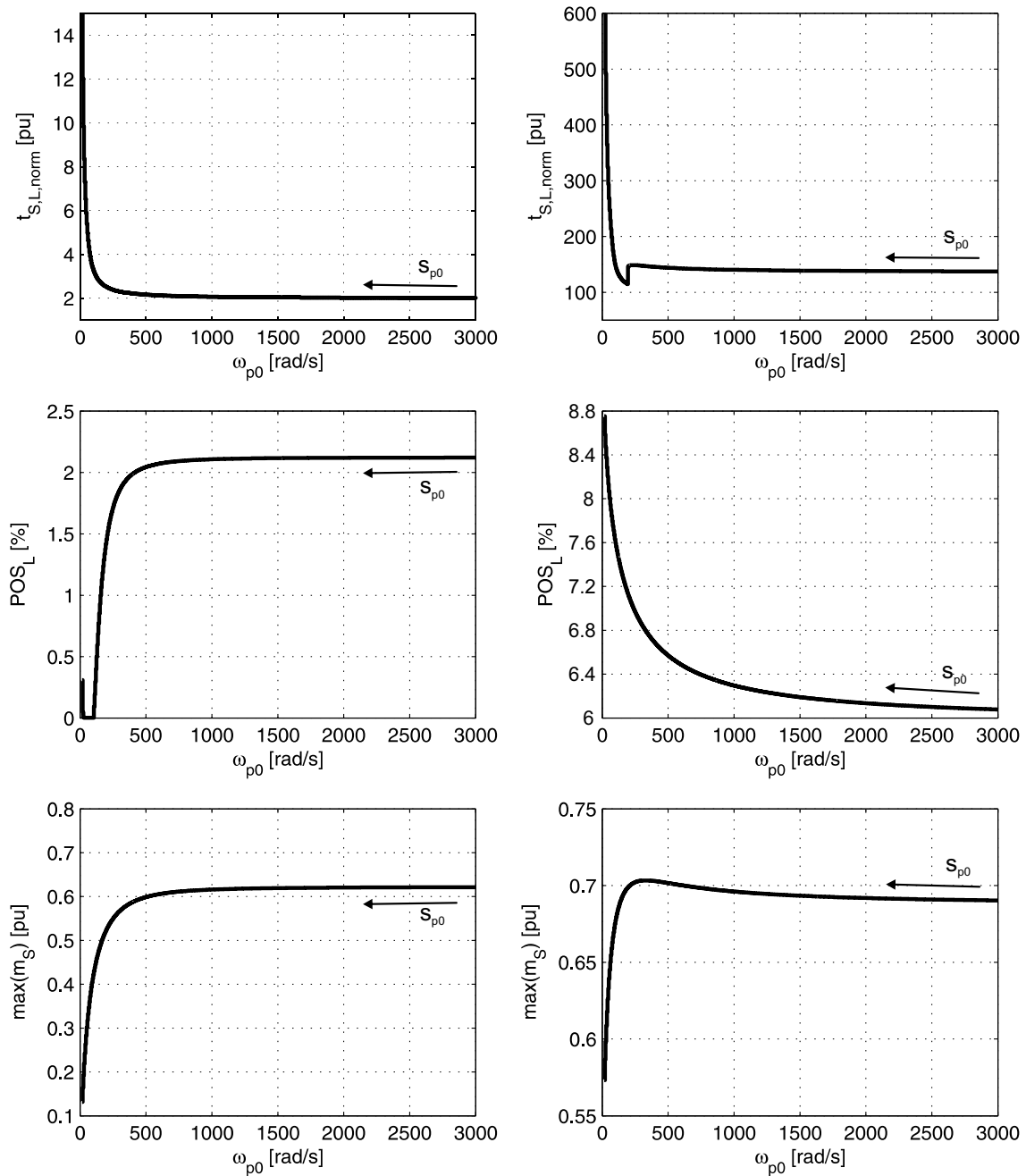


Abbildung 6.13: Dynamikeigenschaften der PI-Zustandsregelung für einen Führungsgrößen sprung von 2% (links) und einen Störgrößen sprung von 50% (rechts) in Abhängigkeit der realen Polstelle des approximierten Stromregelkreises  $s_{p0} = -\omega_{p0}$ ;  $\omega_{p2} = 270$  rad/s;  $D_{p2} = 0,707$ ;  $\omega_{p1} = 125$  rad/s;  $D_{p1} = 0,8$ ;  $\omega_{n1} = 270$  rad/s; mit Stellgrößenbegrenzung; Antriebskonfiguration C2



## 6.3 Zustandsgrößenbeobachter

Für die Zustandsregelung wird die Erfassung aller Systemzustände benötigt. Bisher wurde angenommen, dass alle Systemzustände messtechnisch erfasst werden. Da der Messaufwand im Vergleich zu konventionell geregelten Systemen nicht erhöht werden soll, muss der Verlauf der lastseitigen Drehzahl und der des Wellenmomentes mit Hilfe eines Beobachters geschätzt werden.

Das Prinzip von Beobachtern ist es, aus den Eingangs- und Ausgangsgrößen eines Systems, die Systemzustände zu rekonstruieren. Beim Beobachterentwurf wird davon ausgegangen, dass das System bekannt ist. Das heißt, dass eine mathematische Systembeschreibung vorhanden ist, die das Systemverhalten hinreichend genau wiedergibt. Unsicherheiten in dem Systemmodell wirken sich wie unbekannte Störungen aus. Das wohl bekannteste Verfahren zur Schätzung der Zustandsgrößen ist der Luenberger-Beobachter. Der Luenberger-Beobachter beruht auf einer Parallelschaltung des Regelstreckenmodells zur Regelstrecke [76]. Beim Auftreten von externen Störungen, wie zum Beispiel Reibung oder Lastmomente, liefert der Luenberger-Beobachter fehlerhafte Schätzwerte. Die Erweiterung des Luenberger-Beobachters um ein Modell der Störgröße führt zu dem sogenannten Störgrößenbeobachter. Bei dem Entwurf des Störgrößenbeobachters wird das mathematische Modell der Regelstrecke um den Störprozess erweitert. Bei bekanntem Störprozess kann somit zusätzlich die auf das System wirkende Störgröße beobachtet werden. Ist der Störprozess nicht bekannt, können sogenannte *Unknown Input Observer* entworfen werden, die mit Hilfe einer geschickten Entwurfsstrategie von den Störungen entkoppelt sind [77]. Über geeignete Umformungen der Beobachtergleichungen kann auf die unbekanntenen Eingänge bzw. Störungen zurückgeschlossen werden. Das Kalman-Filter ähnelt vom Aufbau dem Luenberger-Beobachter, ist jedoch für stochastisch gestörte Systeme geeignet. Beim Kalman-Filter werden die Rauschprozesse des Systems und der Messgrößen berücksichtigt. Es ist ein Optimal-Filter zur Schätzung der Zustandsgrößen [76]. Dieses Filter kann zur Schätzung von Streckenparametern zu einem nichtlinearen Filter erweitert werden (erweitertes Kalman-Filter).

Da das System durch Reibung und Lastmomente  $m_L$  als Störgröße erheblich beeinflusst werden kann, kommt in dieser Arbeit ein Störgrößenbeobachter zum Einsatz. Eine Voraussetzung für die Rekonstruktion der Systemzustände mit Hilfe der messtechnisch erfassten Ausgangsgröße und der Eingangsgröße, ist die Beobachtbarkeit des Systems. Größen die vom Beobachter geschätzt werden, werden im Folgenden mit dem Symbol  $\hat{\cdot}$  gekennzeichnet.

Das Prinzip des Beobachters ist die Parallelschaltung des Regelstreckenmodells zu der Regelstrecke wie es in Abbildung 6.14 dargestellt ist. Der Beobachter schätzt aus den Eingangsgrößen und über eine Rückführung der Differenz  $y(t) - \hat{y}(t)$  die Zustandsgrößen des Systems. Über die Rückführung mit der Rückführmatrix  $L$  können die Eigenwerte des Beobachters gewählt und somit Einfluss auf die Dynamik des Beobachters genommen werden.

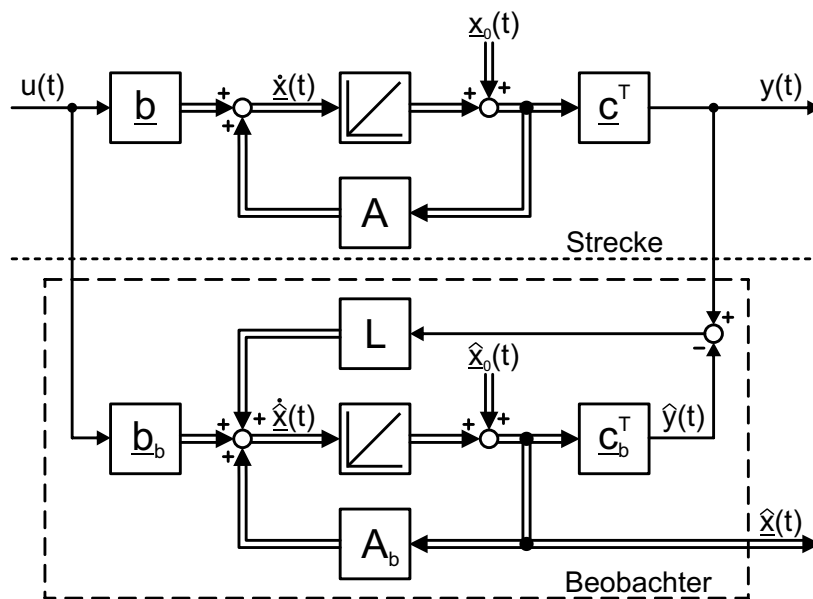


Abbildung 6.14: Strukturbild des Beobachters mit Strecke

### 6.3.1 Störgrößenbeobachter

Für den Entwurf des Beobachters wird das Zustandsraummodell des Zweimassensystems (2.30) um den Zustand des antriebsseitigen Drehgeberwinkels erweitert, da dieser als Messgröße verwendet wird:

$$\frac{d}{dt} \gamma_M = \omega_M \quad (6.32)$$

Bei dem Entwurf des Störgrößenbeobachters wird das mathematische Modell der Regelstrecke um ein Modell des Störprozesses erweitert. Bei dem betrachteten System ist das Lastmoment eine externe Störgröße, die messtechnisch nicht erfasst wird. Das Beobachtermodell wird um ein Modell dieser Störgröße erweitert. Dazu wird vereinfachend angenommen, dass die Störgröße abschnittsweise konstant ist:

$$\frac{d}{dt} m_L \stackrel{!}{=} 0 \quad (6.33)$$

Die Zustandsraumdarstellung wird durch die Erweiterung der Störgröße in ein neues Zustandsraummodell überführt:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}} \\ \dot{\hat{v}} \end{bmatrix}}_{\hat{\dot{x}}_b} = \underbrace{\begin{bmatrix} A & b_d \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A_b} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{v} \end{bmatrix}}_{\hat{x}_b} + \underbrace{\begin{bmatrix} b \\ 0 \end{bmatrix}}_{b_b} u \quad (6.34)$$

$$y = \underbrace{\begin{bmatrix} c^T & 0 \end{bmatrix}}_{c_b^T} \begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{v} \end{bmatrix}$$

Bei dem Beobachterentwurf werden der unterlagerte Stromregelkreis, die Dämpfung des mechanischen Systems  $d$  und weitere Nebeneffekte vernachlässigt. Es ergibt sich nach Gleichung

(6.34) das folgende Zustandsraummodell:

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\gamma}_M \\ \hat{\omega}_M \\ \hat{m}_S \\ \hat{\omega}_L \\ \hat{m}_L \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_M} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_c} & 0 & -\frac{1}{T_c} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{T_L} & 0 & \frac{1}{T_L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A_b} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{\gamma}_M \\ \hat{\omega}_M \\ \hat{m}_S \\ \hat{\omega}_L \\ \hat{m}_L \end{bmatrix}}_{\hat{x}_b} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_M} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\underline{b}_b} m_M \\
 \hat{y} &= \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{c}_b^T} \hat{x}_b
 \end{aligned} \tag{6.35}$$

Durch die Rückführung des Beobachterfehlers  $y - \hat{y}$  mit der Rückführmatrix  $L$  ergibt sich für die Beobachtdynamik:

$$\begin{aligned}
 \dot{\hat{x}}_b &= A_b \cdot \hat{x}_b + L(y - \hat{y}) + \underline{b}_b \cdot u \\
 &= (A_b - L \cdot \underline{c}_b^T) \hat{x}_b + \underline{b}_b \cdot u + L \cdot y
 \end{aligned} \tag{6.36}$$

Mit Hilfe der Rückführmatrix  $L$  können die Eigenwerte der Matrix  $(A_b - L \cdot \underline{c}_b^T)$  platziert werden. Die Platzierung der Polstellen erfolgt analog zu der Platzierung der Polstellen der Zustandsregelung. Die Polstellen des Beobachters werden links von denen der Regelung platziert, damit der Zustandsbeobachter schneller konvergiert als der Regler. Je weiter die Polstellen in der linken komplexen Halbebene liegen, desto schneller konvergiert der Beobachterfehler gegen Null. Jedoch wird auch das Messrauschen umso mehr verstärkt je weiter links die Polstellen platziert werden. In [76] wird empfohlen den Betrag der Realteile der Polstellen zwei- bis sechs mal so groß zu wählen wie den Betrag der Realteile der dominierenden Polstellen der Regelung. Nachfolgend werden die Polstellen des Beobachters so gewählt, dass der Betrag der Realteile viermal so groß ist wie der der Regelung.

Ein großer Vorteil des vorgestellten Beobachters ist die Bestimmung der Maschinendrehzahl  $\omega_M$  mit Hilfe des gemessenen Maschinenwinkels  $\gamma_M$ . In der Regel wird die Maschinendrehzahl bestimmt, indem die zeitliche Ableitung des Maschinenwinkels gebildet wird. Aufgrund der begrenzten Genauigkeit der Drehgeber und der endlichen Abtastfrequenz wird das berechnete Drehzahlsignal üblicherweise noch gefiltert [19]. Diese Filterung erfolgt herkömmlich mit Hilfe einfacher Tiefpass-Filter. Durch die Filterung des Drehzahlsignals mit einem Verzögerungsglied erster Ordnung (VZ<sub>1</sub>) entsteht, je nach Grenzfrequenz, eine Phasenverschiebung von bis zu  $-90^\circ$  im Drehzahlregelkreis und führt somit zu einer reduzierten Stabilitätsreserve. Wird anstelle eines Tiefpass-Filters ein Beobachter zur Bestimmung der Drehzahl verwendet, tritt keine Phasenabsenkung und somit auch keine Reduzierung der Robustheit auf. Dieser Sachverhalt wird durch das Bode-Diagramm des offenen Drehzahlregelkreises aus Abb. 6.15 verdeutlicht. Es sind die Frequenz- und Phasengänge der PI-Drehzahlregelung für eine ideale Messung der Drehzahl ohne Drehzahlfilter, für die Bestimmung der Drehzahl mit einem Tiefpass-Filter (VZ<sub>1</sub>) mit einer Grenzfrequenz von 300Hz und die Bestimmung der Drehzahl mit Hilfe des vorgestellten Störgrößenbeobachters dargestellt. Es ist zu sehen, dass die Drehzahlfilterung zu einer Phasenabsenkung und somit zu einer geringeren Amplituden- und Phasenreserve führt.

Eine solche Phasenabsenkung ist bei der Verwendung eines Beobachters zur Rekonstruktion der Drehzahl nicht festzustellen. Daher wird für alle messtechnischen Untersuchungen die mit Hilfe des dargestellten Beobachters bestimmte Antriebsdrehzahl verwendet.

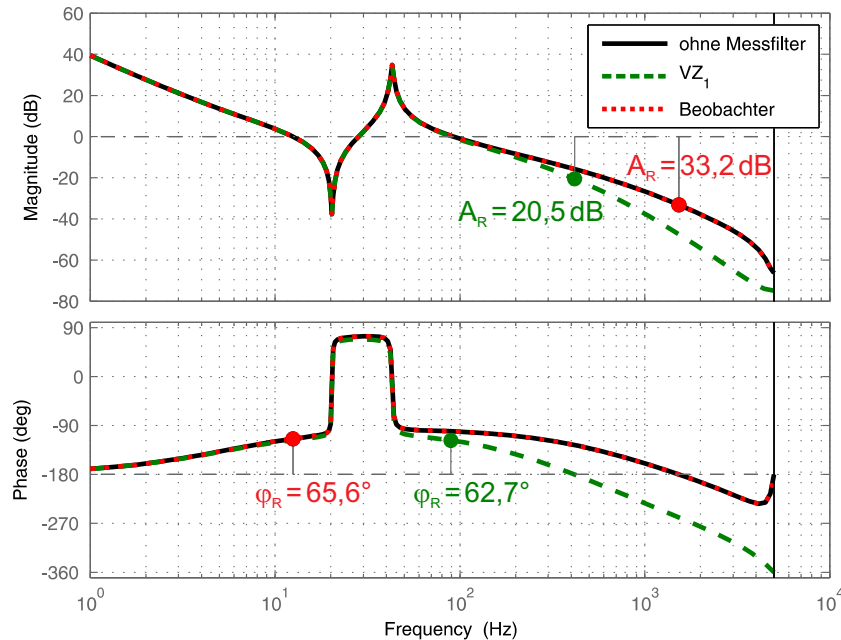


Abbildung 6.15: Bode-Diagramm des offenen Drehzahlregelkreises mit PI-Regler (optimiert nach ZHANG) ohne Messfilter (ideale Messung) (schwarz), mit Verzögerungsglied erster Ordnung ( $VZ_1$ ) mit Grenzfrequenz 300 Hz (grün) und Beobachter (rot), Antriebskonfiguration C2

Die Abbildungen 6.16 und 6.17 zeigen den Einfluss des Störgrößenbeobachters auf die Dynamik für variierende Antriebskonfigurationen. Zu sehen ist, dass der Einfluss bei der gewählten Einstellung des Beobachters gering ist. Die Ausregelzeiten und die Überschwingweiten vergrößern sich minimal.

Die Messergebnisse der PI-Zustandsregelung mit der Schätzung der Systemzustände  $m_S$  und  $\omega_L$  mit Hilfe des vorgestellten Störgrößenbeobachters sind für die Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1 in Abb. 6.18 zu sehen. Es ist kaum ein Unterschied zwischen den Ergebnissen der Zustandsregelung mit gemessenen und rekonstruierten Systemzustände (vgl. Abb. 6.10) zu sehen. Der Einfluss des Beobachters ist folglich sehr gering.

Die Beobachtung des mechanischen Systems ist bei Wirkung von Lose aufgrund der Nichtlinearität sehr schwierig [78]. Befindet sich das System in Lose, sind die lastseitigen Größen nicht mehr beobachtbar [33]. Der Einfluss der Lose auf den Beobachter und die Zustandsregelung wird in dem Abschnitt 8.3 untersucht.

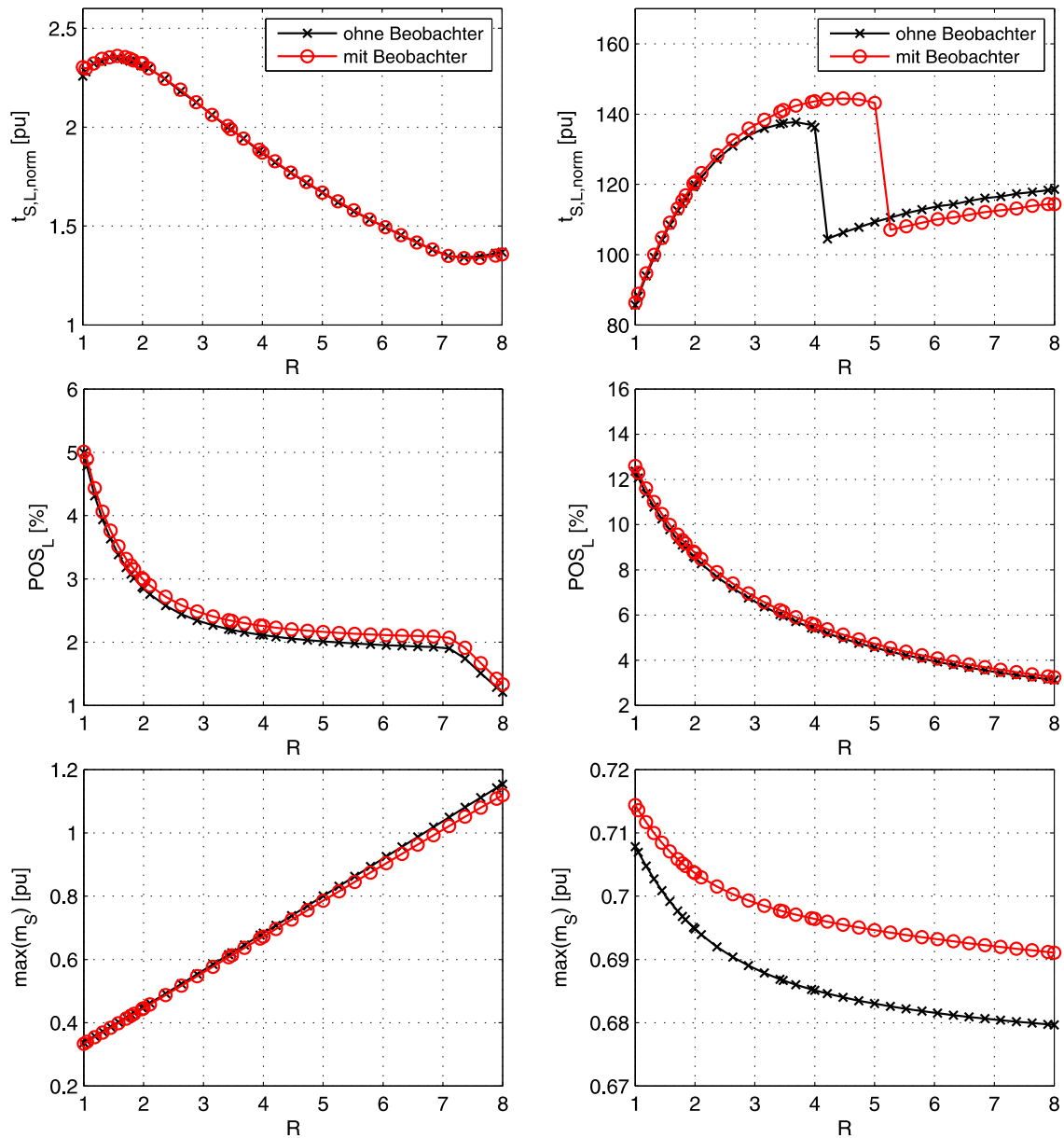


Abbildung 6.16: Vergleich der Dynamikeigenschaften der PI-Zustandsregelung mit und ohne Störgrößenbeobachter zur Schätzung des Wellenmomentes  $m_S$  und der Lastdrehzahl  $\omega_L$  in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$ : Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_c = 0,107$  ms,  $d = 0,85$

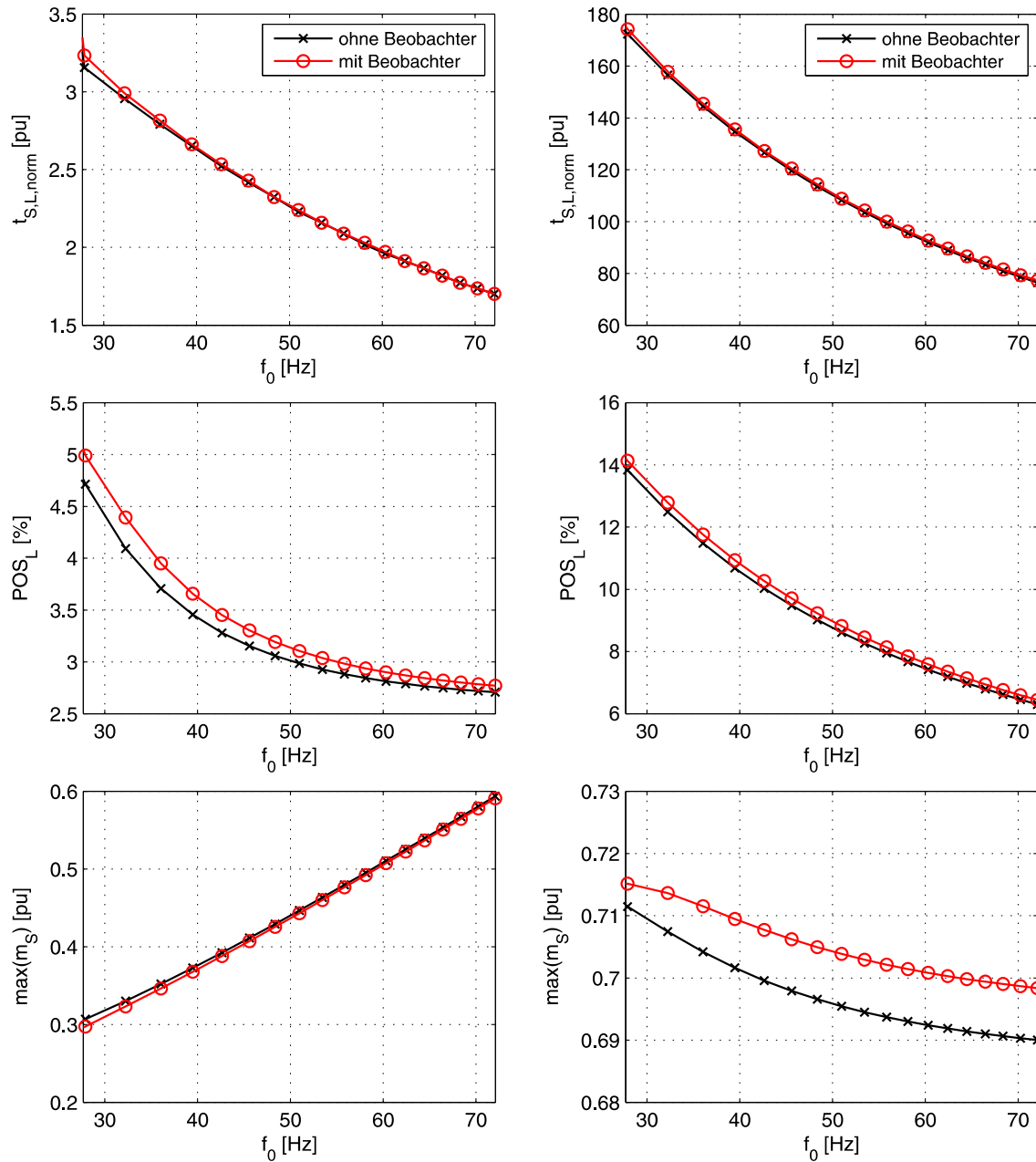


Abbildung 6.17: Vergleich der Dynamikeigenschaften der PI-Zustandsregelung mit und ohne Störgrößenbeobachter zur Schätzung des Wellenmomentes  $m_S$  und der Lastdrehzahl  $\omega_L$  in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$ ; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_L = 287,9$  ms,  $d = 0,85$ ,  $R = 1,79$

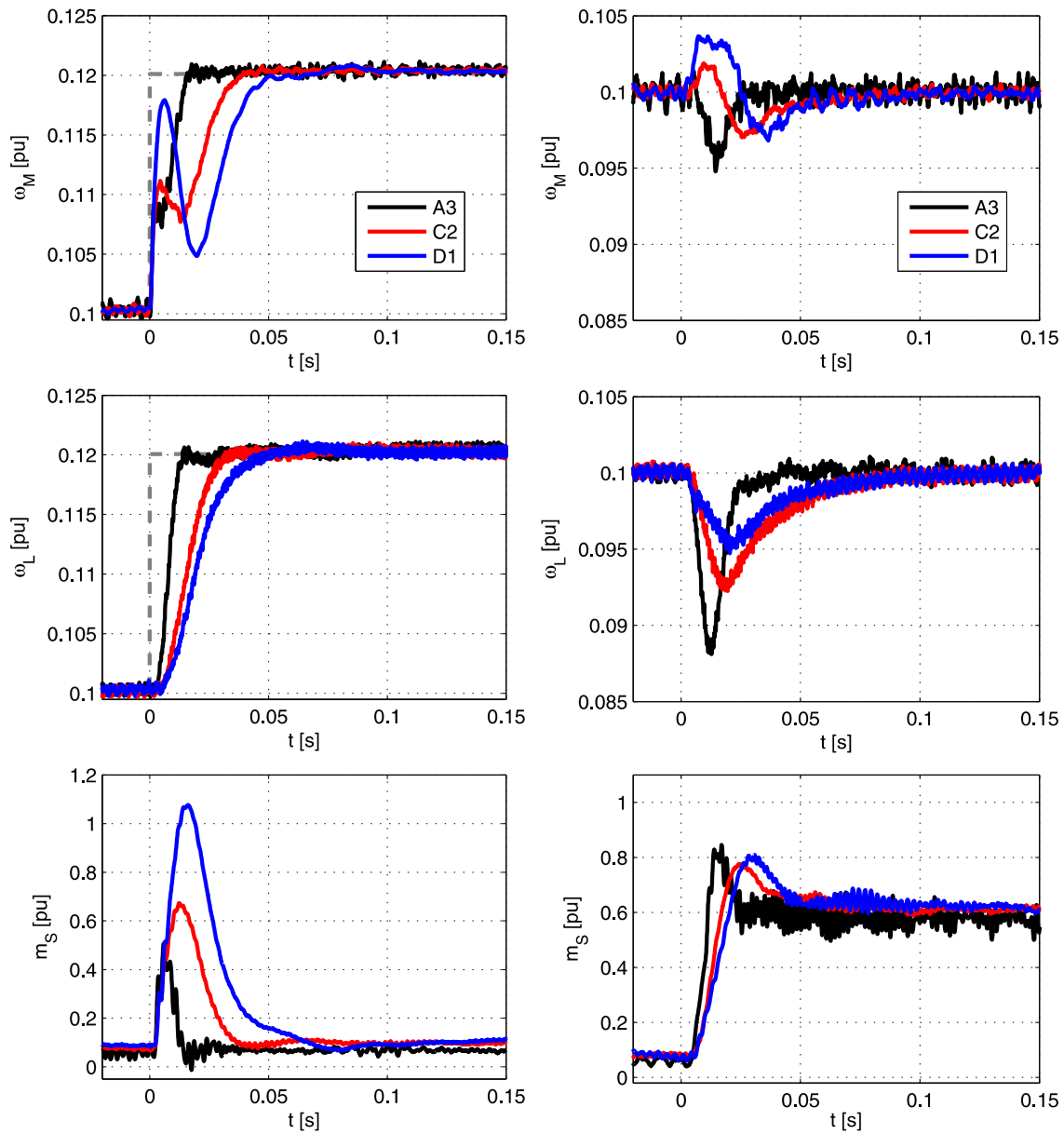


Abbildung 6.18: Messergebnisse der PI-Zustandsregelung mit Störgrößenbeobachter optimiert mit Einstellformel (6.31): Vergleich der Antriebskonfigurationen A3 (schwarz), C2 (rot) und D1 (blau) für einen Führungsgrößensprung von 2% der Nennzahl (links) und einen Störgrößensprung von 50% des Nennmomentes (rechts)

## 6.4 Zusammenfassung

Zustandsregler bieten den Vorteil, dass die Dynamik des Regelkreises gezielt vorgegeben werden kann. Mit der Zustandsregelung können die Polstellen des geschlossenen Regelkreises frei gewählt und somit auch die Dynamik des geregelten Systems im Rahmen der Systemgrenzen frei vorgegeben werden. Dabei können verschiedene Zielsetzungen verfolgt und somit unterschiedliche Ergebnisse erreicht werden.

Die in dieser Arbeit vorgestellte ZR ist so ausgelegt, dass kurze Ausregelzeiten insbesondere bei Führungsgrößenänderungen erreicht werden. Es ist eine Formel zur Berechnung geeigneter Polstellen in Abhängigkeit der Antriebsparameter angegeben, die für die betrachteten Antriebskonfigurationen zu einer guten Regelgüte führt. Mit der dargestellten Polstellenplatzierung kann die Dynamik der Drehzahlregelung im Vergleich zur konventionellen PI-Regelung deutlich erhöht werden. Die Reglerauslegung der Zustandsregelung ist jedoch deutlich aufwendiger als die der PI-Regelung. Können nicht alle Systemzustände gemessen werden, müssen zusätzlich Beobachter zur Rekonstruktion dieser Systemzustände verwendet werden. Die Auslegung des Beobachters erfolgt analog zu der der Zustandsregelung. Die Polstellen des Beobachters müssen jedoch ebenfalls geeignet gewählt werden.

Es hat sich gezeigt, dass es für die betrachteten Antriebssysteme nicht zielführend ist, den unterlagerten Stromregelkreis mit in den Entwurf der Zustandsregelung aufzunehmen. Durch die Berücksichtigung des unterlagerten Stromregelkreises erhöht sich die Komplexität der Reglerauslegung deutlich, das Regelverhalten kann dadurch jedoch nicht signifikant verbessert werden.

Als weitere Maßnahme zur Verbesserung des Störverhaltens kann eine Störgrößenkompensation mit Hilfe des beobachteten Lastmomentes vorgenommen werden. Eine solche Kompensation kann die Ausregelzeit bei Störgrößenprüngen weiterhin verbessern.



## 7 Flachheitsbasierte Regelung

Bei der Auslegung von Regelkreisen ist meist sowohl ein gutes Führungs- als auch ein gutes Störverhalten gefordert. Bei konventionellen Regelkreisstrukturen sind das Führungs- und das Störverhalten jedoch abhängig voneinander. Bei der Auslegung der Regelung muss daher in der Regel ein Kompromiss zwischen einem guten Führungs- und Störverhalten eingegangen werden. Eine Alternative bietet die Erweiterung der konventionellen Regelkreisstruktur um einen weiteren Freiheitsgrad [79]. Wird der Regelkreis um eine Vorsteuerung erweitert, ist es möglich das Führungs- und das Störverhalten getrennt voneinander auszulegen. Dabei gibt es verschiedene Ansätze, eine Vorsteuerung in den Regelkreis zu implementieren. In Abb. 7.1 ist das Blockschaltbild eines Regelkreises mit zwei Freiheitsgraden dargestellt. Der Regelkreis wird bei diesem Ansatz um eine Vorsteuerung  $G_V(s)$  und ein Kompensationsglied  $G_{Komp}(s)$  erweitert. Die Vorsteuerung definiert bei diesem Regelkreis das Führungsverhalten, ohne einen Einfluss auf das Störverhalten zu haben. Der Regler  $G_R(s)$  ist für das Störverhalten verantwortlich. Für die Entkopplung des Einflusses des Reglers auf das Führungsverhalten wird das Kompensationsglied  $G_{Komp}(s) = G_V(s) \cdot G_S(s)$  benötigt. Dadurch wird gewährleistet, dass im Idealfall das Führungs- und das Störverhalten vollständig entkoppelt sind. Jedoch ist dieser Ansatz empfindlich gegenüber Parameterunsicherheiten, da für das Kompensationsglied die Regelstreckenparameter benötigt werden. Sind die Streckenparameter nicht genau bekannt, ist eine vollständige Kompensation nicht möglich und dadurch verschlechtert sich das Führungsverhalten [79].

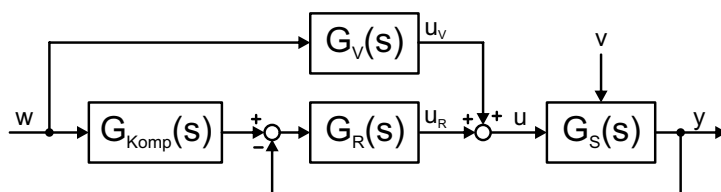


Abbildung 7.1: Blockschaltbild eines Regelkreises mit zwei Freiheitsgraden [79]

Ein weiterer Ansatz für die Implementierung einer Vorsteuerung ist in Abb. 7.2 dargestellt. Dabei wird auf ein Kompensationsglied verzichtet. Eine vollständige Entkopplung des Reglers  $G_R(s)$  vom Führungsverhalten kann in diesem Fall nicht gewährleistet werden, jedoch wird eine hohe Robustheit gegenüber Parameterunsicherheiten erreicht [79]. Die Vorsteuerung berechnet aus der Führungsgröße  $w(t)$  mit Hilfe eines Streckenmodells eine Stellgröße  $u_v(t)$ , die im idealen Fall das System entlang einer Referenztrajektorie führt. Der parallel geschaltete Regler  $G_R(s)$  ist im Wesentlichen für das Störverhalten verantwortlich. Bei Modellunsicherheiten

und Systembegrenzungen kann die Vorsteuerung das System nicht exakt entlang der Referenztrajektorie führen. In diesem Fall übernimmt der Regler einen Teil der Führungsaufgabe.

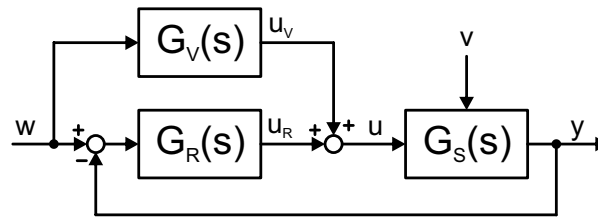


Abbildung 7.2: Blockschaltbild eines Regelkreises mit Vorsteuerung

Infolge der Vorsteuerung ist im Vergleich zur konventionellen Regelung ein schnelleres Führungsverhalten möglich, da im Idealfall nicht auf der Regelabweichung  $e(t) = w(t) - y(t)$  geregelt wird, sondern anhand der Führungsgröße  $w(t)$  eine Stellgröße  $u_V(t)$  berechnet wird, die im nominellen Fall dazu führt, dass keine Regelabweichung entsteht. Der Regler  $G_R(s)$  dient der Stabilisierung und der Ausregelung von Störungen. Da eine Regelabweichung keinen Einfluss auf die Vorsteuerung hat, hat sie auch keinen Einfluss auf die Kreisverstärkung und die Stabilität des Regelkreises [80]. Die Robustheit eines Regelkreises mit Vorsteuerung hängt von der Art und der Auslegung des Rückführreglers ab [79]. Am häufigsten werden inverse Modelle der Regelstrecke zur Vorsteuerung verwendet [81]. Jedoch sind die invertierten Modelle für nicht-minimalphasige Systeme instabil [82]. Mit weiterem Aufwand kann der nichtminimalphasige Anteil in eine stabile aber nichtkausale Vorsteuerung umgewandelt werden [81]. Das betrachtete Antriebssystem besitzt zwei Nullstellen, die sich sehr dicht an der imaginären Achse in der linken komplexen  $s$ -Halbebene befinden. Das System ist somit zwar minimalphasig, jedoch würde die Verwendung eines inversen Modells als Vorsteuerung Polstellen hervorrufen, die sich ebenfalls sehr nahe der imaginären Achse befinden. Grenzstabile Resonanzschwingungen können in diesem Fall nicht ausgeschlossen werden.

Ein weiterer wichtiger Ansatz ist das Verfahren der Flachheitsbasierten Regelung (FBR). Das Konzept der Flachheitsbasierten Regelung wurde erst im Jahre 1992 von den Wissenschaftlern FLIESS, LÉVINE, MARTIN und ROUCHON in [68] eingeführt. Bei flachen Systemen können alle Systemzustände und Steuergrößen über die sogenannten *flachen Ausgänge* beschrieben werden. Die Probleme der Realisierbarkeit einer Vorsteuerung basierend auf einem inversen Modell der Regelstrecke und deren Instabilität im Fall von nichtminimalphasigen Strecken können für flache Systeme gelöst werden. Dabei werden die Solltrajektorien der Steuerung und Regelung in den Koordinaten des flachen Ausgangs geplant [83]. Es wird eine Vorsteuerung verwendet, die die Eigenschaft der Flachheit nutzt und somit im Idealfall alleine für das Führungsverhalten verantwortlich ist [84]. Die Rückführung der Regelabweichung dient lediglich zur Ausregelung von Störungen, Modellunsicherheiten und Stellgrößenbegrenzungen. Wie bereits erwähnt, hat die Vorsteuerung keinen Einfluss auf das Störverhalten. Folglich ist für das Störverhalten allein der Rückführregler verantwortlich. Das führt zu dem wesentlichen Vorteil der Flachheitsbasierten Regelung gegenüber konventionellen Regelkreisstrukturen, dass das Führungs- und das Störverhalten nahezu getrennt voneinander ausgelegt werden können. Je höher die Modellunsicherheiten sind, desto höher ist der Anteil des Rückführreglers am Führungsverhalten.

Die Struktur der Flachheitsbasierten Regelung ähnelt sehr der Struktur der Regelung mit Vorsteuerung aus Abb. 7.2, jedoch wird die flachheitsbasierte Vorsteuerung auf den flachen Ausgang  $z(t)$  angewendet. In Abb. 7.3 ist das Strukturbild der Flachheitsbasierten Regelung dargestellt. Für den flachen Ausgang  $z(t)$  wird eine Referenztrajektorie  $z^*(t)$  aus der Führungsgröße  $w(t)$  generiert. Der flache Ausgang  $z(t)$  stimmt nicht zwangsläufig mit der gemessenen Ausgangsgröße  $y(t)$  überein. In dem Fall, dass der flache Ausgang nicht mit dem Systemausgang übereinstimmt, muss aus der Referenztrajektorie für den flachen Ausgang  $z^*(t)$  eine Referenztrajektorie für die Regelgröße  $y^*(t)$  gebildet werden.

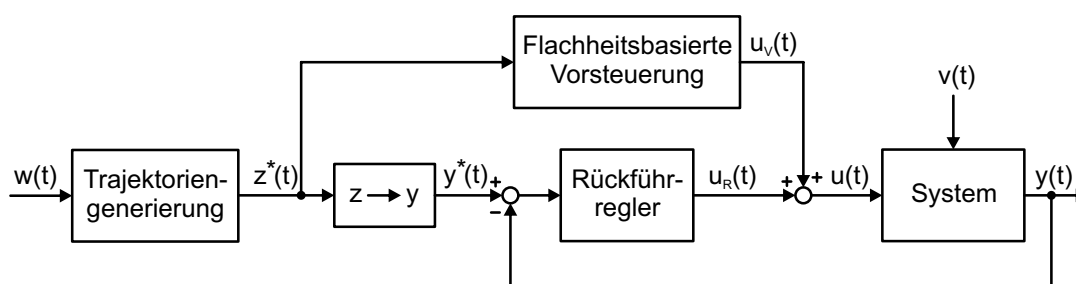


Abbildung 7.3: Strukturbild der Flachheitsbasierten Regelung

Die Trajektoriengenerierung dient der Berechnung einer *glatten* Trajektorie für den flachen Ausgang  $z(t)$ , die das System von einem zum anderen Betriebspunkt überführen kann [85]. Die flachheitsbasierte Vorsteuerung erzeugt aus dem Verlauf der Referenztrajektorie des flachen Ausgangs  $z^*(t)$  eine nominelle Eingangstrajektorie  $u_V(t)$ , die das System im Idealfall ohne Folgeregler entlang der Referenztrajektorie führt [85]. Der Rückführregler dient zur Stabilisierung und zur Ausregelung von Störungen. Die Regelungsstruktur besteht also aus drei Teilen, dem aus der differentiellen Flachheit abgeleitete Steuerungssignal  $u_V(t)$ , einer Folgeregelung, die das System zur Konvergenz auch bei Störungen und Unsicherheiten gegen die entworfene Solltrajektorie zwingt und einer Trajektoriengenerierung, die aus der Führungsgröße  $w(t)$  angepasste Referenztrajektorien für den flachen Ausgang  $z(t)$  generiert.

Die Flachheits-Methodik wurde ursprünglich für nichtlineare Systeme eingeführt und eröffnet einen neuen Zugang zur regelungstechnischen Analyse und Synthese nichtlinearer Systeme [80]. Die Eigenschaft der differentiellen Flachheit ist jedoch auch für lineare Systeme ein bedeutendes Werkzeug und führt zu einer sehr nützlichen Entwurfsmethodik [80]. Die Nützlichkeit der Flachheitsbasierten Regelung für lineare Systeme resultiert daher, dass keine über die Steuerbarkeit hinausgehenden Voraussetzungen benötigt werden und dass die Reglersynthese unmittelbar in den Koordinaten der Regelungs-Normalform durchgeführt werden kann. Die Flachheitsbasierte Regelung bietet somit ein systematisches Verfahren für den Entwurf einer modellbasierten Vorsteuerung und die Planung von konsistenten Referenztrajektorien in Verbindung mit einer Regelkreisstruktur mit zwei Freiheitsgraden [80].

Eine Einführung der Flachheitsbasierten Regelung mit einigen Beispielen wird in [67] gegeben. In [86] wird eine flachheitsbasierte Vorsteuerung zur Inversion einer nichtlinearen Strecke und damit zur Kompensation der Nichtlinearitäten verwendet. Damit ist es möglich, der Fehlerdynamik im geforderten Arbeitsbereich ein lineares, dominierendes Verhalten aufzuprägen.

Die Vorteile dieses Ansatzes liegen zum einen in der Benutzung linearer Entwurfsmethoden für den Regler und zum anderen in der Möglichkeit einer expliziten Berücksichtigung von Parameterunsicherheiten und Störungen beim Reglerentwurf [86]. Dem geregelten System kann somit folglich ein robustes Verhalten aufgeprägt werden. Für die Regler können einfache lineare Regler oder auch andere Syntheseverfahren wie zum Beispiel  $H_\infty$ -Regler verwendet werden. Somit ist bei der Flachheitsbasierten Regelung eine große Anzahl von Entwurfsmöglichkeiten gegeben. In [87] wird die Auslegung der Flachheitsbasierten Regelung sowohl für lineare als auch für nichtlineare Systeme behandelt. Es wird ebenfalls auf die Planung der Trajektorien für den flachen Ausgang eingegangen. Weitere Beispiele werden in [88] gegeben. Zur Regelung von Asynchronmaschinen ohne schwingungsfähige Mechanik konnte die Flachheitsbasierte Regelung bereits erfolgreich eingesetzt werden. In [69, 89–91] wird der Entwurf der FBR zur Regelung von Asynchronmotoren behandelt. In der Dissertation von HAMM [70] wird die Flachheitsbasierten Regelung zur kartesischen Lageregelung von Parallelstabkinematiken betrachtet.

In dieser Arbeit wird das Konzept der Flachheitsbasierten Regelung auf rotatorische Antriebssysteme unter der Berücksichtigung elastisch gekoppelter Lasten angewendet und der Auslegungsvorgang ausführlich beschrieben. Die Ergebnisse dieses neuen Regelungsverfahrens werden im Anschluss mit den Ergebnissen der PI-Regelung und der PI-Zustandsregelung verglichen.

## 7.1 Definition flacher Systeme

Differentielle Flachheit ist eine Systemeigenschaft, die sowohl für lineare als auch nichtlineare Systeme gelten kann. Ein System ist flach wenn alle Systemvariablen mit Hilfe des sogenannten flachen Ausgangs und dessen Ableitungen beschrieben werden können.

Ein System

$$\dot{\underline{x}}(t) = f(\underline{x}(t), u(t)) \quad (7.1)$$

mit dem Zustandsvektor  $\underline{x}(t)$  der Ordnung  $n$  und der Eingangsgröße  $u(t)$  ist (differentiell) flach, wenn es einen sogenannten *flachen* Ausgang  $z(t)$  in der Form:

$$z(t) = \Phi(\underline{x}(t)) \quad (7.2)$$

gibt, so dass sich der Zustandsvektor  $\underline{x}(t)$  und die Eingangsgröße  $u(t)$  als Funktionen des flachen Ausgangs  $z(t)$  und einer endlichen Zahl dessen Zeitableitungen eindeutig beschrieben werden kann [84]:

$$\underline{x}(t) = \Psi_1 \left( z(t), \dot{z}(t), \dots, z^{(n-1)}(t) \right), \quad (7.3)$$

$$u(t) = \Psi_2 \left( z(t), \dot{z}(t), \dots, z^{(n)}(t) \right) \quad (7.4)$$

Dabei sind  $\Phi$ ,  $\Psi_1$  und  $\Psi_2$  beliebige, glatte Funktionen.

Für lineare Systeme ist die differentielle Flachheit immer gleichbedeutend mit der Steuerbarkeit [87, 92].

## 7.2 Transformation in Regelungsnormalform

Ausgangspunkt für die flachheitsbasierte Betrachtung von linearen Systemen ist, wie auch im nichtlinearen Fall, die Zustandsraumdarstellung. Alle durch exakte Linearisierung erhaltenen, vollständig steuerbaren Systeme lassen sich mit einem zum flachen Ausgang gehörenden Zustand über die sogenannte BRUNOVSKÝ-Form angeben, die im linearen SISO-Fall (Single Input, Single Output) der Regelungsnormalform (RNF) entspricht [93]. Die Regelungsnormalform, auch Steuerungsnormalform oder Frobenius-Form genannt [71], dient unter anderem der Vereinfachung des Reglerentwurfes im Zustandsraum. Durch die Transformation in RNF wird die Ermittlung des flachen Ausgangs und die Berechnung der flachheitsbasierten Vorsteuerung erheblich vereinfacht. Als Grundlage für die Bestimmung der Regelungsnormalform wird die Zustandsraumdarstellung des Zweimassenmodells aus Gleichung (2.30) herangezogen:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega_M \\ m_S \\ \omega_L \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{T_M} & 0 \\ \frac{1}{T_c} & -\frac{d}{T_M} - \frac{d}{T_L} & -\frac{1}{T_c} \\ 0 & \frac{1}{T_L} & 0 \end{bmatrix}}_A \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \omega_M \\ m_S \\ \omega_L \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{T_M} \\ \frac{d}{T_M} \\ 0 \end{bmatrix}}_b \cdot \underbrace{m_M}_u + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{d}{T_L} \\ -\frac{1}{T_L} \end{bmatrix}}_{b_v} \cdot \underbrace{m_L}_v \quad (7.5)$$

$$\underbrace{\omega_M}_y = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{c^T} x$$

Die Störgröße  $v$  wird bei der Transformation in RNF und der Berechnung der flachheitsbasierten Vorsteuerung nicht berücksichtigt, da die Vorsteuerung nur für das Führungsverhalten und nicht für das Störverhalten verantwortlich ist. Für die Bestimmung der RNF wird die Übertragungsfunktion des Zweimassenmodells aus Gleichung (2.29) zu der Gleichung (7.6) umgeformt.

$$G_S(s) = \frac{\omega_M(s)}{m_M(s)} = \frac{\frac{1}{T_M T_L T_c} + s \cdot \frac{d}{T_M T_L} + s^2 \cdot \frac{1}{T_M}}{s \cdot \frac{(T_M + T_L)}{T_M T_L T_c} + s^2 \cdot \frac{(T_M + T_L)d}{T_M T_L} + s^3} \quad (7.6)$$

Das Zustandsraummodell (7.5) kann mit Hilfe der Transformationsmatrix  $V$  in die Regelungsnormalform transformiert werden [94]:

$$\begin{array}{l} \dot{x} = Ax + bu \\ y = c^T x \end{array} \xrightarrow{\xi = Vx} \begin{array}{l} \dot{\xi} = A_\xi \xi + b_\xi u \\ y = c_\xi^T \xi \end{array} \quad (7.7)$$

mit:

$$A_\xi = VAV^{-1} \quad (7.8)$$

$$b_\xi = Vb \quad (7.9)$$

$$c_\xi^T = c^T V^{-1} \quad (7.10)$$

Die Systemmatrix  $A_\xi$ , der Eingangsvektor  $b_\xi$  und der Ausgangsvektor  $c_\xi^T$  der Regelungsnormalform können durch Koeffizientenvergleich der Übertragungsfunktion des Zweimassenmodells (7.6) mit der allgemeinen Übertragungsfunktion für ein System dritter Ordnung (7.11) bestimmt werden.

$$G(s) = \frac{b_0 + s \cdot b_1 + s^2 \cdot b_2 + s^3 \cdot b_3}{a_0 + s \cdot a_1 + s^2 \cdot a_2 + s^3} \quad (7.11)$$

Die Regelungsnormalform kann anschließend mit den Parametern aus dem Koeffizientenvergleich angegeben werden, vgl. Gleichung (7.12).

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\xi}_1 \\ \dot{\xi}_2 \\ \dot{\xi}_3 \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 \end{bmatrix}}_{A_\xi} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \\ \xi_3 \end{bmatrix}}_{\underline{\xi}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}}_{\underline{b}_\xi} \cdot u \\ y &= \underbrace{\begin{bmatrix} b_0 - b_3 a_0 & b_1 - b_3 a_1 & b_2 - b_3 a_2 \end{bmatrix}}_{\underline{c}_\xi^T} \cdot \underline{\xi} \end{aligned} \quad (7.12)$$

Der Koeffizientenvergleich führt zu den in Gleichung (7.13) angegebenen Parametern.

$$\begin{aligned} a_0 &= 0 & a_1 &= \frac{(T_M + T_L)}{T_M T_L T_c} & a_2 &= \frac{(T_M + T_L) d}{T_M T_L} \\ b_0 &= \frac{1}{T_M T_L T_c} & b_1 &= \frac{d}{T_M T_L} & b_2 &= \frac{1}{T_M} & b_3 &= 0 \end{aligned} \quad (7.13)$$

Für die Bestimmung des neuen Zustandsvektors  $\underline{\xi} = V \underline{x}$  in RNF muss noch die Transformationsmatrix  $V$  bestimmt werden. Für die Bestimmung der Transformationsmatrix  $V$ :

$$V = \begin{bmatrix} \underline{v}_1^T \\ \underline{v}_2^T \\ \underline{v}_3^T \end{bmatrix} \quad (7.14)$$

wird zunächst Gleichung (7.8) umformuliert:

$$\begin{aligned} A_\xi V &= V A \\ \Rightarrow \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{v}_1^T \\ \underline{v}_2^T \\ \underline{v}_3^T \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \underline{v}_1^T \\ \underline{v}_2^T \\ \underline{v}_3^T \end{bmatrix} \cdot A \end{aligned} \quad (7.15)$$

Durch Ausformulieren der Matrixschreibweise aus Gleichung (7.15) ergibt sich das Gleichungssystem (7.16).

$$\begin{aligned} I & \quad \underline{v}_2^T = \underline{v}_1^T \cdot A \\ II & \quad \underline{v}_3^T = \underline{v}_2^T \cdot A \xrightarrow{\text{in II}} \underline{v}_3^T = \underline{v}_1^T \cdot A^2 \\ III & \quad -a_0 \underline{v}_1^T - a_1 \underline{v}_2^T - a_2 \underline{v}_3^T = \underline{v}_3^T \cdot A \end{aligned} \quad (7.16)$$

Somit kann die Transformationsmatrix  $V$  folgendermaßen dargestellt werden:

$$V = \begin{bmatrix} \underline{v}_1^T \\ \underline{v}_2^T \\ \underline{v}_3^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{v}_1^T \\ \underline{v}_1^T A \\ \underline{v}_1^T A^2 \end{bmatrix} \quad (7.17)$$

Mit Gleichung (7.9) und Gleichung (7.17) folgt:

$$\underline{b}_\xi = V \cdot \underline{b} = \begin{bmatrix} \underline{v}_1^T \underline{b} \\ \underline{v}_1^T A \underline{b} \\ \underline{v}_1^T A^2 \underline{b} \end{bmatrix} \quad (7.18)$$

Durch Transponierung der Gleichung (7.18) ergibt sich:

$$\begin{aligned}\underline{b}_\xi^T &= [\underline{v}_1^T \underline{b} \quad \underline{v}_1^T A \underline{b} \quad \underline{v}_1^T A^2 \underline{b}] \\ &= \underline{v}_1^T \cdot \underbrace{[\underline{b} \quad A \underline{b} \quad A^2 \underline{b}]}_{Q_S}\end{aligned}\quad (7.19)$$

Die Transformationsmatrix  $V$  kann folglich mit der Steuerbarkeitsmatrix  $Q_S$  und dem Eingangsvektor  $\underline{b}_\xi$  in RNF bestimmt werden:

$$\underline{v}_1^T = \underline{b}_\xi^T \cdot Q_S^{-1} \quad (7.20)$$

$$V = \begin{bmatrix} \underline{v}_1^T \\ \underline{v}_2^T \\ \underline{v}_3^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{v}_1^T \\ \underline{v}_1^T A \\ \underline{v}_1^T A^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{b}_\xi^T \cdot Q_S^{-1} \\ \underline{b}_\xi^T \cdot Q_S^{-1} A \\ \underline{b}_\xi^T \cdot Q_S^{-1} A^2 \end{bmatrix} \quad (7.21)$$

Mit der Systemmatrix  $A$  aus Gleichung (7.5), dem Eingangsvektor  $\underline{b}_\xi$  aus Gleichung (7.12) und der Beobachtbarkeitsmatrix  $Q_S$  aus Gleichung (7.19) ergibt sich die in Gleichung (7.22) dargestellte Transformationsmatrix  $V$ .

$$V = \begin{bmatrix} T_M T_c^2 d^2 & -T_M T_c^2 d & T_M T_c (T_L - T_c d^2) \\ T_M T_c d & T_M T_c & T_M T_c d \\ T_M & 0 & -T_M \end{bmatrix} \quad (7.22)$$

Der Zustandsvektor  $\underline{\xi}$  in RNF kann nun mit Hilfe der Transformationsmatrix  $V$  berechnet werden:

$$\begin{aligned}\underline{\xi} = V \underline{x} &= \begin{bmatrix} T_M T_L T_c \cdot x_3 + T_M T_c^2 d (dx_1 - x_2 - dx_3) \\ T_M T_c (-dx_1 + x_2 + dx_3) \\ T_M (x_1 - x_3) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} T_M T_L T_c \cdot \omega_M + T_M T_c^2 d (d\omega_M - m_S - d\omega_L) \\ T_M T_c (-d\omega_M + m_S + d\omega_L) \\ T_M (\omega_M - \omega_L) \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (7.23)$$

Wie im nächsten Abschnitt gezeigt wird, führt die Darstellung in RNF zu einer einfachen Bestimmung des flachen Ausgangs  $z(t)$  und zu einer einfachen Bestimmung der flachheitsbasierten Vorsteuerung.

### 7.3 Bestimmung der flachheitsbasierten Vorsteuerung

Bei nichtlinearen Systemen besteht die Herausforderung darin, einen flachen Ausgang des Systems zu bestimmen. Bei linearen SISO-Systemen die in Regelungsnormalform gegeben sind, vereinfacht sich die Bestimmung des flachen Ausgangs erheblich. Denn für lineare SISO-Systeme in RNF ist der erste Systemzustand auch immer ein flacher Ausgang [95].

Mit der Systembeschreibung in RNF (7.12) und dem flachen Ausgang  $z(t)$ :

$$z(t) = \xi_1(t) = \Phi(\underline{\xi}(t)) \quad (7.24)$$

kann sowohl der Zustandsvektor  $\underline{\xi}(t)$  als auch die Eingangsgröße  $u(t)$  als Funktion des flachen Ausgangs und einer endlichen Zahl dessen Zeitableitungen eindeutig beschrieben werden:

$$\underline{\xi}(t) = \begin{bmatrix} \xi_1(t) \\ \xi_2(t) \\ \xi_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z(t) \\ \dot{z}(t) \\ \ddot{z}(t) \end{bmatrix} = \Psi_1(z(t), \dot{z}(t), \ddot{z}(t)) \quad (7.25)$$

$$u(t) = a_0 \cdot z(t) + a_1 \cdot \dot{z}(t) + a_2 \cdot \ddot{z}(t) + \ddot{z}(t) = \Psi_2(z(t), \dot{z}(t), \ddot{z}(t), \ddot{z}(t)) \quad (7.26)$$

Es kann also die Stellgröße  $u(t)$  berechnet werden, die für einen gewünschten Verlauf des flachen Ausgangs  $z^*(t)$  nötig ist. Diese Stellgröße wird für die flachheitsbasierte Vorsteuerung  $u_V(t)$  des Systems verwendet, vgl. Abb. 7.3. Mit den in Gleichung (7.13) angegebenen Parametern der RNF ergibt sich für die Stellgröße  $u_V(t)$  zu:

$$u_V(t) = \frac{T_M + T_L}{T_M T_L T_c} \cdot \dot{z}^* + \frac{(T_M + T_L)d}{T_M T_L} \cdot \ddot{z}^* + \ddot{z}^* \quad (7.27)$$

Im idealen Fall führt die flachheitsbasierte Vorsteuerung  $u_V(t)$  das System entlang der gewünschten Referenztrajektorie. Für die Ausregelung von Störungen, die Kompensation von Modellunsicherheiten und von Stellgrößenbegrenzungen muss ein Rückführregler implementiert werden. Die resultierende Stellgröße ergibt sich somit aus dem Stellsignal der Vorsteuerung  $u_V(t)$  und des Rückführreglers  $u_R(t)$ , vgl. Abb. 7.3:

$$u(t) = u_V(t) + u_R(t) \quad (7.28)$$

Aufgrund der Ableitungen im Steuerungssignal  $u_V(t)$  aus Gleichung (7.27) müssen stetig differenzierbare Trajektorien für den flachen Ausgang für Führungsgrößenänderungen entworfen werden. Des Weiteren muss eine Solltrajektorie für den Folgeregler generiert werden  $y^*(t)$ . Mit Hilfe der Zustandsraumdarstellung in Regelungsnormalform (7.12) kann aus der Trajektorie für den flachen Ausgang  $z(t)$  die Referenztrajektorie für den Systemausgang  $y(t)$  berechnet werden, vgl. Gleichung (7.29).

$$y(t) = [b_0 - b_3 a_0 \quad b_1 - b_3 a_1 \quad b_2 - b_3 a_2] \cdot \underline{\xi}(t)$$

mit  $\underline{\xi}(t) = \begin{bmatrix} z(t) \\ \dot{z}(t) \\ \ddot{z}(t) \end{bmatrix}$  (7.29)

$$\Rightarrow y(t) = (b_0 - b_3 a_0) \cdot z(t) + (b_1 - b_3 a_1) \cdot \dot{z}(t) + (b_2 - b_3 a_2) \cdot \ddot{z}(t)$$

Die Referenztrajektorie für den Rückführregler kann folglich mit Hilfe des flachen Ausgangs und den Systemparametern berechnet werden:

$$y^*(t) = (b_0 - b_3 a_0) \cdot z^*(t) + (b_1 - b_3 a_1) \cdot \dot{z}^*(t) + (b_2 - b_3 a_2) \cdot \ddot{z}^*(t) \quad (7.30)$$

Mit den in Gleichung (7.13) angegebenen Parametern der RNF ergibt sich die Referenztrajektorie für den Rückführregler zu:

$$y^*(t) = \frac{1}{T_M T_L T_c} \cdot z^*(t) + \frac{d}{T_M T_L} \cdot \dot{z}^*(t) + \frac{1}{T_M} \ddot{z}^*(t) \quad (7.31)$$

Der Entwurf von geeigneten Referenztrajektorien wird im folgenden Abschnitt behandelt.



## 7.4 Referenztrajektorien

Eine besonders wichtige Aufgabe beim Entwurf von Regelkreisen mit Vorsteuerungen ist die Planung und Berechnung von Trajektorien, die das System von einem Arbeitspunkt in einen anderen Arbeitspunkt überführen [85]. Die Flachheitsbasierte Regelung erfordert für einen Arbeitspunktwechsel eine hinreichend *glatte* Trajektorie  $z^*(t)$  für den flachen Ausgang. Die Glätte kann am Grad der Stetigkeit und am Maximalwert der höheren Ableitungen eines Signals gemessen werden. Signale mit kleineren Maximalwerten der höheren Ableitungen sind glatter. Glatte Trajektorien sind wichtig, da sie das System weniger anregen [81]. Im Fall von SISO-Systemen  $n$ -ter Ordnung muss die Trajektorie mindestens  $n$ -mal stetig differenzierbar sein, damit die Stellgröße stetig ist [80]. Eine weitere Anforderung an die Trajektorien ist, dass die Transition von einem Arbeitspunkt zum anderen in möglichst kurzer Zeit, der Transitionszeit  $T$ , erfolgt, damit der Arbeitspunktwechsel im Vergleich zur konventionellen Regelung ohne Vorsteuerung und Referenztrajektorien nicht wesentlich länger dauert. Dazu wird im folgenden Abschnitt die minimale Transitionszeit bestimmt, die minimal nötig ist, um das System unter Berücksichtigung der Stellgrößenbegrenzung von einem Arbeitspunkt zum anderen Arbeitspunkt zu überführen.

### 7.4.1 Minimale Transitionszeit

Die Transitionszeit  $T$  ist von großer Bedeutung für den Entwurf der Referenztrajektorien wenn Stellgrößenbegrenzungen vorhanden sind [96]. Für die Planung der Referenztrajektorien ist es sinnvoll eine minimale Transitionszeit  $T_{min}$  zu bestimmen. Die minimale Transitionszeit  $T_{min}$  beschreibt die Zeit, die minimal notwendig ist, um das betrachtete System unter Berücksichtigung der Stellgrößenbegrenzung von einem Arbeitspunkt zum anderen zu überführen. Die minimale Transitionszeit hängt von der Stellgrößenbegrenzung, von der Höhe der Führungsgrößenänderung und von den Systemparametern ab. Für die Bestimmung der minimalen Transitionszeit wird ein starres System angenommen und nur das Gesamtträgheitsmoment des Antriebssystems berücksichtigt. Aus der Bewegungsdifferentialgleichung für ein starres System (7.32) ist zu sehen, dass die Beschleunigung  $d\Omega/dt$  sowohl von dem gestellten Antriebsmoment  $M_M$  als auch von dem Trägheitsmoment  $\Theta$  des Systems abhängig ist.

$$M_M = \Theta \frac{d\Omega}{dt} \quad (7.32)$$

Für eine Sollwertänderung von  $\Delta\Omega$  wird folglich bei konstantem Antriebsmoment  $M_M$  und konstanter Trägheit  $\Theta$  eine Transitionszeit von  $\Delta T$  benötigt:

$$\Delta T = \Theta \frac{\Delta\Omega}{M_M} \quad (7.33)$$

Die Stellgröße ist in dieser Arbeit auf das Nennmoment des Antriebsmotors  $M_{M,N}$  begrenzt. Unter idealen Voraussetzungen kann folglich eine minimale Transitionszeit von:

$$T_{min} = \Theta \frac{\Delta\Omega}{M_{M,N}} \quad (7.34)$$

erreicht werden.

## 7.4.2 Wahl der Referenztrajektorien

Bei der Verwendung von *glatten* Referenztrajektorien vergrößert sich die Transitionszeit, da nicht über die gesamte Zeit des Führungsüberganges das maximale Moment  $M_{M,N}$  gestellt wird. Je nach Verlauf der Referenztrajektorie muss die Transitionszeit angepasst werden. Die Referenztrajektorien müssen derart ausgelegt werden, dass eine möglichst kurze Transitionszeit erreicht wird, die Systemdynamiken nicht zu sehr angeregt werden und das resultierende Stellsignal der flachheitsbasierten Vorsteuerung nicht höher ist als die Stellgrößenbegrenzung. Eine weitere Anforderung an die Trajektorien ist, dass diese online, also während des geregelten Betriebes, berechnet werden können. Die Transitionszeit  $T$  muss sowohl bezüglich der Systemdynamiken als auch der Stellgrößenbegrenzungen für jeden Arbeitspunktwechsel geeignet gewählt werden [85].

Die Dissertation von GRAICHEN [96] beschäftigt sich mit dem Vorsteuerungsentwurf für Systeme unter Berücksichtigung von Begrenzungen. Als Trajektorien kommen zum Beispiel Polynomfunktionen [87], trigonometrische Funktionen [96], stufenweise Splinefunktionen [97] [98], Filterpolynome [69] und Gevrey-Funktionen [99] [83] in Frage.

Polynomiale und trigonometrische Referenztrajektorien haben den Nachteil, dass sie zu relativ langen Transitionszeiten und somit zu langen Ausregelzeiten bei Führungsgrößenänderungen führen, wenn Stellgrößenbegrenzungen berücksichtigt werden. Splinefunktionen können so ausgelegt werden, dass kürzere Transitionszeiten erreicht werden und Stellgrößenbegrenzungen berücksichtigt werden. Allerdings führt die Berücksichtigung von Begrenzungen zu einem Optimierungsproblem, das durch Optimierungsverfahren gelöst werden muss [98]. Die online-Berechnung von Splinefunktionen ist aufgrund begrenzter Rechenzeit daher komplex [81]. Filterpolynome, wie zum Beispiel Verzögerungsglieder, sind sehr einfach auszulegen, jedoch ungeeignet für die Berücksichtigung von Stellgrößenbegrenzungen. Gevrey-Funktionen können sehr gut parametrisiert werden. Die Glattheit und die maximale Steigung der Kurve können mit Hilfe der Transitionszeit  $T$  und einem weiteren einstellbaren Parameter frei gewählt werden. Somit können kurze Transitionszeiten auch bei Berücksichtigung von Stellgrößenbegrenzungen erreicht werden.

Aufgrund der einfachen Berechnung von Polynomfunktionen und aufgrund einer sehr guten Parametrierbarkeit von Gevrey-Funktionen werden diese Funktionen im Folgenden näher erläutert und für die Eignung in der betrachteten Anwendung untersucht.

## 7.4.3 Polynomiale Referenztrajektorien

Polynomiale Referenztrajektorien der Ordnung  $(2n + 1)$  mit Anfangswert  $z_0^*$  und Endwert  $z_T^*$  lassen sich mit der in Gleichung (7.35) angegebenen Formel berechnen [85].

$$z^*(t) = z_0^* + (z_T^* - z_0^*) \sum_{i=n+1}^{2n+1} a_i \left(\frac{t}{T}\right)^i, \quad t \in [0, T] \quad (7.35)$$

Die Koeffizienten  $a_i$  der Polynomfunktion (7.35) können mit der Gleichung (7.36) bestimmt werden [100].

$$a_i = \frac{(-1)^{i-n-1}(2n+1)!}{i \cdot n!(i-n-1)!(2n+1-i)!} \quad (7.36)$$

Für ein System dritter Ordnung muss die Trajektorie mindestens drei-mal stetig differenzierbar sein, damit die Stellgröße stetig ist [80]. Für die Polynomfunktion (7.35) ergibt sich für  $n = 3$  die folgende Referenztrajektorie:

$$z^*(t) = z_0^* + (z_T^* - z_0^*) \left( 35 \left( \frac{t}{T} \right)^4 - 84 \left( \frac{t}{T} \right)^5 + 70 \left( \frac{t}{T} \right)^6 - 20 \left( \frac{t}{T} \right)^7 \right) \quad (7.37)$$

In Abb. 7.4 (links) sind Polynomfunktionen für die Systemordnungen  $n = 3$ ,  $n = 4$  und  $n = 5$  für den flachen Ausgang  $z^*(t)$  gegenübergestellt. Die jeweilige Transitionszeit  $T$  wurde so gewählt, dass sich bei allen Trajektorien die gleiche maximale Steigung ergibt. Für eine steigende Systemordnung  $n$  vergrößert sich somit die Transitionszeit. In Abb. 7.4 (rechts) sind für die Antriebskonfiguration C2 die resultierenden Stellsignale der flachheitsbasierten Vorsteuerung für die entsprechenden Trajektorien gegenübergestellt. Es kann festgestellt werden, dass sich mit den gezeigten Polynomfunktionen und den gewählten Transitionszeiten Stellgrößen ergeben, die an die Stellgrößenbegrenzung angepasst sind. Es wird die maximale Stellgrößenamplitude von 1 pu erreicht aber nicht überschritten. Für die Antriebskonfiguration C2 beträgt die minimale Transitionszeit  $T_{min} = 0,7193$  s. Für  $n = 3$  ergibt sich mit der polynomialen Referenztrajektorie eine Transitionszeit von  $T = 1,574$  s. Für  $n = 4$  vergrößert sich die Transitionszeit auf  $T = 1,77$  s und für  $n = 5$  auf  $T = 1,948$  s.

Da das Ziel eine möglichst kurze Ausregelzeit ist, würde bei den polynomialen Referenztrajektorien die Wahl auf die Trajektorie für  $n = 3$  fallen. Der einzige Freiheitsgrad der polynomialen Referenztrajektorien ist die Transitionszeit  $T$ , die bereits an die Stellgrößenbegrenzung angepasst ist. Durch den langsamen Anstieg der Referenztrajektorie kommt es zu einer deutlich längeren Transitionszeit als die minimale Transitionszeit. Somit würden sich auch deutlich längere Ausregelzeiten als mit einer konventionellen Regelung ohne Vorsteuerung ergeben.

Aufgrund der Anforderung der  $n$ -fachen Differenzierbarkeit kommen nur Polynomfunktionen entsprechender Ordnung in Frage, die nur über die Transitionszeit  $T$  parametrisiert werden können. Eine Alternative zu den Polynomfunktionen bieten Gevrey-Funktionen als Referenztrajektorien, die einen weiteren Freiheitsgrad für die Parametrisierung bieten.

#### 7.4.4 Gevrey-Funktionen als Referenztrajektorien

Gevrey-Funktionen sind unendlich oft stetig differenzierbare Funktionen. Für einen Arbeitspunktwechsel eignet sich insbesondere die in Gleichung (7.38) dargestellte Gevrey-Funktion [101].

$$z^*(t) = z_0^* + (z_T^* - z_0^*) \Phi_{\gamma, T}(t) \quad (7.38)$$

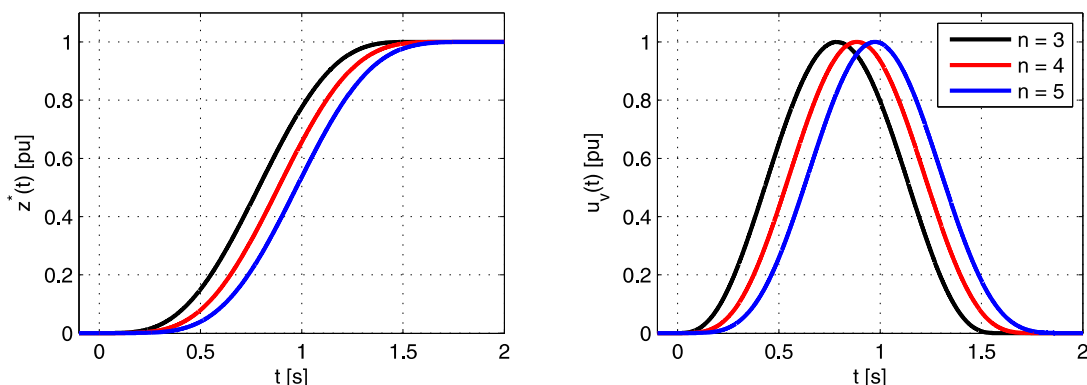


Abbildung 7.4: Vergleich polynomialer Referenztrajektorien (links) für  $n = 3$  (schwarz),  $T_{n=3} = 1,574$  s;  $n = 4$  (rot),  $T_{n=4} = 1,77$  s;  $n = 5$  (blau),  $T_{n=5} = 1,948$  s und resultierende Stellsignale der flachheitsbasierten Vorsteuerung  $u_v(t)$  (rechts) für Antriebskonfiguration C2 (minimale Transitionszeit  $T_{min} = 0,7193$  s)

Dabei ist  $\Phi_{\gamma,T}(t)$  eine geglättete Sprungfunktion (7.39), die sich mit Hilfe einer glockenförmigen Impulsfunktion  $\phi_{\gamma,T}(t)$  (7.40) berechnen lässt [102].

$$\Phi_{\gamma,T}(t) = \begin{cases} 0 & t \leq 0 \\ 1 & t \geq T \\ \frac{\int_0^t \phi_{\gamma,T}(\tau) d\tau}{\int_0^T \phi_{\gamma,T}(\tau) d\tau} & t \in (0, T) \end{cases} \quad (7.39)$$

$$\phi_{\gamma,T}(t) = \begin{cases} 0 & t \notin (0, T) \\ \exp\left(\frac{-1}{\left[\left(1-\frac{t}{T}\right)\frac{t}{T}\right]^\gamma}\right) & t \in (0, T) \end{cases} \quad (7.40)$$

Mit dem Parameter  $\gamma$  kann die Steilheit bzw. Glattheit der Trajektorie  $z^*(t)$  für den Arbeitspunktwechsel festgelegt werden. Mit der Transitionszeit  $T$  wird das Zeitintervall für den Arbeitspunktwechsel und somit ebenfalls die Steigung der Kurve festgelegt. Wie auch bei den Polynomfunktionen wird die maximale Steigung der Referenztrajektorien an die Stellgrößenbegrenzung des Systems angepasst. Dazu müssen bei den Gevrey-Funktionen sowohl der Parameter  $\gamma$  als auch die Transitionszeit  $T$  geeignet gewählt werden.

In Abb. 7.5 (links) sind Gevrey-Funktionen als Referenztrajektorien für den flachen Ausgang  $z^*(t)$  und (rechts) die für die Antriebskonfiguration C2 resultierende Stellgröße der flachheitsbasierten Vorsteuerung  $u_v(t)$  zu sehen. Es kann festgestellt werden, dass die Transitionszeit mit Hilfe des Parameters  $\gamma$  beeinflusst und somit erheblich reduziert werden kann. Für  $\gamma = 0,5$  ergibt sich eine Transitionszeit von  $T = 1,14$  s. Wird der Parameter  $\gamma$  verkleinert, verringert sich ebenfalls die erreichbare Transitionszeit  $T$ . Für  $\gamma = 0,3$  wird eine Transitionszeit von  $T = 0,93$  s und für  $\gamma = 0,1$  eine Transitionszeit von  $T = 0,773$  s erreicht. Durch weiteres Verringern von  $\gamma$  kann die Transitionszeit  $T$  immer weiter an die minimale Transitionszeit  $T_{min}$  angenähert werden. Die Glattheit der Trajektorie wird dabei jedoch ebenfalls reduziert. Für  $\gamma = 0,1$  ist zu sehen, dass die Stellgröße der flachheitsbasierten Vorsteuerung zu Beginn und am Ende des Arbeitspunktwechsels einen impulsförmigen Verlauf hat. Diese Impulse werden im Wesentlichen durch die

höheren Ableitungen der flachheitsbasierten Vorsteuerung hervorgerufen. Die Stellgrößenbegrenzung bewirkt, dass diese Impulse auf den Nennwert der Stellgröße begrenzt werden. Die Wahl des Parameters  $\gamma$  ist für die erreichbare Drehzahldynamik von entscheidender Bedeutung. Er sollte so gewählt werden, dass kurze Transitionszeiten erreicht werden, die Systemdynamiken jedoch nicht zu stark angeregt werden.

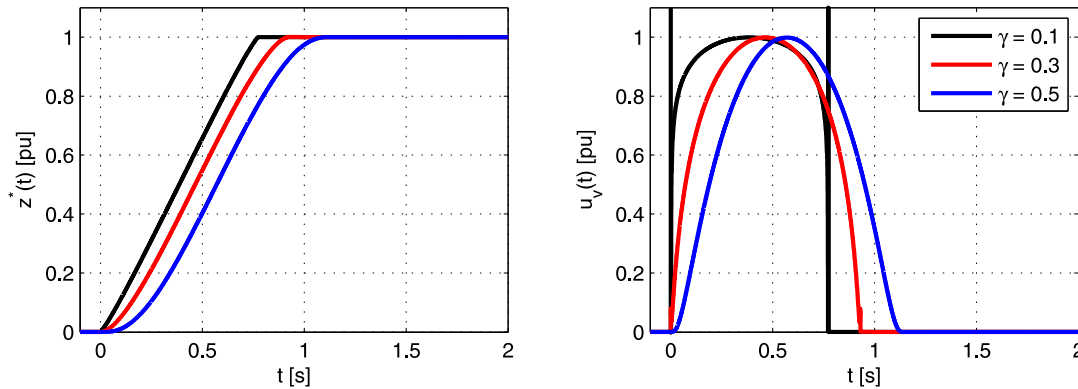


Abbildung 7.5: Vergleich von Gevrey-Funktionen (links) für  $\gamma = 0,1$  (schwarz),  $T_{\gamma=0,1} = 0,773$  s;  $\gamma = 0,3$  (rot),  $T_{\gamma=0,3} = 0,93$  s;  $\gamma = 0,5$  (blau),  $T_{\gamma=0,5} = 1,14$  s und resultierende Stellsignale der flachheitsbasierten Vorsteuerung  $u_V(t)$  (rechts) für Antriebskonfiguration C2 (minimale Transitionszeit  $T_{min} = 0,7193$  s)

In Abb. 7.6 sind Gevrey-Referenztrajektorien für den flachen Ausgang  $z^*(t)$  für verschiedene Führungsgrößensprünge, die resultierende Referenztrajektorie für den Rückführregler  $y^*(t)$  und die resultierenden Stellsignale der flachheitsbasierten Vorsteuerung  $u_V(t)$  exemplarisch für  $\gamma = 0,5$  dargestellt. Die Transitionszeiten sind den entsprechenden Führungsgrößenänderungen so angepasst, dass die maximale Steigung der Referenztrajektorie immer gleich ist. Je kleiner der Führungsgrößensprung ist, umso mehr wirken sich die höheren Ableitungen in der Berechnung der Soll-Trajektorie für den Rückführregler  $y^*(t)$  aus Gleichung (7.30) aus und umso mehr unterscheiden sich die Trajektorien für den flachen Ausgang  $z^*(t)$  und den Regler  $y^*(t)$ . Je höher der Führungsgrößensprung ist, desto glatter ist die resultierende Gevrey-Funktion bei gleichbleibendem Parameter  $\gamma$ . Das kann anhand des Stellsignals  $u_V(t)$  der flachheitsbasierten Vorsteuerung festgestellt werden. Je höher der Führungsgrößensprung ist, desto niedriger sind die Maximalwerte der höheren Ableitungen des Stellsignals.

Das Stellsignal  $u_V(t)$  berechnet sich wie in Gleichung (7.26) gezeigt aus den Koeffizienten  $a_0$  bis  $a_2$  und dem flachen Ausgang  $z(t)$  und dessen Zeitableitungen:

$$u_V(t) = a_0 \cdot z^*(t) + a_1 \cdot \dot{z}^*(t) + a_2 \cdot \ddot{z}^*(t) + \ddot{z}^*(t) \quad (7.41)$$

wobei  $a_0 = 0$  ist. Die Signalanteile der flachheitsbasierten Vorsteuerung sind in Abb. 7.7 für einen Führungsgrößensprung von 4% und einen Führungsgrößensprung von 10% abgebildet. Es ist zu sehen, dass bei gleichem Parameter  $\gamma = 0,5$  die dritte Ableitung des flachen Ausgangs einen deutlich größeren Maximalwert und einen höheren Anteil am resultierenden Signalverlauf der Vorsteuerung bei einem Führungsgrößensprung von 4% (links) als bei einem Führungsgrößensprung von 10% (rechts) hat. Der impulsförmige Verlauf im Stellsignal kann das System zu

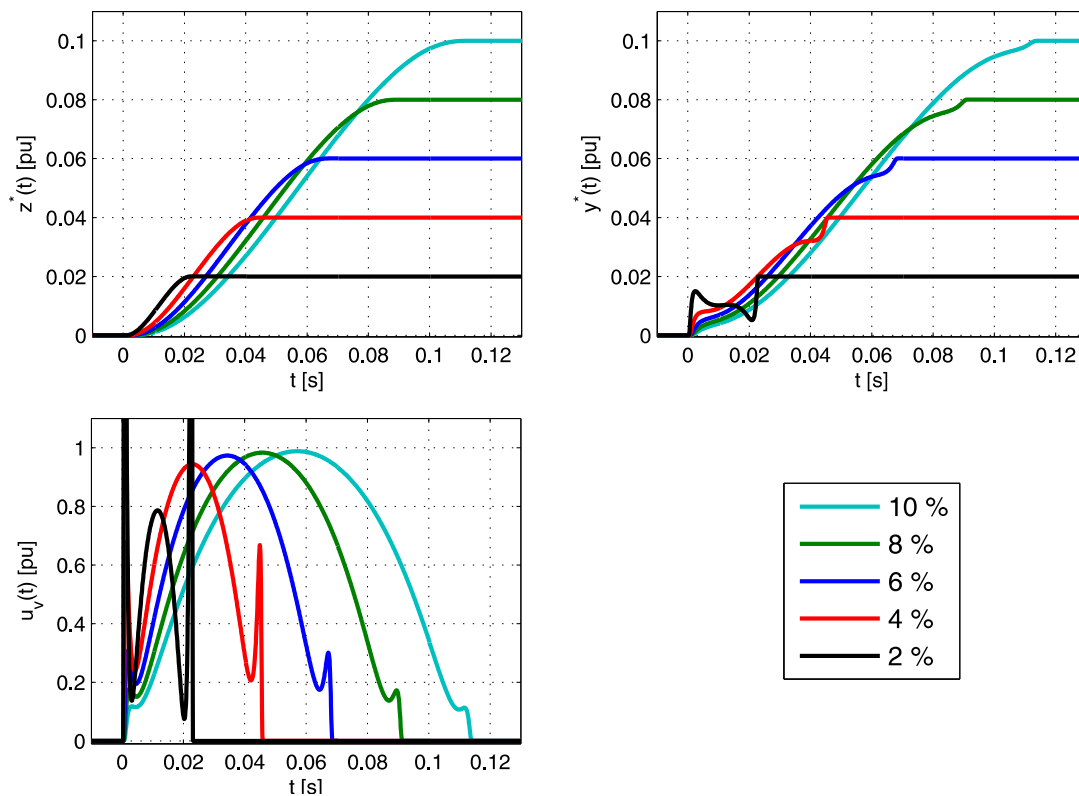


Abbildung 7.6: Vergleich von Gevrey-Referenztrajektorien für verschiedene Führungsgrößen-sprünge 10%, 8%, 6%, 4% und 2% für  $\gamma = 0,5$ ; Antriebskonfiguration C2

Schwingungen anregen. Für die Optimierung der Ausregelzeit und der Systemanregung bzw. Belastung des mechanischen Systems muss der Parameter  $\gamma$  folglich abhängig von der Höhe der Führungsgrößenänderung gewählt werden. Je kleiner die Führungsgrößenänderung ist, desto größer sollte  $\gamma$  gewählt werden, damit die Anregung des Systems nicht zu hoch ist. Je höher der Führungsgrößensprung ist, desto kleiner sollte  $\gamma$  gewählt werden damit die Transitionszeit im Vergleich zur Regelung ohne Vorsteuerung und Referenztrajektorie nicht wesentlich höher ist.

In Abb. 7.8 sind Simulations- und Messergebnisse der flachheitsbasierten Vorsteuerung ohne Rückführregler für einen Führungsgrößensprung von 20% der Nenndrehzahl zu sehen. Oben links ist die Gevrey-Referenztrajektorie für den flachen Ausgang  $z^*(t)$  mit  $\gamma = 0,5$  zu sehen. Oben rechts ist das resultierende Stellsignal  $u_V(t)$  der flachheitsbasierten Vorsteuerung dargestellt. Die Transitionszeit  $T$  der Referenztrajektorie ist an die Stellgrößenbeschränkung (Nennmoment) angepasst. Die Stellgrößenamplitude von 1 pu wird nicht überschritten. In der Mitte sind links die Ergebnisse für die antriebsseitige Drehzahl zu sehen. Abgebildet sind die Führungsgröße  $w(t)$ , die Soll-Trajektorie für den Rückführregler  $y^*(t) = \omega_M^*$ , Simulations- und Messergebnisse. Es ist festzustellen, dass die antriebsseitige Drehzahl  $\omega_M$  in der Simulation exakt der Soll-Trajektorie  $y^*(t)$  folgt und nach der Transitionszeit  $T = 0,228$ s den gewünschten Endwert erreicht. Bei den Messergebnissen ist zu sehen, dass der Verlauf zunächst gut mit den Simulationsergebnissen übereinstimmt, der Endwert jedoch nicht erreicht wird. Unberücksichtigte Reibung in den Lagern führt bei der Messung zu einem Drehmoment, das dem Antriebs-

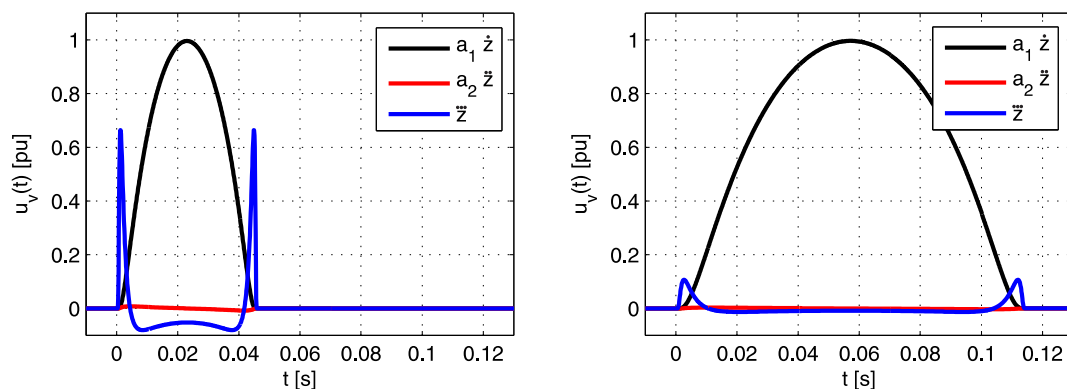


Abbildung 7.7: Vergleich der Signalanteile der flachheitsbasierten Vorsteuerung  $u_V(t)$  aus Gleichung (7.41) für Gevrey-Referenztrajektorie mit  $\gamma = 0,5$  für einen Führungsgrößensprung von 4% (links) und 10% (rechts); Antriebskonfiguration C2

moment entgegen wirkt und somit zu einer Verzögerung der Drehzahl führt. Ebenso wirken sich Parameter- und Modellunsicherheiten wie Störungen aus, die durch die Vorsteuerung nicht kompensiert werden können. Die gleichen Erkenntnisse können auch für die Lastdrehzahl  $\omega_L$  gewonnen werden. Unten links ist das gemessene Antriebsmoment aus Simulation und Messung dargestellt. Die Kurven liegen nahezu deckungsgleich übereinander. Da kein Rückführregler aktiv ist, stimmt das gemessene Antriebsmoment  $m_M$  mit der Stellgröße der flachheitsbasierten Vorsteuerung  $u_V(t)$  überein. Das Wellenmoment  $m_S$  ist unten rechts abgebildet. Hier ist zu sehen, dass beim Laborteststand Schwingungen auftreten, die in der Simulation nicht festzustellen sind. Diese Schwingungen werden ebenfalls durch Reibung und unmodellierten Systemdynamiken hervorgerufen.

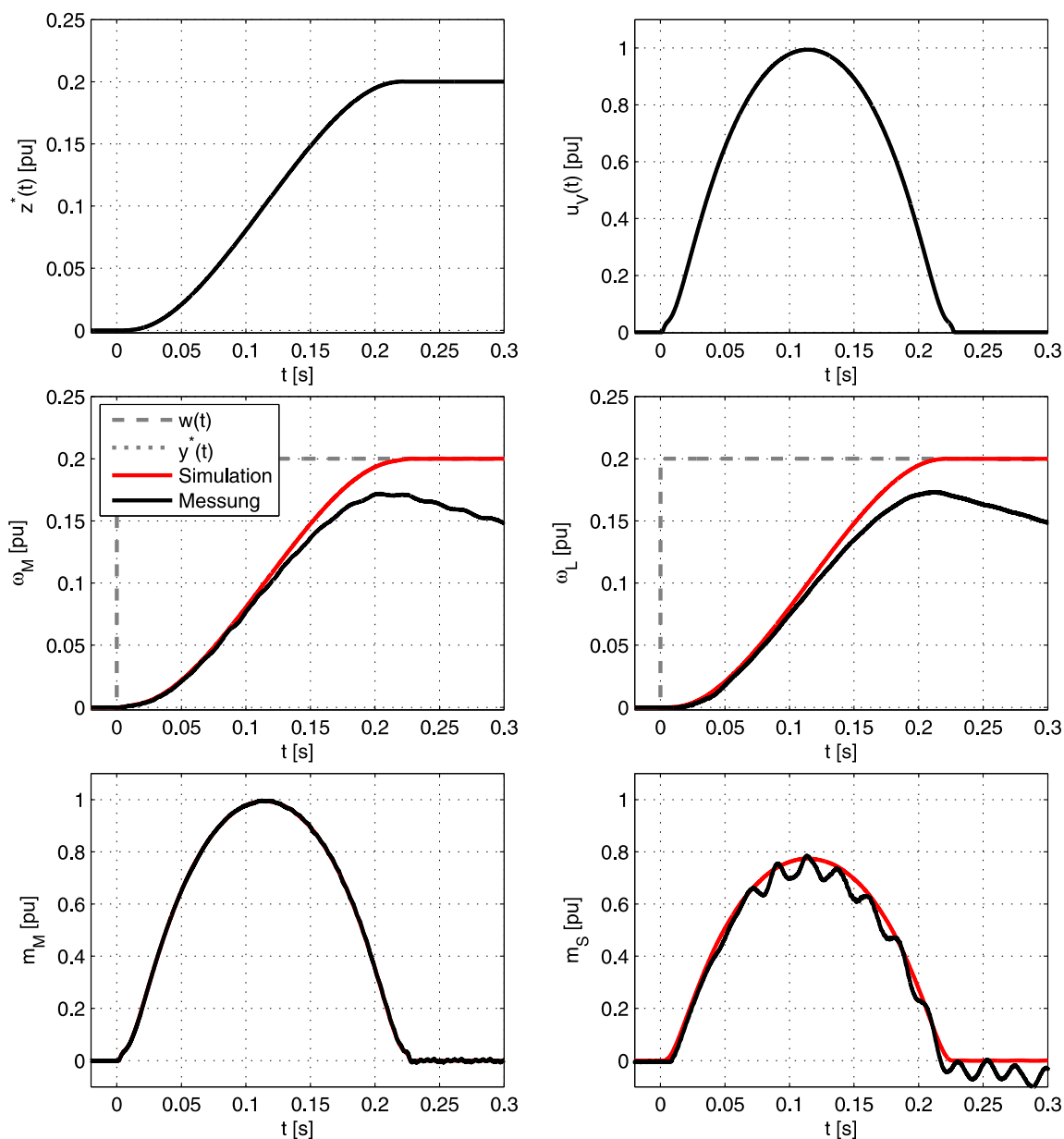


Abbildung 7.8: Flachheitsbasierte Regelung ohne Folgereger mit Gevrey-Referenztrajektorie ( $\gamma = 0,5$ ): Simulations- (rot) und Messergebnisse (schwarz) für eine Führungsgrößenänderung von 20% der Nenndrehzahl ( $T = 0,228$  s); Antriebskonfiguration C2



## 7.5 Folgeregler

Um Störungen, Parameter- und Modellunsicherheiten oder unberücksichtigte Systembegrenzungen zu kompensieren, ist grundsätzlich eine Folgeregelung notwendig [84]. In konventionellen Regelkreisstrukturen ohne Vorsteuerung ist der Regler sowohl für das Führungs- als auch für das Störverhalten verantwortlich. Infolge dessen muss für die Optimierung des Regelkreises ein Kompromiss zwischen gutem Führungs- und gutem Störverhalten gefunden werden.

Die flachheitsbasierte Vorsteuerung ist im nominalen Fall in der Lage das System von einem Arbeitspunkt zum anderen Arbeitspunkt zu überführen. Das Führungsverhalten wird in diesem Fall von der Vorsteuerung bestimmt. Ein Folgeregler ist nur für die Ausregelung von Störungen, wie zum Beispiel Lastmomenten, notwendig. Der Rückführregler kann im nominalen Fall also allein für ein gutes Störverhalten optimiert werden. Im Fall von Parameter- und Modellunsicherheiten übernimmt der Rückführregler jedoch auch einen Teil der Führungsaufgabe, da sich diese Unsicherheiten wie Störungen auswirken. Die Robustheit gegenüber Modellunsicherheiten wird folglich durch den verwendeten Rückführregler definiert. Die FBR kann somit je nach Regler sehr robust gegenüber Modellunsicherheiten sein.

Als Folgeregler können für die flachheitsbasierte Regelung diverse Regler, wie zum Beispiel einfache lineare Regler oder auch nichtlineare Regelungsverfahren, zum Einsatz kommen. Im Folgenden wird für die Vergleichbarkeit der Flachheitsbasierten Regelung mit der konventionellen PI-Regelung zunächst ein PI-Regler als Folgeregler verwendet.

## 7.6 FBR mit PI-Regler

Für die Flachheitsbasierte Regelung wird im Folgenden als Folgeregler ein PI-Regler mit Rückführung der antriebsseitigen Drehzahl, wie er bereits in Abschnitt 5 beschrieben ist, verwendet. Die Einstellung des PI-Reglers erfolgt nach dem Verfahren von ZHANG [38], weil diese bei den Untersuchungen der erreichbaren Dynamik zu den besten Ergebnissen geführt hat.

In Abb. 7.9 sind Simulations- und Messergebnisse der Flachheitsbasierten Regelung mit einem PI-Folgeregler für einen Führungsgrößensprung von 20% der Nenndrehzahl zu sehen. Es ist zu sehen, dass die Messergebnisse für die Antriebs- und die Lastdrehzahl sehr gut mit den Simulationsergebnissen überein stimmen und dass der Sollwert nach einer Transitionszeit von  $T = 0,228$  s erreicht wird. Das gemessene Antriebsmoment  $m_M$  weicht von dem in Simulation ermittelten Verlauf etwas ab. Diese Abweichung wird hauptsächlich durch die Reibung in den Lagern hervorgerufen, die im Simulationsmodell nicht berücksichtigt wird. Der Rückführregler kompensiert diese Störung. Somit stimmen das Stellsignal der flachheitsbasierten Vorsteuerung  $u_V(t)$  und das gestellte Antriebsmoment  $m_M$  nicht mehr exakt überein. Das gemessene Antriebsmoment ist etwas höher und als das in Simulation ermittelte Moment. Das hat zur Folge, dass die Stellgrößenbegrenzung kurzzeitig aktiv ist. Jedoch kann festgestellt werden, dass keine Resonanzschwingungen weder im Wellenmoment  $m_S$  noch in den Drehzahlverläufen auftreten.

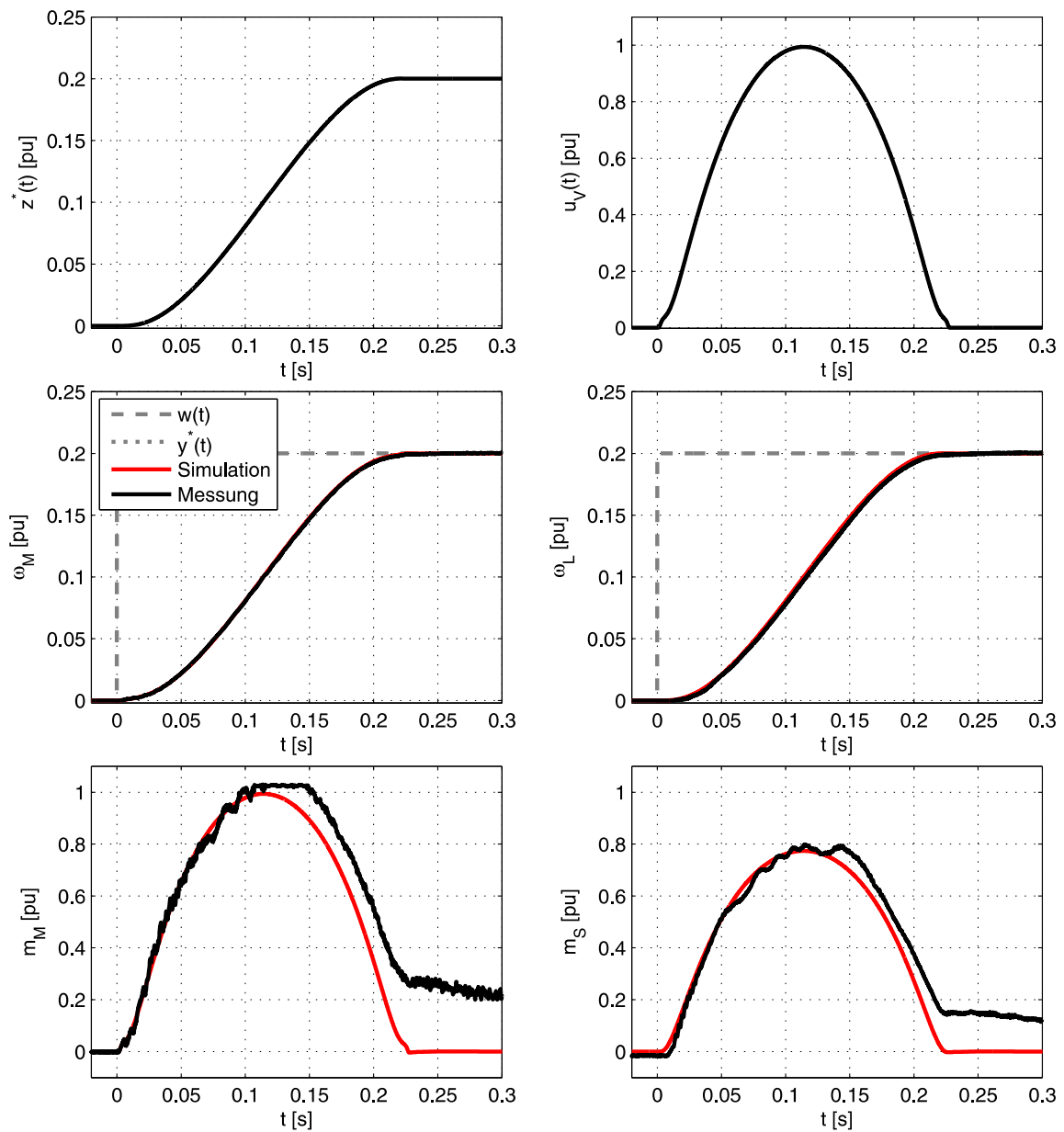


Abbildung 7.9: Flachheitsbasierte Regelung mit PI-Folgeregler mit Gevrey-Referenztrajektorie ( $\gamma = 0,5$ ): Simulations- (rot) und Messergebnisse (schwarz) für eine Führungsgrößenänderung von 20% der Nenndrehzahl ( $T = 0,228$  s); PI-Regler-Einstellung mit einheitlichem Dämpfungskoeffizienten  $D_p = 0,93$  nach ZHANG; Antriebskonfiguration C2

### 7.6.1 Dynamisches Verhalten in Abhängigkeit der Antriebsparameter

Für das Erreichen von möglichst kleinen Ausregelzeiten unter Berücksichtigung der Stellgrößenbegrenzung muss der Parameter  $\gamma$  in Abhängigkeit der Antriebsparameter und in Abhängigkeit der Führungsgrößenänderung gewählt werden. In Abb. 7.10 ist eine geeignete Wahl des Parameters  $\gamma$  in Abhängigkeit der Führungsgrößenänderung exemplarisch für die Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1 dargestellt. Mit der gezeigten Wahl von  $\gamma$  werden sowohl kurze Ausregelzeiten als auch ein geringer Einfluss der Stellgrößenbegrenzung erreicht.

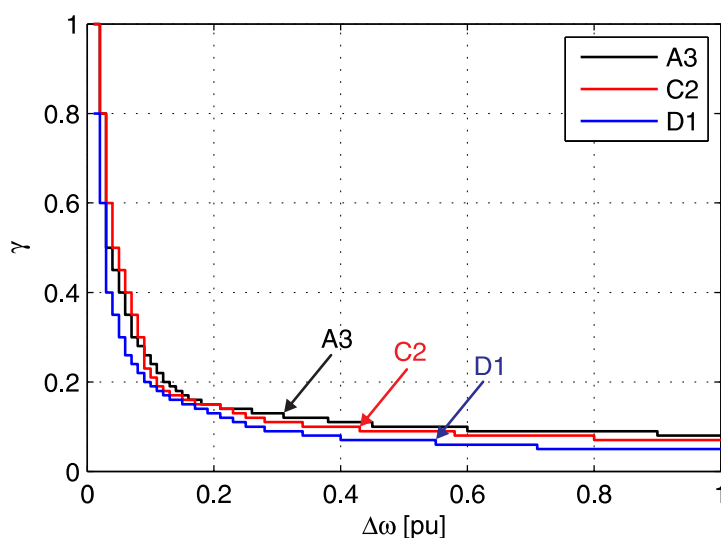


Abbildung 7.10: Wahl des Parameters  $\gamma$  in Abhängigkeit der Führungsgrößenänderung  $\Delta\omega$  für die Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1

In Abbildung 7.11 sind die Parameter des dynamischen Verhaltens der Flachheitsbasierten Regelung mit einem PI-Folgeregler in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$  dargestellt. Der Parameter  $\gamma$  der Gevrey-Referenztrajektorie wurde abhängig vom Trägheitsverhältnis  $R$  gewählt. Der Verlauf von  $\gamma$  kann an der rechten Ordinate abgelesen werden. Für den PI-Regler wurden die drei Polstellenplatzierungsstrategien von ZHANG aus Abschnitt 5.4 analysiert. Für das Führungsverhalten (links) ist zu sehen, dass die drei verschiedenen Auslegungen des PI-Reglers keinen feststellbaren Einfluss auf die Dynamik haben, da das Führungsverhalten im Wesentlichen durch die flachheitsbasierte Vorsteuerung definiert wird. Des Weiteren kann festgehalten werden, dass für alle betrachteten Antriebsparameter sehr geringe Ausregelzeiten und Überschwingweiten erreicht werden. Die Belastung der Welle überschreitet ebenfalls nicht den geforderten Maximalwert vom 1,2-fachen des Nennmomentes. Das Störverhalten (rechts) ist unbeeinflusst von der flachheitsbasierten Vorsteuerung. Somit ergeben sich exakt die gleichen Ergebnisse wie bei der reinen PI-Regelung nach ZHANG aus Abschnitt 5.4.

Die Parameter des dynamischen Verhaltens der Flachheitsbasierten Regelung in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$  sind in Abb. 7.12 dargestellt. Auch hier ist kaum ein Einfluss der Reglereinstellung auf das Führungsverhalten festzustellen. Es werden für den betrachteten Parameterbereich sehr gute Ergebnisse für das Führungsverhalten erreicht. Die im Abschnitt 4.2

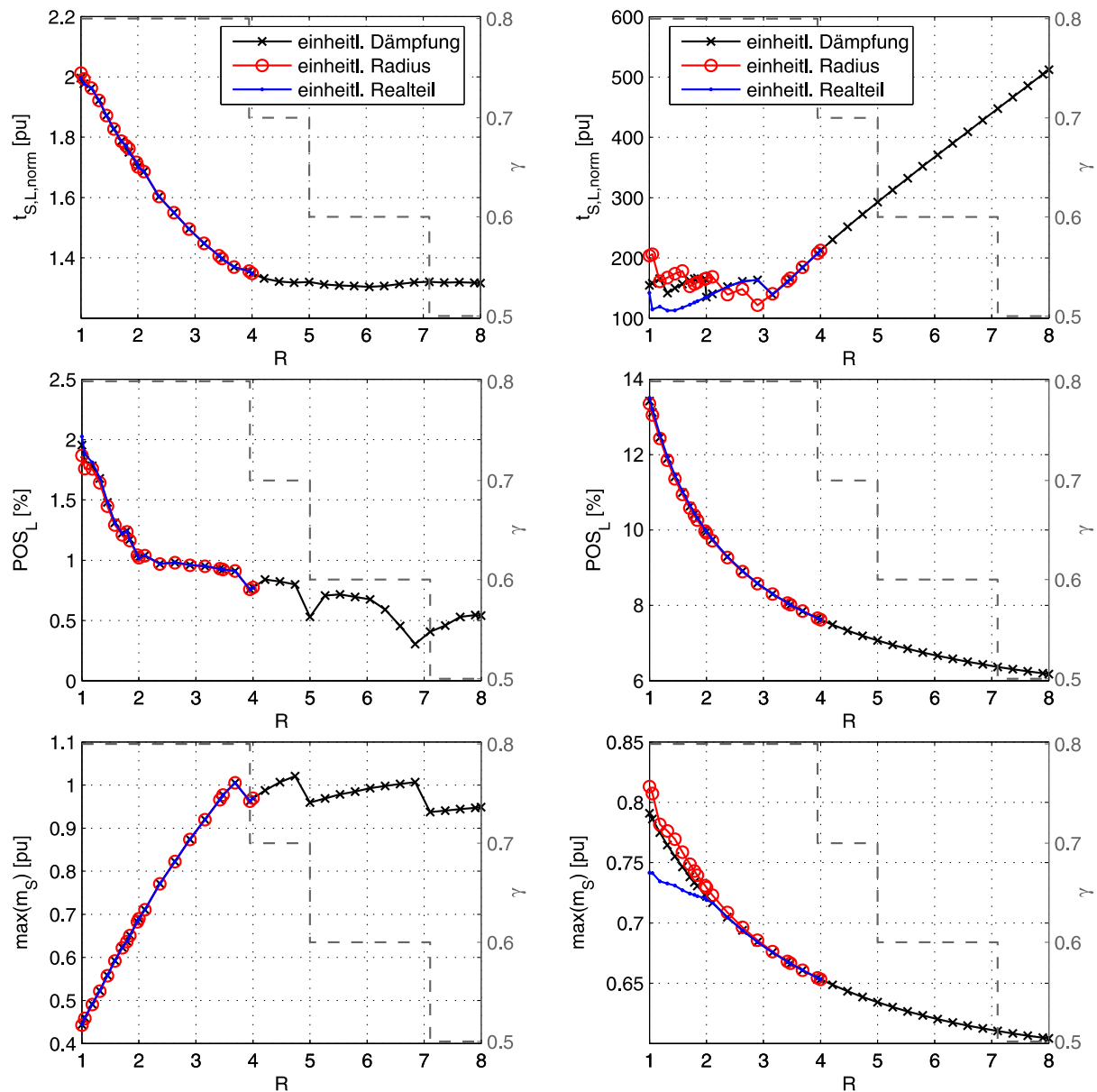


Abbildung 7.11: Dynamikeigenschaften der FBR mit PI-Regler optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach ZHANG in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$ : einheitliche Dämpfung (schwarz), einheitlicher Radius (rot) und einheitlicher Realteil (blau); Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_c = 0,107$  ms,  $d = 0,85$ , mit Gevrey-Referenztrajektorien mit variablem  $\gamma$

genannten Anforderungen an das Führungsverhalten können für alle untersuchten Antriebskonfigurationen erfüllt werden. Im Vergleich zur konventionellen PI-Regelung ohne flachheitsbasierte Vorsteuerung wird die Ausregelzeit  $t_{S,L, norm}$  deutlich reduziert. Gleichzeitig wird die prozentuale Überschwingweite  $POS_L$  erheblich verringert. Das Störverhalten bleibt, aufgrund derselben Reglereinstellungen, von der FBR unbeeinflusst.

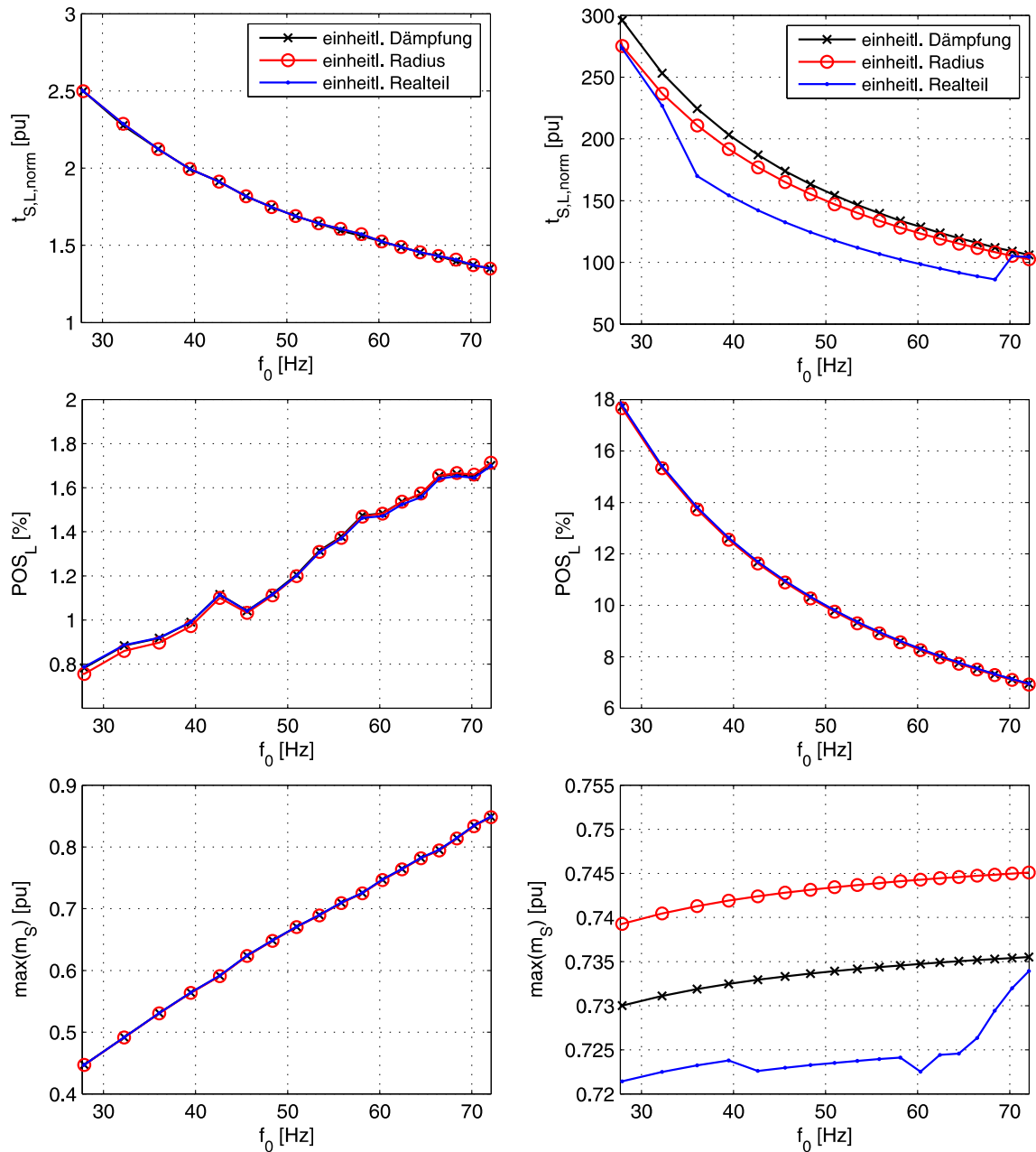


Abbildung 7.12: Dynamikeigenschaften der FBR mit PI-Regler optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach ZHANG in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$ : einheitlicher Dämpfung (schwarz), einheitlichem Radius (rot) und einheitlichem Realteil (blau); Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_L = 287,9$  ms,  $d = 0,85$ ,  $R = 1,79$ ; mit Gevrey-Referenztrajektorien  $\gamma = 0,8$

## 7.7 FBR mit PI-Zustandsregelung

Das Führungsverhalten der Flachheitsbasierten Regelung wird im Wesentlichen durch die flachheitsbasierte Vorsteuerung definiert. Daher sollte für die Auswahl des Folgereglers besonderer Wert auf ein gutes Störverhalten gelegt werden. Die PI-Zustandsregelung liefert für fast alle betrachteten Antriebskonfigurationen das beste Störverhalten. Daher wird im Folgenden die FBR um eine Zustandsregelung erweitert.

Bei der Erweiterung der FBR um eine Zustandsrückführung muss berücksichtigt werden, dass durch die FBR der Verlauf des flachen Ausgangs  $z$  und somit auch der Verlauf aller Systemzustände vorgegeben wird. Es müssen also die Trajektorien für die Systemzustände  $\underline{x}$  berechnet werden, die sich aus dem Verlauf der Trajektorie des flachen Ausgangs  $z$  ergeben. Andernfalls würde die Zustandsrückführung entgegen der flachheitsbasierten Vorsteuerung arbeiten. Das entsprechende Blockschaltbild der FBR mit einer Zustandsrückführung ist in Abb. 7.13 dargestellt.

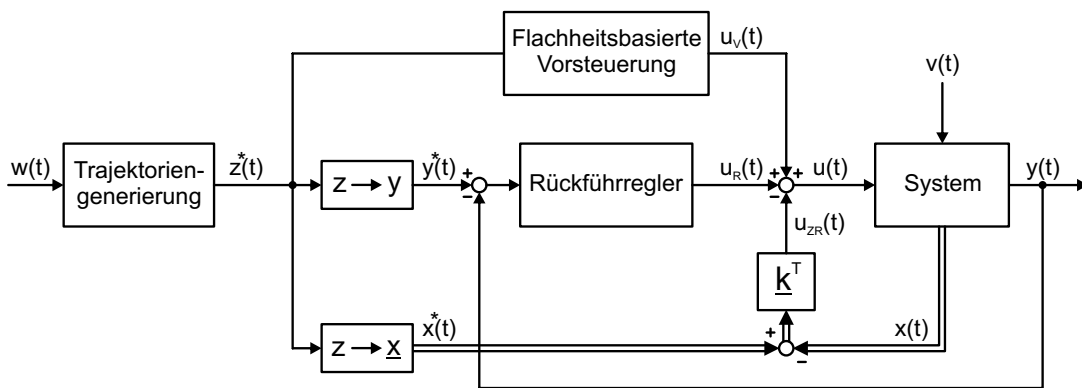


Abbildung 7.13: Blockschaltbild der FBR mit Zustandsrückführung

Aus dem Verlauf des flachen Ausgangs können sowohl die Eingangsgröße als auch die Verläufe aller Systemzustände bestimmt werden. Mit Hilfe der inversen Transformationsmatrix der RNF aus Gleichung (7.22) können die Systemzustände aus dem flachen Ausgang berechnet werden:

$$\underline{\xi} = \begin{bmatrix} z \\ \dot{z} \\ \ddot{z} \end{bmatrix} = V \cdot \underline{x} \quad (7.42)$$

$$\Rightarrow \underline{x} = V^{-1} \cdot \underline{\xi} = V^{-1} \begin{bmatrix} z \\ \dot{z} \\ \ddot{z} \end{bmatrix} \quad (7.43)$$

$$\Rightarrow \underline{x} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{T_M T_L T_c} & \frac{d}{T_M T_L} & \frac{1}{T_M} \\ 0 & \frac{1}{T_M T_c} & \frac{d}{T_M} \\ \frac{1}{T_M T_L T_c} & \frac{d}{T_M T_L} & 0 \end{bmatrix}}_{V^{-1}} \cdot \begin{bmatrix} z \\ \dot{z} \\ \ddot{z} \end{bmatrix} \quad (7.44)$$

Daraus folgt für die Systemzustände  $x_1$  bis  $x_3$ :

$$x_1 = \omega_M = \frac{1}{T_M T_L T_c} \cdot z + \frac{d}{T_M T_L} \cdot \dot{z} + \frac{1}{T_M} \cdot \ddot{z} \quad (7.45)$$

$$x_2 = m_S = \frac{1}{T_M T_c} \cdot \dot{z} + \frac{d}{T_M} \cdot \ddot{z} \quad (7.46)$$

$$x_3 = \omega_L = \frac{1}{T_M T_L T_c} \cdot z + \frac{d}{T_M T_L} \cdot \dot{z} \quad (7.47)$$

Das Blockschaltbild der resultierenden Regelung ist in Abbildung 7.14 dargestellt. Es wird eine PI-Zustandsregelung ohne Berücksichtigung des unterlagerten Stromregelkreises verwendet, wie sie im Abschnitt 6.1 beschrieben ist. Ferner wird ein Störgrößenbeobachter (Abschnitt 6.3) für die Rekonstruktion der Systemzustände  $m_S$  und  $\omega_L$  verwendet. Es werden dieselben Einstellungen wie in den genannten Abschnitten verwendet.

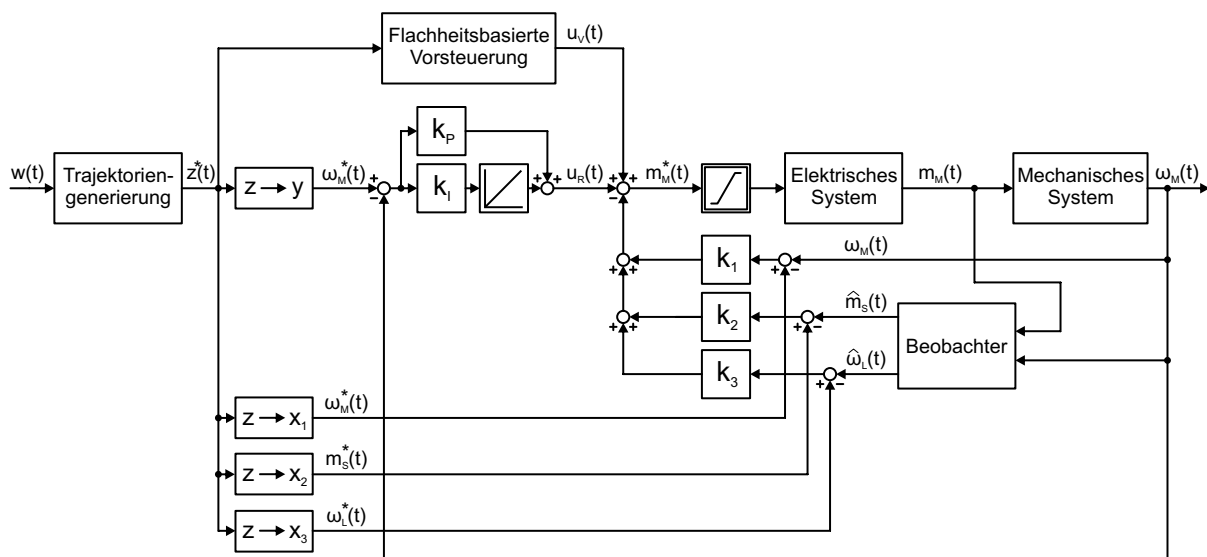


Abbildung 7.14: Blockschaltbild der FBR mit PI-Zustandsregelung und Beobachter

### 7.7.1 Dynamisches Verhalten in Abhängigkeit der Antriebsparameter

In Abb. 7.15 sind die Ergebnisse der Flachheitsbasierten Regelung mit PI-Zustandsregelung als Folgeregler in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$  aufgezeigt. Für das Führungsverhalten werden nahezu gleiche Ergebnisse wie mit der PI-Regelung als Folgeregler erzielt. Jedoch ist die prozentuale Überschwingweite  $POS_L$  etwas geringer. Der wesentliche Unterschied zur PI-Regelung ist beim Störverhalten festzustellen. Es werden deutlich kürzere Ausregelzeiten insbesondere bei hohen Lastträgheitsverhältnissen erreicht. Es wird erneut darauf hingewiesen, dass das Störverhalten alleine vom Folgeregler abhängig ist.

Auch für die dargestellten Resonanzfrequenzen  $f_0$  werden mit der Zustandsregelung als Folgeregler bessere Ergebnisse für das Störverhalten erzielt als mit einem PI-Folgeregler, wie in Abb. 7.16 festgestellt werden kann.



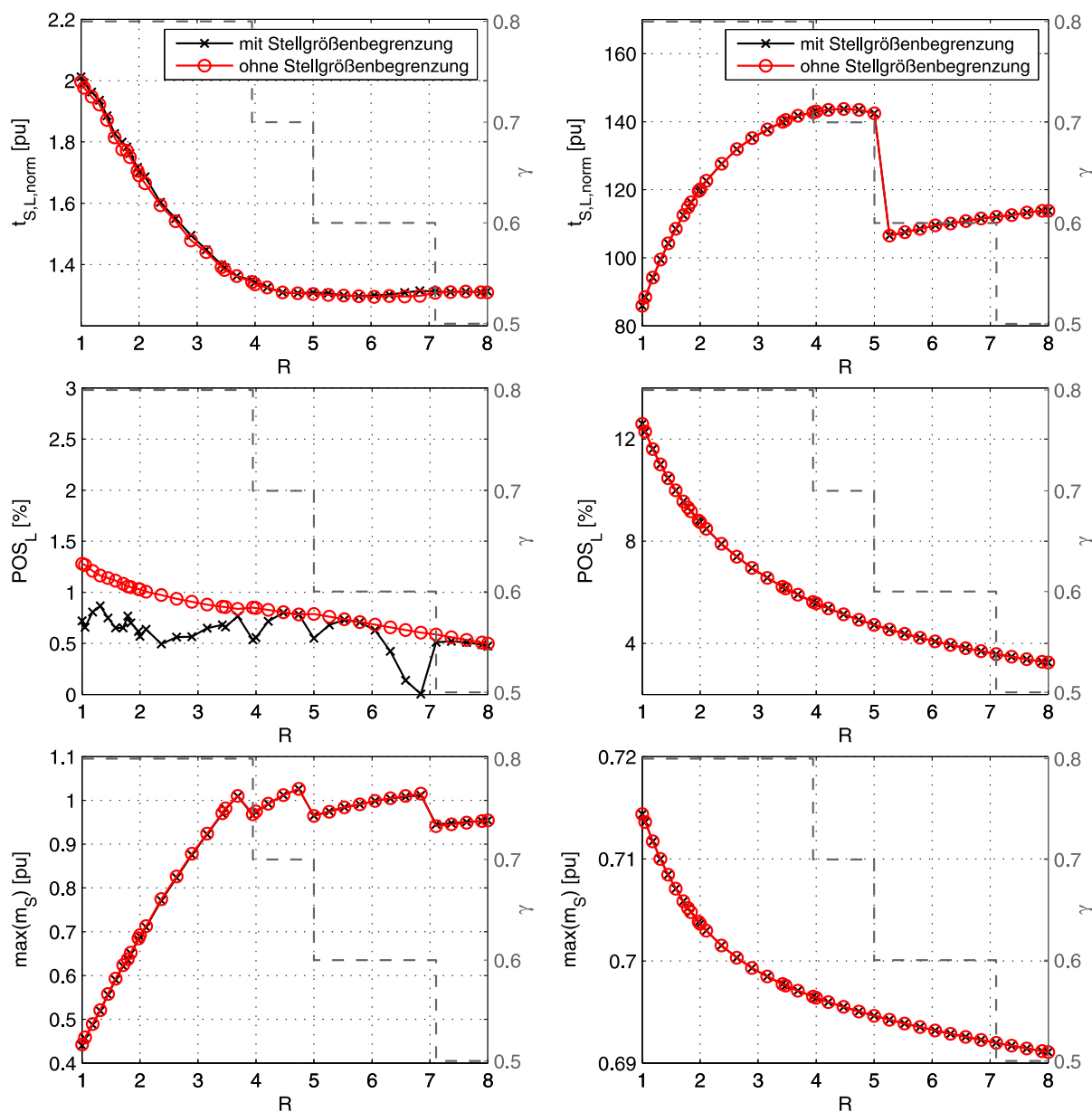


Abbildung 7.15: Dynamikeigenschaften der FBR mit PI-Zustandsregelung optimiert mit Einstellformel (6.31) und Störgrößenbeobachter in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$ : Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_c = 0,107$  ms,  $d = 0,85$ , mit Gevrey-Referenztrajektorien mit variablem  $\gamma$

Für alle betrachteten Antriebsparameter werden kürzere Ausregelzeiten, geringere Überschwingweiten und eine etwas geringere Belastung der Welle erzielt. Die Kombination der FBR mit einer PI-Zustandsregelung ermöglicht somit eine sehr hohe Dynamik sowohl für das Führungs- als auch Störverhalten.

Die Dynamikeigenschaften der antriebsseitigen Drehzahl in Abhängigkeit des Lastträgheitsmomentes und in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz sind im Anhang in Abb. 10.51 bzw. Abb. 10.52 einzusehen.

In Abb. 7.17 sind Simulationsergebnisse für die Drehzahlregelung mit flachheitsbasierter Vorsteuerung und einer PI-Zustandsregelung als Folgeregler mit Störgrößenbeobachter für die Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1 abgebildet. Links sind die Ergebnisse für einen Führungsgrößensprung von 2% der Nenndrehzahl und rechts die Referenztrajektorien für die entsprechenden Zustandsgrößen dargestellt. Das Störverhalten entspricht dem der PI-ZR mit Störgrößenbeobachter aus Abschnitt 6.3, da die Vorsteuerung keinen Einfluss auf das Störverhalten der Drehzahlregelung hat, vgl. Abb. 6.18. Es ist zu sehen, dass die Zustandsgrößen den Referenztrajektorien nahezu entsprechen. Bei der antriebsseitigen Drehzahl ist ein leichtes Überschwingen zu beobachten. Die lastseitige Drehzahl erreicht für die dargestellten Antriebskonfigurationen nach einer sehr kurzen Ausregelzeit mit nur sehr geringem Überschwingen den Sollwert. Das Wellenmoment überschreitet dabei das Nennmoment des Antriebsmotors nicht.

Die Parameter des dynamischen Verhaltens für die in Abb. 7.17 gezeigten Simulationsergebnisse sind in Tabelle 7.1 zusammengefasst.

In Abb. 7.18 sind die entsprechenden Messergebnisse für den Führungsgrößensprung zu sehen. Die Messergebnisse stimmen gut mit den Simulationsergebnissen überein. Das Wellenmoment für die Antriebskonfiguration D1 ist jedoch etwas höher als in der Simulation. Das 1,2-fache Nennmoment wird dabei aber nicht überschritten.

Führungsverhalten - 2%							
	$\omega_M$			$\omega_L$			$m_S$
	$t_{S,M}$ [ms]	$t_{S,M,norm}$ [pu]	POS <sub>M</sub> [%]	$t_{S,L}$ [ms]	$t_{S,L,norm}$ [pu]	POS <sub>L</sub> [%]	max( $m_S$ ) [pu]
A3	13,8	2,09	5,97	10,4	1,58	0,87	0,65
C2	25,4	1,86	5,87	19,2	1,41	0,65	0,97
D1	48,7	2,0	5,45	31,8	1,31	0,72	1,01

Tabelle 7.1: Parameter des dynamischen Verhaltens der FBR mit PI-Zustandsregelung als Folgeregler optimiert nach Einstellformel (6.31) mit Störgrößenbeobachter für einen Führungsgrößensprung von 2%, Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1

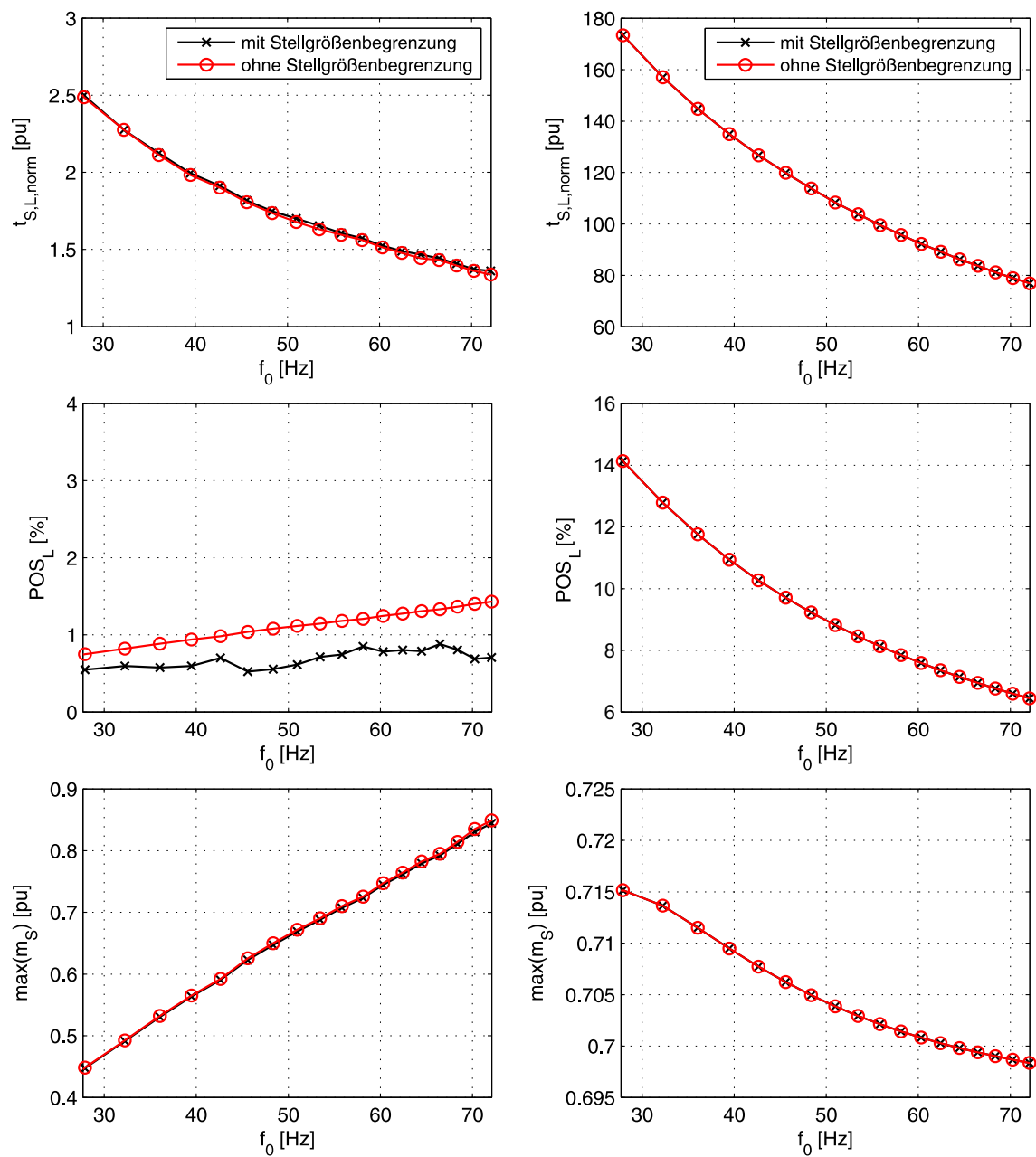


Abbildung 7.16: Dynamikeigenschaften der FBR mit PI-Zustandsregelung optimiert mit Einstellformel (6.31) und Störgrößenbeobachter in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$ : Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_L = 287,9$  ms,  $d = 0,85$ ,  $R = 1,79$ ; mit Gevrey-Referenztrajektorien  $\gamma = 0,8$

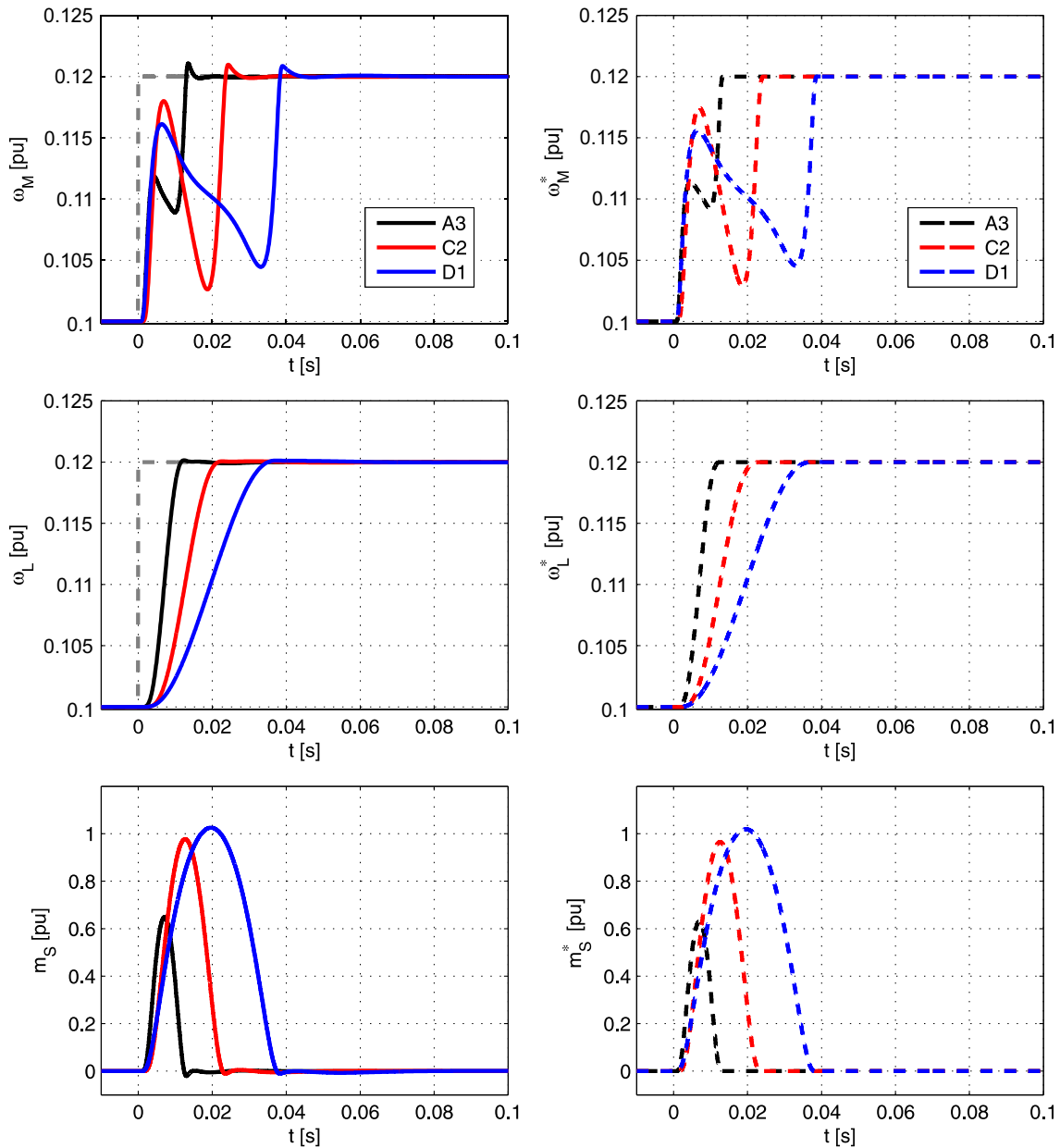


Abbildung 7.17: Simulationsergebnisse der Drehzahlregelung mit flachheitsbasierter Vorsteuerung und PI-Zustandsregelung optimiert mit Einstellformel (6.31) mit Störgrößenbeobachter: Vergleich der Antriebskonfigurationen A3 (schwarz)  $\gamma = 0,8$ , C2 (rot)  $\gamma = 0,8$  und D1 (blau)  $\gamma = 0,6$  für einen Führungsgrößensprung von 2% der Nenndrehzahl (links); Referenztrajektorien für Zustandsgrößen (rechts)

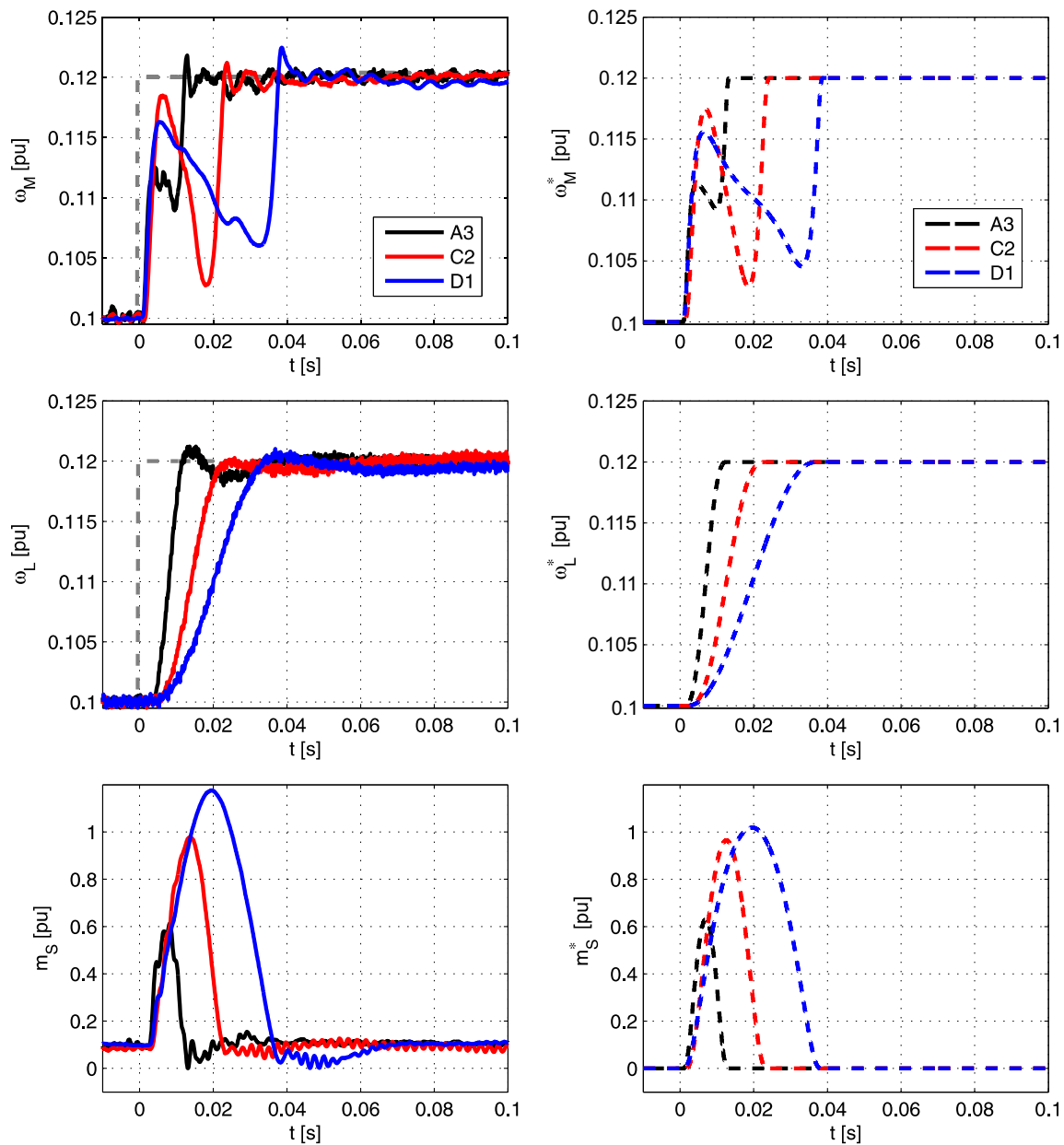


Abbildung 7.18: Messergebnisse der Drehzahlregelung mit flachheitsbasierter Vorsteuerung und PI-Zustandsregelung optimiert mit Einstellformel (6.31) mit Störgrößenbeobachter: Vergleich der Antriebskonfigurationen A3 (schwarz)  $\gamma = 0,8$ , C2 (rot)  $\gamma = 0,8$  und D1 (blau)  $\gamma = 0,6$  für einen Führungsgrößensprung von 2% der Nennzahl (links); Referenztrajektorien für Zustandsgrößen (rechts)

## Großsignalverhalten

Ein großer Vorteil der Flachheitsbasierten Regelung ist die Berücksichtigung der Systembegrenzungen mit Hilfe der Referenztrajektorien für den flachen Ausgang. Somit kann z.B. verhindert werden, dass das System bei Führungsgrößenänderungen in Stellgrößenbegrenzung geht und somit Schwingungen angeregt werden. In Abb. 7.19 sind Simulationsergebnisse für einen Führungsgrößensprung von 20% der Nenndrehzahl dargestellt. Die Referenztrajektorien sind an die Stellgrößenbegrenzung angepasst. Dies bewirkt, dass der Folgeregler auch während des Führungsgrößensprunges aktiv ist und Resonanzschwingungen aktiv dämpfen kann. Das kann anhand der Drehzahlverläufe bestätigt werden. Es treten keine Resonanzschwingungen auf. Auch das Wellenmoment weist keine Schwingungen auf. Infolge dessen ist die mechanische Belastung des Antriebssystems im Vergleich zu den bisherigen Verfahren deutlich geringer. In diesem Fall werden die Anforderungen an die Drehzahldynamik aus Abschnitt 4.2 eingehalten. Die Parameter des dynamischen Verhaltens der Simulationsergebnisse sind in Tabelle 7.2 zusammengefasst. In Abb. 7.20 sind die entsprechenden Messergebnisse dargestellt. Die gemessenen Drehzahlverläufe stimmen gut mit den Simulationsergebnissen überein. Die in der Simulation unberücksichtigte Reibung bewirkt, dass das Antriebsmoment etwas höher ist und die Stellgrößenbegrenzung somit zeitweise aktiv ist. Dennoch treten keine signifikanten Schwingungen in der Lastdrehzahl auf.

Führungsverhalten - 20%							
	$\omega_M$			$\omega_L$			$m_S$
	$t_{S,M}$ [ms]	$t_{S,M,norm}$ [pu]	$POS_M$ [%]	$t_{S,L}$ [ms]	$t_{S,L,norm}$ [pu]	$POS_L$ [%]	$\max(m_S)$ [pu]
A3	72,6	1,10	0,77	72,2	1,09	0,71	0,57
C2	162,1	1,19	0,64	149,5	1,09	0,85	0,77
D1	282,7	1,17	0,51	261,7	1,08	0,75	0,88

Tabelle 7.2: Parameter des dynamischen Verhaltens der FBR mit PI-Zustandsregelung als Folgeregler optimiert nach Einstellformel (6.31) mit Störgrößenbeobachter für einen Führungsgrößensprung von 20%, Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1

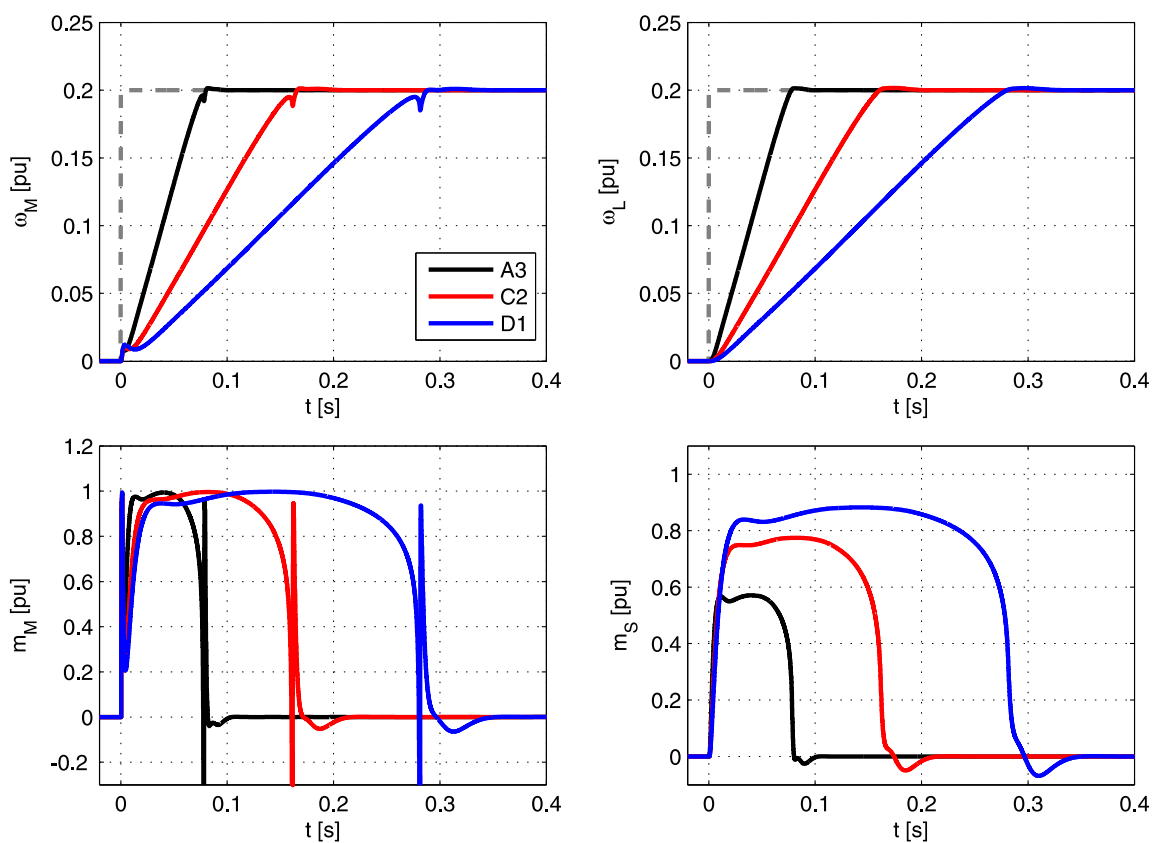


Abbildung 7.19: Simulationsergebnisse der Drehzahlregelung mit flachheitsbasierter Vorsteuerung und PI-Zustandsregelung optimiert mit Einstellformel (6.31) mit Störgrößenbeobachter: Vergleich der Antriebskonfiguration A3 (schwarz)  $\gamma = 0,15$ ; C2 (rot)  $\gamma = 0,15$  und D1 (blau)  $\gamma = 0,13$  für einen Führungsgrößensprung von 20% der Nennzahl

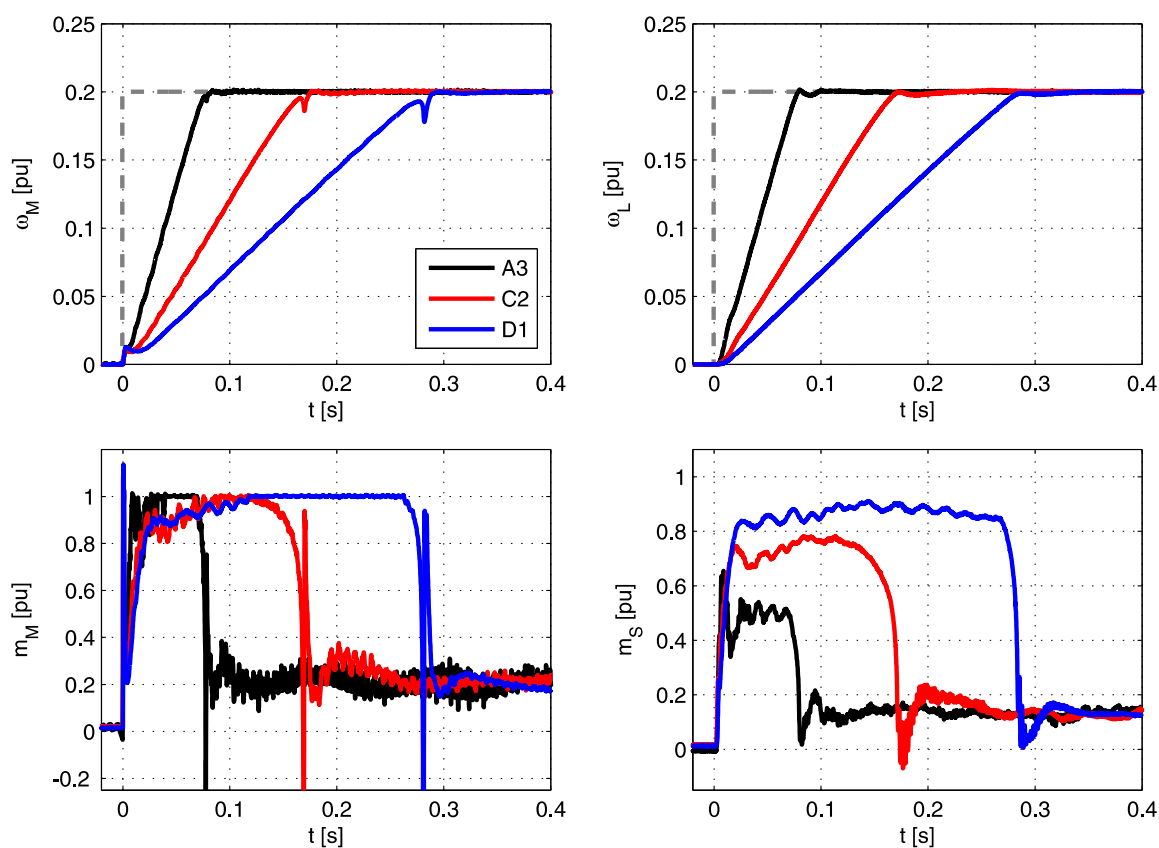


Abbildung 7.20: Messergebnisse der Drehzahlregelung mit flachheitsbasierter Vorsteuerung und PI-Zustandsregelung optimiert mit Einstellformel (6.31) mit Störgrößenbeobachter: Vergleich der Antriebskonfiguration A3 (schwarz)  $\gamma = 0,15$ ; C2 (rot)  $\gamma = 0,15$  und D1 (blau)  $\gamma = 0,13$  für einen Führungsgrößensprung von 20% der Nenndrehzahl



## 7.8 Zusammenfassung

Das Konzept der betrachteten Flachheitsbasierten Regelung beinhaltet die Erweiterung des Regelkreises um eine Vorsteuerung, die die Systemeigenschaft der Flachheit nutzt und im Idealfall allein für das Führungsverhalten verantwortlich ist. Ein Folgeregler dient der Kompensation von Störungen, wie z.B. Lastmomenten sowie Parameterunsicherheiten und nichtmodellierten Systemdynamiken. Diese Erweiterung des Regelkreises führt zu dem Vorteil, dass das Führungsverhalten und das Störverhalten getrennt voneinander optimiert werden können.

Die FBR ist in dieser Arbeit für eine hohe Dynamik und eine gute aktive Dämpfung von mechanischen Schwingungen ausgelegt. Bei Führungsgrößenänderungen ist die flachheitsbasierte Vorsteuerung im Wesentlichen für die Dynamik verantwortlich. Die Verwendung angepasster, glatter Referenztrajektorien gewährleistet, dass während der Führungsgrößenänderungen das System nicht in Begrenzung geht und somit der Folgeregler Schwingungen aktiv dämpfen kann. Um eine möglichst hohe Dynamik der Drehzahlregelung und eine geringe Anregung von Schwingungen zu erzielen, müssen die Trajektorien so ausgelegt werden, dass Systembegrenzungen und Systemdynamiken berücksichtigt werden und dennoch kurze Transitionszeiten erreicht werden. Dazu müssen die Trajektorien der Höhe der Führungsgrößenänderungen, den Antriebsparametern und den Stellgrößenbegrenzungen angepasst werden. Das führt zu einer deutlichen Erhöhung des Auslegungsaufwandes, wodurch jedoch ein sehr gutes Führungsverhalten erzielt wird. Es ist möglich, die in dieser Arbeit gestellten Anforderungen an den Regelkreis, wie kurze Ausregelzeiten, Dämpfung von Resonanzschwingungen und die Begrenzung der mechanischen Belastung zu erfüllen und im Vergleich zu den bisher untersuchten Verfahren weiter zu verbessern. Die flachheitsbasierte Vorsteuerung hat keinen Einfluss auf das Störverhalten. Der Folgeregler muss folglich so ausgelegt werden, dass Störungen gut ausgeregelt und Resonanzschwingungen gedämpft werden können. Das wird in dieser Arbeit erreicht, indem eine PI-Zustandsregelung als Folgeregler verwendet wird. Durch die Information des Wellenmomentes und der Lastdrehzahl, die mit Hilfe eines Beobachters geschätzt werden, wird im Vergleich zur konventionellen PI-Regelung ein besseres Störverhalten erzielt. Durch die Kombination der FBR mit einer PI-Zustandsregelung werden somit sehr gute Ergebnisse sowohl für das Führungs- als auch das Störverhalten erreicht. Die Verbesserung der Dynamik erfolgt, ohne dass die Stabilität bzw. die Robustheit der Drehzahlregelung beeinflusst wird, da die Robustheit vom Folgeregler und nicht von der Vorsteuerung abhängig ist.

Bisher wurde bei der Auslegung der Regelung insbesondere auf ein gutes Führungsverhalten geachtet. Durch die Verwendung der flachheitsbasierten Vorsteuerung ist es möglich, die Regelung für ein gutes Störverhalten weiter zu optimieren, ohne dabei das Führungsverhalten nennenswert zu beeinflussen.

Ein weiterer großer Vorteil der FBR ist das Großsignalverhalten. Durch die Referenztrajektorien kann die Stellgröße an die Stellgrößenbegrenzung angepasst und somit erreicht werden, dass der Folgeregler bei Sollwertänderungen nicht in Begrenzung geht. Resonanzschwingungen können folglich aktiv gedämpft werden.

Diese Referenztrajektorien können natürlich auch für die PI-Regelung oder die PI-Zustandsregelung verwendet werden. Das führt dazu, dass Resonanzschwingungen auch bei hohen Soll-

wertänderungen gedämpft werden können, jedoch vergrößert sich dadurch auch die Ausregelzeit. Die FBR bietet den Vorteil, dass durch die modellbasierte Vorsteuerung eine höhere Dynamik erzielt wird. Ein solcher Vergleich der FBR mit der PI-Regelung unter Verwendung von Referenztrajektorien ist in der Veröffentlichung [103] dargestellt. Der Einfluss von Parameterunsicherheiten auf die flachheitsbasierte Vorsteuerung und der Einfluss verschiedener Trajektorien wird in der Veröffentlichung [104] betrachtet.

## 8 Vergleich der Regelungsverfahren

In diesem Abschnitt werden die mit den betrachteten Regelungsverfahren gewonnenen Ergebnisse einander gegenübergestellt und verglichen. Zunächst werden die erzielten Dynamiken der untersuchten Drehzahlregelungsverfahren in Abhängigkeit der betrachteten Antriebsparameter gegenübergestellt. Des Weiteren wird die Robustheit gegenüber Parameterunsicherheiten und der Einfluss von Lose auf die Drehzahlregelung analysiert und verglichen.

### 8.1 Dynamik

Im Folgenden werden die erzielten Dynamikeigenschaften der untersuchten Drehzahlregelungsverfahren sowohl in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$  als auch der Resonanzfrequenz  $f_0$  gegenübergestellt. Für die Drehzahlregelung wird für alle dargestellten Verfahren nur die antriebsseitige Drehzahl gemessen. Alle anderen benötigten Größen werden mit Hilfe eines Beobachters rekonstruiert.

In Abb. 8.1 sind die Ergebnisse der PI-Regelung optimiert mit dem Verfahren nach ZHANG, der PI-ZR mit Störgrößenbeobachter und der FBR mit PI-ZR und Störgrößenbeobachter in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$  dargestellt. Für einen Führungsgrößensprung von 2% der Nenndrehzahl (links) ist zu sehen, dass die PI-Regelung für alle dargestellten Antriebskonfigurationen zu den höchsten Ausregelzeiten führt. Ab einem Trägheitsverhältnis von  $R > 2$  nimmt die normierte Ausregelzeit  $t_{S,L,norm}$  mit steigendem Trägheitsverhältnis zu. Die Überschwingweite der PI-Regelung ist ebenfalls deutlich höher als bei der PI-ZR und der FBR. Die angestrebte Überschwingweite von unter 20% wird für keine hier gezeigte Konfiguration erreicht. Dennoch ist festzustellen, dass die Überschwingweite mit zunehmendem Trägheitsverhältnis sinkt und bei  $R = 8$  einen Wert von  $POS_L = 22\%$  erreicht. Die maximale Belastung der Welle überschreitet den maximal gewünschten Wert des 1,2-fachen Nennmomentes nicht. Mit der PI-ZR kann die Ausregelzeit deutlich gegenüber der PI-Regelung reduziert werden. Besonders kurze Ausregelzeiten werden mit der gewählten Reglereinstellung nach Gleichung (6.31) für hohe Trägheitsverhältnisse  $R$  erreicht. Gleichzeitig wird die Überschwingweite drastisch reduziert. Die prozentuale Überschwingweite  $POS_L$  liegt im Bereich zwischen 1,5% und 5%. Die Belastung des mechanischen Systems steigt mit steigendem Trägheitsverhältnis  $R$  fast linear an. Jedoch ist die Belastung für  $R < 7,8$  kleiner als bei der PI-Regelung und der maximale Wert wird für keine betrachtete Konfiguration überschritten. Die geringsten Ausregelzeiten werden

mit der FBR erzielt. Auch die Überschwingweite wird weiter reduziert und liegt für alle dargestellten Antriebsparameter unter einem Prozent. Die Belastung der Welle steigt mit steigendem Trägheitsverhältnis zunächst schnell an, wird durch die angepassten Referenztrajektorien jedoch begrenzt, so dass das 1,2-fache Nennmoment nicht überschritten wird.

Für einen Störgrößensprung von 50 % des Nennmomentes (rechts) werden mit der PI-Regelung für kleine Trägheitsverhältnisse  $R$  recht gute Ergebnisse erzielt. Die normierte Ausregelzeit  $t_{S,L,norm}$  liegt für  $R \leq 3,2$  in der gleichen Größenordnung wie bei der PI-ZR. Für größere Trägheitsverhältnisse steigen die Ausregelzeiten jedoch stark an. Die prozentuale Überschwingweite der PI-Regelung sinkt mit steigendem Trägheitsverhältnis. Für alle Trägheitsverhältnisse  $R$  werden die Anforderung an den Regelkreis mit einer prozentualen Überschwingweite von unter 20 % erfüllt. Die maximale Belastung des mechanischen Systems wird ebenfalls nicht überschritten. Das Störverhalten der PI-ZR und der FBR sind identisch, da die FBR dieselbe PI-ZR als Folgeregler verwendet und für das Störverhalten verantwortlich ist. Die Ausregelzeiten können für kleine Trägheitsverhältnisse nur marginal im Vergleich zur PI-Regelung verbessert werden. Für hohe Trägheitsverhältnisse führen die PI-ZR und die FBR hingegen zu wesentlich kleineren Ausregelzeiten. Des Weiteren wird die Überschwingweite deutlich reduziert. Die maximale Belastung der Welle wird ebenfalls nicht überschritten, so dass auch die PI-ZR und die FBR die in Abschnitt 4.2 genannten Anforderungen an den Regelkreis erfüllen.

In Abb. 8.2 ist der Vergleich der Dynamikeigenschaften der betrachteten Regelungsverfahren in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$  dargestellt. Für das Führungsverhalten (links) ist erneut festzustellen, dass die PI-Regelung für die untersuchten Antriebsparameter zu den höchsten Ausregelzeiten, den höchsten Überschwingweiten und der höchsten Belastung der Welle führt. Die Anforderungen an den Regelkreis werden aufgrund der hohen Überschwingweiten für die betrachteten Antriebsparameter nicht erfüllt. Es ist eine beträchtliche Reduzierung der Ausregelzeiten, Überschwingweiten und der Belastung der Welle mit der PI-ZR festzustellen. Mit der FBR ist erneut eine weitere Reduzierung der Ausregelzeit und der Überschwingweite zu beobachten. Die mechanische Belastung der Welle ist im Vergleich zur PI-ZR etwas größer, überschreitet aber nicht die in dieser Arbeit geforderte maximale Belastung. Die Anforderungen an die Regelgüte aus Abschnitt 4.2 werden sowohl mit der PI-ZR als auch mit der FBR erfüllt.

Beim Störverhalten (rechts) ist ebenfalls festzustellen, dass die PI-ZR und die FBR zu den besten Ergebnissen für die gezeigten Antriebsparameter führen. Es können gleichzeitig die Ausregelzeiten, die Überschwingweiten und die mechanische Belastung der Welle reduziert werden.

Der Vergleich der Dynamikeigenschaften der antriebsseitigen Drehzahl sind im Anhang 10.4.5 in den Abb. 10.53 und 10.54 zu finden.

In Abb. 8.3 sind für die ausgewählten Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1 Messergebnisse der betrachteten Regelungsverfahren für einen Führungsgrößensprung von 2 % der Nenndrehzahl gegenübergestellt. Für die dargestellten Antriebskonfigurationen kann bestätigt werden, dass die Überschwingweite sowohl mit der PI-ZR als auch mit der FBR deutlich gegenüber der PI-Regelung reduziert wird. Die FBR führt zu einer schnelleren Anregung und somit zu kür-

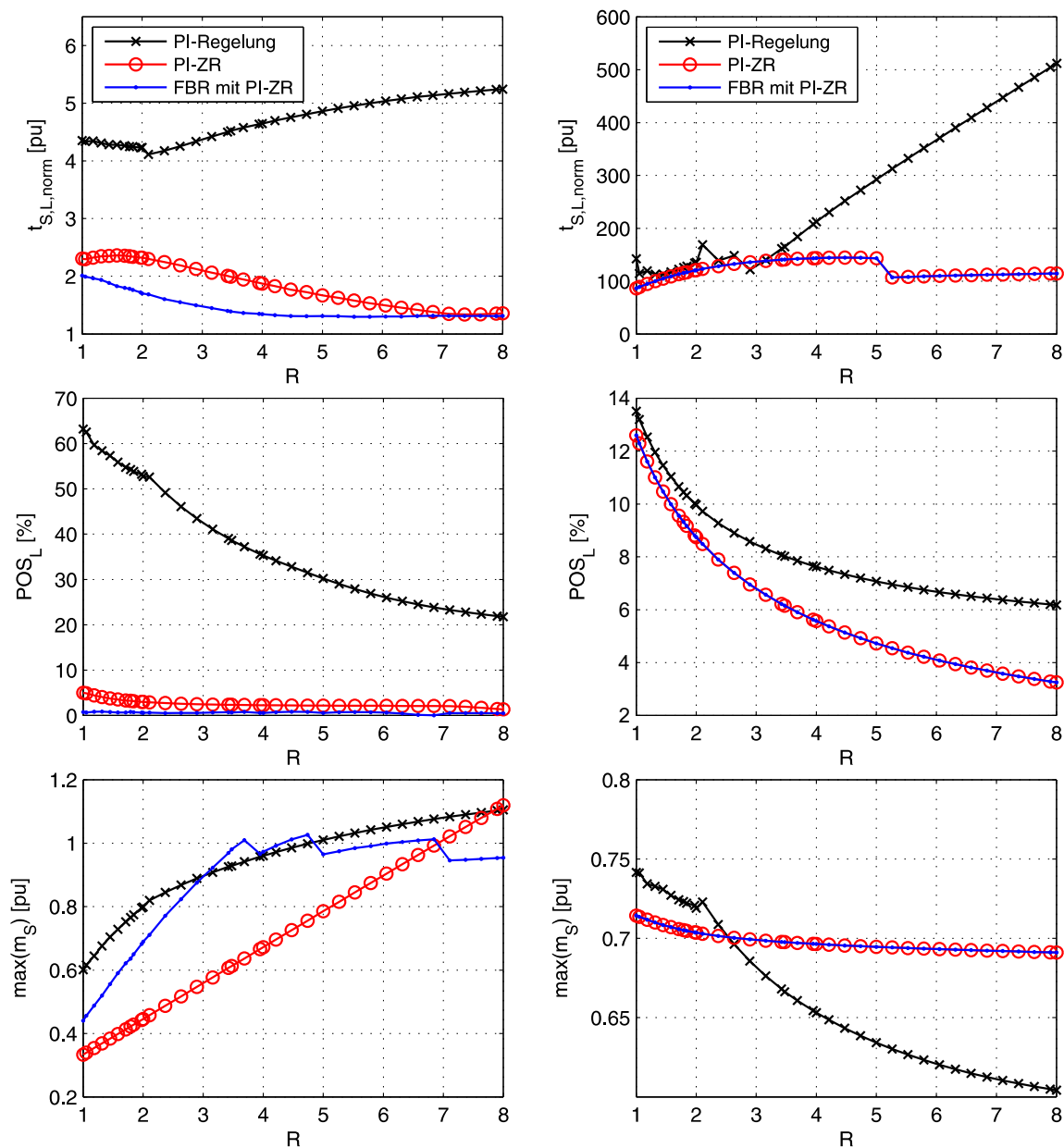


Abbildung 8.1: Vergleich der Dynamikeigenschaften der PI-Regelung optimiert nach ZHANG (schwarz), der PI-Zustandsregelung optimiert mit Einstellformel (6.31) und Störgrößenbeobachter (rot) und der FBR mit PI-Zustandsregelung und Störgrößenbeobachter in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$ : Führungsgrößensprung von 2 % (links) und Störgrößensprung von 50 % (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_c = 0,107$  ms,  $d = 0,85$

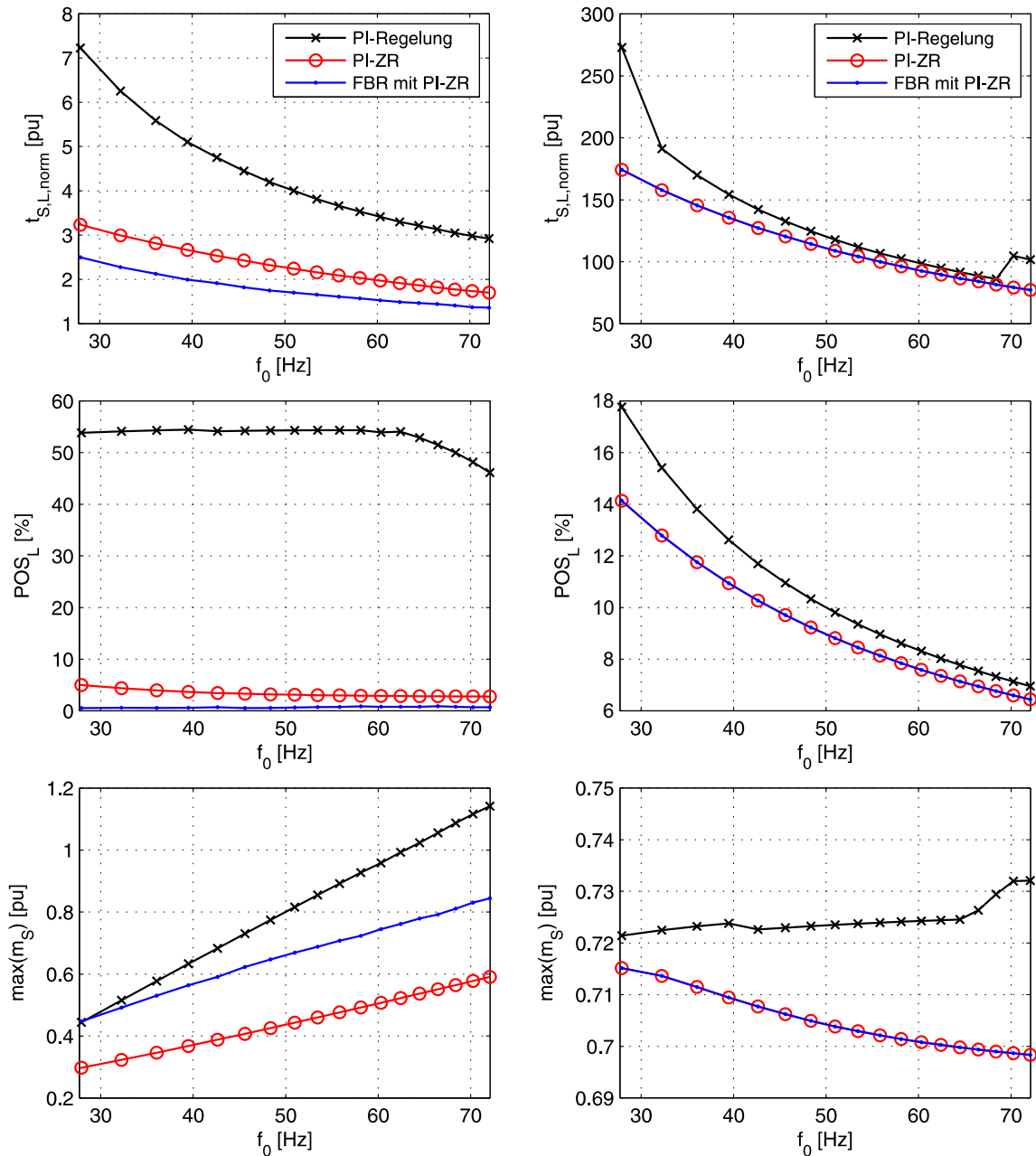


Abbildung 8.2: Vergleich der Dynamikeigenschaften der PI-Regelung optimiert nach ZHANG (schwarz), der PI-Zustandsregelung optimiert mit Einstellformel (6.31) und Störgrößenbeobachter (rot) und der FBR mit PI-Zustandsregelung und Störgrößenbeobachter in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$ : Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_L = 287,9$  ms,  $d = 0,85$ ,  $R = 1,79$

zeren Ausregelzeiten. Am deutlichsten ist das bei der Antriebskonfiguration C2 zu sehen. Das führt jedoch auch dazu, dass die Belastung der Welle gegenüber der PI-ZR etwas höher ist.

Die Parameter des dynamischen Verhaltens der aus Simulationen ermittelten Ergebnisse für einen Führungsgrößensprung von 2% sind für die betrachteten Regelungsverfahren in Tabelle 8.1 zusammengefasst. Es wird bestätigt, dass die FBR zu den kürzesten Ausregelzeiten führt.

Führungsverhalten - 2%							
	$\omega_M$			$\omega_L$			$m_S$
	$t_{S,M}$ [ms]	$t_{S,M,norm}$ [pu]	$POS_M$ [%]	$t_{S,L}$ [ms]	$t_{S,L,norm}$ [pu]	$POS_L$ [%]	$\max(m_S)$ [pu]
Antriebskonfiguration A3							
PI	24,6	3,73	33,88	21,5	3,26	57,72	0,91
PI-ZR	15,3	2,32	2,3	12,3	1,87	3,59	0,48
FBR	13,8	2,09	5,97	10,4	1,58	0,87	0,65
Antriebskonfiguration C2							
PI	67,5	4,94	27,68	62,6	4,58	38,56	0,92
PI-ZR	34,6	2,53	1,57	27,4	2,01	2,35	0,61
FBR	25,4	1,86	5,87	19,2	1,41	0,65	0,97
Antriebskonfiguration D1							
PI	160,8	6,63	20,35	157,1	6,48	23,57	0,87
PI-ZR	48,8	2,01	1,73	35,6	1,47	2,41	0,92
FBR	48,7	2,0	5,45	31,8	1,31	0,72	1,01

Tabelle 8.1: Parameter des dynamischen Verhaltens der Drehzahlregelungsverfahren für einen Führungsgrößensprung von 2% der Nenndrehzahl: PI-Regelung (PI) optimiert mit Polvorgabe nach ZHANG, PI-Zustandsregelung mit Störgrößenbeobachter (PI-ZR) optimiert mit Einstellformel (6.31) und Flachheitsbasierte Regelung mit PI-ZR und Störgrößenbeobachter als Folge-regler (FBR); Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1

In Abb. 8.4 sind die Messergebnisse für einen Störgrößensprung von 50% des Nennmomentes für die PI-Regelung und PI-ZR dargestellt (das Störverhalten der FBR entspricht dem der PI-ZR). Für die Antriebskonfiguration A3 (oben) ist festzustellen, dass die PI-ZR zu ähnlichen Ergebnissen führt wie die PI-Regelung. Die Überschwingweite der Lastdrehzahl und das maximale Wellenmoment sind etwas höher als bei der PI-Regelung. Speziell für diese Antriebskonfiguration wird an dem Laborteststand folglich keine Verbesserung mit der betrachteten Zustandsregelung erzielt. Für die Antriebskonfiguration C2 wird mit der PI-ZR eine deutliche Verbesserung erzielt. Es ist zu sehen, dass die antriebsseitige Drehzahl zunächst beschleunigt. Dadurch wird erreicht, dass der Drehzahleinbruch der Lastdrehzahl deutlich geringer ist als bei der PI-Regelung. Infolge dessen wird eine kürzere Ausregelzeit mit der PI-ZR erreicht. Für die Antriebskonfiguration D1 fällt dieser Effekt noch stärker aus. Die Einbruchtiefe der Lastdrehzahl und die Ausregelzeit können mit der PI-ZR erheblich reduziert werden. Die aus Simulationen ermittelten Parametern des dynamischen Verhaltens der betrachteten Regelungsverfahren sind in Tabelle 8.2 zusammengefasst.

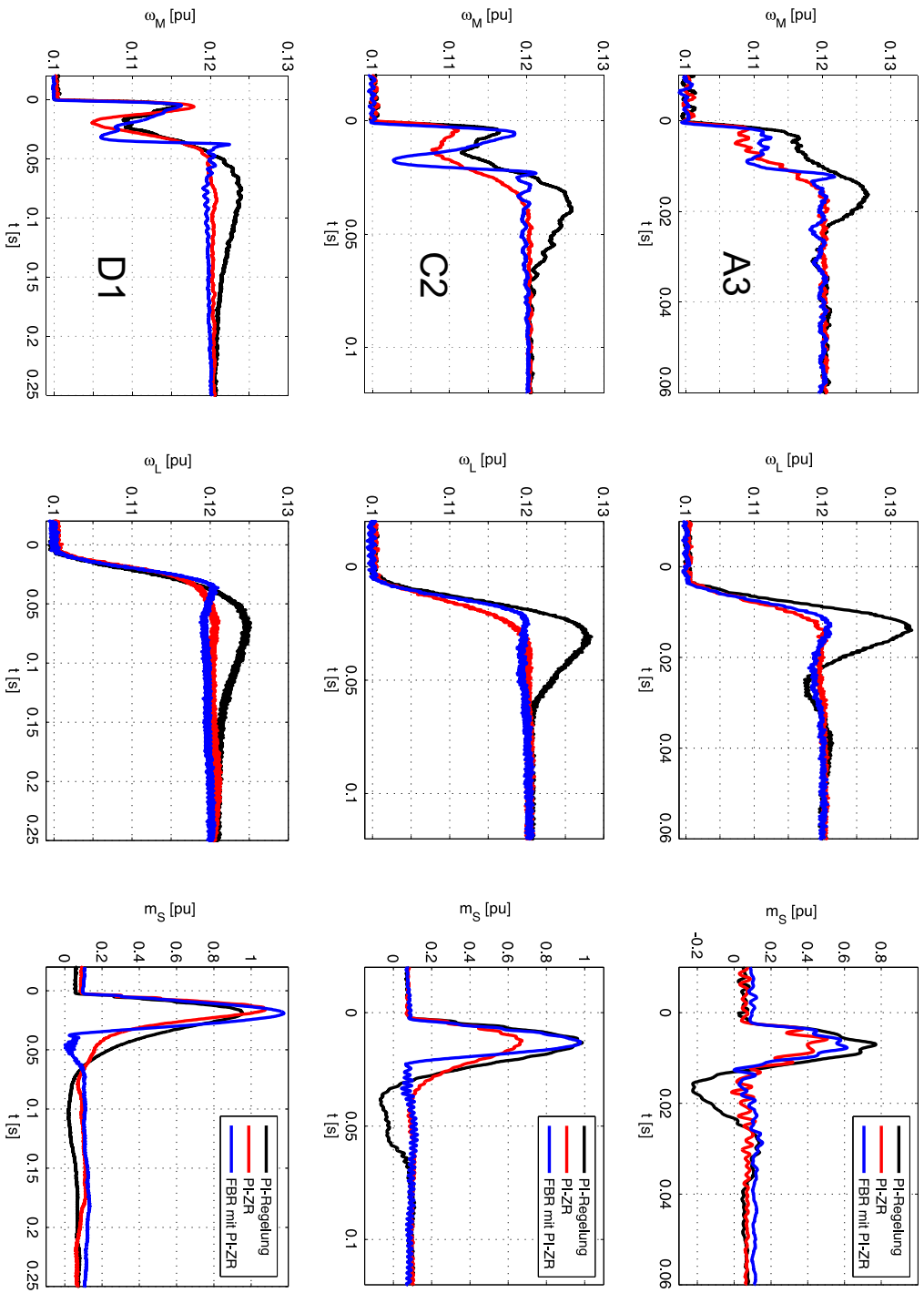


Abbildung 8.3: Vergleich der Messergebnisse der Drehzahlregelungsverfahren: PI-Regelung (schwarz), PI-ZR mit Störgrößenbeobachter (rot) und FBR mit PI-ZR und Störgrößenbeobachter (blau) für die Antriebskonfigurationen A3 (oben), C2 (Mitte) und D1 (unten) für einen Führungsgrößen sprung von 2% der Nennzahl



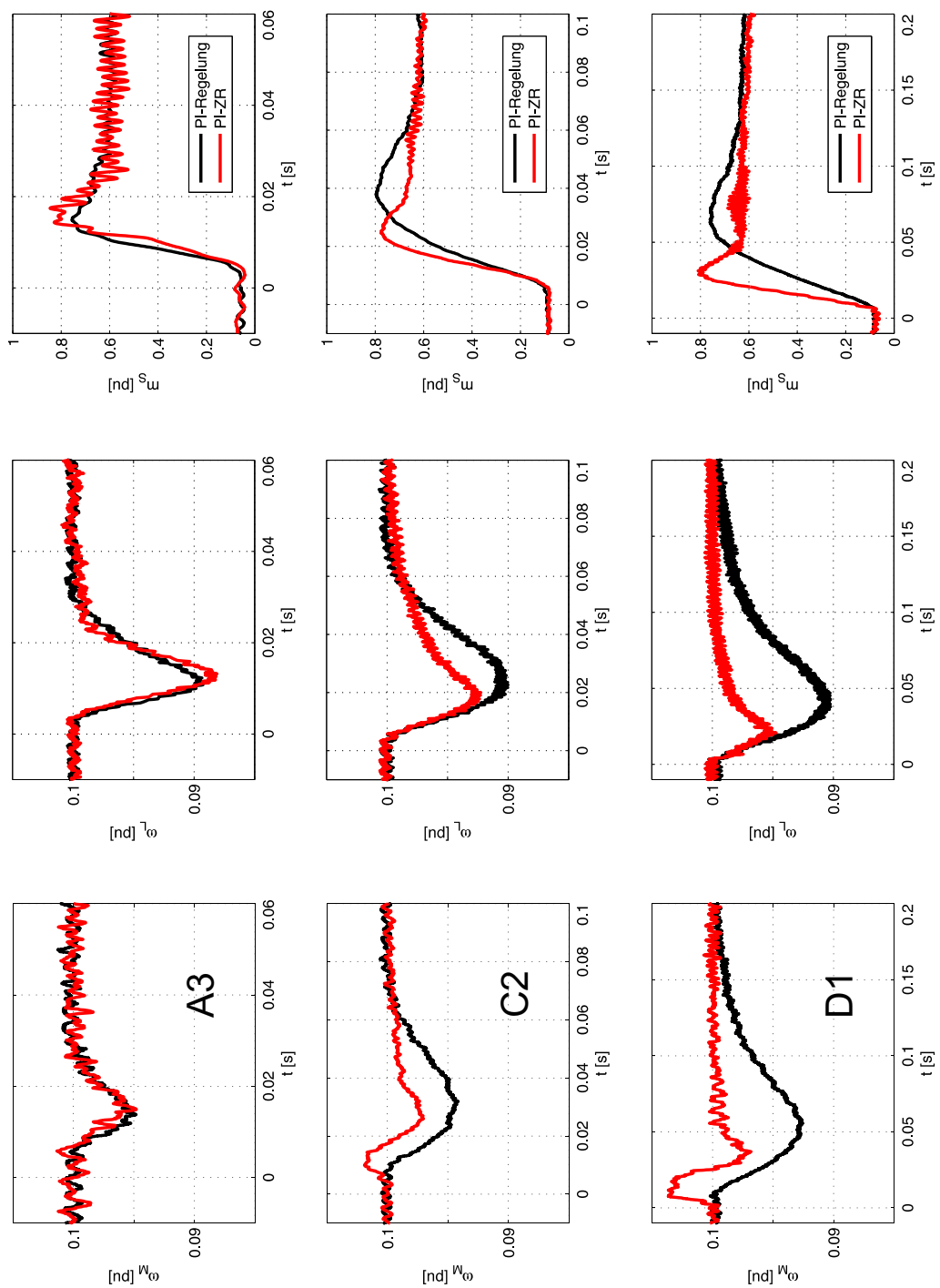


Abbildung 8.4: Vergleich der Messergebnisse der Drehzahlregelungsverfahren: PI-Regelung (schwarz) und PI-ZR mit Störgrößenbeobachter (rot) für die Antriebskonfigurationen A3 (oben), C2 (Mitte) und D1 (unten) für einen Störgrößenprung von 50% der Nennmomentes

Störverhalten - 50 %							
	$\omega_M$			$\omega_L$			$m_S$
	$t_{S,M}$ [ms]	$t_{S,M,norm}$ [pu]	$POS_M$ [%]	$t_{S,L}$ [ms]	$t_{S,L,norm}$ [pu]	$POS_L$ [%]	$\max(m_S)$ [pu]
Antriebskonfiguration A3							
PI	30,9	77,64	5,19	29,6	74,37	8,82	0,76
PI-ZR	26,7	67,09	5,27	27,7	69,6	8,32	0,71
Antriebskonfiguration C2							
PI	70,9	178,14	5,92	66,9	168,09	8,11	0,67
PI-ZR	44,0	110,55	4,05	56,4	141,71	6,20	0,7
Antriebskonfiguration D1							
PI	234	587,94	6,82	232,5	584,17	7,89	0,61
PI-ZR	59,9	150,5	2,82	65,4	164,32	4,05	0,7

Tabelle 8.2: Parameter des dynamischen Verhaltens der Drehzahlregelungsverfahren für einen Störgrößenprung von 50 % des Nennmomentes: PI-Regelung (PI) optimiert mit Polvorgabe nach ZHANG und PI-Zustandsregelung mit Störgrößenbeobachter (PI-ZR) optimiert mit Einstellformel (6.31); Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1

In Abb. 8.5 sind die Messergebnisse der betrachteten Regelungsverfahren für einen Führungsgrößenprung von 20 % der Nenndrehzahl gegenübergestellt. Es ist zu sehen, dass sich die PI-Regelung und die PI-ZR für die Zeit, in der die Stellgrößenbegrenzung aktiv ist kaum unterscheiden. Es treten bei beiden Verfahren starke Resonanzschwingungen auf, die eine hohe Belastung der Welle hervorrufen. Die mechanische Belastung steigt dabei von der Antriebskonfiguration A3 zu C2 und D1 an. Das liegt sowohl an der abnehmenden Torsionssteifigkeit als auch an der zunehmenden Lastträgheit. Die PI-Regelung und PI-ZR unterscheiden sich jedoch ab dem Zeitpunkt, ab dem sich das System nicht mehr in Stellgrößenbegrenzung befindet. Die PI-ZR führt dabei zu einem deutlich kleineren Überschwingen und einer kürzeren Ausregelzeit. Bei der FBR sind hingegen keine Resonanzschwingungen zu beobachten. Durch die geeignet gewählten Referenztrajektorien für die FBR ist ausreichend Stellreserve zur Verfügung, um Schwingungen aktiv zu dämpfen. Das führt dazu, dass die Belastung des mechanischen Systems wesentlich geringer ist als mit der PI-Regelung und PI-ZR.

Die Parameter des dynamischen Verhaltens für einen Führungsgrößenprung von 20 % der Nenndrehzahl sind in der Tabelle 8.3 zusammengefasst. Es ist festzustellen, dass die PI-ZR zu den geringsten Ausregelzeiten führt. Die FBR führt mit der hier präsentierten Einstellung zu leicht höheren Ausregelzeiten, jedoch wird mit der FBR die mechanische Belastung im Vergleich zur PI-ZR und PI-Regelung ungefähr halbiert. Die FBR ermöglicht viele Einstelloptionen. Zum Beispiel können die Transitionszeiten der Referenztrajektorien der FBR weiter verringert werden. Somit würden kürzere Ausregelzeiten erreicht, aber auch höhere Systemanregungen und somit höhere Belastungen des mechanischen Systems hervorgerufen werden. Je nach Anforderung an das Regelverhalten des Systems, sollte die FBR optimiert werden.

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass die Drehzahldynamik mit der PI-ZR gegenüber der konventionellen PI-Regelung sowohl für das Führungs- als auch für das Störverhalten

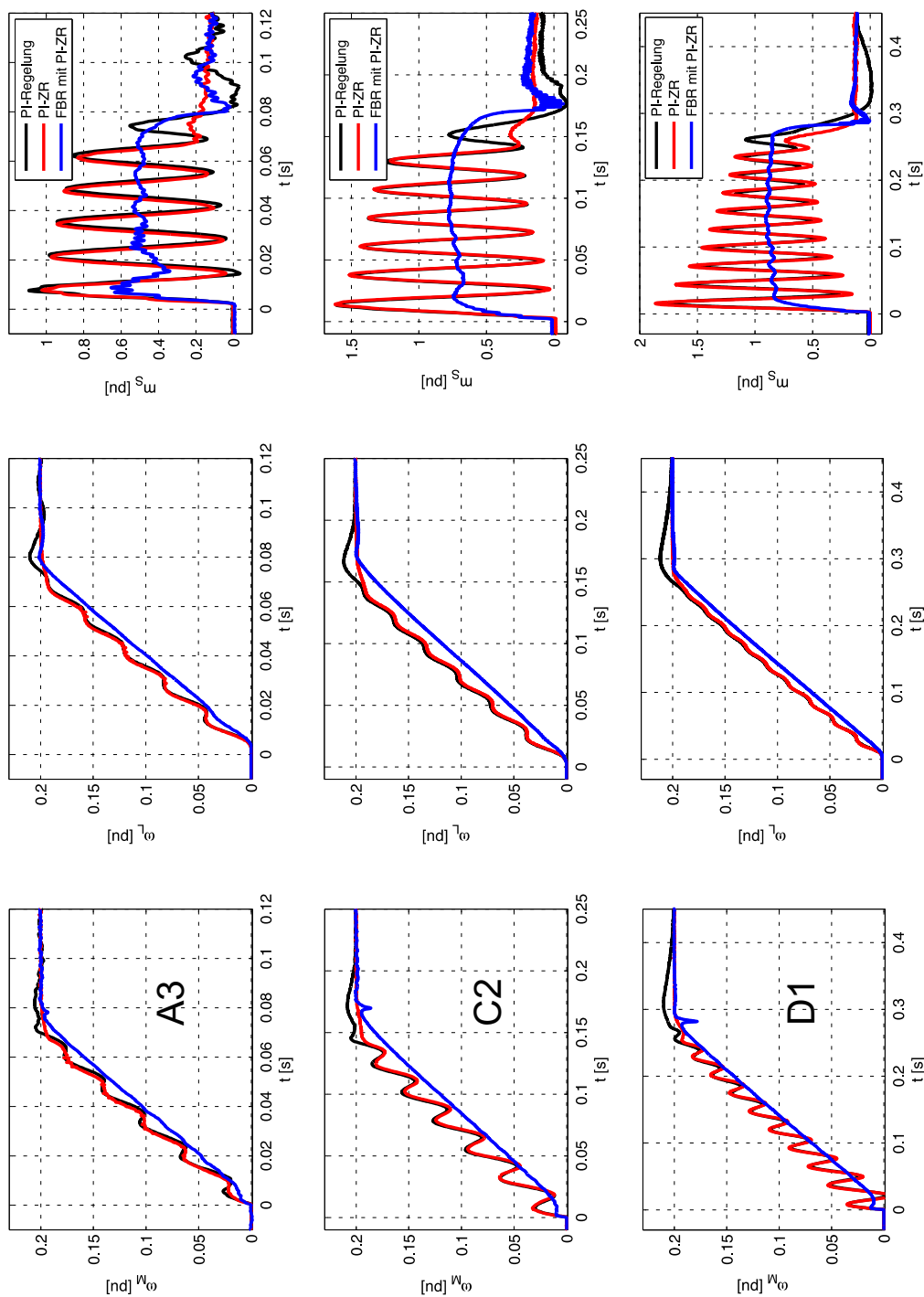


Abbildung 8.5: Vergleich der Messergebnisse der Drehzahlregelungsverfahren: PI-Regelung (schwarz), PI-ZR mit Störgrößenbeobachter (rot) und FBR mit PI-ZR und Störgrößenbeobachter (blau) für die Antriebskonfigurationen A3 (oben), C2 (Mitte) und D1 (unten) für einen Führungsgrößen sprung von 20% der Nennzahl

Führungsverhalten - 20%							
	$\omega_M$			$\omega_L$			$m_S$
	$t_{S,M}$ [ms]	$t_{S,M,norm}$ [pu]	$POS_M$ [%]	$t_{S,L}$ [ms]	$t_{S,L,norm}$ [pu]	$POS_L$ [%]	$\max(m_S)$ [pu]
Antriebskonfiguration A3							
PI	66,8	1,01	3,78	81,1	1,23	6,48	1,12
PI-ZR	66,8	1,02	0,06	64,7	0,98	0,1	1,12
FBR	72,6	1,10	0,77	72,2	1,09	0,71	0,57
Antriebskonfiguration C2							
PI	173,7	1,27	5,11	175,6	1,29	6,99	1,52
PI-ZR	140,1	1,03	0,11	136,3	1,0	0,16	1,52
FBR	162,1	1,19	0,64	149,5	1,09	0,85	0,77
Antriebskonfiguration D1							
PI	329,2	1,36	6,09	328,8	1,36	7,03	1,73
PI-ZR	253,6	1,05	0,17	244,1	1,01	0,23	1,73
FBR	282,7	1,17	0,51	261,7	1,08	0,75	0,88

Tabelle 8.3: Parameter des dynamischen Verhaltens der Drehzahlregelungsverfahren für einen Führungsgrößenprung von 20% der Nenndrehzahl: PI-Regelung (PI) optimiert mit Polvorgabe nach ZHANG, PI-Zustandsregelung mit Störgrößenbeobachter (PI-ZR) optimiert mit Einstellformel (6.31) und Flachheitsbasierte Regelung mit PI-ZR und Störgrößenbeobachter als Folgeregler (FBR); Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1

für fast alle betrachteten Antriebskonfigurationen erheblich verbessert werden kann. Besonders auffallend ist, dass die Ausregelzeit, die Überschwingweite und die maximale Belastung der Welle gleichzeitig reduziert werden können. Das beste Führungsgrößenverhalten wird mit der FBR in Kombination mit einer PI-ZR erreicht. Ein großer Vorteil der FBR ist das gute Führungsverhalten auch bei hohen Führungsgrößenprüngen. Angepasste Referenztrajektorien verhindern, dass das geregelte System in Stellgrößenbegrenzung geht und ermöglichen somit eine aktive Dämpfung auch während der Führungsgrößenprünge. Gleichzeitig sorgt die Vorsteuerung für eine sehr hohe Dynamik mit sehr kurzen Ausregelzeiten und geringen Überschwingweiten. Für die FBR können fast beliebige Regler als Folgeregler zum Einsatz kommen. Somit kann ebenfalls ein sehr gutes Störverhalten erreicht werden. Die Kombination der FBR mit einer PI-ZR führt zu einer Drehzahlregelung mit einer sehr hohen Dynamik, sowohl für das Führungs- als auch für das Störverhalten.

## 8.2 Robustheit

Den betrachteten Reglerentwürfen liegt eine Modellierung der Regelstrecke zugrunde. Abweichungen zwischen Modell und Regelstrecke sind dabei kaum vermeidbar. Somit muss an die Regelung immer eine gewisse Robustheit gegenüber Modellunsicherheiten gefordert werden.

Modellunsicherheiten können in zwei Kategorien unterteilt werden, den *strukturierten Unsicherheiten* und den *unstrukturierten Unsicherheiten* [105]. Strukturierte Unsicherheiten sind Parameterunsicherheiten. Es wird dabei angenommen, dass das Regelstreckenmodell und die reale Strecke gleiche Systemordnung und Struktur haben. Im Fall des betrachteten Antriebssystems sind diese Unsicherheiten bedingt durch fehlerhafte Identifikation oder Änderungen der motor- und lastseitigen Trägheitsmomente und der Torsionssteifigkeit. Unstrukturierte Unsicherheiten sind Unsicherheiten in der Modellstruktur und der Modellordnung. Dazu zählen unmodellierete Dynamiken und unberücksichtigte Nichtlinearitäten der Regelstrecke. Unmodellierete Dynamiken sind bei dem betrachteten Antriebssystem zum Beispiel die durch die Ordnungsreduktion vernachlässigten höheren Systemordnungen und die entsprechenden Resonanzstellen. Des Weiteren sind Lose und Reibung Nichtlinearitäten, die bei der Reglerauslegung nicht berücksichtigt wurden und somit zu den unstrukturierten Unsicherheiten zählen.

Die Robustheit bzgl. nichtmodellierten höheren Systemordnungen und deren Dynamiken wurde bereits mit Hilfe der gezeigten Messergebnisse am Laborteststand verifiziert. Die für die Reglerauslegung unberücksichtigten höheren Systemordnungen haben bei den betrachteten Regelungsverfahren nicht zur Instabilität geführt. Auch Reibung am Laborteststand kann kompensiert werden und führt ebenfalls nicht zur Instabilität der Regelung. Der Einfluss der Nichtlinearität Lose wird im nachfolgenden Abschnitt näher untersucht und für die betrachteten Regelungsverfahren verglichen. Somit wird auch die Robustheit bzgl. dieser unstrukturierten Unsicherheit verifiziert.

Im Folgenden wird für die betrachteten Regelungsverfahren eine analytische Robustheitsanalyse für strukturierte Modellunsicherheiten vorgenommen. Die Bewertung der Robustheit eines Regelkreises gegenüber Parametervariationen ist für den Entwurf eines Reglers von großer Bedeutung. Für den praktischen Einsatz ist es wichtig, dass das Antriebssystem für einen möglichst weiten Parameterbereich stabil bleibt und somit unempfindlich gegenüber Parameterunsicherheiten und Parameteränderungen ist [26].

Die den Reglerentwürfen zu Grunde gelegte Regelstrecke besteht aus den Antriebsparametern  $T_M$ ,  $T_L$ ,  $T_c$  und  $d$ . Diese Parameter sind häufig nicht exakt bekannt oder variieren während des Betriebes. Der Regelkreis muss folglich so ausgelegt sein, dass Unsicherheiten dieser Antriebsparameter nicht zur Instabilität führen. Eine qualitative Aussage über die Robustheit kann mit Hilfe der Amplituden- und Phasenreserve getroffen werden. Dazu werden diese Robustheitsparameter für die nominalen Regelstreckenmodelle der charakteristischen Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1 ermittelt. Der Einfluss von Parameterunsicherheiten wird untersucht, indem die betrachteten Regelungsverfahren und der verwendete Beobachter für das nominale Regelstreckenmodell ausgelegt werden und anschließend die Antriebsparameter des Regelstreckenmodells in einem definierten Unsicherheitsintervall variiert werden. Für die Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1 wird für jede Kombination an Unsicherheiten die Amplituden- und

Phasenreserve ( $A_R$  und  $\varphi_R$ ) ermittelt und anschließend die minimalen Werte bestimmt. Durch den Vergleich der Robustheitsparameter für das nominale Regelstreckenmodell und das unsichere Modell kann neben der qualitativen Aussage über die Robustheit auch der Einfluss der betrachteten Parameterunsicherheiten untersucht werden.

Die antriebsseitige Massenträgheit  $\Theta_M$  und die resultierende Zeitkonstante  $T_M$  können durch einen Hochlaufversuch relativ genau bestimmt werden und variieren gewöhnlich nur in einem geringen Maße. Es wird daher der Einfluss einer maximalen Abweichung von 20 % untersucht. Die Torsionssteifigkeit  $c_T$  und die resultierende Zeitkonstante  $T_c$  können mit Hilfe der Resonanzfrequenz und den Systemträgheitsmomenten in etwa bestimmt werden. Es wird ebenfalls eine maximale Abweichung von 20 % betrachtet. Die lastseitige Massenträgheit  $\Theta_L$  und die resultierende Zeitkonstante  $T_L$  können während des Betriebes, je nach Anwendung, erheblichen Schwankungen unterliegen. Daher wird eine maximale Abweichung von 50 % untersucht. Eine Veränderung der Dämpfungskonstante der elastischen Kopplung  $d$  wird für die Robustheitsanalyse nicht betrachtet. Das betrachtete Unsicherheitsintervall lautet somit:

$$\begin{aligned} T_M &= T_{M,nom} \pm 0,2 \cdot T_{M,nom} \\ T_c &= T_{c,nom} \pm 0,2 \cdot T_{c,nom} \\ T_L &= T_{L,nom} \pm 0,5 \cdot T_{L,nom} \end{aligned} \quad (8.1)$$

In den Abbildungen 8.6, 8.7 und 8.8 sind die Bode-Diagramme der offenen Drehzahlregelkreise für die Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1 jeweils für die PI-Regelung und die PI-ZR mit den entsprechenden Robustheitsparametern  $A_R$  und  $\varphi_R$  dargestellt. Das Bode-Diagramm der PI-ZR mit Beobachter stimmt, wie bereits im Abschnitt 6.3 gezeigt wurde, fast exakt mit dem der PI-ZR ohne Beobachter für das nominale System überein und ist daher in den Abbildungen nicht aufgeführt. Auch die FBR wird hier nicht aufgeführt, da die Robustheit gegenüber Parameterunsicherheiten durch den Folgeregler definiert wird. Für alle dargestellten Antriebskonfigurationen ist zu sehen, dass mit der PI-ZR die Resonanzüberhöhung bedeutsam gesenkt wird. Weiterhin ergeben sich mit der PI-ZR für alle gezeigten Antriebskonfigurationen höhere Amplituden- und Phasenreserven. Es wird mit der PI-ZR folglich eine höhere Robustheit erzielt als mit der PI-Regelung.

Die Robustheitsparameter für die nominalen Regelstreckenmodelle sind in der Tabelle 8.4 für die PI-Regelung, die PI-ZR und die PI-ZR mit Beobachter auf der linken Seite zusammengefasst. Zunächst kann festgehalten werden, dass alle Regelungsverfahren zu stabilen Regelkreisen mit robusten Eigenschaften führen. Dabei werden die höchsten Robustheitsparameter mit der PI-ZR erreicht. Annähernd die gleichen Robustheitsparameter werden mit der PI-ZR und Beobachter erreicht. Der Einfluss des verwendeten Störgrößenbeobachters zur Rekonstruktion des Wellenmomentes  $m_S$  und der lastseitigen Drehzahl  $\omega_L$  auf die Robustheit ist für das nominale System folglich sehr gering. Die durch die Parametervariation ermittelten minimalen Robustheitsparameter  $A_{R,min}$  und  $\varphi_{R,min}$  sind ebenfalls in der Tabelle 8.4 auf der rechten Seite für die unsicheren Regelstreckenmodelle zusammengefasst. Es werden weiterhin die Differenzen der Robustheitsparameter des nominalen Regelstreckenmodells und des unsicheren Regelstreckenmodells angegeben. Es ist erkennbar, dass die Regelungen auch für die untersuchten

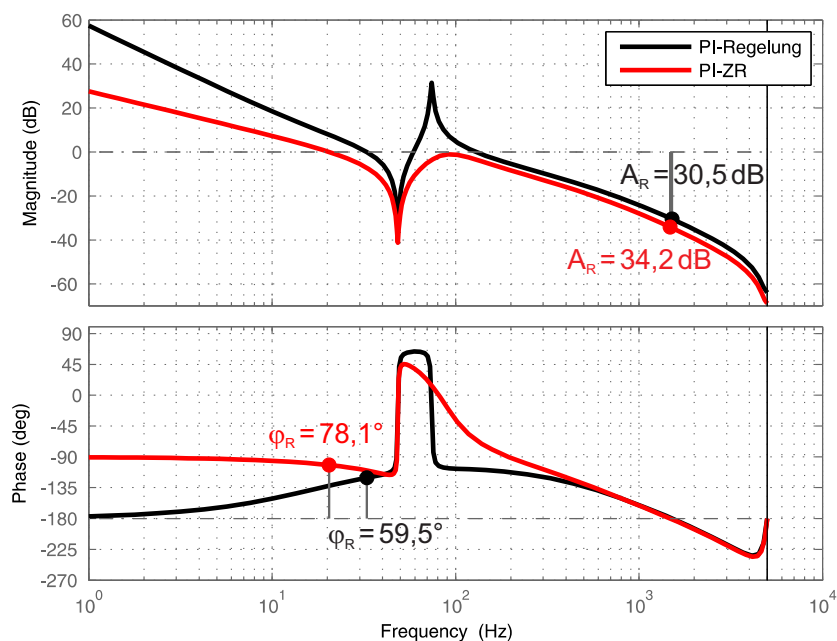


Abbildung 8.6: Bode-Diagramm des offenen Drehzahlregelkreises mit PI-Regelung optimiert nach ZHANG mit einheitlichem Realteil ( $D_{p1} = 0,74$ ) (schwarz) und PI-Zustandsregelung optimiert mit Einstellformel (6.31) (rot) für die Antriebskonfiguration A3

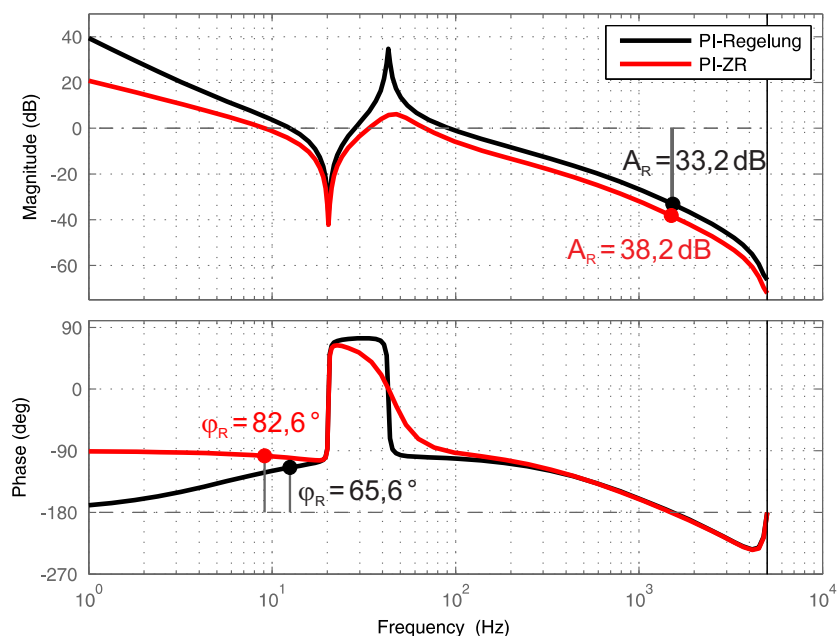


Abbildung 8.7: Bode-Diagramm des offenen Drehzahlregelkreises mit PI-Regelung optimiert nach ZHANG mit einheitlicher Dämpfung ( $D_p = 0,93$ ) (schwarz) und PI-Zustandsregelung optimiert mit Einstellformel (6.31) (rot) für die Antriebskonfiguration C2

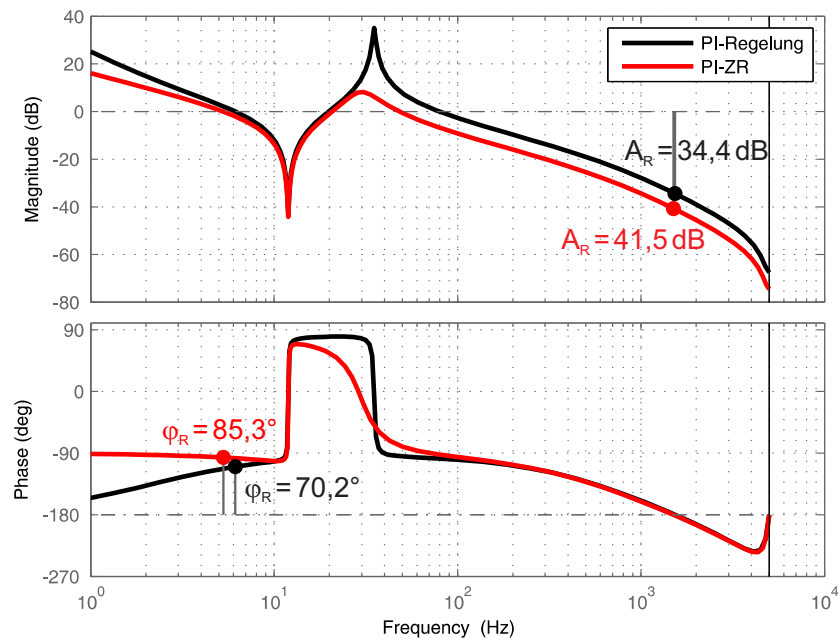


Abbildung 8.8: Bode-Diagramm des offenen Drehzahlregelkreises mit PI-Regelung optimiert nach ZHANG mit einheitlicher Dämpfung ( $D_p = 1$ ) (schwarz) und PI-Zustandsregelung optimiert mit Einstellformel (6.31) (rot) für die Antriebskonfiguration D1

Parameteränderungen zu Robustheitsparametern führen, die die Stabilität des Regelkreises bestätigen. Weiterhin kann festgestellt werden, dass die minimale Amplitudenreserve  $A_{R,min}$  bei allen Verfahren in etwa um denselben Betrag für das unsichere System sinken. Die Phasenreserve ändert sich durch die Parametervariation zum Teil jedoch erheblich im Vergleich zu der des nominalen Systems. Die Parameteränderungen zeigen bei der PI-ZR mit Beobachter den größten Einfluss auf die Phasenreserve. Für die Antriebskonfigurationen A3 und C2 hat die PI-ZR mit Beobachter zwar höhere Robustheitsparameter als die PI-Regelung, jedoch fällt die Änderung der Phasenreserve bei der PI-ZR mit Beobachter deutlich höher aus als bei der PI-Regelung. Besonders deutlich ist dieser Effekt bei der Antriebskonfiguration D1 zu erkennen. Für diese Konfiguration ist der Abfall der Phasenreserve so hoch, dass für das unsichere Regelstreckenmodell eine deutlich kleinere Phasenreserve als mit der PI-Regelung erreicht wird. Die PI-ZR mit Beobachter ist somit zwar robust gegenüber den untersuchten Parameterunsicherheiten, ist aber deutlich empfindlicher auf Parameteränderungen als die PI-Regelung und die PI-ZR ohne Beobachter. Die PI-ZR ohne Beobachter zeigt den geringsten Einfluss auf Parameteränderungen und ist somit am robustesten gegenüber strukturierten Parameterunsicherheiten.

Bei Antriebssystemen bei denen eine sehr hohe Dynamik gefordert ist und die Antriebsparameter stark variieren, sollte die PI-Zustandsregelung mit Beobachter um eine Identifikation der variablen Parameter und eine Adaption der Regelung erweitert werden. Mit der Identifikation von Antriebsparametern haben sich bereits zahlreiche Arbeiten beschäftigt. Die Dissertation von VILLWOCK [17] beschäftigt sich unter anderem mit der Identifikation von Mehrmassensystemen. Für die Bestimmung der Antriebsparameter wird zunächst der Frequenzgang des Antriebssystems aufgenommen und anschließend aus den gewonnenen Daten die Systempa-



Regelungsverfahren	nominales Modell		unsicheres Modell			
	$A_R$ [dB]	$\varphi_R$ [°]	$A_{R,min}$ [dB]	$\varphi_{R,min}$ [°]	$\Delta(A_R)$ [dB]	$\Delta(\varphi_R)$ [°]
Antriebskonfiguration A3						
PI-Regelung	30,50	59,52	28,55	52,99	1,95	6,53
PI-ZR	34,15	78,14	32,20	73,62	1,95	4,52
PI-ZR u. Beobachter	34,15	78,12	32,20	68,25	1,95	9,87
Antriebskonfiguration C2						
PI-Regelung	33,15	65,58	31,21	59,23	1,94	6,35
PI-ZR	38,16	82,56	36,22	79,07	1,94	3,49
PI-ZR u. Beobachter	38,16	82,53	36,22	70,73	1,94	11,8
Antriebskonfiguration D1						
PI-Regelung	34,42	70,16	32,48	64,91	1,94	5,25
PI-ZR	41,48	85,31	39,53	81,19	1,95	4,12
PI-ZR u. Beobachter	41,47	85,26	39,51	26,21	1,96	59,05

Tabelle 8.4: Vergleich der Robustheitsparameter Amplitudenreserve  $A_R$  und Phasenreserve  $\varphi_R$  für die Antriebskonfigurationen A3, C2 und D1; links für nominale Regelstreckenmodelle und rechts für unsichere Regelstreckenmodelle mit Unsicherheitsintervall (8.1); PI-Regelung nach ZHANG (A3 (einheitlicher Realteil  $D = 0,74$ ), C2 (einheitliche Dämpfung  $D = 0,93$ ), D1 (einheitliche Dämpfung  $D = 1$ )), PI-ZR nach Einstellformel (6.31) und PI-ZR mit Beobachter für die Rekonstruktion des Wellenmomentes  $m_S$  und der Lastdrehzahl  $\omega_L$  mit Einstellformel (6.31)

parameter iterativ mit Hilfe eines Levenberg-Marquart Algorithmus bestimmt. Es werden sehr gute Ergebnisse auch für Antriebssysteme höherer Ordnungen erzielt. Jedoch arbeitet dieses Verfahren offline und ist aufgrund des hohen Rechenaufwandes nicht in der Lage, die Antriebsparameter während des geregelten Betriebes in Echtzeit (online) zu bestimmen. In [25] kommt das Erweiterte Kalman-Filter zur online-Identifikation des Lastträgheitsmomentes und der Torsionssteifigkeit zum Einsatz. Dieses Verfahren arbeitet rekursiv und reduziert somit den Rechenaufwand erheblich. Die Antriebsparameter können während des geregelten Betriebes zuverlässig bestimmt und für die Adaption der Regelung verwendet werden. Die Dissertation von SCHÜTTE [106] behandelt sowohl die offline-Identifikation der Antriebsparameter mit Hilfe des Frequenzgangs als auch die online-Identifikation mit Hilfe eines Erweiterten Kalman-Filters. In dieser Arbeit wird die offline-Identifikation für eine automatisierte Reglereinstellung verwendet. Die online-Identifikation dient der Anpassung der Regelung an variierende Systemparameter. Des Weiteren beschäftigen sich zahlreiche Publikationen mit der online-Identifikation der Antriebsparameter schwingungsfähiger Antriebssysteme. Darunter sind die Arbeiten von SZABAT zu nennen [107–109].

### 8.3 Einfluss von Lose

Aufgrund von Fertigungstoleranzen oder durch Verschleiß können Maschinenelemente Spiel aufweisen [4]. Die resultierende Lose tritt hauptsächlich in Getrieben, Gelenkwellen und Kuppelungen auf und bewirkt ein nichtlineares Systemverhalten.

Beim Nulldurchgang des übertragenden Momentes kommt es zum Öffnen der Lose. Ist die Lose geöffnet, wird kein Moment von der Antriebsseite auf die Lastseite übertragen. In diesem Fall sind Antriebs- und Lastseite infolge der Lose voneinander entkoppelt und lastseitige Größen für einen Beobachter nicht mehr beobachtbar. Ist die Lose geschlossen, besteht Kraftschluss, und es kann ein Drehmoment auf die Lastseite übertragen werden. Lose stellt folglich eine strukturumschaltende Nichtlinearität dar [33, 34].

Im stationären Betrieb ist das übertragende Moment konstant und aufgrund von Gleitreibung, die in solchen System immer vorhanden ist, ungleich Null. Somit bleibt die Lose im stationären Betrieb geschlossen und hat folglich keinen Einfluss auf das Systemverhalten. Kritisch kann sich Lose bei transienten Vorgängen auswirken. Wird beim transienten Vorgang das übertragende Moment Null, öffnet die Lose. Beim darauffolgenden Schließen kommt es zum Drehmomentstoß, dessen Amplitude von der Loseweite, aber auch von dem verwendeten Regelungsverfahren und der Reglereinstellung abhängig ist. Diese Momentenstöße können das mechanische System enorm belasten und die Lebensdauer reduzieren. Besonders kritisch kann sich Lose bei Antriebssystemen mit elastischen Verbindungen auswirken [33]. Infolge der Momentenstöße können Resonanzschwingungen angeregt werden, die wiederum ein periodisches Öffnen und Schließen der Lose bewirken und zu grenzstabilen Zyklen führen können. Die Regelgüte kann durch die Lose teilweise drastisch reduziert werden [110].

Eine ausführliche Untersuchung der Eigenschaften von Lose ist in der Dissertation von SCHÄFER [33] zu finden. Die Arbeit beschäftigt sich mit Kompensationsmöglichkeiten von Lose und Coulomb-Reibung für die Positions- und Drehzahlregelung von Antriebssystemen mit elastischer Kopplung. Es wird insbesondere die Zustandsregelung in Kombination mit Beobachtern untersucht. Es wird festgestellt, dass Lose auch ohne Drehzahlsensor auf der Lastseite identifiziert, aber nicht dynamisch kompensiert werden kann. Aufgrund dessen, dass sich beim Öffnen der Lose das Systemverhalten und somit die mathematische Beschreibung des mechanischen Systems ändert, treten Schätzfehler bei dem verwendeten linearen Beobachter auf. Durch eine Umschaltung auf entsprechende Beobachtermodelle zum Zeitpunkt des Schließens bzw. Öffnens der Lose soll in der Arbeit von SCHÄFER erreicht werden, dass die lastseitigen Größen weiterhin ohne Fehler geschätzt werden können. Der Zeitpunkt des Schließens ist bei alleiniger Messung der Antriebsdrehzahl jedoch unbekannt. Folglich kann der Einfluss der Lose nicht rechtzeitig kompensiert werden. Für den Fall, dass nur die antriebsseitige Drehzahl messbar ist, wird mit dem in [33] vorgestellten Verfahren somit kein zufriedenstellendes Ergebnis für die Kompensation von Lose erzielt. Jedoch ist in [33] festgestellt worden, dass die Dämpfung und somit der Einfluss der Lose reduziert werden kann, indem weitere Systemgrößen zurückgeführt und für die Drehzahlregelung verwendet werden.

Die Dissertation von STROBL [110] beschäftigt sich ebenfalls unter anderem mit der Identifikation und Kompensationsmöglichkeiten von Lose. Eine dynamische Kompensation des nicht-

linearen Einflusses von Lose ist laut [110] in elastisch gekoppelten Systemen mit den zur Zeit bekannten Verfahren nicht möglich. Auch in [110] wird vorgeschlagen, die Dämpfung zu erhöhen, indem zusätzliche Systemzustände, wie z.B. das Wellenmoment, über einen Beobachter zurückgeführt werden und somit den Einfluss von Lose zu reduzieren.

In der Dissertation von TURSCHNER [46] wird die Drehzahlregelung von Walzwerkantrieben und die geeignete Einstellung einer Zustandsregelung behandelt. Dabei wird ebenfalls die Auswirkung von Lose betrachtet. Mit einem linearen Beobachter werden die Lastdrehzahl und das Wellenmoment geschätzt und für die Regelung zurückgeführt. Das Ziel ist es, häufiges Schließen der Lose und damit auch die Momentenstöße mit Hilfe der Regelung zu verhindern. Bei großen Loseweiten wird empfohlen, die Reglerparameter in Abhängigkeit des Arbeitspunktes adaptiv nachzuführen und somit die Dynamik der Regelung gezielt zu beeinflussen. Dadurch soll erreicht werden, dass die Auswirkung der Lose reduziert und die Dynamik der Regelung bei kleinen Loseweiten dennoch hoch bleibt.

Ein weiterer Ansatz den Einfluss von Lose bei Antriebssystemen mit schwingungsfähiger Last zu reduzieren, ist die Regelung basierend auf Fraktalen Modellen (*Fractional Order Control*) [49] [51] [52]. In der Dissertation von MA [49] wird ein PID-Regler mit fraktalem D-Anteil für die Reduzierung der Loseeffekte vorgeschlagen. Mit dem in [49] vorgestellten PID-Drehzahlregler ohne fraktalem Anteil treten nach einem Führungsgrößensprung grenzstabile Resonanzschwingungen auf. Durch die Implementierung eines fraktalen D-Anteils wird bewirkt, dass sich die Systemdämpfung erhöht wird und die grenzstabilen Resonanzschwingungen vermieden werden. Jedoch wird durch den D-Anteil eine geringere Robustheit hervorgerufen. Es muss also ein Kompromiss zwischen Robustheit und Einfluss der Lose gefunden werden.

Auch wenn Lose in schwingungsfähigen Antriebssystemen dynamisch nicht exakt kompensiert werden kann, kann die Auswirkung der Lose je nach Regelungsverfahren und Reglerauslegung sehr unterschiedlich sein. Deshalb wird im Folgenden der Einfluss von Lose auf das dynamische Verhalten der Drehzahlregelung untersucht und für die betrachteten Regelungsverfahren verglichen.

Um den Einfluss der Lose zu untersuchen, muss ein Öffnen der Lose erzwungen werden. Für die Betrachtung des Führungsverhaltens wird daher ein Verzögerungsvorgang (Führungsgrößensprung mit negativem Vorzeichen) untersucht. Für das Störverhalten wird das Öffnen der Lose mit Hilfe eines generatorischen Lastmomentes (Lastmoment mit negativem Vorzeichen) auf das System gegeben.

In diesem Abschnitt wird der Einfluss von Lose auf die Drehzahlregelung exemplarisch für die Antriebskonfiguration C2 am Laborteststand untersucht. Es wird eine speziell gefertigte Klauenkupplung mit einstellbarer Loseweite verwendet, vgl. Anhang 10.5, und die Loseweite in definierten Schrittweiten vergrößert. Es werden die Loseweiten  $0^\circ$ ,  $0,46^\circ$ ,  $0,52^\circ$ ,  $0,57^\circ$ ,  $0,69^\circ$ ,  $0,86^\circ$ ,  $1,49^\circ$ ,  $2,41^\circ$ ,  $5,50^\circ$ ,  $10,54^\circ$ , und  $15,53^\circ$  untersucht. Dabei wird der Einfluss der Lose auf die Drehzahlregelung sowohl das Führungs- als auch das Störverhalten untersucht und für die betrachteten Regelungsverfahren verglichen. Das Führungsverhalten wird mit einem Führungsgrößensprung von  $-2\%$  der Nenndrehzahl und das Störverhalten mit Hilfe eines sprungförmigen Lastmomentes von  $-50\%$  des Nennmomentes bestimmt.

In Abb. 8.9 sind Messergebnisse für die PI-Drehzahlregelung für einen Führungsgrößenprung von  $-2\%$  (links) und einen Störgrößenprung von  $-50\%$  (rechts) für die Loseweiten  $0^\circ$ ,  $0,69^\circ$ ,  $2,41^\circ$  und  $5,5^\circ$  zu sehen. Für das Führungsverhalten ist festzustellen, dass bereits eine kleine Loseweite von  $\varphi_L = 0,69^\circ$  einen signifikanten Einfluss auf die PI-Drehzahlregelung hat. Die Ausregelzeiten auf Antriebs- und Lastseite und die Überschwingweite der lastseitigen Drehzahl vergrößern sich. Durch das stoßförmige Schließen der Lose treten ruckartige Momente auf. Ferner kann anhand des Wellenmomentes  $m_S$  festgestellt werden, dass höherfrequente Resonanzschwingungen angeregt werden. Diese Resonanzschwingungen werden durch die unberücksichtigten höheren Systemordnungen des schwingungsfähigen Antriebssystems hervorgerufen. Das maximale Wellenmoment steigt an und die Belastung des mechanischen Antriebsstranges wird größer. Für eine Loseweite von  $\varphi_L = 2,41^\circ$  vergrößern sich die Ausregelzeiten erheblich. Die Überschwingweite auf der Antriebsseite bleibt zwar nahezu konstant, jedoch steigt sie auf der Lastseite stark an. Für das Wellenmoment ist zu beobachten, dass die Belastung deutlich später erfolgt, da die Losekupplung zunächst geöffnet ist und sich erst zum Zeitpunkt  $t = 0,8\text{ s}$  schließt. Infolge dessen gibt es einen Momentenstoß, der umso höher ist je größer die Loseweite ist. Trotz der Lose und der Reduzierung der Dynamik bleibt der Regelkreis jedoch stabil.

Auf der rechten Seite der Abb. 8.9 sind Messergebnisse für einen Lastmomentensprung von  $-50\%$  des Nennmomentes für die genannten Loseweiten zu sehen. Für das Störverhalten ist ebenfalls zu beobachten, dass sich die Ausregelzeiten mit zunehmender Loseweite vergrößern. Die Überschwingweite der Antriebsdrehzahl nimmt leicht und die der Lastdrehzahl stark zu. Ebenfalls steigt das maximale Wellenmoment mit steigender Loseweite erheblich an.

In Abb. 8.10 sind die Parameter des dynamischen Verhaltens der PI-Regler, der PI-Zustandsregelung und der PI-Zustandsregelung mit einem Beobachter zur Schätzung des Wellenmomentes und der Lastdrehzahl in Abhängigkeit der Loseweite dargestellt. Die Ergebnisse wurden durch Messungen am Laborteststand gewonnen. Es wurden für jede Loseweite mit jedem Regelungsverfahren jeweils fünf Messungen durchgeführt und die Mittelwerte der entsprechenden Parameter des dynamischen Verhaltens gebildet. Es kann festgestellt werden, dass sich die Dynamik mit steigender Loseweite für die betrachteten Regelungsverfahren grundsätzlich verschlechtert. Für das Führungsverhalten (links) kann festgestellt werden, dass die PI-Regelung zu den höchsten Wellenmomenten und zu den höchsten Überschwingweiten führt. Des Weiteren ist die Ausregelzeit für hohe Loseweiten deutlich höher als die der PI-ZR. Die PI-ZR liefert die besten Ergebnisse für alle Loseweiten. Es ist eine deutliche Verbesserung gegenüber der PI-Regelung zu beobachten. Werden nicht alle Systemzustände gemessen, sondern mit Hilfe des in Abschnitt 6.3 beschriebenen Beobachters geschätzt, verschlechtert sich die Dynamik der Zustandsregelung. In der Zeit in der die Lose geöffnet ist, sind die lastseitigen Größen nicht mehr beobachtbar und führen somit zu Beobachterfehlern. Das hat wiederum einen Einfluss auf die Dynamik der Drehzahlregelung. Die Ausregelzeit und die Überschwingweite vergrößern sich im Vergleich zu der Zustandsregelung ohne Beobachter erheblich. Dennoch werden für große Loseweiten mit der PI-ZR und Beobachter kürzere Ausregelzeiten als mit der PI-Regelung erreicht. Auch die Überschwingweite und die Belastung der Welle können mit der PI-ZR mit Beobachter gegenüber der PI-Regelung verringert werden.

Für das Störverhalten (rechts) ist zu sehen, dass die besten Ergebnisse wiederum mit der PI-ZR erreicht werden. Die Ausregelzeiten und die Überschwingweiten verschlechtern sich mit der

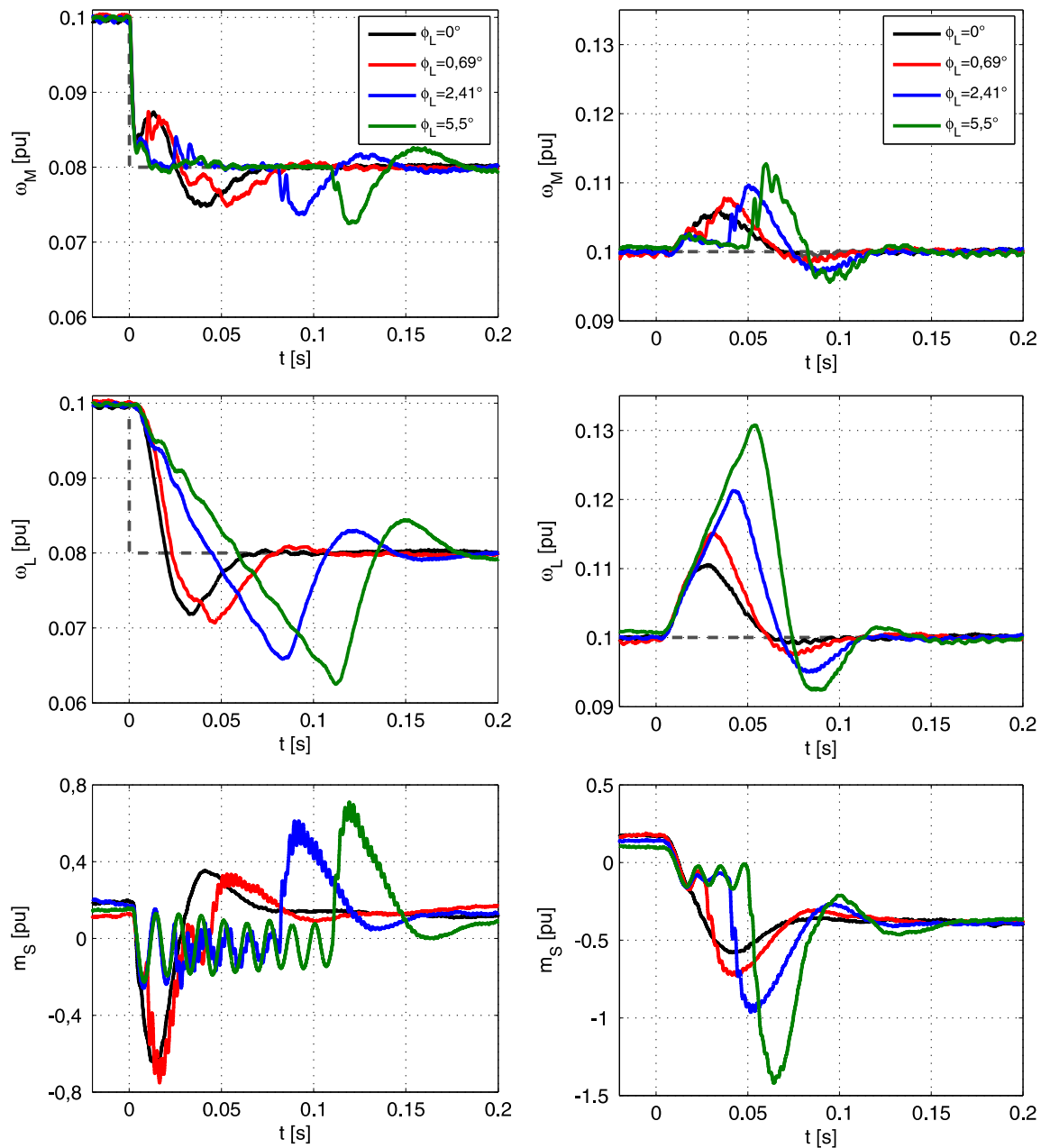


Abbildung 8.9: Messergebnisse zur Untersuchung des Einflusses von Lose auf die Drehzahlregelung: PI-Regelung optimiert nach ZHANG mit einheitlicher Dämpfung  $D_p = 0,93$ ; Führungsgrößensprung von  $-2\%$  der Nennzahl (links) und Störgrößensprung von  $-50\%$  des Nennmomentes (rechts); Loseweiten  $\phi_L = 0^\circ; 0,69^\circ; 2,41^\circ; 5,5^\circ$ ; Antriebskonfiguration C2

PI-ZR mit Beobachter, liefern aber noch bessere Ergebnisse als die PI-Regelung. Das maximale Wellenmoment ist mit der PI-ZR mit Beobachter jedoch am höchsten. Zudem steigt die Belastung der Welle mit steigender Loseweite sehr schnell an, so dass die Gefahr besteht das mechanische System zu überlasten.

Die gleichen Untersuchungen wurden für das Führungsverhalten mit der Flachheitsbasierten Regelung durchgeführt. In Abb. 8.11 sind die Parameter des dynamischen Verhaltens für einen Führungsgrößensprung für die FBR mit verschiedenen Folgereglern und zum Vergleich für die PI-Regelung dargestellt. Die FBR mit einer PI-ZR als Folgeregler liefert dabei die besten Ergebnisse. Bezüglich der Ausregelzeit führt die FBR mit PI-Regler im Vergleich zur reinen PI-Regelung zu keiner deutlichen Verbesserung. Je nach Loseweite wird eine höhere oder niedrigere Ausregelzeit erreicht. Wird eine PI-ZR mit Beobachter als Folgeregler für die FBR verwendet, kann die Ausregelzeit für höhere Loseweiten etwas reduziert werden. Die Überschwingweite wird mit der FBR mit allen Folgereglern im Vergleich zur PI-Regelung verringert. Auch das maximale Wellenmoment kann insbesondere für große Loseweiten etwas reduziert werden. Die Dynamikeigenschaften der antriebsseitigen Drehzahl in Abhängigkeit der Loseweite sind im Anhang 10.4.5 in den Abbildungen 10.55 und 10.56 zu finden.

Abschließend kann festgehalten werden, dass die Präsenz von Lose in Antriebssystemen mit schwingungsfähiger Mechanik zu einer erheblichen Reduzierung der erreichbaren Dynamik führt, das geregelte System jedoch trotz Lose stabil bleibt. Ausregelzeiten, Überschwingweiten und die Belastung des mechanischen Systems steigen mit größer werdender Lose an. Die vorgestellte Zustandsregelung ist in der Lage den Einfluss der Lose im Vergleich zur PI-Regelung zu reduzieren. Die Ausregelzeit, Überschwingweite und Belastung des mechanischen Systems werden verringert. Wird ein Beobachter zur Schätzung der Lastdrehzahl und des Wellenmomentes verwendet, verschlechtert sich die Dynamik. Dennoch werden bessere Ergebnisse als mit der PI-Regelung erzielt.

Die in dieser Arbeit vorgestellte Zustandsregelung ist so ausgelegt, dass eine möglichst hohe Dynamik erreicht wird. Um den Einfluss der Lose weiter zu reduzieren, kann die Zustandsregelung auch so ausgelegt werden, dass eine möglichst hohe Dämpfung erreicht wird. Denkbar ist auch ein adaptiver Ansatz wie er in der Arbeit von TURSCHNER [46] beschrieben ist, bei dem die Regelungsparameter dem Betriebspunkt und der Loseweite angepasst werden und somit eine zu hohe Belastung des Systems vermieden wird. Eine weitere mögliche Gegenmaßnahme zur Reduzierung von Loseeffekten ist die Verringerung der Reglerverstärkung. Allerdings wird dabei aber auch die Dynamik reduziert. Weiterhin könnten andere Regelungsverfahren wie die bereits erwähnte Regelung basierend auf Fraktalen Modellen weitere Verbesserungen bewirken.

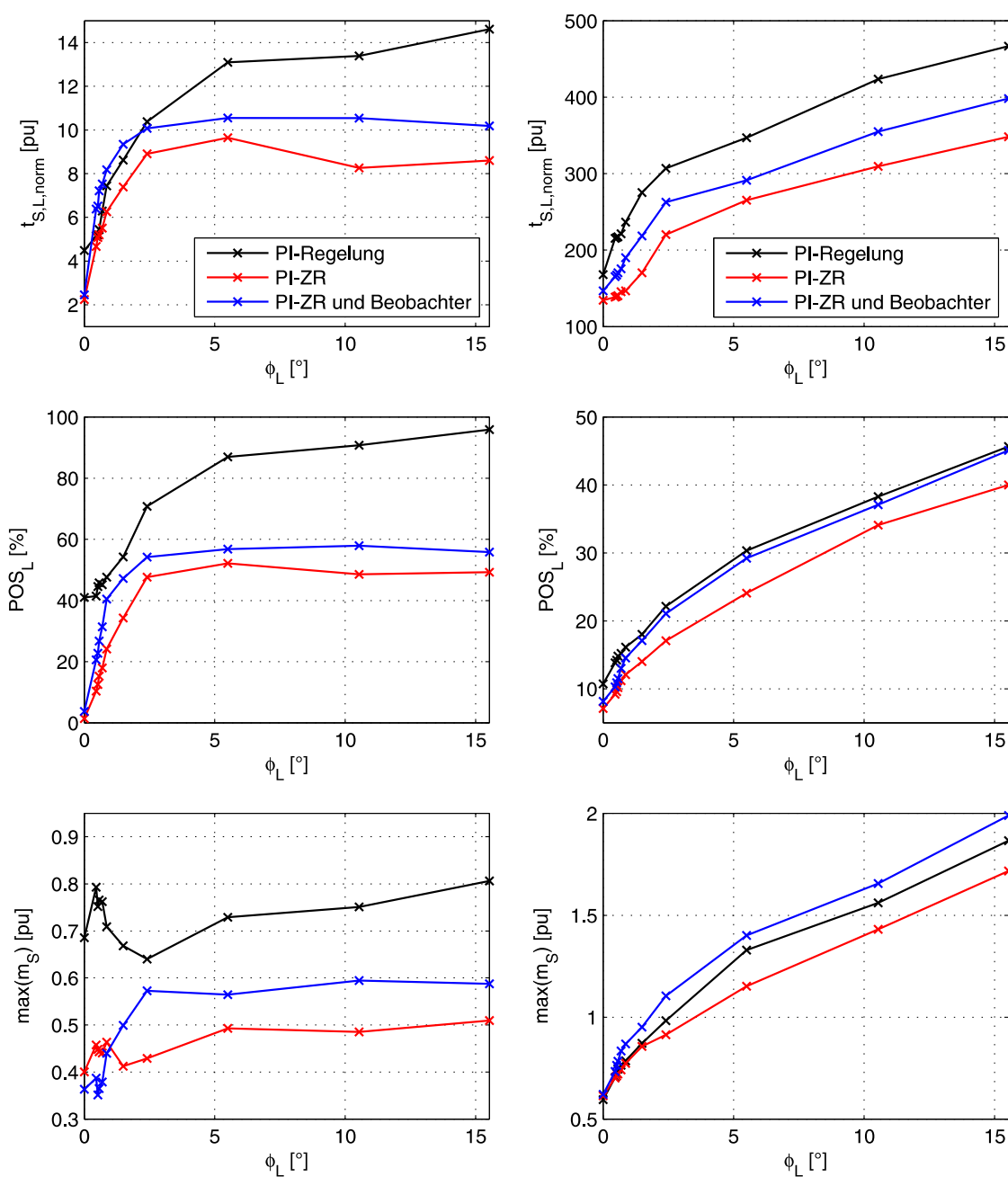


Abbildung 8.10: Dynamikeigenschaften der Drehzahlregelung in Abhängigkeit der Loseweite  $\phi_L$ : PI-Regelung optimiert nach ZHANG mit einheitlicher Dämpfung  $D_p = 0,93$ , PI-ZR optimiert mit Einstellformel (6.31) und PI-ZR optimiert mit Einstellformel (6.31) mit Beobachter zur Schätzung des Wellenmomentes und der Lastdrehzahl; Führungsgrößensprung von  $-2\%$  (links) und Störgrößensprung von  $-50\%$  (rechts); Messergebnisse; Antriebskonfiguration C2

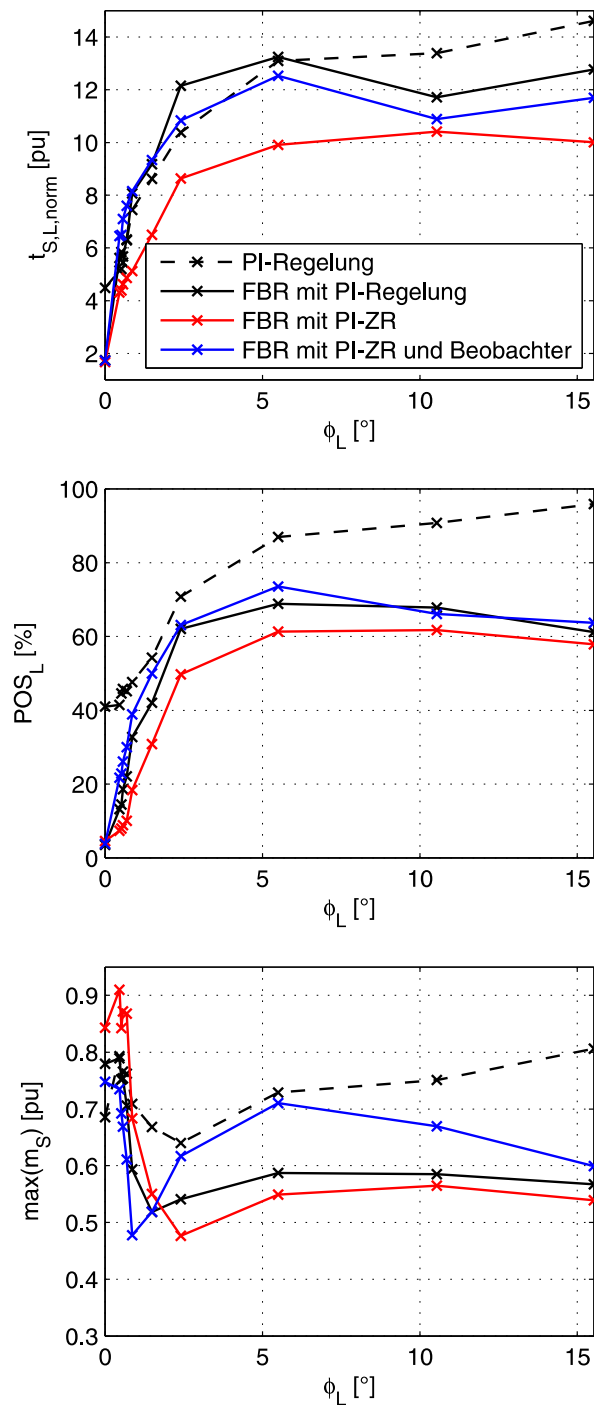


Abbildung 8.11: Dynamikeigenschaften der Flachheitsbasierten Regelung mit unterschiedlichen Folgereglern in Abhängigkeit der Loseweite  $\phi_L$ : PI-Regelung optimiert nach ZHANG mit einheitlicher Dämpfung  $D_p = 0,93$ , PI-ZR optimiert mit Einstellformel (6.31) und PI-ZR optimiert mit Einstellformel (6.31) mit Beobachter zur Schätzung des Wellenmomentes und der Lastdrehzahl; Führungsgrößensprung von  $-2\%$  (links) und Störgrößensprung von  $-50\%$  (rechts); Messergebnisse; Antriebskonfiguration C2



## 9 Zusammenfassung, Fazit und Ausblick

### 9.1 Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wurden Drehzahlregelungsverfahren und deren Auslegungen für Antriebssysteme mit elastisch gekoppelten Lasten untersucht. Die elastische Kopplung zwischen der Antriebs- und der Lastseite führt zu einer Reduzierung der Drehzahldynamik und bewirkt, dass mechanische Resonanzschwingungen angeregt und Bemessungsgrößen überschritten werden können. Daher war das Ziel der vorliegenden Arbeit, Drehzahlregelungsverfahren zu entwerfen, mit denen eine möglichst hohe Dynamik erreicht wird, mechanische Schwingungen aktiv gedämpft und dabei die Bemessungsgrößen nicht überschritten werden. Der Messaufwand sollte dabei im Vergleich zu konventionellen Regelungsmethoden, wie der PI-Regelung, nicht erhöht werden.

Die erreichbare Dynamik hängt sowohl von dem verwendeten Regelungsverfahren und dessen Auslegung als auch von den Antriebsparametern ab. Besonders wichtige Größen dabei sind die Torsionssteifigkeit und das Verhältnis der Massenträgheitsmomente. Um eine Aussage der Regelgüte für möglichst viele Antriebskonfigurationen treffen zu können, wurden die betrachteten Verfahren für verschiedene Antriebsparameter ausgelegt, systematisch untersucht und die erreichbare Drehzahldynamik in Abhängigkeit der Antriebsparameter ermittelt. Die betrachteten Regelungsverfahren wurden bezüglich der erzielten Dynamik, ihrer Robustheit und dem Einfluss von Lose auf die Regelgüte verglichen.

Für die messtechnische Verifizierung der betrachteten Regelungsverfahren wurde ein spezieller Laborteststand mit variablem Lastträgheitsmoment, variabler Torsionssteifigkeit und einer Kupplung mit einstellbarer Loseweite konzipiert und errichtet. Dieser Teststand ist in Kapitel 2 beschrieben. Des Weiteren wurde eine Modellbildung des Systems durchgeführt, bei der insbesondere auf die Modellierung des mechanischen Teilsystems eingegangen wurde. Anschließend wurde eine Ordnungsreduktion durchgeführt, mit der ein Minimalmodell ermittelt wurde, das das dynamische Systemverhalten hinreichend genau abbildet.

In Kapitel 3 ist ein Stand der Technik zu Regelungsverfahren für Antriebssysteme mit schwingungsfähiger Last gegeben. Basierend auf dem Stand der Technik wurden drei Regelungsverfahren ausgewählt. Es wurde die konventionelle PI-Regelung aufgrund der einfachen Struktur und einer hohen industriellen Relevanz ausgewählt. Des Weiteren wurde eine Zustandsregelung festgelegt, da diese eine hohe Dynamik verspricht und dem Stand der Forschung entspricht. Die

Flachheitsbasierte Regelung wurde ausgewählt, weil sie bisher zur Drehzahlregelung für Antriebsysteme mit schwingungsfähiger Last noch nicht untersucht wurde und eine nahezu getrennte Auslegung des Führungs- und Störverhaltens ermöglicht. Des Weiteren kann aufgrund einer modellbasierten Vorsteuerung eine hohe Regelgüte erreicht werden kann.

Die Anforderungen an den Regelkreis sind im Kapitel 4 definiert. Ferner wurde erläutert nach welchen Kriterien die ausgewählten Regelungsverfahren bewertet wurden. Dabei wurde insbesondere auf die Dynamik für Führungs- und Störgrößensprünge eingegangen.

In den Kapiteln 5, 6 und 7 sind die ausgewählten Regelungsverfahren und deren Auslegungen vorgestellt. Die Regelungsverfahren wurden für verschiedene Antriebskonfigurationen ausgelegt und die erreichbare Dynamik in Abhängigkeit der Antriebsparameter dargestellt.

Für die PI-Regelung wurden verschiedene Auslegungsmethoden, darunter das häufig verwendete Symmetrische Optimum und Strategien zur Platzierung der Polstellen des geschlossenen Regelkreises untersucht. Die Auslegung der PI-Regelung nach dem Symmetrischen Optimum führt für die in dieser Arbeit untersuchten Antriebskonfigurationen zu Resonanzschwingungen, die nur schwach gedämpft werden. Des Weiteren treten Belastungen auf, die die Bemessungsgrößen deutlich überschreiten. Die Berücksichtigung der schwingungsfähigen Mechanik bei der Reglerauslegung in Form einer gezielten Platzierung der Polstellen des geschlossenen Drehzahlregelkreises führt zu deutlich besseren Ergebnissen. Mechanische Schwingungen können gedämpft und somit die Ausregelzeiten der lastseitigen Drehzahl reduziert werden. Damit die höchstmögliche Dynamik erreicht wird, muss die Platzierung der Polstellen in Abhängigkeit des Verhältnisses der Massenträgheiten erfolgen. Aufgrund der Struktur der PI-Regelung können die Polstellen des geschlossenen Drehzahlregelkreises nicht frei platziert werden und begrenzen somit die erreichbare Dynamik der Drehzahlregelung. Ebenfalls können die gestellten Anforderungen an den Regelkreis nicht für alle betrachteten Antriebskonfigurationen eingehalten werden.

Eine freie Polstellenplatzierung ist mit der PI-Zustandsregelung möglich. Mit einer geeigneten Polstellenplatzierung kann eine deutlich höhere Dynamik im Vergleich zur PI-Regelung erreicht werden. Die Anzahl der Regelungsparameter und somit auch der Auslegungsaufwand sind jedoch deutlich höher. Damit eine hohe Dynamik erreicht wird, müssen die Polstellen in Abhängigkeit der Antriebsparameter unterschiedlich platziert werden und erhöht somit die Komplexität der Reglerauslegung. Es konnte eine geeignete Strategie der Platzierung der Polstellen des geschlossenen Drehzahlregelkreises gefunden werden, mit der für alle betrachteten Antriebskonfigurationen gute Ergebnisse erreicht werden. Es wurde eine Formel zur Berechnung dieser Polstellen in Abhängigkeit der Systemparameter gegeben, die zu einer hohen Dynamik und einer guten Dämpfung von Resonanzschwingungen führt. Die an den Regelkreis gestellten Anforderungen werden mit der PI-ZR für alle betrachteten Antriebskonfigurationen erfüllt. Damit der Messaufwand im Vergleich zur PI-Regelung nicht steigt, kommt in dieser Arbeit ein Störgrößenbeobachter zum Einsatz der die zusätzlichen Systemzustände schätzt. Es wurde gezeigt, dass der Einfluss des verwendeten Störgrößenbeobachters auf die Dynamik gering ist.

Die in dieser Arbeit vorgestellte Flachheitsbasierte Regelung ermöglicht, das Führungsverhalten im Vergleich zur Zustandsregelung weiter zu verbessern. Durch die Verwendung geeigneter

Referenztrajektorien für den flachen Ausgang, kann zudem gewährleistet werden, dass das geregelte System bei Führungsgrößenänderungen nicht in Begrenzung geht, Bemessungsgrößen eingehalten und Resonanzschwingungen gedämpft werden können. Aufgrund der Struktur der FBR bleibt das Störverhalten dabei unbeeinflusst. Das Störverhalten wird durch den Folgeregler definiert. Dazu wurden sowohl ein PI-Regler als auch eine PI-ZR untersucht. Es wurde festgestellt, dass der Einfluss des Folgereglers auf das Führungsverhalten sehr gering ist. Aufgrund eines guten Störverhaltens der PI-ZR, konnte durch die Kombination der FBR mit einer PI-ZR ein Regelungskonzept erstellt werden, das zu einem guten Führungs- und Störverhalten führt. Jedoch erfordert die FBR im Vergleich zu den anderen Regelungsverfahren den höchsten Auslegungsaufwand.

Ein Vergleich der Regelungsverfahren wurde im Kapitel 8 durchgeführt. Der Vergleich wurde bezüglich der erzielten Dynamik, der resultierenden Robustheit und des Einflusses von Lose auf die Regelgüte durchgeführt. Alle betrachteten Regelungsverfahren weisen robuste Eigenschaften auf. Die höchste Robustheit gegenüber Parameterunsicherheiten wird mit der PI-ZR erreicht, wenn alle Systemzustände gemessen werden. Durch die Verwendung eines Beobachters zur Schätzung der zusätzlichen Systemparameter wird jedoch die Robustheit bei unsicheren Systemparametern reduziert. Die Robustheit der FBR ist allein vom Folgeregler abhängig. So kann je nach Wahl des Folgereglers eine hohe Robustheit erreicht werden. Der Einfluss von Lose wirkt sich bei der PI-Regelung am stärksten aus. Lange Ausregelzeiten, hohe Überschwingweiten und hohe mechanische Belastungen sind die Folge. Dieser Einfluss kann durch die vorgestellte PI-ZR verringert werden. Wird ein Beobachter zur Rekonstruktion der zusätzlichen Systemzustände verwendet, verschlechtert sich jedoch in diesem Fall die Dynamik infolge des Beobachters. Je nach Wahl des Folgereglers werden mit der FBR unterschiedliche Ergebnisse erzielt. Es wird jedoch mit allen untersuchten Folgereglern insbesondere für große Loseweiten eine Verbesserung gegenüber der konventionellen PI-Regelung erreicht.

## 9.2 Fazit

Die Auslegung der Drehzahlregelung ist bei Antriebssystemen mit schwingungsfähiger Last von entscheidender Bedeutung. Die Berücksichtigung der elastischen Kopplung bei der Reglerauslegung führt dazu, dass mechanische Resonanzschwingungen auch mit der konventionellen PI-Regelung gedämpft und eine verbesserte Dynamik erreicht werden können. Soll eine hohe Dynamik erreicht werden, muss die Regelungsstruktur erweitert werden. Die PI-ZR ermöglicht im Vergleich zur PI-Regelung eine deutlich höhere Dynamik. Gleichzeitig kann die Belastung des mechanischen Systems reduziert und die Robustheit erhöht werden. Auch der Einfluss von Lose kann dabei verringert werden. Die höchste Dynamik wird mit der FBR kombiniert mit der PI-ZR erzielt. Die gestellten Anforderungen an den Regelkreis bzgl. Dynamik, Schwingungsdämpfung, Einfluss der Stellgrößenbegrenzung und Robustheit können für alle Antriebskonfigurationen erfüllt werden.

## 9.3 Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit ist festgestellt worden, dass die PI-Zustandsregelung zu einer hohen Robustheit führt, unter Verwendung eines Beobachters jedoch Parameterunsicherheiten zu einer deutlichen Reduzierung der Robustheitsparameter führen können. Dem kann entgegengewirkt werden, indem ein Identifikationsverfahren zur Schätzung der Antriebsparameter implementiert und die Zustandsregelung und der Beobachter auf diese Parameter adaptiert werden. Das würde ebenfalls bewirken, dass eine höhere Dynamik bei variierenden oder unsicheren Systemparametern erzielt wird. Für die Identifikation dieser Parameter kann z.B. das Erweiterte Kalman-Filter zum Einsatz kommen [25].

Der in dieser Arbeit entworfene Beobachter schätzt neben den Zustandsgrößen ebenfalls das Lastmoment, welches als Störgröße interpretiert werden kann. Das Störverhalten des Regelkreises könnte weiter verbessert werden, indem der Regelkreis um ein Kompensationsglied erweitert wird und das geschätzte Lastmoment zur Kompensation der Störgröße verwendet wird [79].

Die vorgestellte Flachheitsbasierte Regelung führt zu einem sehr guten Führungs- und Störverhalten. Das Störverhalten ist definiert durch die verwendete PI-Zustandsregelung, die in dieser Arbeit primär für ein gutes Führungsverhalten ausgelegt wurde. Es kann eine weitere Optimierung der FBR erfolgen, indem die PI-Zustandsregelung für ein gutes Störverhalten ausgelegt wird. Bei einer guten Kenntnis der Systemparameter wäre somit ein noch besseres Störverhalten umsetzbar ohne signifikanten Einfluss auf das Führungsverhalten.

Es wurde gezeigt, dass die Belastung des mechanischen Systems bei größer werdender Loseweite drastisch ansteigt. Eine Identifikation der Loseweite und eine adaptive Reduzierung der Drehzahldynamik in Abhängigkeit der Loseweite kann eine Verringerung der Belastung bewirken, ohne dass die Dynamik im losefreien Fall reduziert wird. Ein solcher Ansatz ist in der Dissertation von TURSCHNER [46] vorgestellt.

Des Weiteren können auch andere Regelungsverfahren weitere Vorteile aufweisen. Eine modellbasierte Prädiktivregelung zum Beispiel bietet den Vorteil, dass für die Berechnung der Stellgröße sowohl ein Systemmodell als auch vorangegangene Systemzustände einbezogen werden. Somit kann bei gleicher Regelungsstruktur eine höhere Dynamik erreicht werden [65].

Bei den vorgestellten Regelungsverfahren wurde eine kaskadierte Regelungsstruktur basierend auf der feldorientierten Regelung verwendet. Die unterlagerte Stromregelung mit Entkopplungsnetzwerk blieb für die untersuchten Drehzahlregelungsverfahren unverändert. Die Auflösung dieser kaskadierten Regelungsstruktur könnte ebenfalls weitere dynamische Verbesserungen erzielen. In diesem Zusammenhang kann auch eine modellbasierte prädiktive direkte Momentenregelung wie sie von GEYER in [111] für Antriebssysteme ohne schwingungsfähige Last vorgestellt wird, verwendet werden.

# 10 Anhang

## 10.1 Systembeschreibung

### 10.1.1 Daten der mechanischen Komponenten

Im Folgenden sind die Datenblätter der Torsionswellen und Zeichnungen der Schwungscheiben inklusive der charakteristischen Daten aufgeführt.

#### Datenblätter der verwendeten Torsionswellen

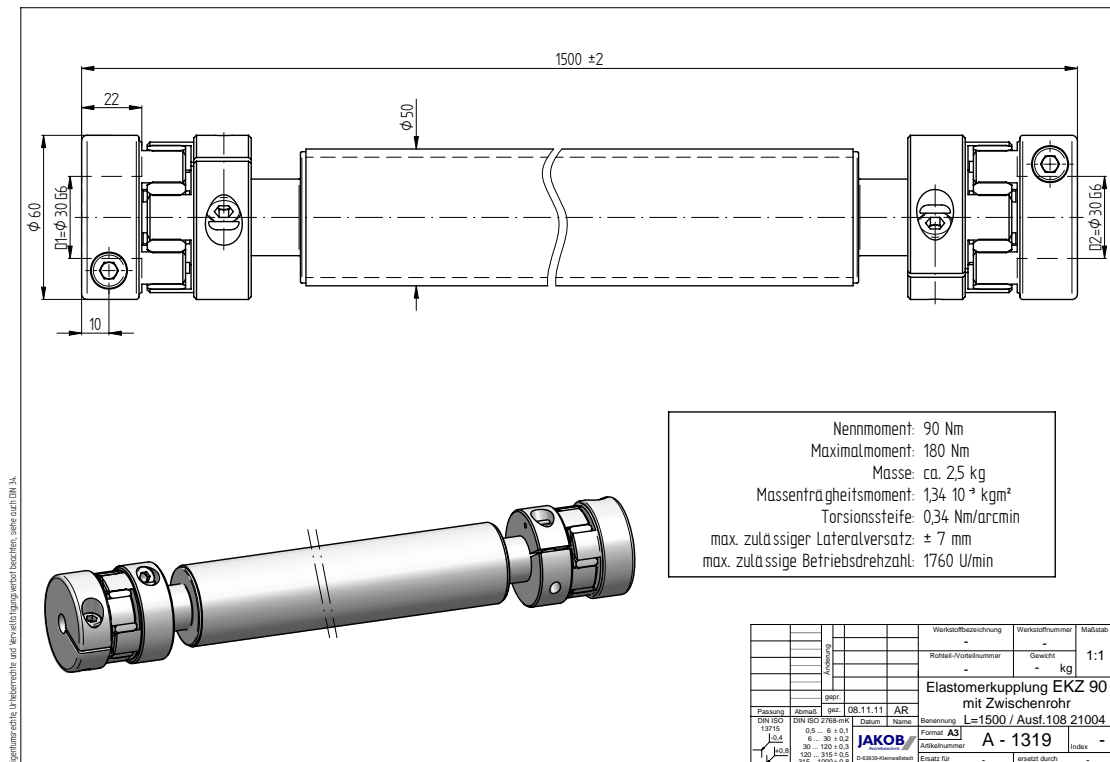


Abbildung 10.1: Datenblatt der Torsionswelle 1

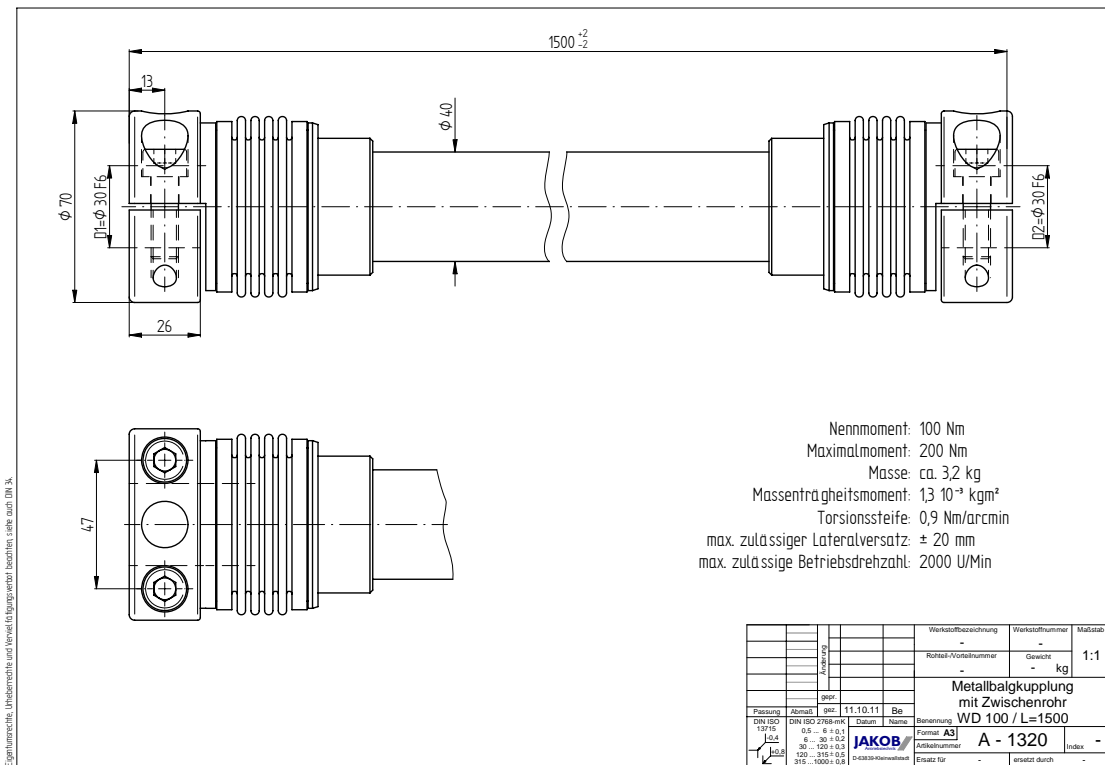


Abbildung 10.2: Datenblatt der Torsionswelle 2

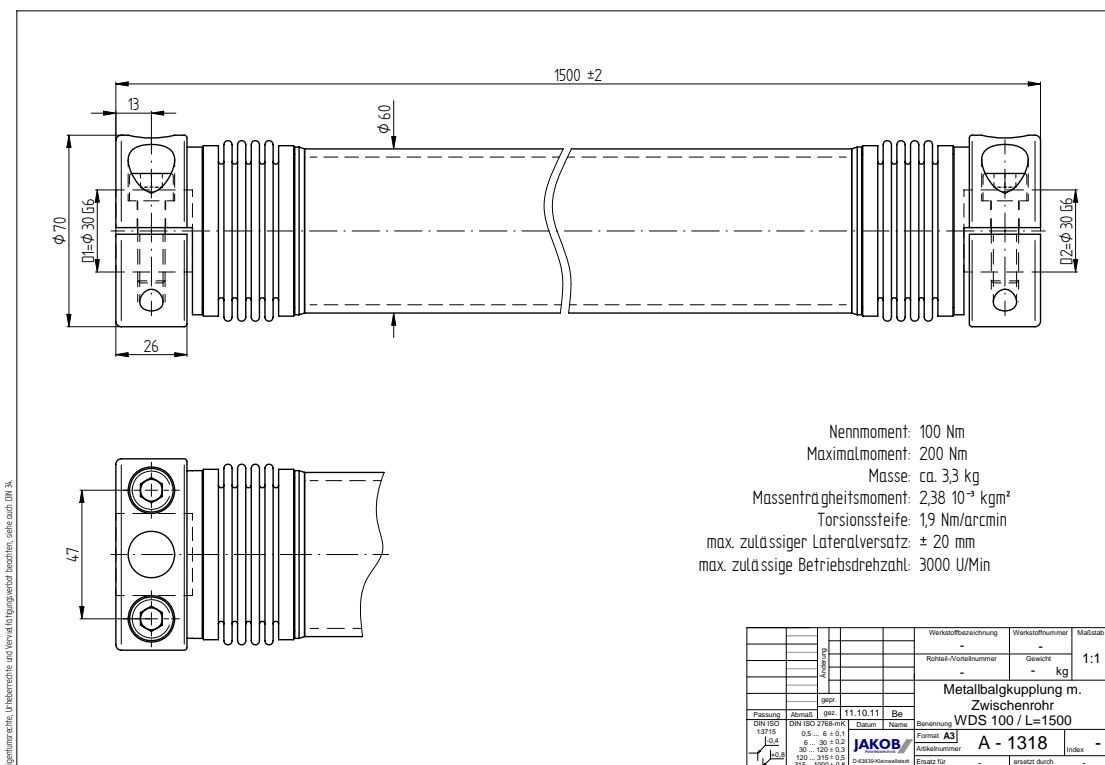
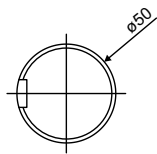


Abbildung 10.3: Datenblatt der Torsionswelle 3

**Zeichnungen und Daten der verwendeten Schwungscheiben**



Schwungscheibe A  
Material: C45  
Gewicht: 7,4 kg

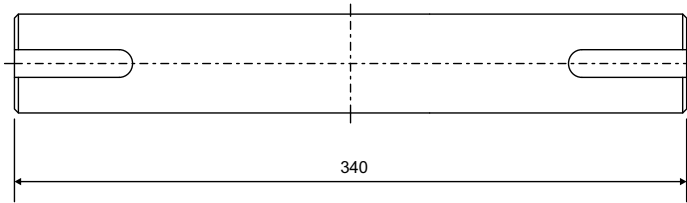
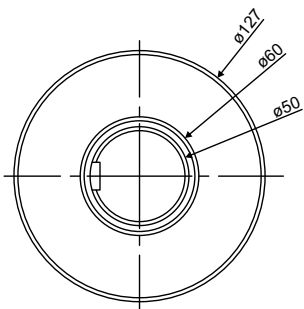


Abbildung 10.4: Daten der Schwungscheibe A



Schwungscheibe B  
Material: C45  
Gewicht: 15,8 kg

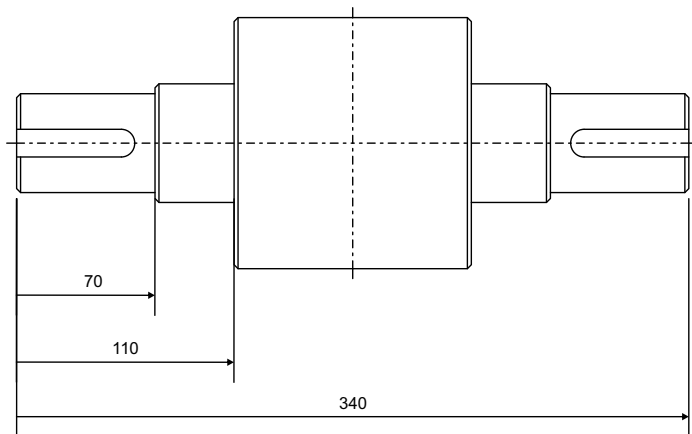
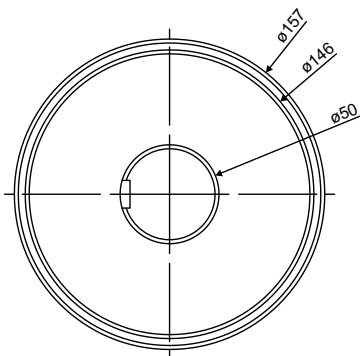


Abbildung 10.5: Daten der Schwungscheibe B



Schwungscheibe C  
Material: C45  
Gewicht: 31,7 kg

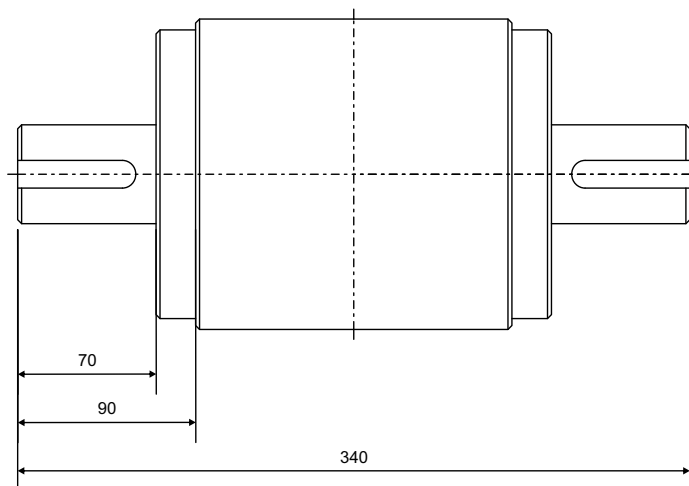


Abbildung 10.6: Daten der Schwungscheibe C

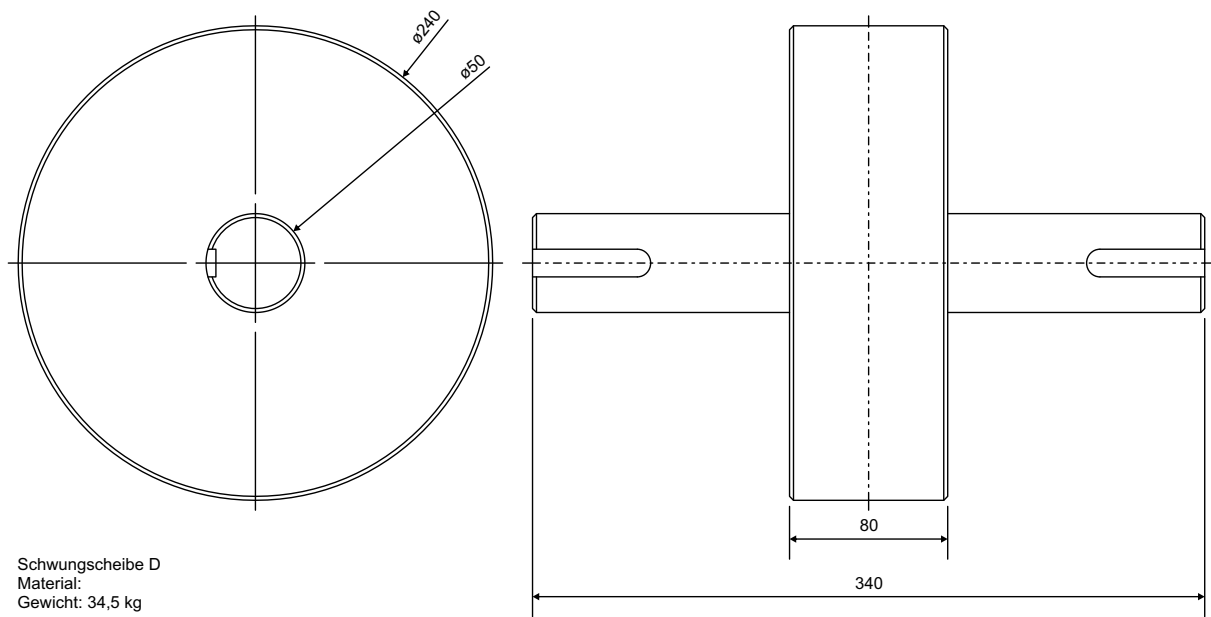


Abbildung 10.7: Daten der Schwingscheibe D

## 10.1.2 Daten der verwendeten Maschinen

### Daten der Antriebsmaschine

Als Antriebsmaschine kommt eine Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer zum Einsatz. In Tabelle 10.1 sind charakteristische Daten des Antriebsmotors angegeben. Die in Tabelle 10.2 angegebenen Parameter sind die Parameter des einphasigen Ersatzschaltbildes der Asynchronmaschine. Die Rotorgrößen sind auf die Statorseite bezogene Größen.

Parameter	Symbol	Wert
Hersteller		Siemens
Motortyp		1LA71304AA10-Z
Bemessungsspannung (Y)	$U_N$	400 V
Frequenz	$f_s$	50 Hz
Bemessungsleistung	$P_N$	5,5 kW
Bemessungsdrehzahl	$N_N$	1455 min <sup>-1</sup>
Bemessungsmoment	$M_N$	36 Nm
Kippmoment	$M_{Kipp}$	111,6 Nm
Bemessungsstrom (Y)	$I_N$	11,49 A
Leistungsfaktor	$\cos\phi_N$	0,81
Trägheitsmoment	$\Theta$	0,018 kgm <sup>2</sup>
Polpaarzahl	$p$	2

Tabelle 10.1: Daten der Antriebsmaschine



Parameter	Symbol	Wert
Statorwiderstand	$R_S$	1,89 $\Omega$
Rotorwiderstand	$R_R$	0,61 $\Omega$
Hauptinduktivität	$L_H$	119 mH
Statorstreuinduktivität	$L_{S\sigma}$	9,17 mH
Rotorstreuinduktivität	$L_{R\sigma}$	9,17 mH

Tabelle 10.2: Daten des einphasigen, statorbezogenen Ersatzschaltbildes der Antriebsmaschine

### Daten der Lastmaschine

Als Lastmaschine kommt ebenfalls eine Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer zum Einsatz. Die charakteristischen Daten sind in Tabelle 10.3 angegeben und in Tabelle 10.4 sind die Parameter des einphasigen Ersatzschaltbildes zu finden. Die Rotorgrößen sind auf die Statorseite bezogene Größen.

Parameter	Symbol	Wert
Hersteller		Lenze
Motortyp		MCA21X25
Bemessungsspannung (Y)	$U_N$	390 V
Frequenz	$f_s$	85 Hz
Bemessungsleistung	$P_N$	6,4 kW
Bemessungsdrehzahl	$N_N$	2490 $\text{min}^{-1}$
Bemessungsmoment	$M_N$	24,6 Nm
Kippmoment	$M_{Kipp}$	300 Nm
Bemessungsstrom (Y)	$I_N$	13,5 A
Leistungsfaktor	$\cos\phi_N$	0,83
Trägheitsmoment	$\Theta$	0,018 $\text{kgm}^2$
Polpaarzahl	$p$	2

Tabelle 10.3: Daten der Lastmaschine

Parameter	Symbol	Wert
Statorwiderstand	$R_S$	0,4 $\Omega$
Rotorwiderstand	$R_R$	0,6 $\Omega$
Hauptinduktivität	$L_H$	78,8 mH
Statorstreuinduktivität	$L_{S\sigma}$	2,3 mH
Rotorstreuinduktivität	$L_{R\sigma}$	2,8 mH

Tabelle 10.4: Daten des einphasigen, statorbezogenen Ersatzschaltbildes der Lastmaschine

### 10.1.3 Messmittel

#### Momentenmesswelle

Die verwendete Momentenmesswelle arbeitet auf dem Prinzip eines Dehnungsmessstreifens. Die wichtigsten Daten der Momentenmesswelle sind in Tabelle 10.5 dargestellt.

Größe	Wert
Hersteller	Dr. Staiger, Mohilo + CoGmbH
Bezeichnung	DM 0160
Funktionsweise	Dehnungsmessstreifen
Nenn Drehmoment	100 Nm
Überlastmoment	130 Nm
Torsionssteifigkeit	13500 Nm/rad
Massenträgheitsmoment	0,000011 kgm <sup>2</sup>

Tabelle 10.5: Daten der Momentenmesswelle

#### Inkrementalgeber

Sowohl für die Antriebs- als auch für die Lastseite werden hochauflösende Inkrementalgeber mit einer Auflösung von 10000 Inkrementen pro Umdrehung verwendet. Die wesentlichen Daten der verwendeten Inkrementalgeber sind in Tabelle 10.6 angegeben.

Größe	Wert
Hersteller	Kübler
Bezeichnung	8.5825.1812.10000
Impulszahl	10000
Signalpegel	TTL
Trägheitsmoment des Rotors	$6 \cdot 10^{-6} \text{ kgm}^2$
Anlaufdrehmoment	$< 0,01 \text{ Nm}$
maximale Drehzahl	$12000 \text{ min}^{-1}$

Tabelle 10.6: Daten der Inkrementalgeber

### 10.1.4 Parameter des mechanischen Antriebssystems

In Abschnitt 2.2.2 wird eine physikalische Modellbildung des mechanischen Antriebsstranges durchgeführt. Dafür wird ein Torsionsschwingermodell mit neun Massenträgheiten  $\Theta_1 \dots \Theta_9$  und acht Verbindungselementen mit Torsionssteifigkeiten  $c_{T1} \dots c_{T8}$  und Dämpfungskoeffizienten  $d_{T1} \dots d_{T8}$  zugrunde gelegt, vgl. Abb. 2.10. Mit Hilfe der physikalischen Modellbildung und den Datenblattangaben der mechanischen Komponenten können die Modellparameter des Neun-Massen-Torsionsschwingermodells näherungsweise bestimmt werden. Die ermittelten Parameter für die verschiedenen Antriebskonfigurationen sind in der Tabelle 10.7 angegeben.

Trägheitsmomente $\Theta$	Torsionssteifigkeiten $c_T$	Dämpfungskonstanten $d_T$
$\Theta_1 = 0,018 \text{ kgm}^2$	$c_{T1} = 47388 \text{ Nm/rad}$	$d_{T1} = 0,2153 \text{ Nms/rad}$
$\Theta_2 = 0,02144 \text{ kgm}^2$	$c_{T2} = 97657 \text{ Nm/rad}$	$d_{T2} = 0,0797 \text{ Nms/rad}$
$\Theta_3 = 0,00067 \text{ kgm}^2$	$c_{T3} = \begin{cases} 1169 \text{ Nm/rad} & 1 \\ 3094 \text{ Nm/rad} & 2 \\ 6532 \text{ Nm/rad} & 3 \end{cases}$	$d_{T3} = \begin{cases} 0,0063 \text{ Nms/rad} & 1 \\ 0,0102 \text{ Nms/rad} & 2 \\ 0,0146 \text{ Nms/rad} & 3 \end{cases}$
$\Theta_4 = 0,00067 \text{ kgm}^2$		
$\Theta_5 = 0,0052 \text{ kgm}^2$	$c_{T4} = 86807 \text{ Nm/rad}$	$d_{T4} = 0,0718 \text{ Nms/rad}$
$\Theta_6 = 0,0052 \text{ kgm}^2$	$c_{T5} = 13500 \text{ Nm/rad}$	$d_{T5} = 0,0592 \text{ Nms/rad}$
	$c_{T6} = 78126 \text{ Nm/rad}$	$d_{T6} = \begin{cases} 0,1790 \text{ Nms/rad} & \text{A} \\ 0,1880 \text{ Nms/rad} & \text{B} \\ 0,1965 \text{ Nms/rad} & \text{C} \\ 0,1993 \text{ Nms/rad} & \text{D} \end{cases}$
$\Theta_7 = \begin{cases} 0,01094 \text{ kgm}^2 & \text{A} \\ 0,03488 \text{ kgm}^2 & \text{B} \\ 0,09890 \text{ kgm}^2 & \text{C} \\ 0,23042 \text{ kgm}^2 & \text{D} \end{cases}$	$c_{T7} = 53147 \text{ Nm/rad}$	$d_{T7} = \begin{cases} 0,0950 \text{ Nms/rad} & \text{A} \\ 0,0969 \text{ Nms/rad} & \text{B} \\ 0,0985 \text{ Nms/rad} & \text{C} \\ 0,0990 \text{ Nms/rad} & \text{D} \end{cases}$
$\Theta_8 = 0,00186 \text{ kgm}^2$	$c_{T8} = 86877 \text{ Nm/rad}$	$d_{T8} = 0,1210 \text{ Nms/rad}$
$\Theta_9 = 0,018 \text{ kgm}^2$		

Tabelle 10.7: Parameter des Torsionsschwingermodells des mechanischen Antriebssystems in Abhängigkeit der Schwungscheiben A, B, C und D und der Torsionswellen 1, 2, und 3

### 10.1.5 Modellparameter der reduzierten Zwei-Massen-Modelle

Im Abschnitt 2.2.2 wurde durch eine Ordnungsreduktion des ermittelten Torsionsschwingermodells mit neun Massenträgheiten ein Minimalmodell mit zwei Massenträgheiten und einer elastischen Verbindung hergeleitet. In Abhängigkeit der verschiedenen Schwungscheiben und Torsionswellen resultieren Zwei-Massen-Modelle mit verschiedenen Modellparametern und Eigenschaften. Die Modellparameter der reduzierten Zwei-Massen-Modelle für die 12 verschiedenen Antriebskonfigurationen sind in der Tabelle 10.8 dargestellt. Des Weiteren sind charakteristische Größen wie die Massenträgheitsverhältnisse von Lastseite zu Antriebsseite  $R$ , Resonanzfrequenzen  $f_0$  und Antiresonanzfrequenzen  $f_a$  aufgezeigt.

Für die Reglerauslegung und die Darstellung der Ergebnisse werden normierte Parameter verwendet. Die Normierung ist im Abschnitt 2.2.2 erläutert. In Tabelle 10.9 sind analog dazu die normierten Modellparameter der reduzierten Zwei-Massen-Modelle angegeben.

Schwungscheibe	A	B	C	D
Trägheitsmoment Gesamtträgheitsmoment Zeitkonstante	$\Theta_A = 0,01094 \text{ kgm}^2$ $\Theta_\Sigma = 0,08198 \text{ kgm}^2$ $T_A = 0,3470 \text{ s}$	$\Theta_B = 0,03488 \text{ kgm}^2$ $\Theta_\Sigma = 0,10592 \text{ kgm}^2$ $T_B = 0,4484 \text{ s}$	$\Theta_C = 0,09890 \text{ kgm}^2$ $\Theta_\Sigma = 0,16994 \text{ kgm}^2$ $T_C = 0,7193 \text{ s}$	$\Theta_D = 0,23042 \text{ kgm}^2$ $\Theta_\Sigma = 0,30146 \text{ kgm}^2$ $T_D = 1,2759 \text{ s}$
Torsionswelle	Parameter der reduzierten Zwei-Massen-Modelle			
1 $c_{T1} = 1169 \text{ Nm/rad}$	$\Theta_M = 0,04000 \text{ kgm}^2$ $\Theta_L = 0,04198 \text{ kgm}^2$ $c_T = 1800 \text{ Nm/rad}$ $R = 1,05$ $f_0 = 47,18 \text{ Hz}$ $f_a = 32,96 \text{ Hz}$	$\Theta_M = 0,03790 \text{ kgm}^2$ $\Theta_L = 0,06802 \text{ kgm}^2$ $c_T = 1680 \text{ Nm/rad}$ $R = 1,79$ $f_0 = 41,81 \text{ Hz}$ $f_a = 25,01 \text{ Hz}$	$\Theta_M = 0,03790 \text{ kgm}^2$ $\Theta_L = 0,13204 \text{ kgm}^2$ $c_T = 1550 \text{ Nm/rad}$ $R = 3,48$ $f_0 = 36,51 \text{ Hz}$ $f_a = 17,24 \text{ Hz}$	$\Theta_M = 0,03500 \text{ kgm}^2$ $\Theta_L = 0,26646 \text{ kgm}^2$ $c_T = 1500 \text{ Nm/rad}$ $R = 7,61$ $f_0 = 35,05 \text{ Hz}$ $f_a = 11,94 \text{ Hz}$
2 $c_{T2} = 3094 \text{ Nm/rad}$	$\Theta_M = 0,04099 \text{ kgm}^2$ $\Theta_L = 0,04099 \text{ kgm}^2$ $c_T = 2400 \text{ Nm/rad}$ $R = 1$ $f_0 = 54,46 \text{ Hz}$ $f_a = 38,51 \text{ Hz}$	$\Theta_M = 0,03790 \text{ kgm}^2$ $\Theta_L = 0,06802 \text{ kgm}^2$ $c_T = 2280 \text{ Nm/rad}$ $R = 1,79$ $f_0 = 48,71 \text{ Hz}$ $f_a = 29,14 \text{ Hz}$	$\Theta_M = 0,03790 \text{ kgm}^2$ $\Theta_L = 0,13204 \text{ kgm}^2$ $c_T = 2150 \text{ Nm/rad}$ $R = 3,48$ $f_0 = 43,00 \text{ Hz}$ $f_a = 20,31 \text{ Hz}$	$\Theta_M = 0,03790 \text{ kgm}^2$ $\Theta_L = 0,26356 \text{ kgm}^2$ $c_T = 2100 \text{ Nm/rad}$ $R = 6,35$ $f_0 = 40,07 \text{ Hz}$ $f_a = 14,21 \text{ Hz}$
3 $c_{T3} = 6532 \text{ Nm/rad}$	$\Theta_M = 0,03500 \text{ kgm}^2$ $\Theta_L = 0,04698 \text{ kgm}^2$ $c_T = 4350 \text{ Nm/rad}$ $R = 1,342$ $f_0 = 74,12 \text{ Hz}$ $f_a = 48,43 \text{ Hz}$	$\Theta_M = 0,03500 \text{ kgm}^2$ $\Theta_L = 0,07092 \text{ kgm}^2$ $c_T = 3950 \text{ Nm/rad}$ $R = 2,03$ $f_0 = 65,34 \text{ Hz}$ $f_a = 37,56 \text{ Hz}$	$\Theta_M = 0,03790 \text{ kgm}^2$ $\Theta_L = 0,13204 \text{ kgm}^2$ $c_T = 3750 \text{ Nm/rad}$ $R = 3,48$ $f_0 = 56,80 \text{ Hz}$ $f_a = 26,82 \text{ Hz}$	$\Theta_M = 0,03500 \text{ kgm}^2$ $\Theta_L = 0,26646 \text{ kgm}^2$ $c_T = 3300 \text{ Nm/rad}$ $R = 7,61$ $f_0 = 51,98 \text{ Hz}$ $f_a = 17,71 \text{ Hz}$

Tabelle 10.8: Modellparameter der reduzierten Zwei-Massen-Modelle: antriebsseitiges Trägheitsmoment  $\Theta_M$ , lastseitiges Trägheitsmoment  $\Theta_L$ , Torsionssteifigkeit  $c_T$ , Trägheitsmomentenverhältnis  $R = \frac{\Theta_L}{\Theta_M}$ , Resonanzfrequenz  $f_0$ , Antiresonanzfrequenz  $f_a$ , Dämpfungskonstante  $d_T = 0,2 \text{ Nms/rad}$

Schwungradscheibe	A	B	C	D
Trägheitsmoment	$\Theta_A = 0,01094 \text{ kgm}^2$	$\Theta_B = 0,03488 \text{ kgm}^2$	$\Theta_C = 0,09890 \text{ kgm}^2$	$\Theta_D = 0,23042 \text{ kgm}^2$
Gesamträgheitsmoment	$\Theta_\Sigma = 0,08198 \text{ kgm}^2$	$\Theta_\Sigma = 0,10592 \text{ kgm}^2$	$\Theta_\Sigma = 0,16994 \text{ kgm}^2$	$\Theta_\Sigma = 0,30146 \text{ kgm}^2$
Zeitkonstante	$T_A = 0,3470 \text{ s}$	$T_B = 0,4484 \text{ s}$	$T_C = 0,7193 \text{ s}$	$T_D = 1,2759 \text{ s}$
Torsionswelle	Parameter der reduzierten Zwei-Massen-Modelle			
1	$T_M = 0,1693 \text{ s}$ $T_L = 0,1777 \text{ s}$ $T_c = 0,1312 \text{ ms}$	$T_M = 0,1604 \text{ s}$ $T_L = 0,2880 \text{ s}$ $T_c = 0,1406 \text{ ms}$	$T_M = 0,1604 \text{ s}$ $T_L = 0,5590 \text{ s}$ $T_c = 0,1524 \text{ ms}$	$T_M = 0,1482 \text{ s}$ $T_L = 1,1280 \text{ s}$ $T_c = 0,1575 \text{ ms}$
	$R = 1,05$ $f_0 = 47,18 \text{ Hz}$ $f_a = 32,96 \text{ Hz}$	$R = 1,79$ $f_0 = 41,81 \text{ Hz}$ $f_a = 25,01 \text{ Hz}$	$R = 3,48$ $f_0 = 36,51 \text{ Hz}$ $f_a = 17,24 \text{ Hz}$	$R = 7,61$ $f_0 = 35,05 \text{ Hz}$ $f_a = 11,94 \text{ Hz}$
2	$T_M = 0,1735 \text{ s}$ $T_L = 0,1735 \text{ s}$ $T_c = 0,0984 \text{ ms}$	$T_M = 0,1604 \text{ s}$ $T_L = 0,2880 \text{ s}$ $T_c = 0,1036 \text{ ms}$	$T_M = 0,1604 \text{ s}$ $T_L = 0,5590 \text{ s}$ $T_c = 0,1099 \text{ ms}$	$T_M = 0,1482 \text{ s}$ $T_L = 1,1157 \text{ s}$ $T_c = 0,1125 \text{ ms}$
	$R = 1$ $f_0 = 54,46 \text{ Hz}$ $f_a = 38,51 \text{ Hz}$	$R = 1,79$ $f_0 = 48,71 \text{ Hz}$ $f_a = 29,14 \text{ Hz}$	$R = 3,48$ $f_0 = 43,00 \text{ Hz}$ $f_a = 20,31 \text{ Hz}$	$R = 6,35$ $f_0 = 40,07 \text{ Hz}$ $f_a = 14,21 \text{ Hz}$
3	$T_M = 0,1482 \text{ s}$ $T_L = 0,1989 \text{ s}$ $T_c = 0,0543 \text{ ms}$	$T_M = 0,1482 \text{ s}$ $T_L = 0,3002 \text{ s}$ $T_c = 0,0598 \text{ ms}$	$T_M = 0,1604 \text{ s}$ $T_L = 0,5590 \text{ s}$ $T_c = 0,0630 \text{ ms}$	$T_M = 0,1482 \text{ s}$ $T_L = 1,1280 \text{ s}$ $T_c = 0,0716 \text{ ms}$
	$R = 1,342$ $f_0 = 74,12 \text{ Hz}$ $f_a = 48,43 \text{ Hz}$	$R = 2,03$ $f_0 = 65,34 \text{ Hz}$ $f_a = 37,56 \text{ Hz}$	$R = 3,48$ $f_0 = 56,80 \text{ Hz}$ $f_a = 26,82 \text{ Hz}$	$R = 7,61$ $f_0 = 51,98 \text{ Hz}$ $f_a = 17,71 \text{ Hz}$
$c_{T1} = 1169 \text{ Nm/rad}$				
$c_{T2} = 3094 \text{ Nm/rad}$				
$c_{T3} = 6532 \text{ Nm/rad}$				

Tabelle 10.9: Normierte Modellparameter der reduzierten Zwei-Massen-Modelle: Zeitkonstante des antriebsseitigen Trägheitsmomentes  $T_M$ , Zeitkonstante des lastseitigen Trägheitsmomentes  $T_L$ , Zeitkonstante der Torsionssteifigkeit  $T_c$ , Trägheitsmomentenverhältnis  $R = \frac{T_c}{T_M}$ , Resonanzfrequenz  $f_0$ , Antiresonanzfrequenz  $f_a$ , Dämpfungskonstante  $d = 0,85 \text{ Nm/srad}$

## 10.2 Bewertung der Regelgüte

### 10.2.1 Führungsverhalten

#### Bestimmung der normierten Ausregelzeit

Ausgangspunkt für die Normierung der Ausregelzeit  $t_S$  für einen Führungsgrößensprung ist die minimale Transitionszeit  $T_{min}$  die notwendig ist, um das betrachtete Antriebssystem unter Berücksichtigung der Stellgrößenbegrenzung von einem Arbeitspunkt zu einem anderen Arbeitspunkt zu überführen. Für die Bestimmung der minimalen Transitionszeit wird von einem ideal steifen, nicht schwingungsfähigen Antriebssystem ausgegangen. Aus der Bewegungsdifferentialgleichung für ein starres System (10.1) ist zu sehen, dass die Beschleunigung  $d\Omega/dt$  sowohl von dem gestellten Antriebsmoment  $M_M$  als auch von dem Gesamtträgheitsmoment  $\Theta$  des betrachteten Antriebssystems abhängig ist (Lastmomente werden vernachlässigt).

$$M_M = \Theta \frac{d\Omega}{dt} \quad (10.1)$$

Für einen Führungsgrößensprung von  $\Delta\Omega$  wird folglich bei konstantem Antriebsmoment  $M_M$  eine Transitionszeit von  $\Delta T$  benötigt:

$$\Delta T = \Theta \frac{\Delta\Omega}{M_M} \quad (10.2)$$

Da die Stellgröße auf das Nennmoment des Antriebmotors  $M_{M,N}$  begrenzt ist, kann unter idealen Voraussetzungen der Arbeitspunktwechsel somit in einer minimalen Transitionszeit von  $T_{min}$ :

$$T_{min} = \Theta \frac{\Delta\Omega}{M_{M,N}} \quad (10.3)$$

durchgeführt werden.

Für die Berechnung der Ausregelzeit  $t_S$  wird ein Toleranzband von 5 % der Höhe des Führungsgrößensprungs um den Drehzahl Sollwert gewählt. In die Berechnung der normierten Ausregelzeit  $t_{S,norm}$  geht sowohl die minimale Transitionszeit  $T_{min}$  als auch das gewählte Toleranzband von 5 % ein:

$$t_{S,min} = \frac{t_S}{T_{min} \cdot (1 - 0,05)} \quad (10.4)$$

Somit wird erreicht, dass die normierten Ergebnisse unabhängig von der Gesamtträgheit  $\Theta$  und der Höhe der Stellgrößenbegrenzung des Antriebssystems sind.

#### Bestimmung der prozentualen Überschwingweite

Für die Bestimmung der prozentualen Überschwingweite bei einem Führungsgrößensprung *POS* (*percentage overshoot*) wird zunächst die absolute Überschwingweite *OS* (*overshoot*) bestimmt. Die Überschwingweite berechnet sich aus der Differenz des Maximalwertes des Drehzahlverlaufes und dem Drehzahl Sollwert  $\Omega_T^*$ , vgl. Abb. 10.8.

$$OS = \max(\Omega) - \Omega_T^* \quad (10.5)$$

Die prozentuale Überschwingweite berechnet sich mit Hilfe der absoluten Überschwingweite und der Höhe des Führungsgrößensprunges:

$$POS = \frac{OS}{\Omega_T^* - \Omega_0^*} \quad (10.6)$$

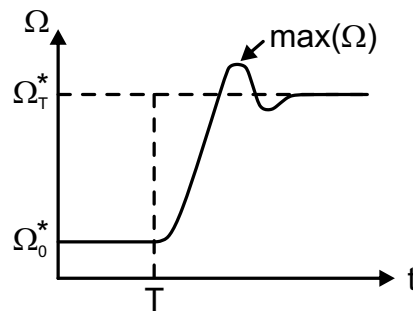


Abbildung 10.8: Bestimmung der prozentualen Überschwingweite für einen Führungsgrößensprung

## 10.2.2 Störverhalten

### Bestimmung der normierten Ausregelzeit

Die Ausregelzeit bei einem Störgrößensprung wird ähnlich wie bei einem Führungsgrößensprung normiert. In diesem Fall ist der Drehzahl Sollwert jedoch konstant und eine Drehzahlabweichung erfolgt nur infolge des angreifenden Lastmomentes  $M_L$  (Störgröße). Durch die Umrichtertotzeit (bzw. Sample- und Update-Verzögerung) kann ein angreifendes Lastmoment nicht sofort ausgeregelt werden. Durch die Umrichter verzögerung kommt es somit zunächst zu einem Drehzahleinbruch, vgl. Abb. 10.9. Die Tiefe des Drehzahleinbruches  $\Delta\Omega$  ist abhängig von der Totzeit des Umrichters  $T_t$ , der Höhe des angreifenden Lastmomentes  $M_L$  und dem Gesamtträgheitsmoment des betrachteten Antriebssystems  $\Theta$ :

$$\Delta\Omega = \frac{T_t \cdot M_L}{\Theta} \quad (10.7)$$

Wie auch bei der Normierung der Ausregelzeit bei einem Führungsgrößensprung wird von einem ideal starren Antriebssystem ausgegangen. Unter der Annahme, dass das Antriebsmoment sofort aufgebaut werden kann (Stromdynamik wird vernachlässigt), könnte im Idealfall nach einer weiteren Pulsperiode das maximale Antriebsmoment  $M_{M,N}$  gestellt werden. Die minimale Transitionszeit lässt sich in diesem Fall wie folgt berechnen:

$$T_{min} = \Theta \cdot \frac{\Delta\Omega}{M_{M,N} - M_L} \quad (10.8)$$



Um die durch die Umrichtertotzeit bedingte Drehzahleinbrüche erfassen zu können, wird für die Untersuchung des Störverhaltens ein deutlich engeres Toleranzband von 0,1% gewählt. In die Normierung der Ausregelzeit bei Störgrößensprüngen geht die Umrichtertotzeit  $T_t$ , die minimale Transitionszeit  $T_{min}$  und das gewählte Toleranzband ein:

$$t_{S,norm} = \frac{t_S}{(T_t + T_{min}) \cdot (1 - 0,001)} \quad (10.9)$$

Für die Untersuchung des Störverhaltens wird in dieser Arbeit ein Lastmoment von 50% des Nennmomentes des Antriebsmotors gewählt. In diesem Fall kann unter idealen Voraussetzungen die Störgröße innerhalb von zwei Pulsperioden kompensiert werden. Bei einer Pulsfrequenz von  $f_P = 5 \text{ kHz}$  ergibt sich eine minimale Transitionszeit von 0,4 ms.

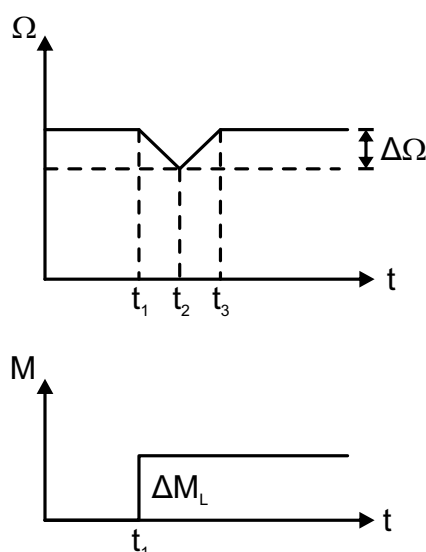


Abbildung 10.9: Drehzahleinbruch aufgrund der Umrichtertotzeit (bzw. Sample- und Update-Verzögerung) bei einem Störgrößensprung

### Bestimmung der prozentualen Überschwingweite

Bei einem Störgrößensprung bricht der Verlauf der Drehzahl zunächst ein und wird anschließend durch die Drehzahlregelung ausgeregelt. Aufgrund des Drehzahleinbruchs kann auch von einer Unterschwingweite  $US$  (*undershoot*) und somit auch von einer prozentualen Unterschwingweite  $PUS$  (*percentage undershoot*) gesprochen werden. Damit für einen Störgrößensprung die gleiche Notation wie für einen Führungsgrößensprung verwendet werden kann, wird im Folgenden beim Drehzahleinbruch von einer Überschwingweite  $OS$  bzw. einer prozentualen Überschwingweite  $POS$  gesprochen.

Für die Bestimmung der prozentualen Überschwingweite bei einem Störgrößensprung  $POS$  wird zunächst die absolute Überschwingweite  $OS$  bestimmt. Die Überschwingweite berechnet sich aus der Differenz des Minimalwertes des Drehzahlverlaufes und dem Drehzahlsollwert  $\Omega^*$ , vgl. Abb. 10.10:

$$OS = |\min(\Omega) - \Omega^*| \quad (10.10)$$

Die prozentuale Überschwingweite berechnet sich mit Hilfe der absoluten Überschwingweite und dem Drehzahl Sollwert  $\Omega^*$ :

$$POS = \frac{OS}{\Omega^*} \quad (10.11)$$

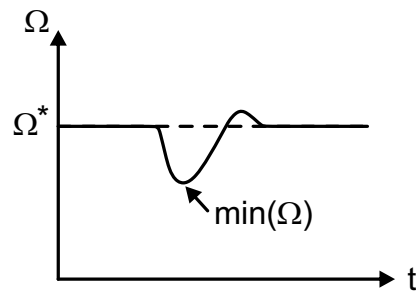


Abbildung 10.10: Bestimmung der prozentualen Überschwingweite für einen Störgrößensprung

### 10.3 Berechnung der Reglerkoeffizienten des PI-Reglers nach Zhang

In den folgenden Abschnitten werden die Herleitungen der drei verschiedenen Auslegungsmethoden von ZHANG erläutert. Das grundlegende Gleichungssystem lautet:

$$\begin{aligned}
 I \quad & k_P = 2T_M (\omega_{p1} D_{p1} + \omega_{p2} D_{p2}) \\
 II \quad & k_I = T_M T_L T_c (\omega_{p1}^2 \cdot \omega_{p2}^2) \\
 III \quad & \frac{1}{T_L T_c} + \frac{1}{T_M T_c} = \omega_{p1}^2 + \omega_{p2}^2 + 4\omega_{p1} \omega_{p2} D_{p1} D_{p2} - \omega_{p1}^2 \omega_{p2}^2 T_L T_c \\
 IV \quad & \omega_{p1} D_{p1} \left( \omega_{p2}^2 - \frac{1}{T_L T_c} \right) = \omega_{p2} D_{p2} \left( \frac{1}{T_L T_c} - \omega_{p1}^2 \right)
 \end{aligned} \tag{10.12}$$

#### Berechnung der Reglerkoeffizienten mit einheitlichem Radius

Bei der Auslegung der Polstellen der PI-Regelung mit einheitlichem Radius gilt:

$$\omega_{p1} = \omega_{p2} = \omega_p \tag{10.13}$$

Für das Gleichungssystem (10.12) folgt somit:

$$\begin{aligned}
 I \quad & k_P = 2T_M \omega_p (D_{p1} + D_{p2}) \\
 II \quad & k_I = T_M T_L T_c \omega_p^4 \\
 III \quad & \frac{1}{T_L T_c} + \frac{1}{T_M T_c} = \omega_p^2 (2 + 4D_{p1} D_{p2} - \omega_p^2 T_L T_c) \\
 IV \quad & D_{p1} \left( \omega_p^2 - \frac{1}{T_L T_c} \right) = D_{p2} \left( \frac{1}{T_L T_c} - \omega_p^2 \right)
 \end{aligned} \tag{10.14}$$

Durch weiteres Umformen der Gleichung IV aus dem Gleichungssystem (10.14) ergibt sich:

$$IV \quad \omega_p^2 = \frac{1}{T_L T_c} \Rightarrow \omega_p = \frac{1}{\sqrt{T_L T_c}} \tag{10.15}$$

Das Einsetzen der Gleichung (10.15) in Gleichung III aus dem Gleichungssystem (10.14) liefert den folgenden Zusammenhang:

$$III \quad D_{p1} D_{p2} = \frac{1}{4} \frac{T_L}{T_M} \Rightarrow D_{p2} = \frac{1}{4} \frac{T_L}{T_M} \frac{1}{D_{p1}} \tag{10.16}$$

#### Berechnung der Reglerkoeffizienten mit einheitlichem Dämpfungskoeffizienten

Bei der Auslegung der Polstellen der PI-Regelung mit einheitlichem Dämpfungskoeffizienten gilt:

$$D_{p1} = D_{p2} = D_p \tag{10.17}$$

Für das Gleichungssystem (10.12) folgt somit:

$$\begin{aligned}
 I & k_p = 2T_M D_p (\omega_{p1} + \omega_{p2}) \\
 II & k_I = T_M T_L T_c (\omega_{p1}^2 \cdot \omega_{p2}^2) \\
 III & \frac{1}{T_L T_c} + \frac{1}{T_M T_c} = \omega_{p1}^2 + \omega_{p2}^2 + 4\omega_{p1}\omega_{p2}D_p^2 - \omega_{p1}^2\omega_{p2}^2 T_L T_c \quad (10.18) \\
 IV & \omega_{p1} \left( \omega_{p2}^2 - \frac{1}{T_L T_c} \right) = \omega_{p2} \left( \frac{1}{T_L T_c} - \omega_{p1}^2 \right)
 \end{aligned}$$

Durch Umformung der Gleichung IV des Gleichungssystems (10.18) folgt:

$$\begin{aligned}
 IV & \omega_{p1}\omega_{p2}(\omega_{p1} + \omega_{p2}) = \frac{1}{T_L T_c} (\omega_{p1} + \omega_{p2}) \\
 IV \Leftrightarrow & \omega_{p2} = \frac{1}{\omega_{p1}} \frac{1}{T_L T_c} \quad (10.19)
 \end{aligned}$$

Durch Einsetzen der Gleichung (10.19) in Gleichung III des Gleichungssystems (10.18) folgt:

$$\begin{aligned}
 III & \frac{1}{T_L T_c} + \frac{1}{T_M T_c} = \omega_{p1}^2 + \frac{1}{\omega_{p1}^2} \frac{1}{T_L^2 T_c^2} + 4 \frac{1}{T_L T_c} D_p^2 - \frac{1}{T_L T_c} \cdot T_L T_c \\
 III \Leftrightarrow & \omega_{p1}^2 T_L T_c + \frac{1}{\omega_{p1}^2} \frac{1}{T_L T_c} - 2 = \frac{T_L}{T_M} - 4D_p^2 \\
 III \Leftrightarrow & \left( \frac{1}{\omega_{p1}} \frac{1}{\sqrt{T_L T_c}} - \omega_{p1} \sqrt{T_L T_c} \right)^2 = \frac{T_L}{T_M} - 4D_p^2 \cdot \sqrt{\dots} \quad (10.20) \\
 III \Leftrightarrow & \frac{1}{\omega_{p1}} \frac{1}{\sqrt{T_L T_c}} - \omega_{p1} \sqrt{T_L T_c} = \sqrt{\frac{T_L}{T_M} - 4D_p^2} \cdot \omega_{p1} \frac{1}{\sqrt{T_L T_c}} \\
 III \Leftrightarrow & \omega_{p1}^2 + \sqrt{\frac{T_L}{T_M} - 4D_p^2} \frac{1}{\sqrt{T_L T_c}} \omega_{p1} - \frac{1}{T_L T_c} = 0
 \end{aligned}$$

Durch Lösen der quadratischen Gleichung folgt:

$$III \quad \omega_{p1,2} = \frac{1}{2\sqrt{T_L T_c}} \left( -\sqrt{\frac{T_L}{T_M} - 4D_p^2} \pm \sqrt{\frac{T_L}{T_M} - 4D_p^2 + 4} \right) \quad (10.21)$$

Da  $\omega_{p1}$  eine positive reelle Zahl ist, muss der zweite Term in der Klammer aus Gleichung (10.21) positiv sein. Es folgt:

$$III \quad \omega_{p1} = \frac{\sqrt{\frac{T_L}{T_M} - 4D_p^2 + 4} - \sqrt{\frac{T_L}{T_M} - 4D_p^2}}{2\sqrt{T_L T_c}} \quad (10.22)$$

Durch Einsetzen der Gleichung (10.22) in Gleichung (10.19) folgt:

$$\begin{aligned}
 IV \quad \omega_{p2} &= \frac{1}{T_L T_c} \frac{2\sqrt{T_L T_c}}{\sqrt{\frac{T_L}{T_M} - 4D_p^2 + 4} - \sqrt{\frac{T_L}{T_M} - 4D_p^2}} \\
 IV \Leftrightarrow \omega_{p2} &= \frac{1}{\sqrt{T_L T_c}} \frac{2}{\sqrt{\frac{T_L}{T_M} - 4D_p^2 + 4} - \sqrt{\frac{T_L}{T_M} - 4D_p^2}} \cdot \frac{\sqrt{\frac{T_L}{T_M} - 4D_p^2 + 4} + \sqrt{\frac{T_L}{T_M} - 4D_p^2}}{\sqrt{\frac{T_L}{T_M} - 4D_p^2 + 4} + \sqrt{\frac{T_L}{T_M} - 4D_p^2}} \\
 IV \Leftrightarrow \omega_{p2} &= \frac{2}{\sqrt{T_L T_c}} \frac{\sqrt{\frac{T_L}{T_M} - 4D_p^2 + 4} + \sqrt{\frac{T_L}{T_M} - 4D_p^2}}{\frac{T_L}{T_M} - 4D_p^2 + 4 - \frac{T_L}{T_M} - 4D_p^2} \\
 IV \Leftrightarrow \omega_{p2} &= \frac{\sqrt{\frac{T_L}{T_M} - 4D_p^2 + 4} + \sqrt{\frac{T_L}{T_M} - 4D_p^2}}{2\sqrt{T_L T_c}}
 \end{aligned} \tag{10.23}$$

### Berechnung der Reglerkoeffizienten mit einheitlichem Realteil

Bei der Auslegung der Polstellen der PI-Regelung mit einheitlichem Realteil gilt:

$$-\omega_{p1} D_{p1} = -\omega_{p2} D_{p2} \tag{10.24}$$

Für das Gleichungssystem (10.12) folgt somit:

$$\begin{aligned}
 I \quad k_p &= 4T_M \omega_{p1} D_{p1} \\
 II \quad k_I &= T_M T_L T_c (\omega_{p1}^2 \cdot \omega_{p2}^2) \\
 III \quad \frac{1}{T_L T_c} + \frac{1}{T_M T_c} &= \omega_{p1}^2 + \omega_{p2}^2 + 4\omega_{p1}^2 D_{p1}^2 - \omega_{p1}^2 \omega_{p2}^2 T_L T_c \\
 IV \quad \omega_{p2}^2 - \frac{1}{T_L T_c} &= \frac{1}{T_L T_c} - \omega_{p1}^2
 \end{aligned} \tag{10.25}$$

Aus Gleichung *IV* des Gleichungssystems (10.25) folgt direkt:

$$IV \quad \omega_{p2}^2 = \frac{2}{T_L T_c} - \omega_{p1}^2 \tag{10.26}$$

Durch Einsetzen der Gleichung (10.26) in Gleichung *III* des Gleichungssystems (10.25) folgt:

$$\begin{aligned}
 III \quad \frac{1}{T_L T_c} + \frac{1}{T_M T_c} &= \omega_{p1}^2 + \frac{2}{T_L T_c} - \omega_{p1}^2 + 4\omega_{p1}^2 D_{p1}^2 - \omega_{p1}^2 \left( \frac{2}{T_L T_c} - \omega_{p1}^2 \right) T_L T_c \cdot \frac{1}{T_L T_c} \\
 III \Leftrightarrow \omega_{p1}^4 + 2\omega_{p1}^2 (2D_{p1}^2 - 1) \frac{1}{T_L T_c} &+ \frac{1}{T_L^2 T_c^2} \left( 1 - \frac{T_L}{T_M} \right) = 0
 \end{aligned} \tag{10.27}$$

Mit  $x = \omega_{p1}^2$  folgt:

$$III \quad x^2 + 2x(2D_{p1}^2 - 1) \frac{1}{T_L T_c} + \frac{1}{T_L^2 T_c^2} \left( 1 - \frac{T_L}{T_M} \right) = 0 \tag{10.28}$$

Das Lösen der quadratischen Gleichung (10.28) führt zu:

$$III \quad x_{1,2} = \frac{1}{T_L T_c} \left( 1 - 2D_{p1}^2 \pm \sqrt{4D_{p1}^4 - 4D_{p1}^2 + \frac{T_L}{T_M}} \right) \quad (10.29)$$

Da  $x = \omega_{p1}^2$  eine positive reelle Zahl ist, muss der zweite Term der Klammer aus Gleichung (10.29) positiv sein. Es folgt:

$$III \quad \omega_{p1}^2 = \frac{1}{T_L T_c} \left( 1 - 2D_{p1}^2 + \sqrt{4D_{p1}^4 - 4D_{p1}^2 + \frac{T_L}{T_M}} \right) \quad (10.30)$$

Somit ergibt sich die Eigenfrequenz  $\omega_{p1}$  zu:

$$III \quad \omega_{p1} = \frac{1}{\sqrt{T_L T_c}} \sqrt{1 - 2D_{p1}^2 + \sqrt{4D_{p1}^4 - 4D_{p1}^2 + \frac{T_L}{T_M}}} \quad (10.31)$$

Durch Einsetzen der Gleichung (10.30) in Gleichung (10.26) folgt:

$$IV \quad \omega_{p2}^2 = \frac{2}{T_L T_c} - \frac{1}{T_L T_c} \left( 1 - 2D_{p1}^2 + \sqrt{4D_{p1}^4 - 4D_{p1}^2 + \frac{T_L}{T_M}} \right) \quad (10.32)$$

$$IV \Leftrightarrow \omega_{p2}^2 = \frac{1}{T_L T_c} \left( 1 + 2D_{p1}^2 - \sqrt{4D_{p1}^4 - 4D_{p1}^2 + \frac{T_L}{T_M}} \right)$$

Für die Eigenfrequenz  $\omega_{p2}$  ergibt sich somit:

$$IV \quad \omega_{p2} = \frac{1}{\sqrt{T_L T_c}} \sqrt{1 + 2D_{p1}^2 - \sqrt{4D_{p1}^4 - 4D_{p1}^2 + \frac{T_L}{T_M}}} \quad (10.33)$$

## 10.4 Weitere Simulations- und Messergebnisse

### 10.4.1 Verifikationsmessungen am Laborteststand

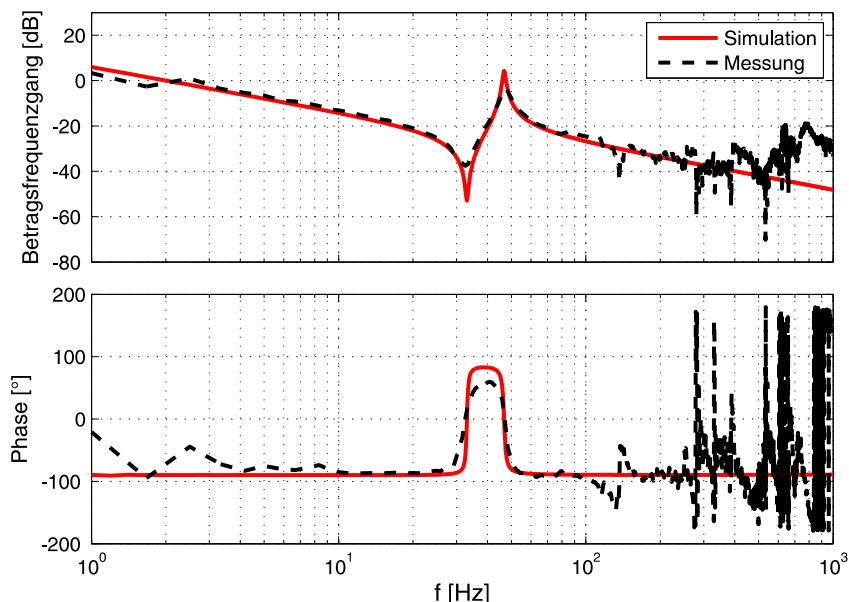


Abbildung 10.11: Vergleich des Amplituden- und Phasengangs  $G_S(j\omega) = \frac{\Omega_M}{M_M^*}$  aus Simulation (rot) und Messung (schwarz); Trägheitsmoment A, Torsionswelle 1 (Antriebskonfiguration A1);  $R = 1,05$

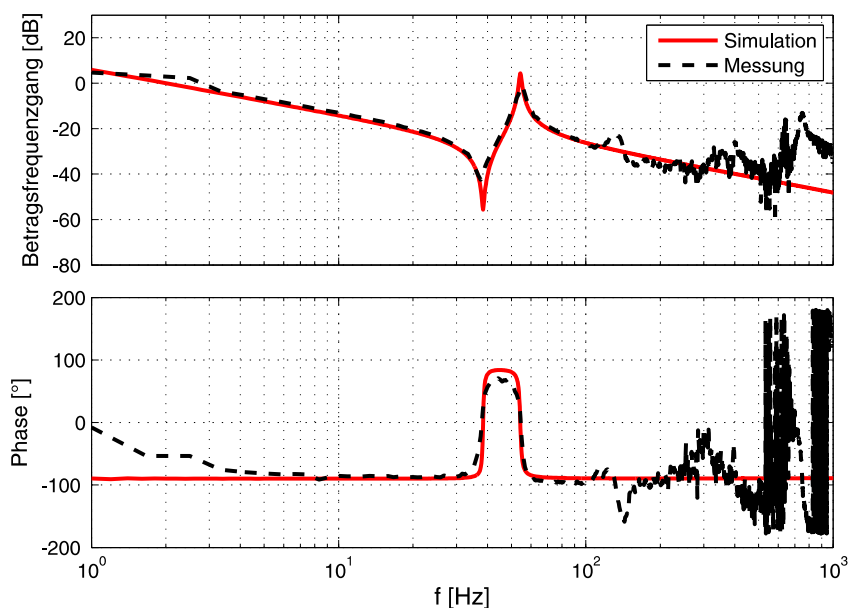


Abbildung 10.12: Vergleich des Amplituden- und Phasengangs  $G_S(j\omega) = \frac{\Omega_M}{M_M^*}$  aus Simulation (rot) und Messung (schwarz); Massenträgheit A, Torsionswelle 2 (Antriebskonfiguration A2);  $R = 1,0$

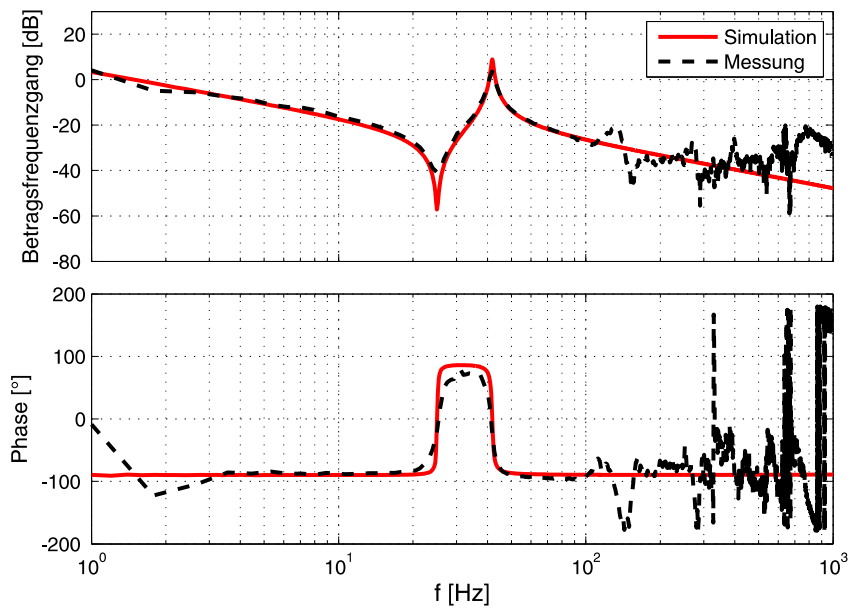


Abbildung 10.13: Vergleich des Amplituden- und Phasengangs  $G_S(j\omega) = \frac{\Omega_M}{M_M^*}$  aus Simulation (rot) und Messung (schwarz); Massenträgheit B, Torsionswelle 1 (Antriebskonfiguration B1);  $R = 1,79$

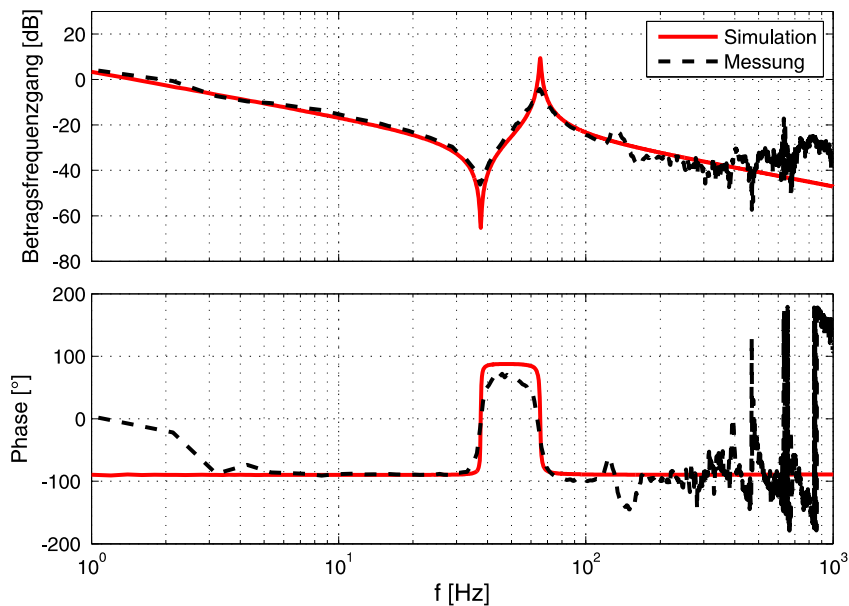


Abbildung 10.14: Vergleich des Amplituden- und Phasengangs  $G_S(j\omega) = \frac{\Omega_M}{M_M^*}$  aus Simulation (rot) und Messung (schwarz); Massenträgheit B, Torsionswelle 3 (Antriebskonfiguration B3);  $R = 2,03$



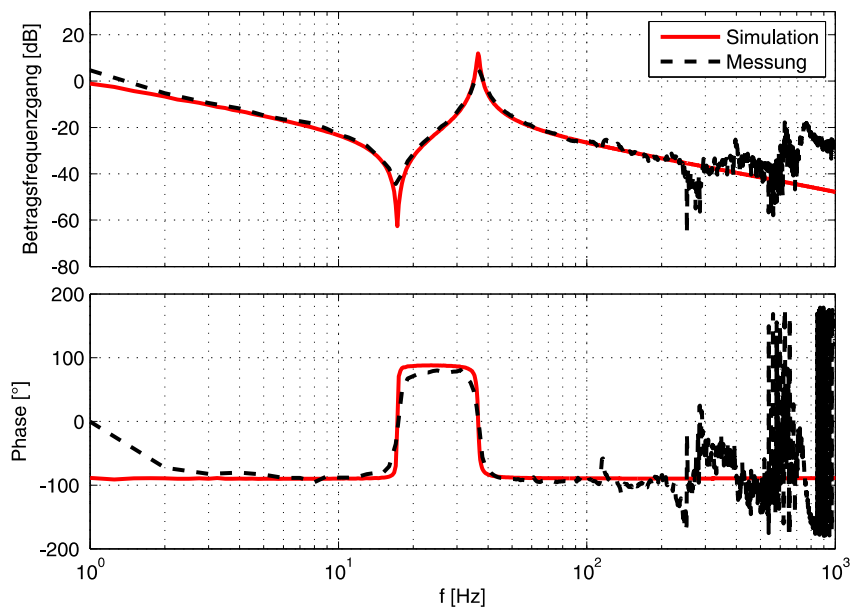


Abbildung 10.15: Vergleich des Amplituden- und Phasengangs  $G_S(j\omega) = \frac{\Omega_M}{M_M^*}$  aus Simulation (rot) und Messung (schwarz); Massenträgheit C, Torsionswelle 1 (Antriebskonfiguration C1);  $R = 3,48$

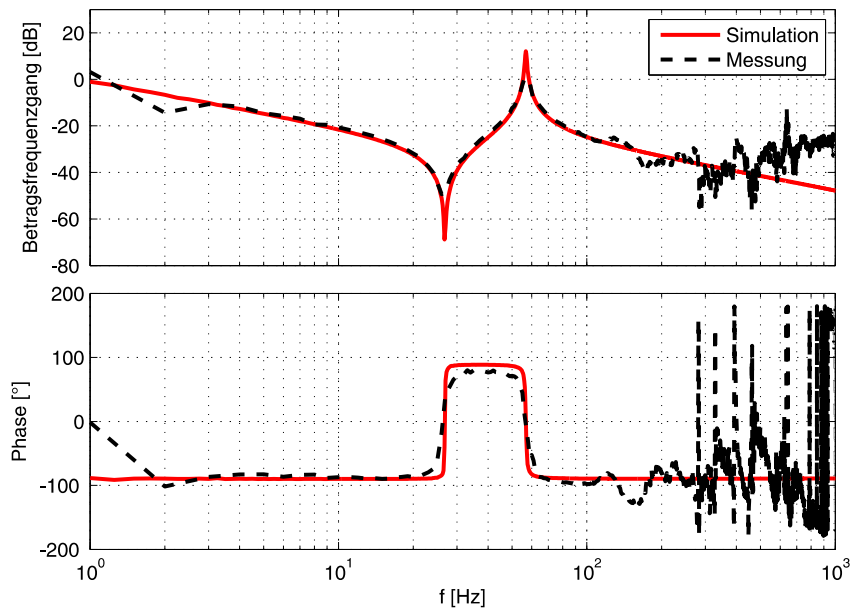


Abbildung 10.16: Vergleich des Amplituden- und Phasengangs  $G_S(j\omega) = \frac{\Omega_M}{M_M^*}$  aus Simulation (rot) und Messung (schwarz); Massenträgheit C, Torsionswelle 3 (Antriebskonfiguration C3);  $R = 3,48$

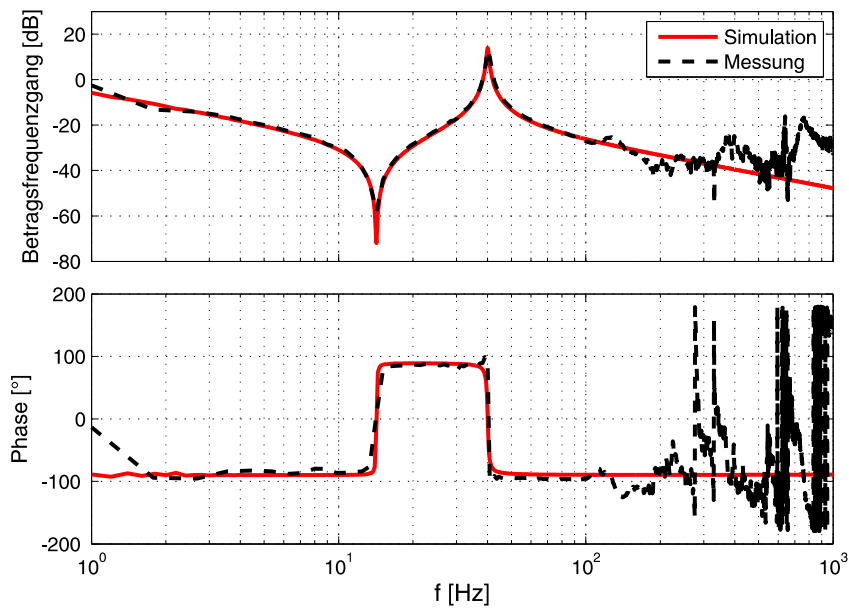


Abbildung 10.17: Vergleich des Amplituden- und Phasengangs  $G_S(j\omega) = \frac{\Omega_M}{M_M^*}$  aus Simulation (rot) und Messung (schwarz); Massenträgheit D, Torsionswelle 2 (Antriebskonfiguration D2);  $R = 6,35$

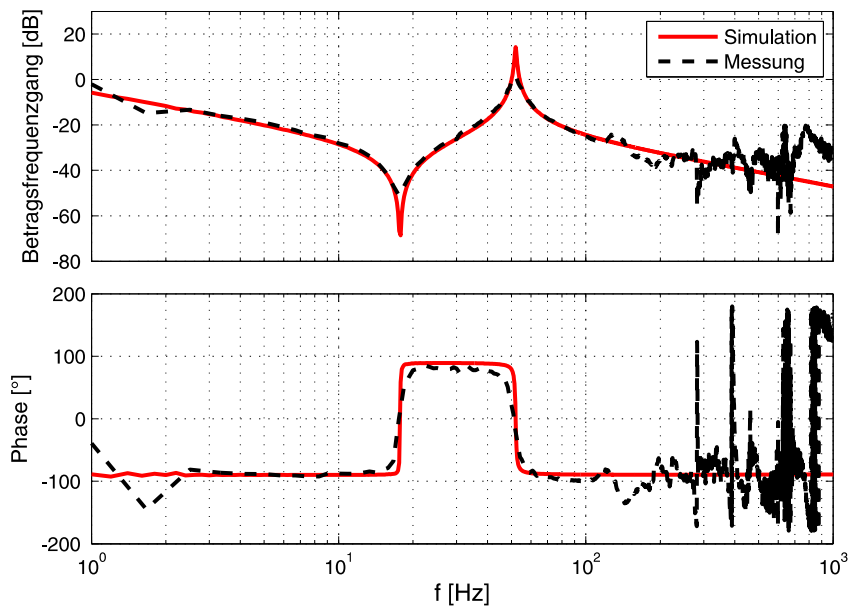


Abbildung 10.18: Vergleich des Amplituden- und Phasengangs  $G_S(j\omega) = \frac{\Omega_M}{M_M^*}$  aus Simulation (rot) und Messung (schwarz); Massenträgheit D, Torsionswelle 3 (Antriebskonfiguration D3);  $R = 7,61$

## 10.4.2 PI-Regelung

### Symmetrisches Optimum

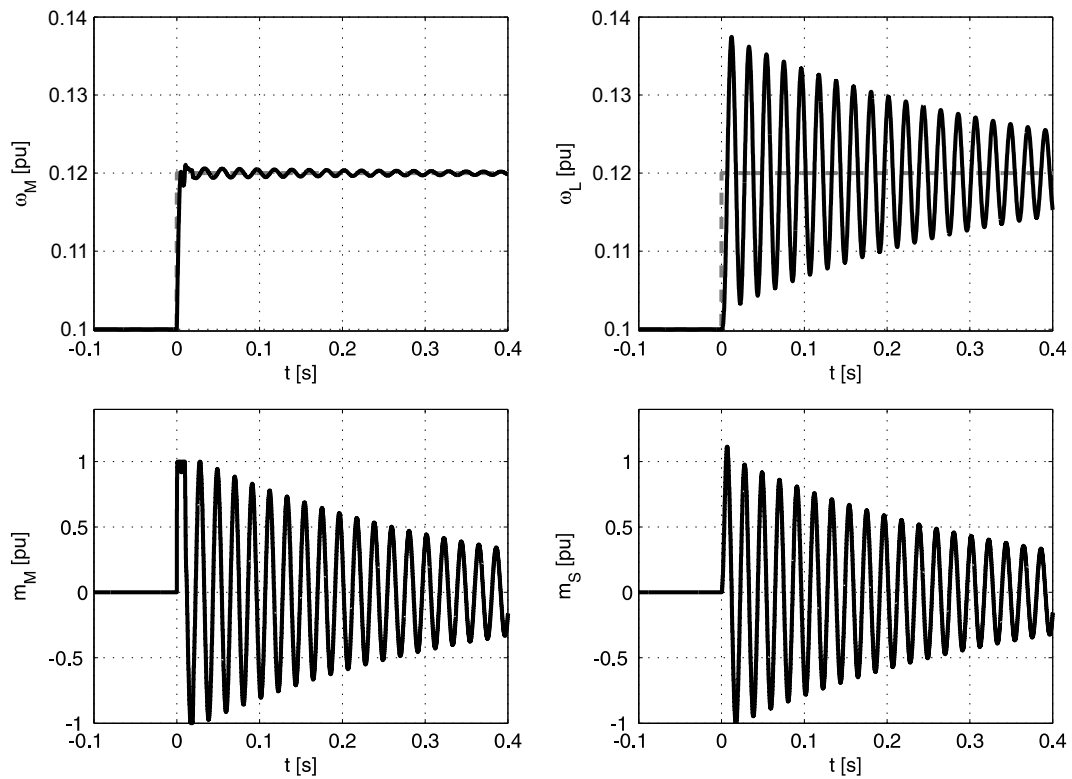


Abbildung 10.19: Simulationsergebnisse der PI-Drehzahlregelung optimiert nach dem SO für weiche Ankopplungen: Führungsgrößensprung von 2 % der Nenndrehzahl, Konfiguration A3

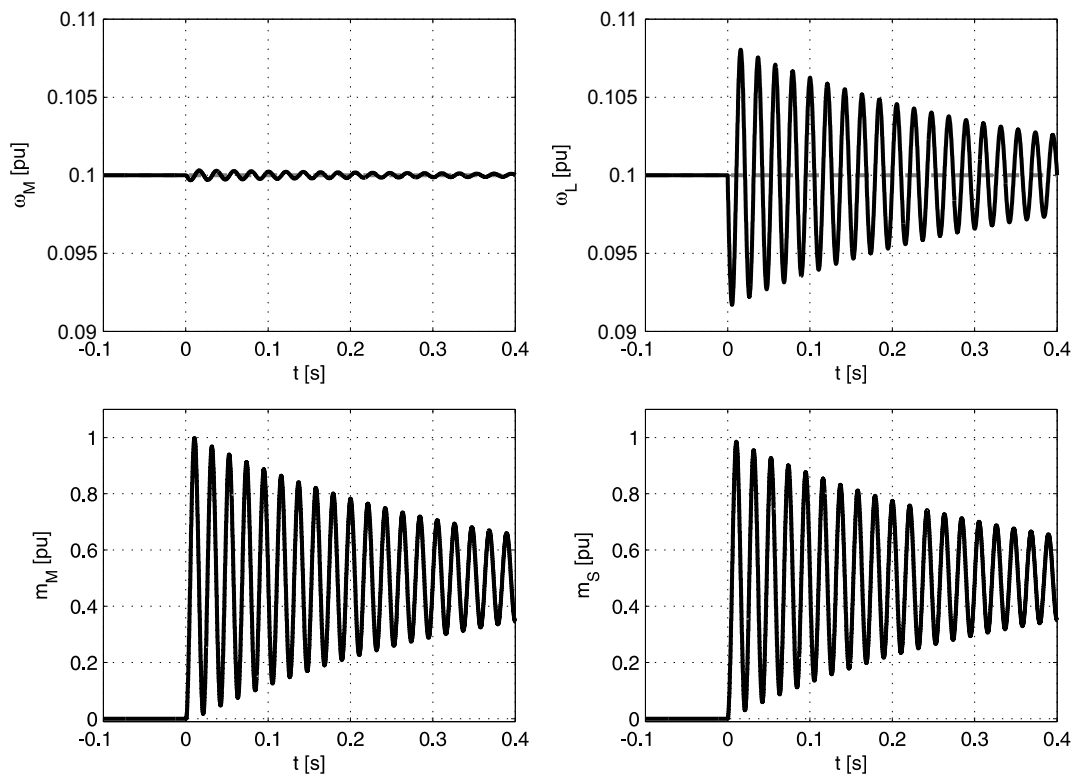


Abbildung 10.20: Simulationsergebnisse der PI-Drehzahlregelung optimiert nach dem SO für weiche Ankopplungen: Störgrößensprung von 50 % des Nennmomentes, Konfiguration A3

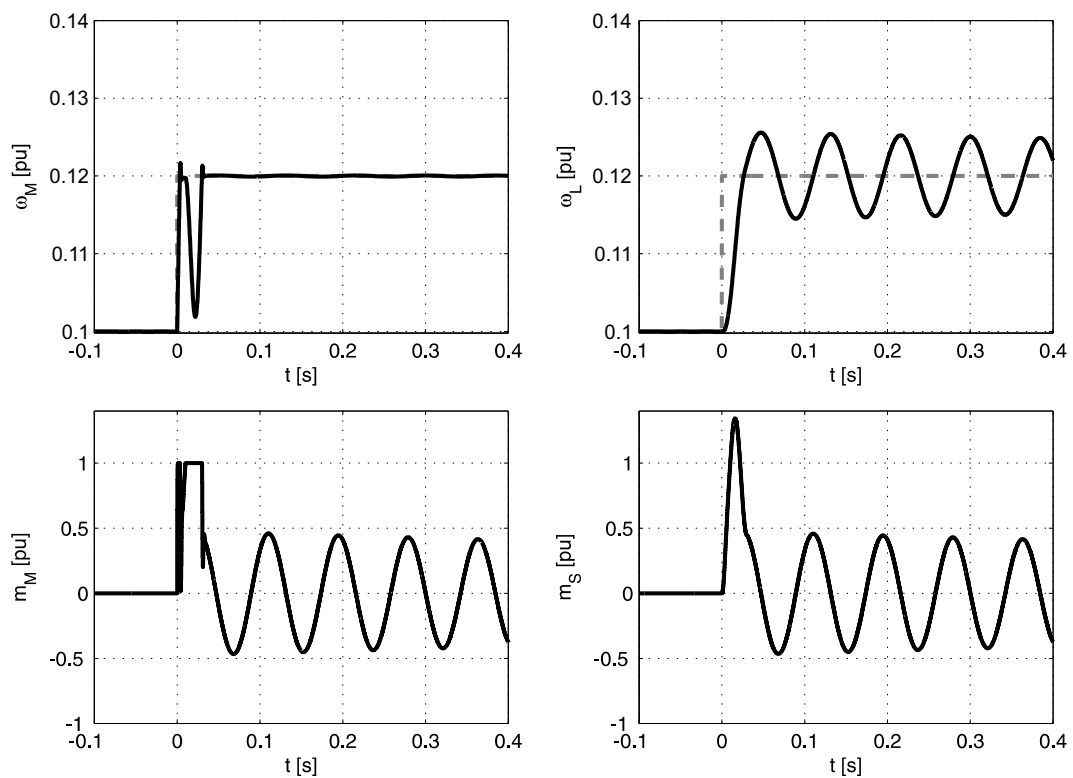


Abbildung 10.21: Simulationsergebnisse der PI-Drehzahlregelung optimiert nach dem SO für weiche Ankopplungen: Störgrößensprung von 2 % der Nennzahl, Konfiguration D1

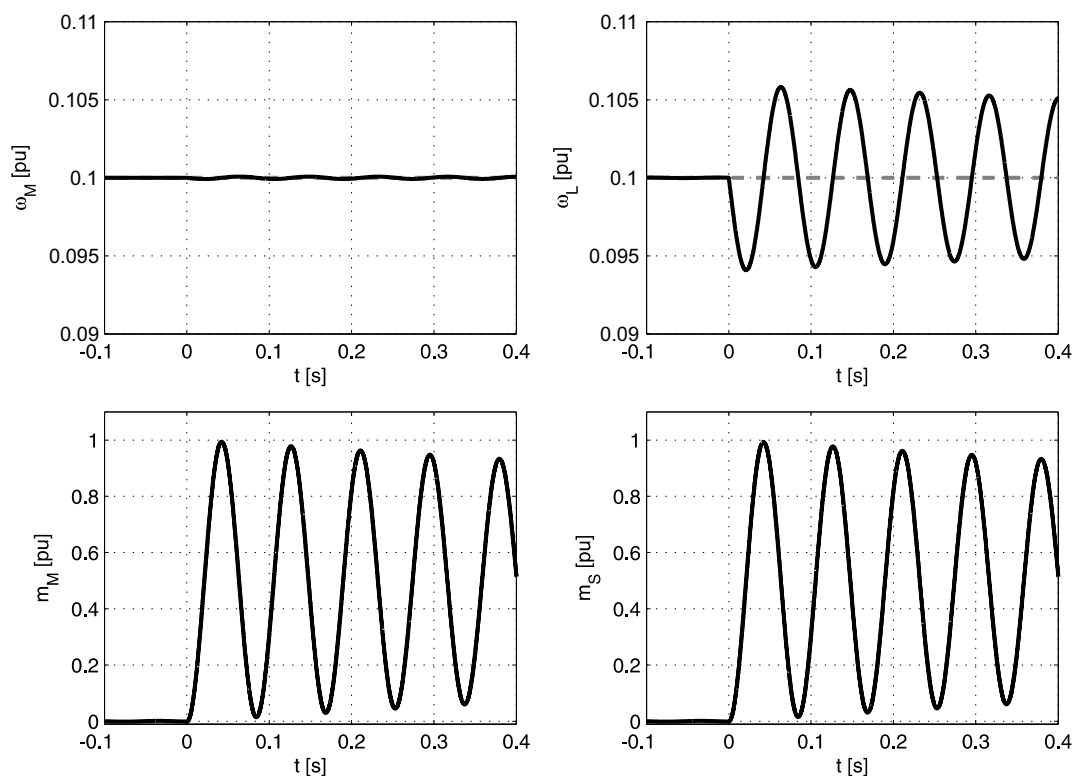


Abbildung 10.22: Simulationsergebnisse der PI-Drehzahlregelung optimiert nach dem SO für weiche Ankopplungen: Störgrößensprung von 50 % des Nennmomentes, Konfiguration D1

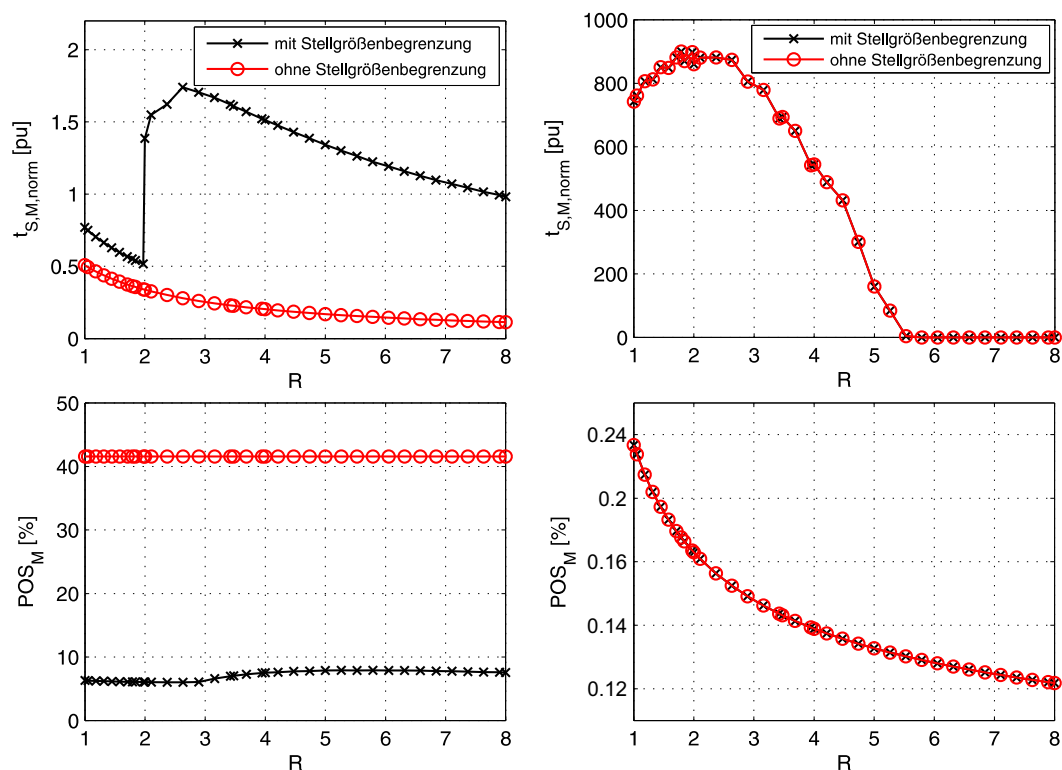


Abbildung 10.23: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert nach dem SO in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$ ; Führungsgrößensprung von 2 % (links) und Störgrößensprung von 50 % (rechts);  $T_M = 160,9 \text{ ms}$ ,  $T_c = 0,107 \text{ ms}$ ,  $d = 0,85$

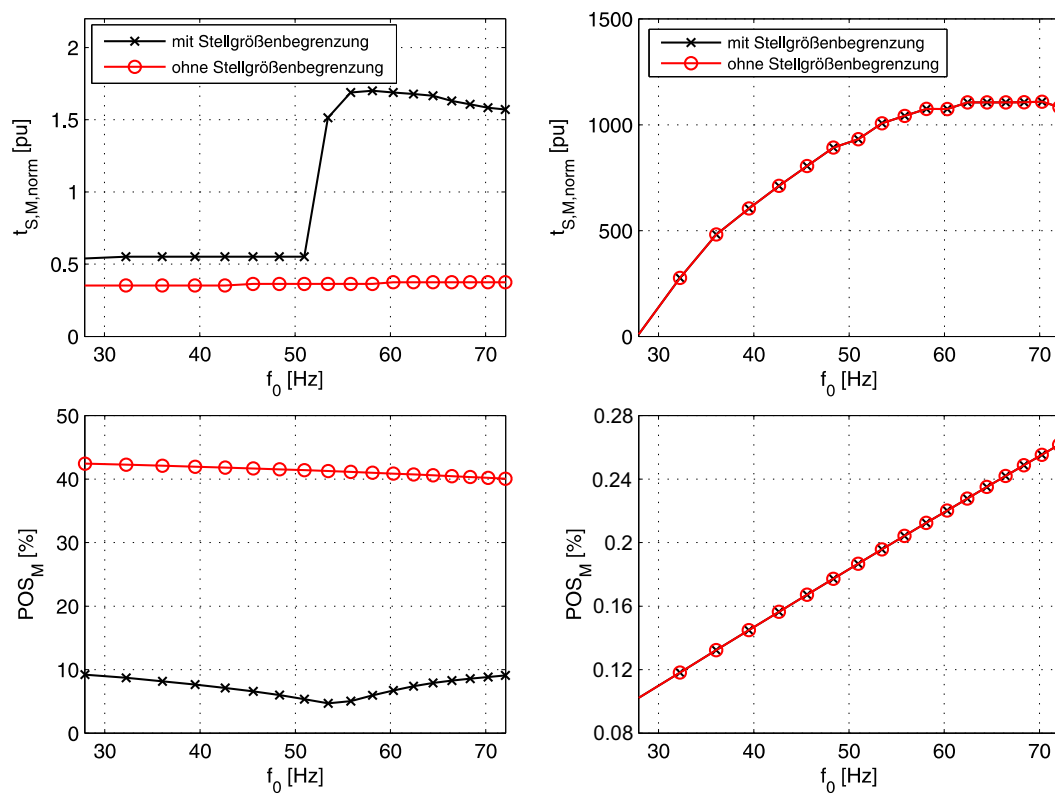


Abbildung 10.24: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert nach dem SO in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$ ; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_L = 287,9$  ms,  $d = 0,85$ ,  $R = 1,79$

Wertz

Steife Systeme

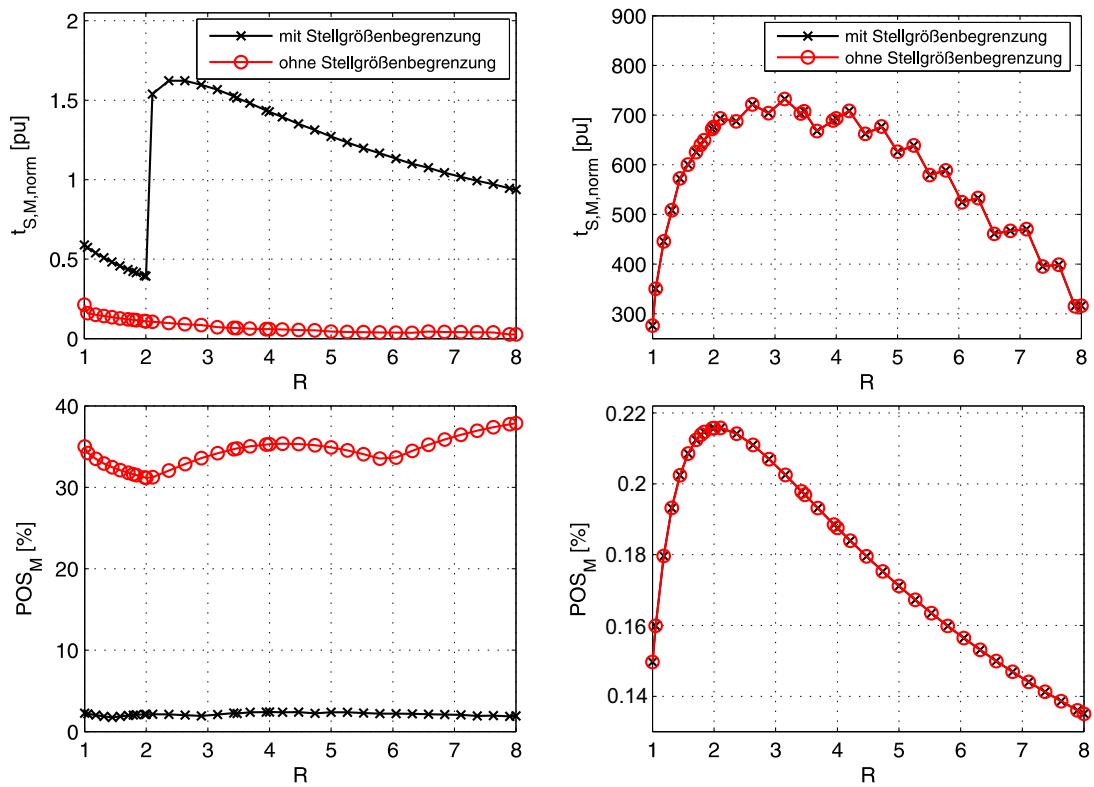


Abbildung 10.25: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert nach dem erweiterten Symmetrischen Optimum für steife Systeme nach WERTZ in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$ ; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_c = 0,107$  ms,  $d = 0,85$

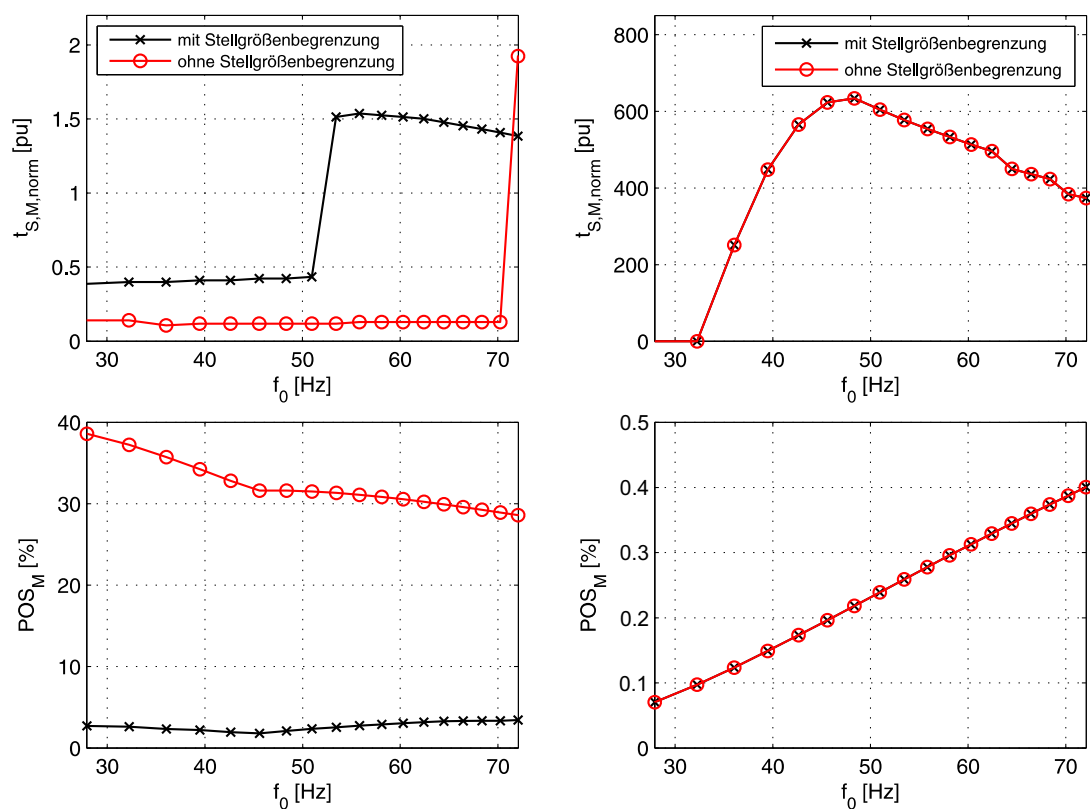


Abbildung 10.26: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert nach dem erweiterten Symmetrischen Optimum für steife Systeme nach WERTZ in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$ ; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_L = 287,9$  ms,  $d = 0,85$ ,  $R = 1,79$



Elastische Systeme

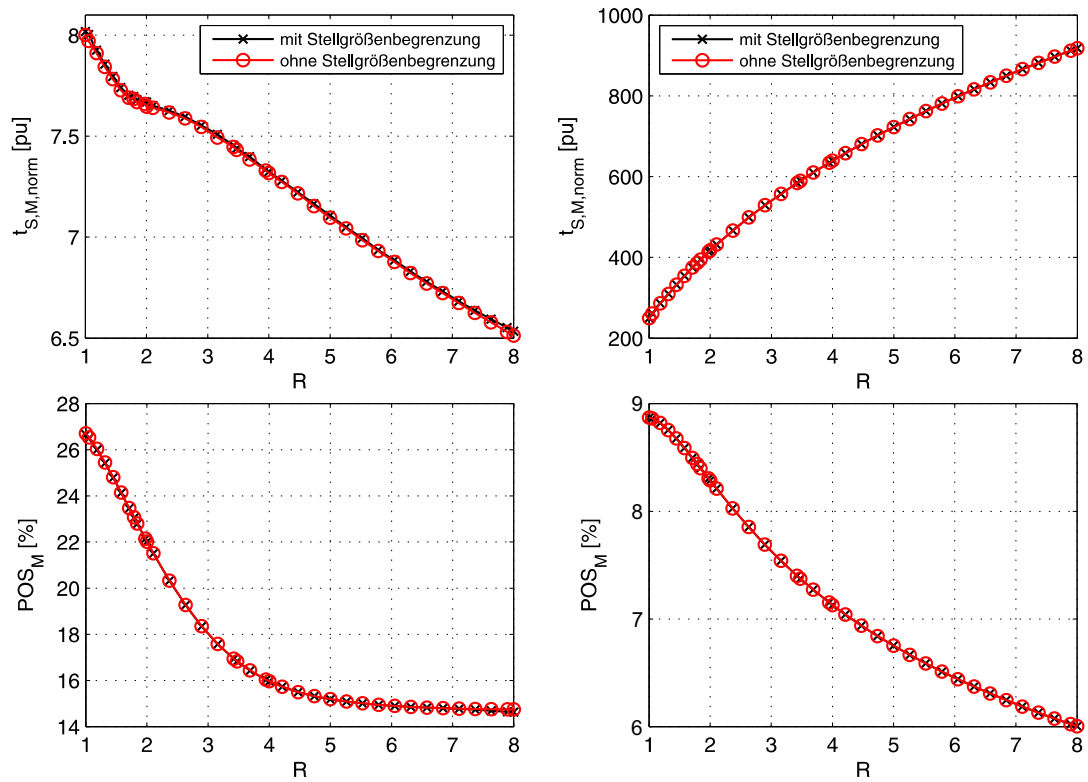


Abbildung 10.27: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert nach dem erweiterten Symmetrischen Optimum für elastische Systeme nach WERTZ in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$ ; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_c = 0,107$  ms,  $d = 0,85$

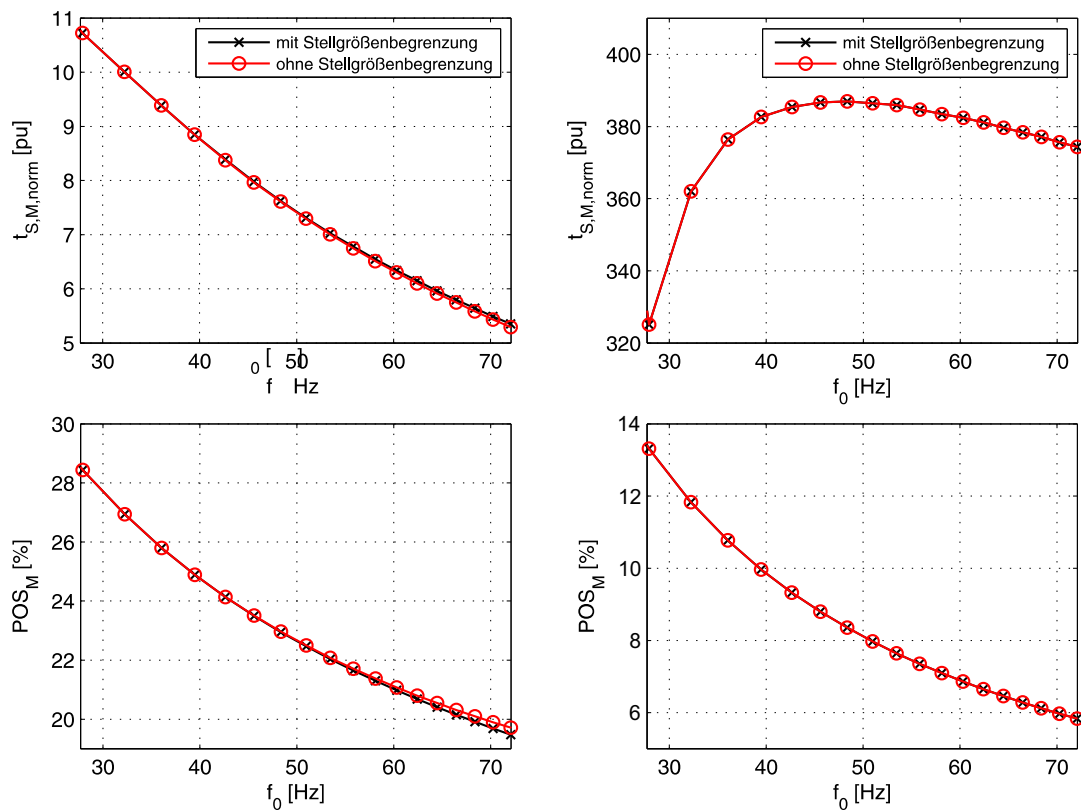


Abbildung 10.28: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert nach dem erweiterten Symmetrischen Optimum für elastische Systeme nach WERTZ in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$ ; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9 \text{ ms}$ ,  $T_L = 287,9 \text{ ms}$ ,  $d = 0,85$ ,  $R = 1,79$

Szabat

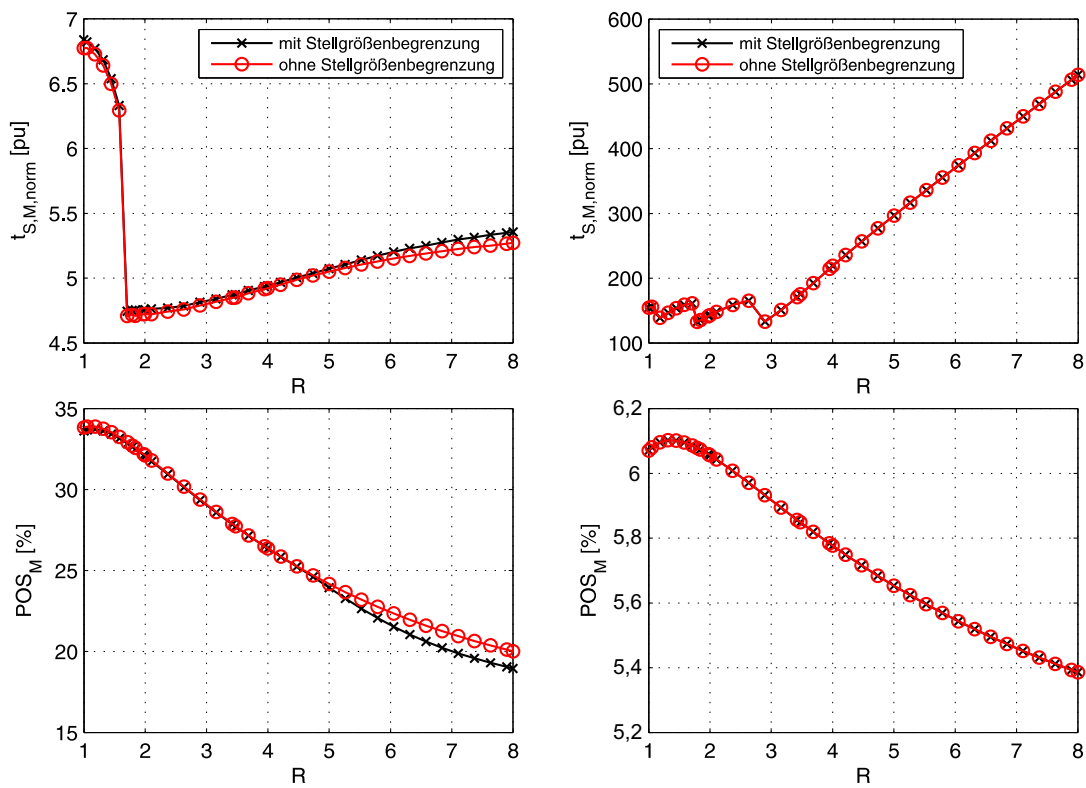


Abbildung 10.29: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach SZABAT in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$ ; Führungsgrößen-sprung von 2% (links) und Störgrößen-sprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_c = 0,107$  ms,  $d = 0,85$

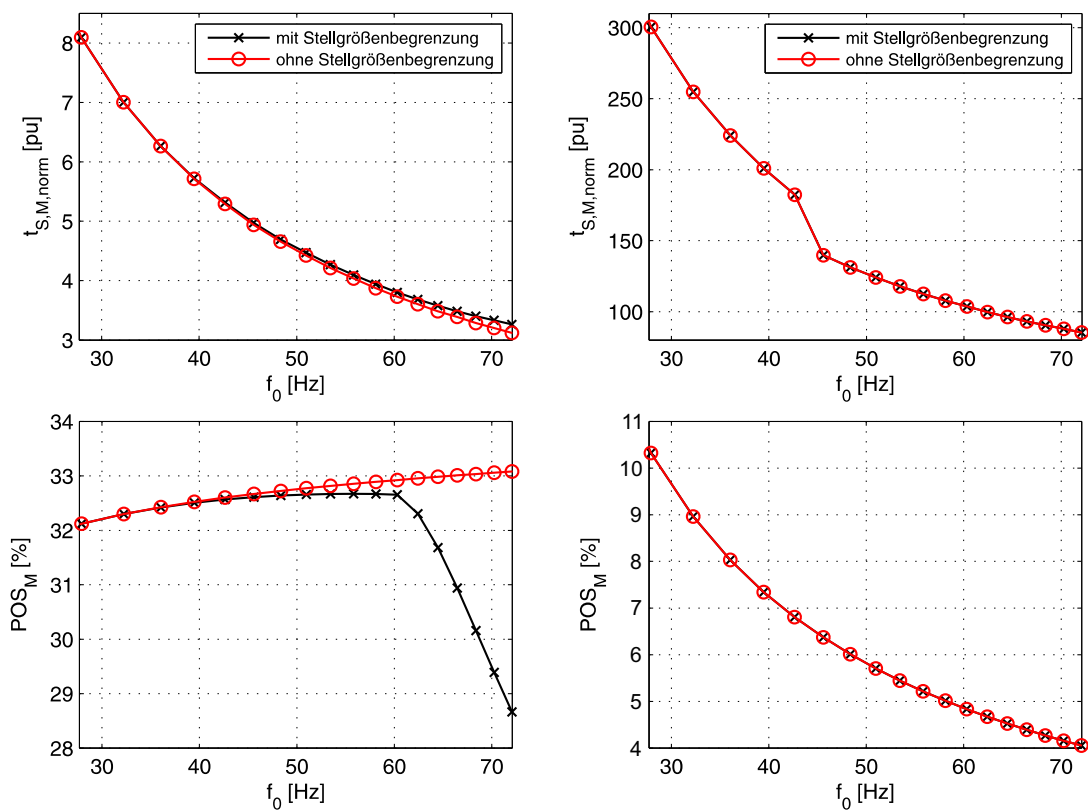


Abbildung 10.30: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach SZABAT in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$ ; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_L = 287,9$  ms,  $d = 0,85$ ,  $R = 1,79$

Zhang

Einheitliche Dämpfung

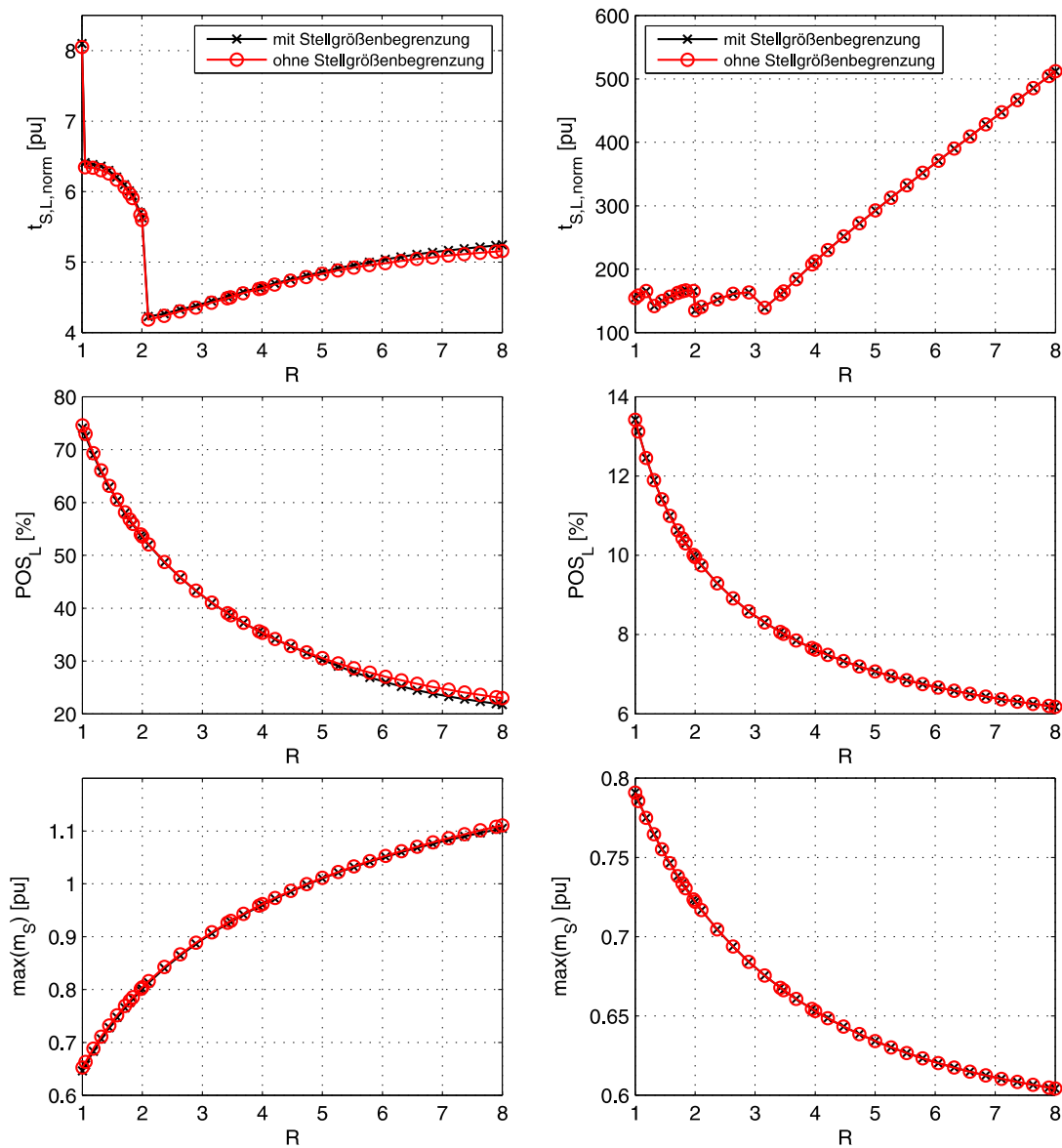


Abbildung 10.31: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach ZHANG in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$ : einheitliche Dämpfung; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_c = 0,107$  ms,  $d = 0,85$

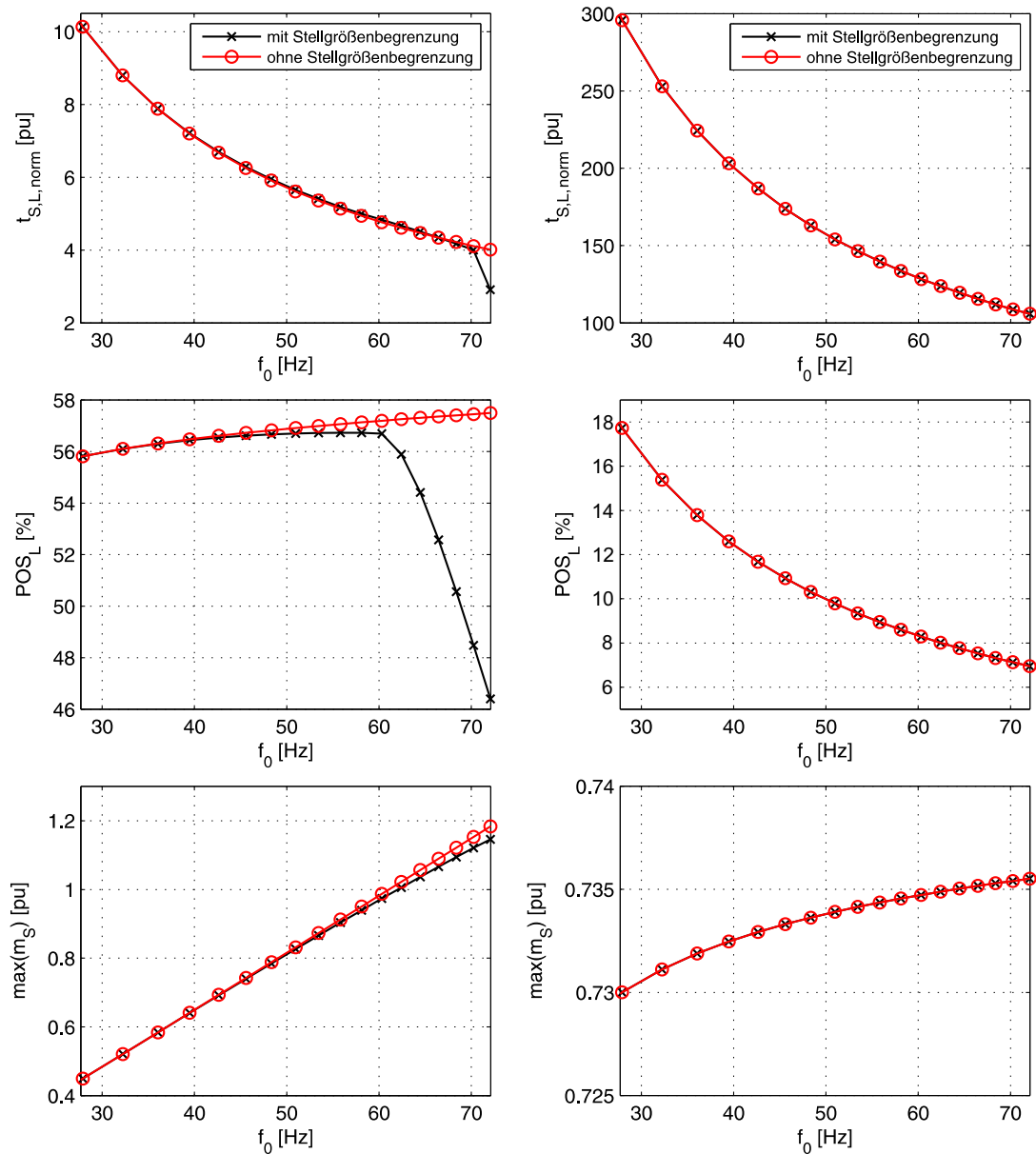


Abbildung 10.32: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach ZHANG in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$ : einheitliche Dämpfung; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_L = 287,9$  ms,  $d = 0,85$ ,  $R = 1,79$

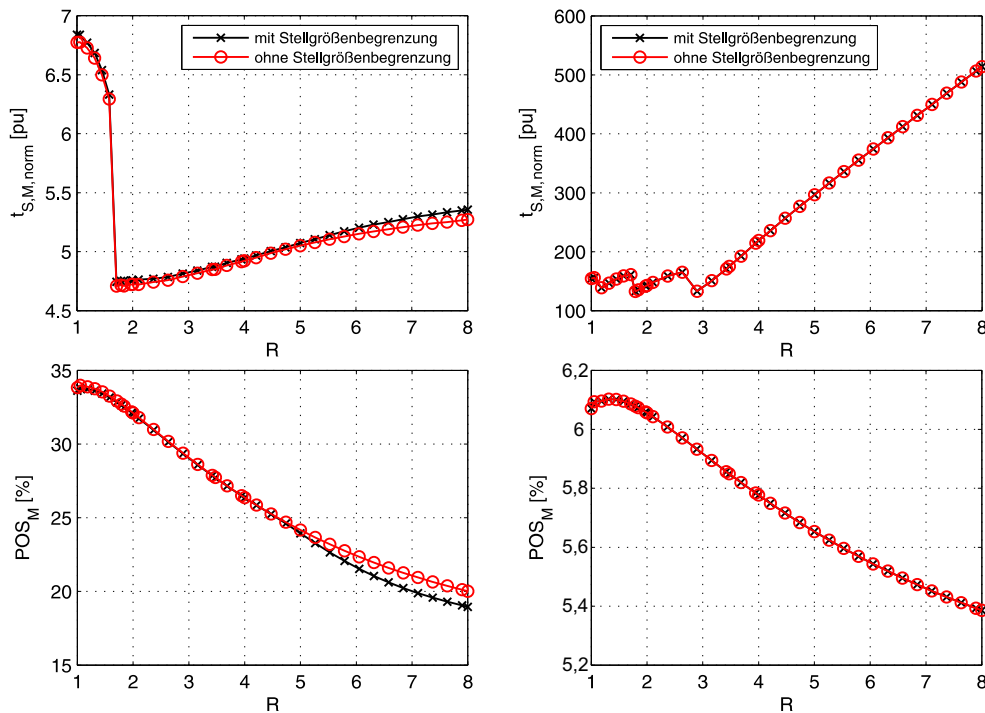


Abbildung 10.33: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach ZHANG in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$ : einheitliche Dämpfung; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_c = 0,107$  ms,  $d = 0,85$

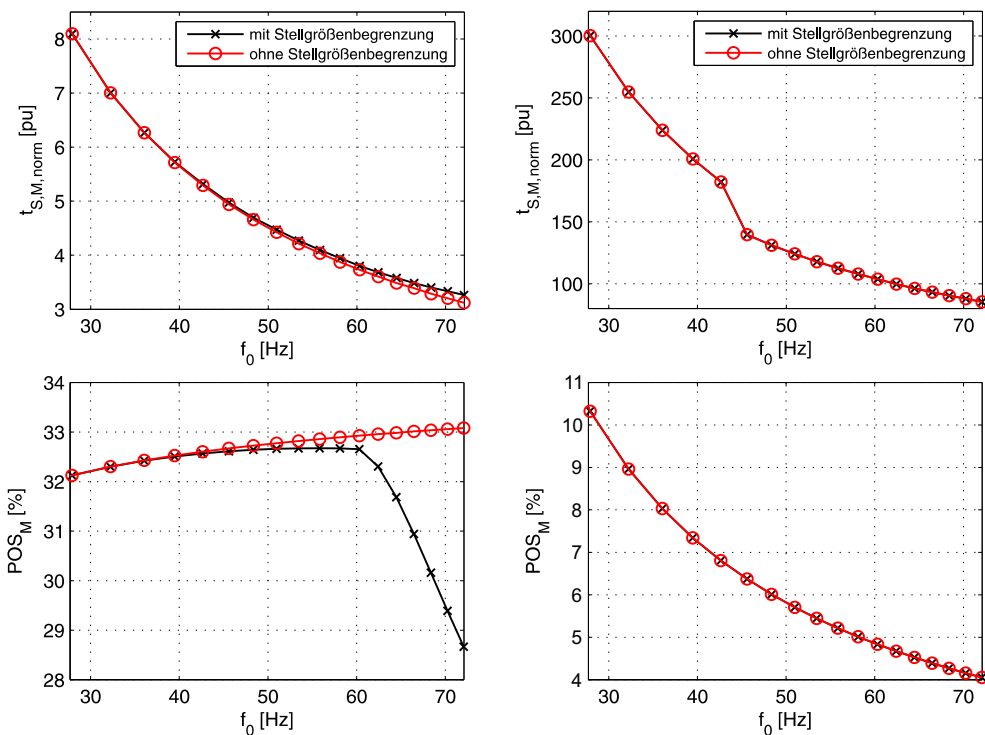


Abbildung 10.34: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach ZHANG in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$ : einheitliche Dämpfung; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_L = 287,9$  ms,  $d = 0,85$ ,  $R = 1,79$

## Einheitlicher Radius

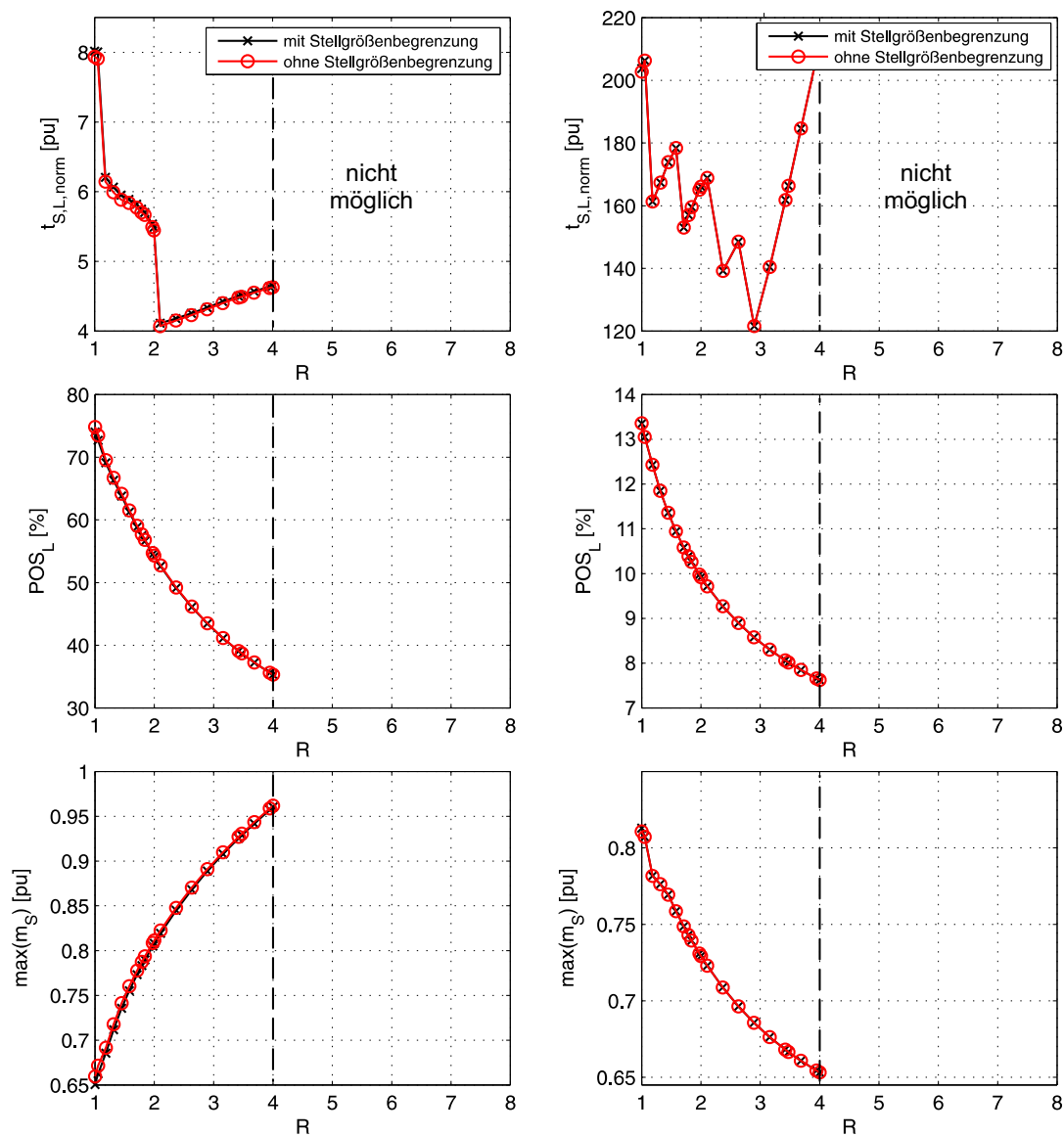


Abbildung 10.35: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach ZHANG in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$ : einheitlicher Radius; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9 \text{ ms}$ ,  $T_c = 0,107 \text{ ms}$ ,  $d = 0,85$



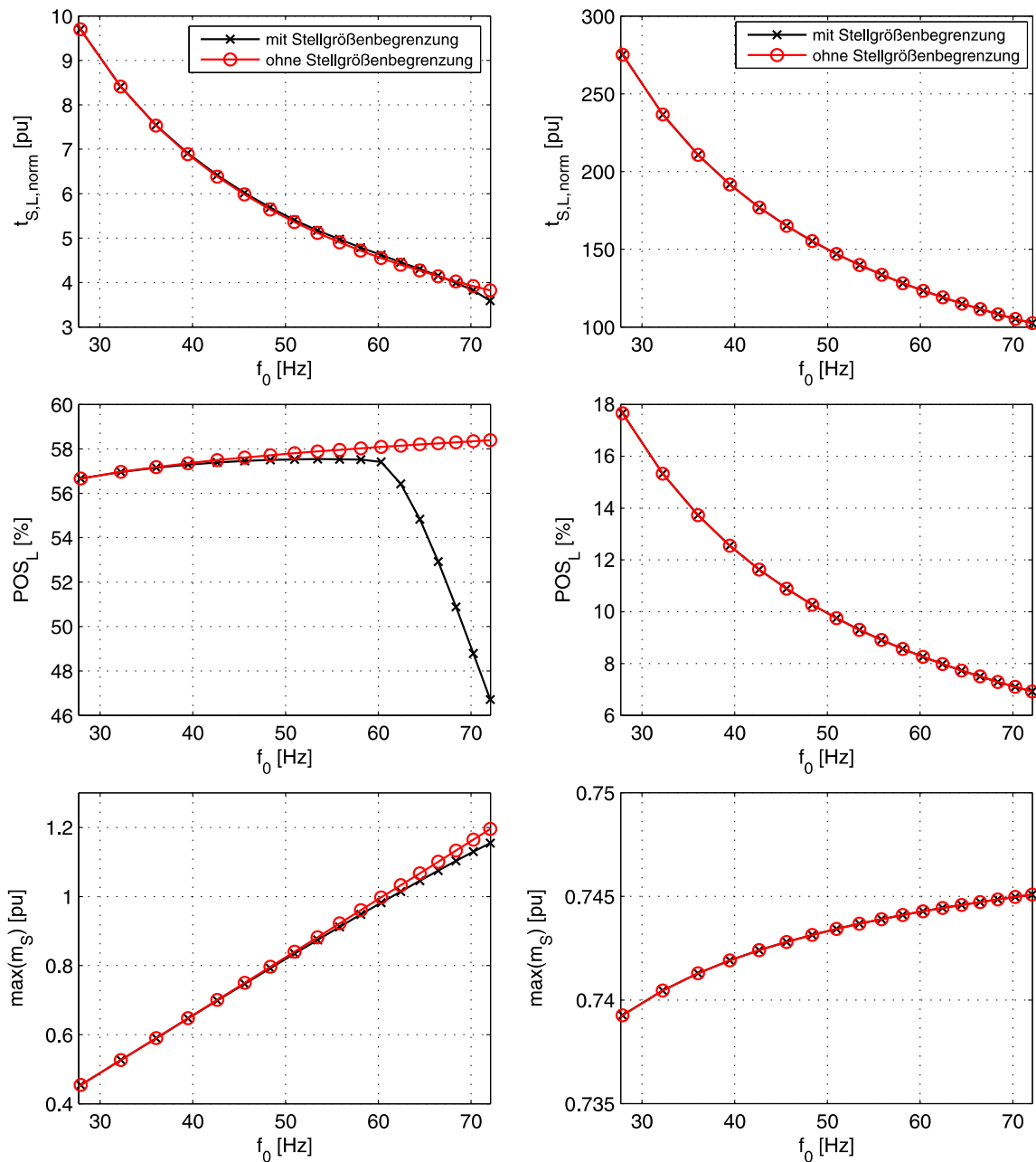


Abbildung 10.36: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach ZHANG in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$ : einheitlicher Radius; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_L = 287,9$  ms,  $d = 0,85$ ,  $R = 1,79$

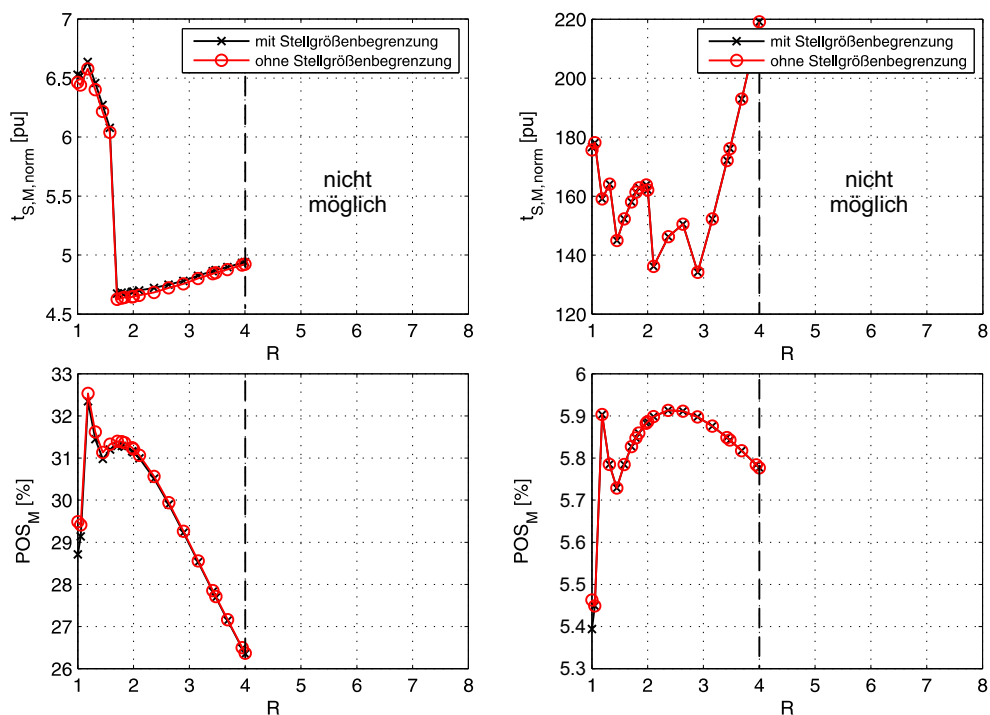


Abbildung 10.37: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach ZHANG in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$ : einheitlicher Radius; Führungsgrößenprung von 2% (links) und Störgrößenprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_c = 0,107$  ms,  $d = 0,85$

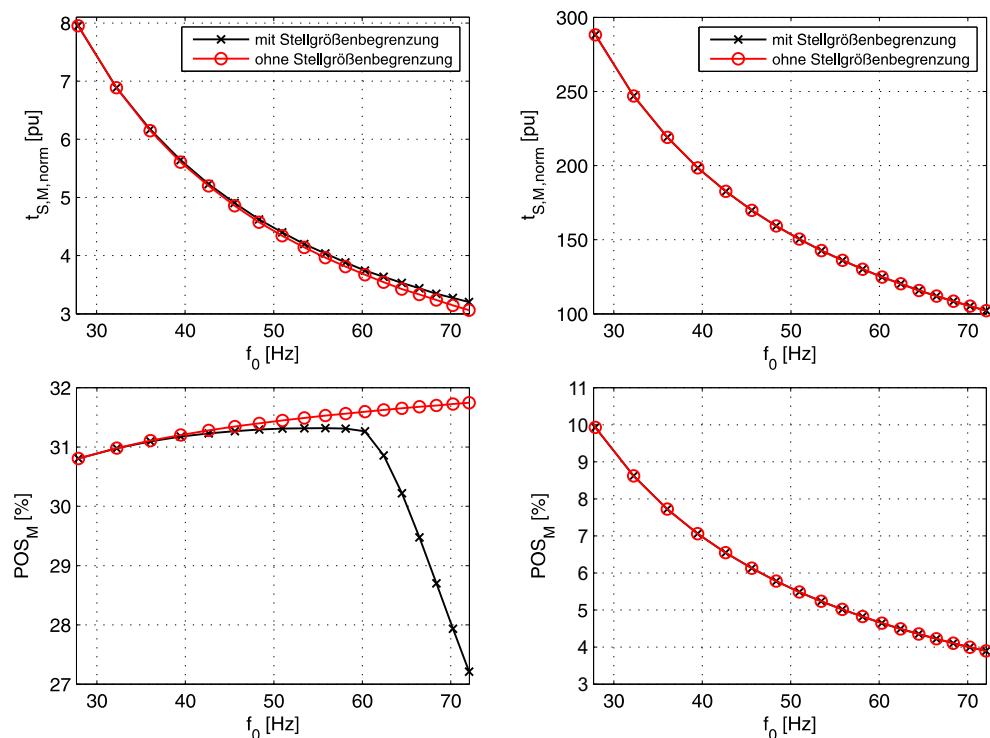


Abbildung 10.38: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach ZHANG in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$ : einheitlicher Radius; Führungsgrößenprung von 2% (links) und Störgrößenprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_L = 287,9$  ms,  $d = 0,85$ ,  $R = 1,79$

Einheitlicher Realteil

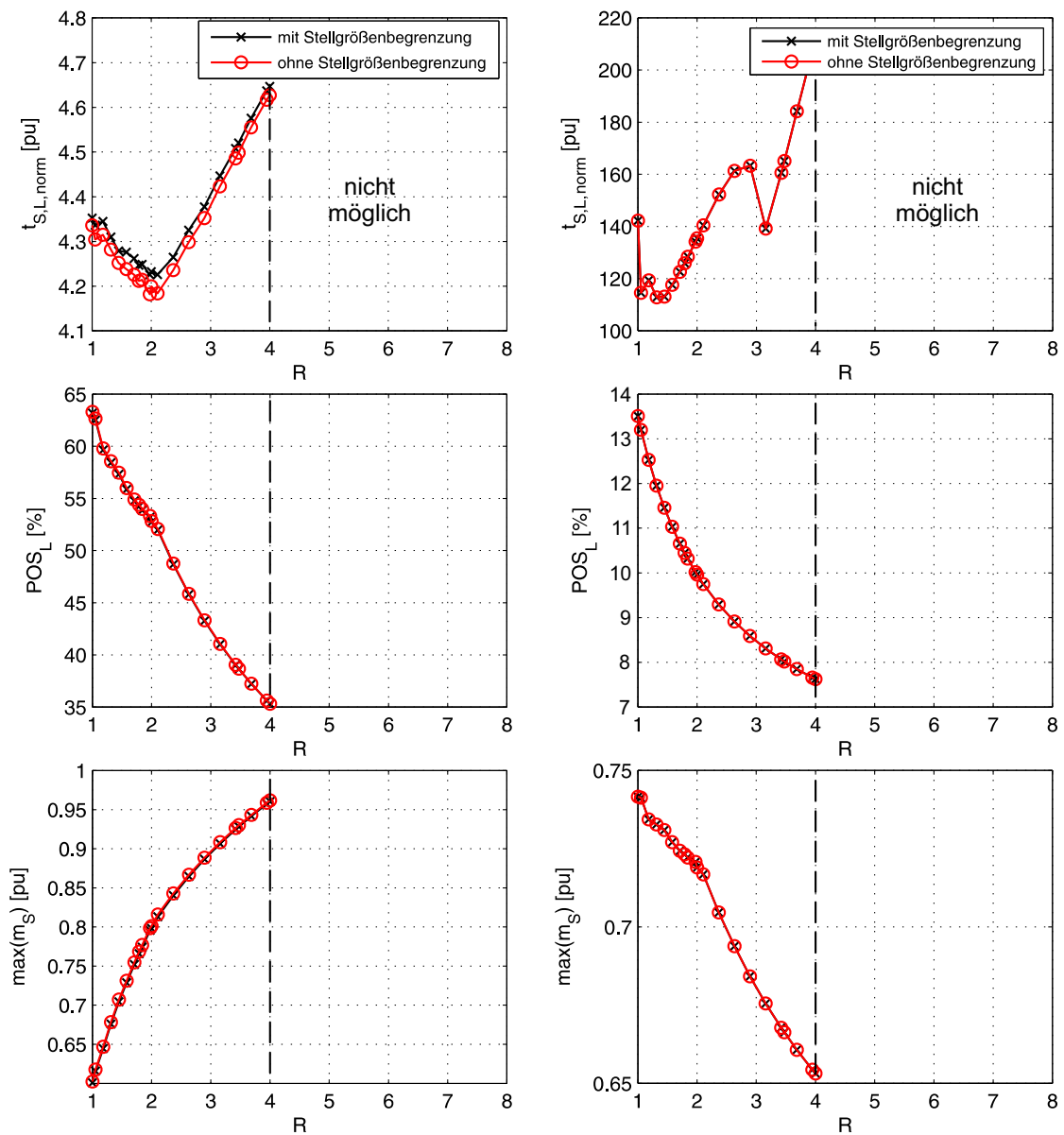


Abbildung 10.39: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach ZHANG in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$ : einheitlicher Realteil; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_c = 0,107$  ms,  $d = 0,85$

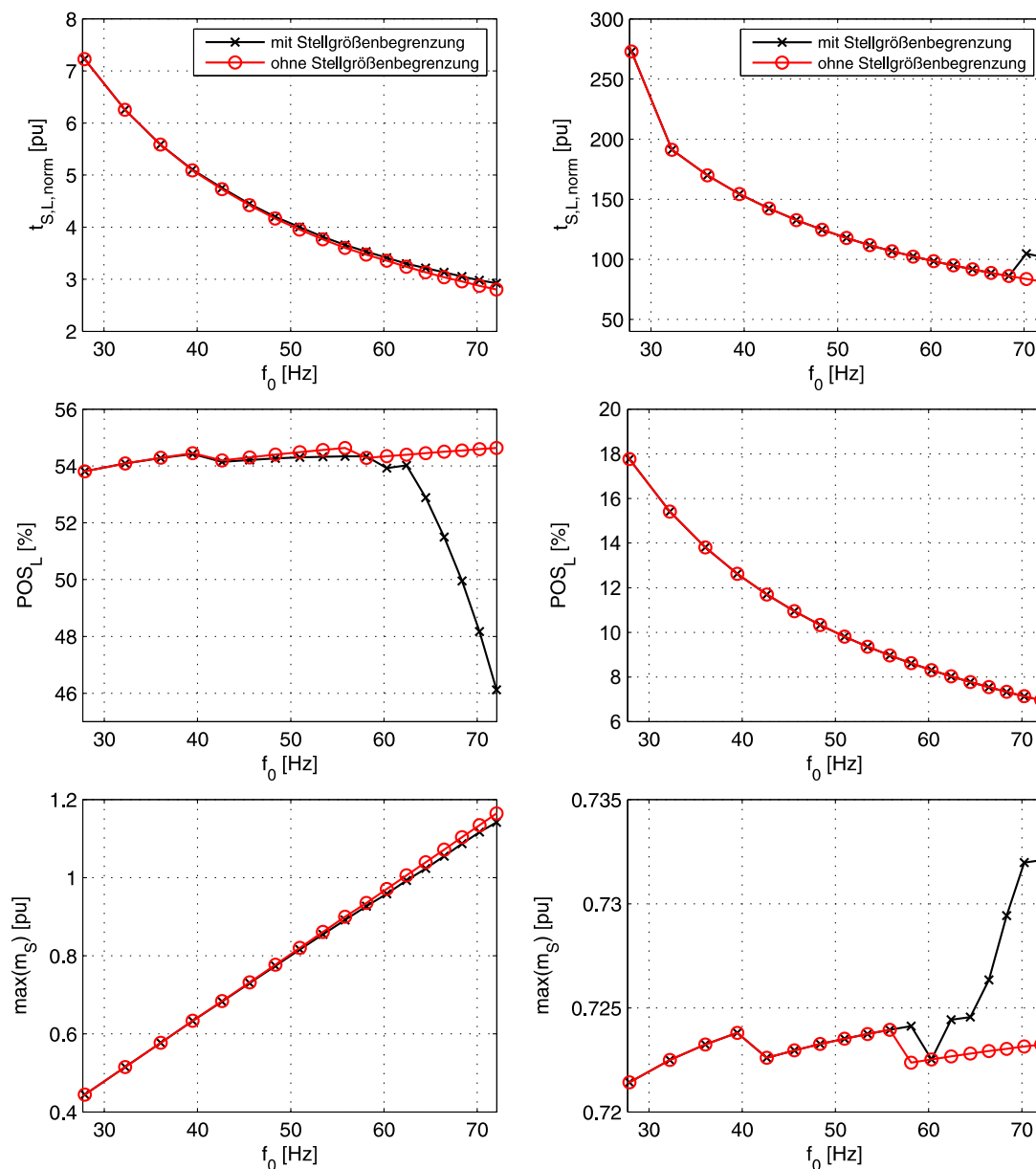


Abbildung 10.40: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach ZHANG in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$ : einheitlicher Realteil; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_L = 287,9$  ms,  $d = 0,85$ ,  $R = 1,79$

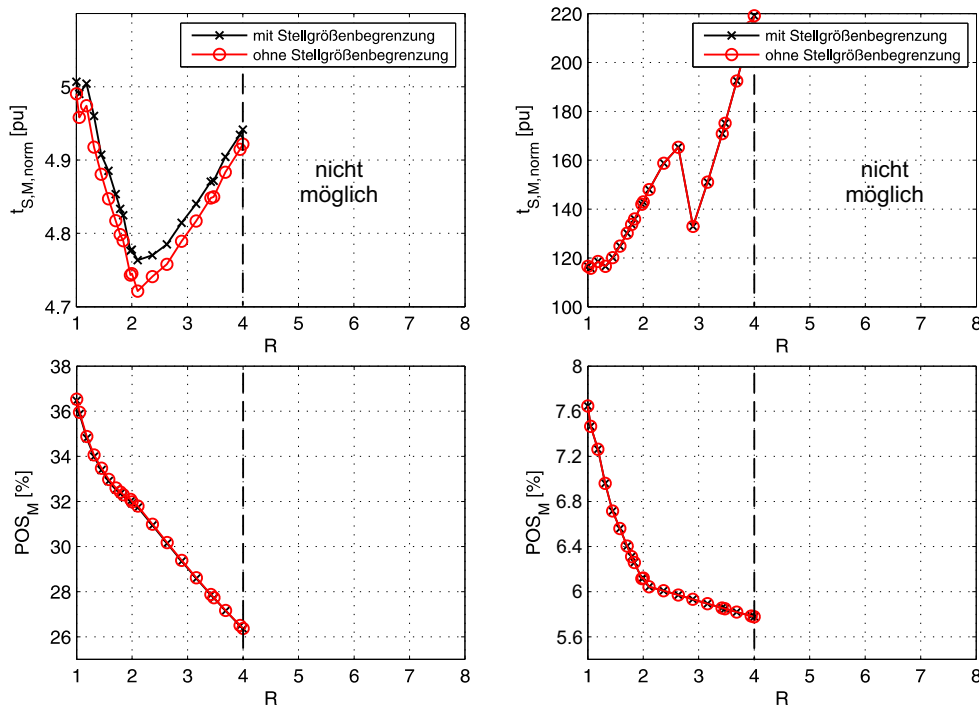


Abbildung 10.41: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach ZHANG in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$ : einheitlicher Radius; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_c = 0,107$  ms,  $d = 0,85$

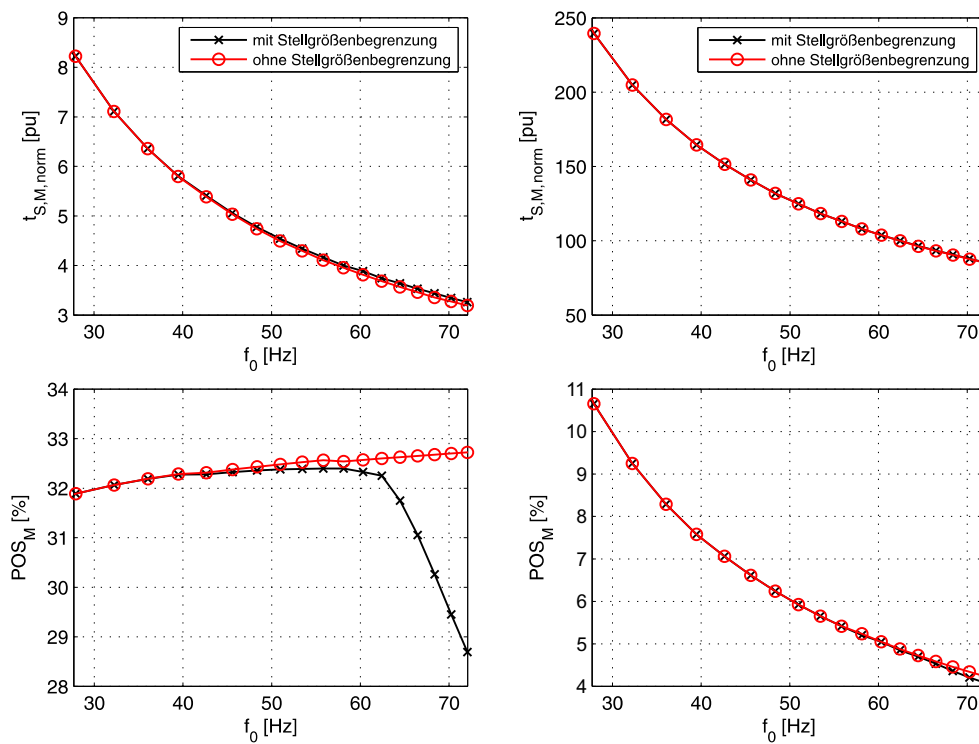


Abbildung 10.42: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach ZHANG in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$ : einheitlicher Realteil; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_L = 287,9$  ms,  $d = 0,85$ ,  $R = 1,79$

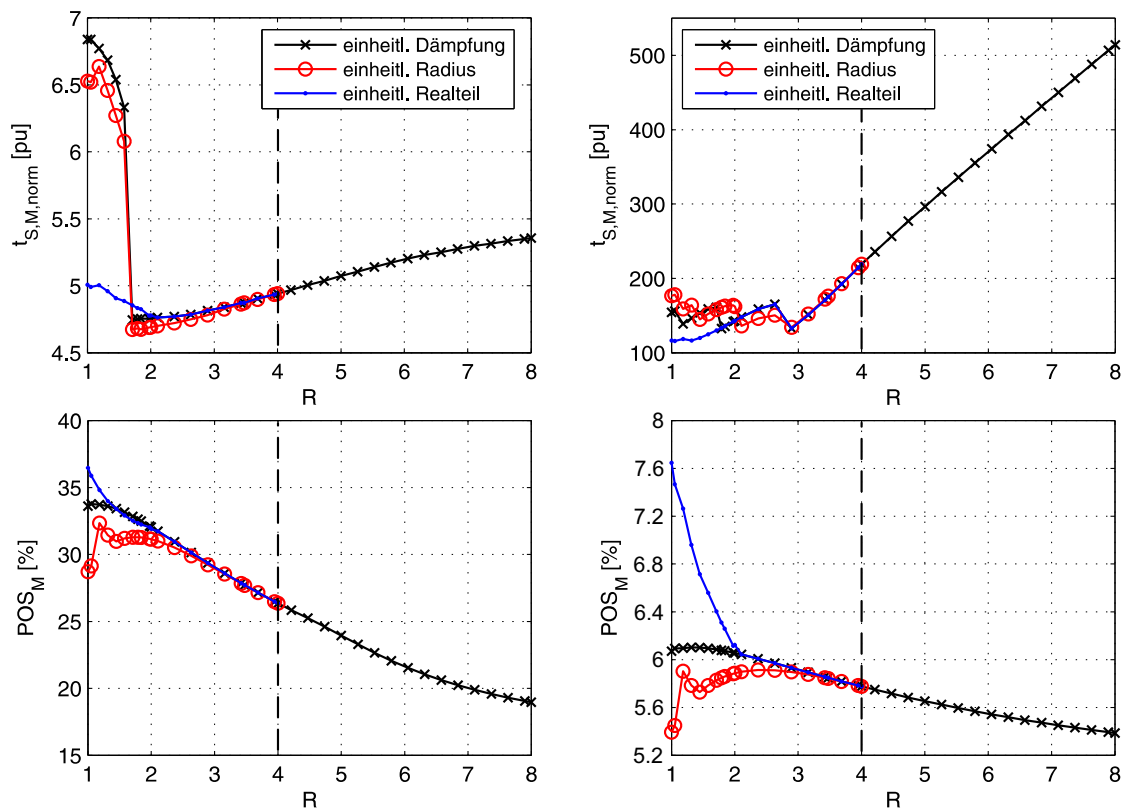


Abbildung 10.43: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach ZHANG in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$ : einheitliche Dämpfung (schwarz), einheitlicher Radius (rot) und einheitlicher Realteil (blau); Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_c = 0,107$  ms,  $d = 0,85$

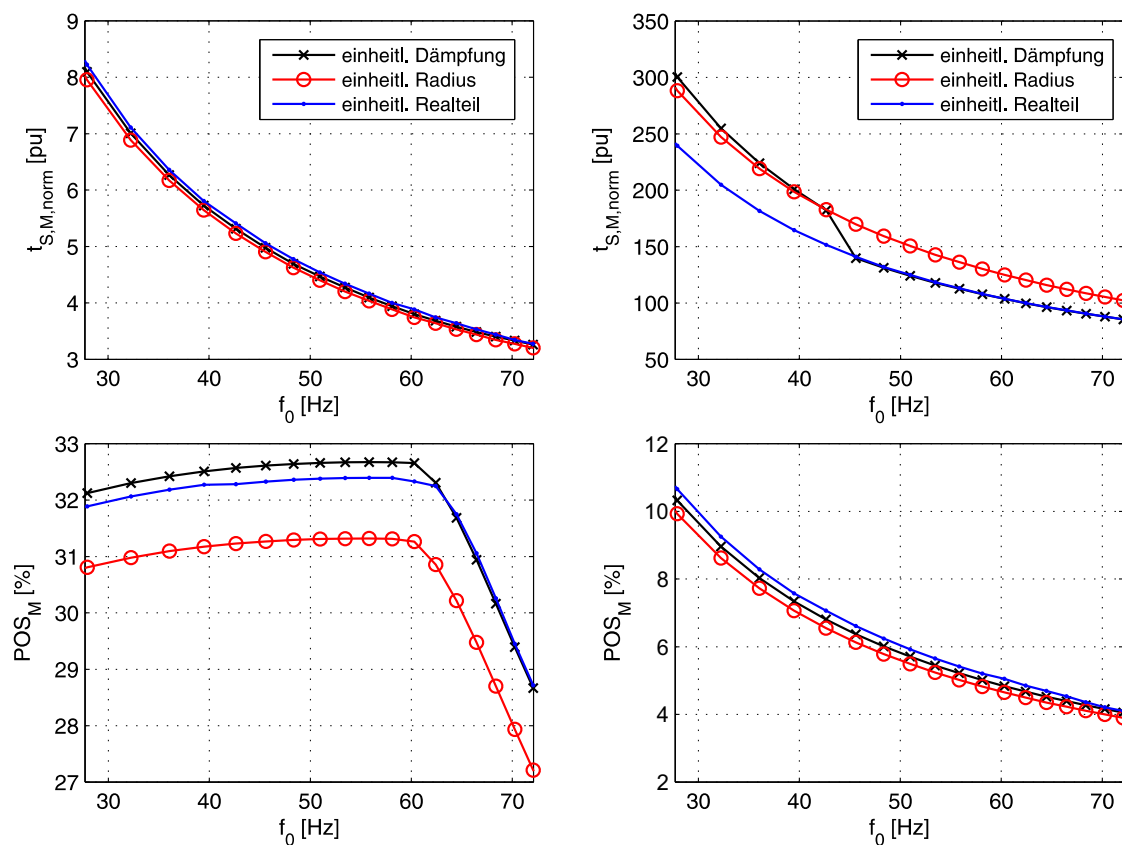


Abbildung 10.44: Dynamikeigenschaften der PI-Drehzahlregelung optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach ZHANG in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$ : einheitliche Dämpfung (schwarz), einheitlicher Radius (rot) und einheitlicher Realteil (blau); Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_L = 287,9$  ms,  $d = 0,85$ ,  $R = 1,79$

### 10.4.3 Zustandsregelung

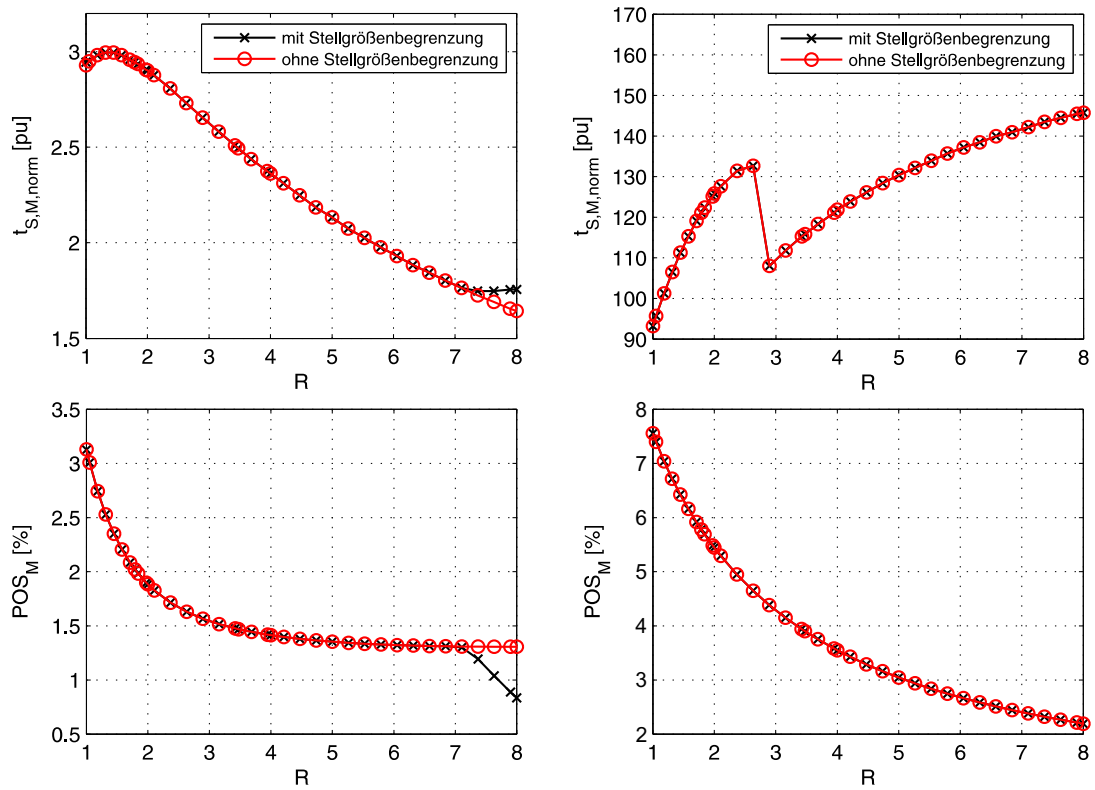


Abbildung 10.45: Dynamikeigenschaften der PI-Zustandsregelung optimiert mit Einstellformel (6.31) in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$ : Führungsgrößen sprung von 2% (links) und Störgrößen sprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_c = 0,107$  ms,  $d = 0,85$



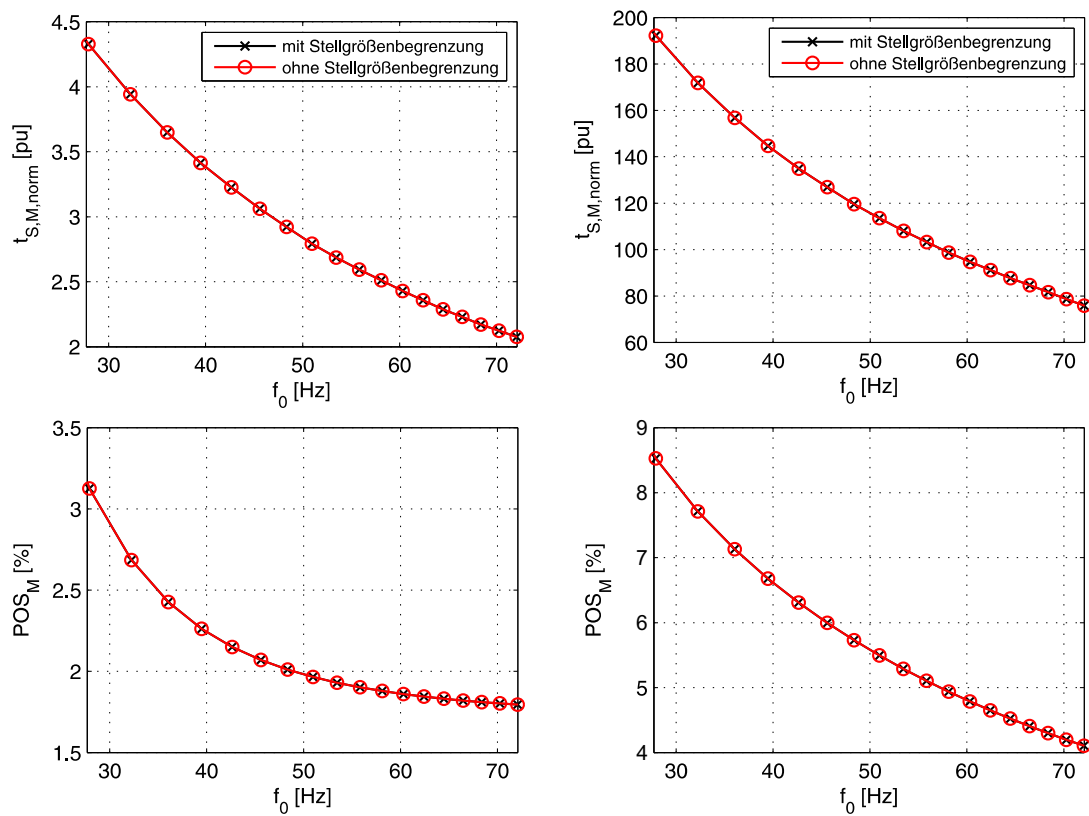


Abbildung 10.46: Dynamikeigenschaften der PI-Zustandsregelung optimiert mit Einstellformel (6.31) in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$ ; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_L = 287,9$  ms,  $d = 0,85$ ,  $R = 1,79$

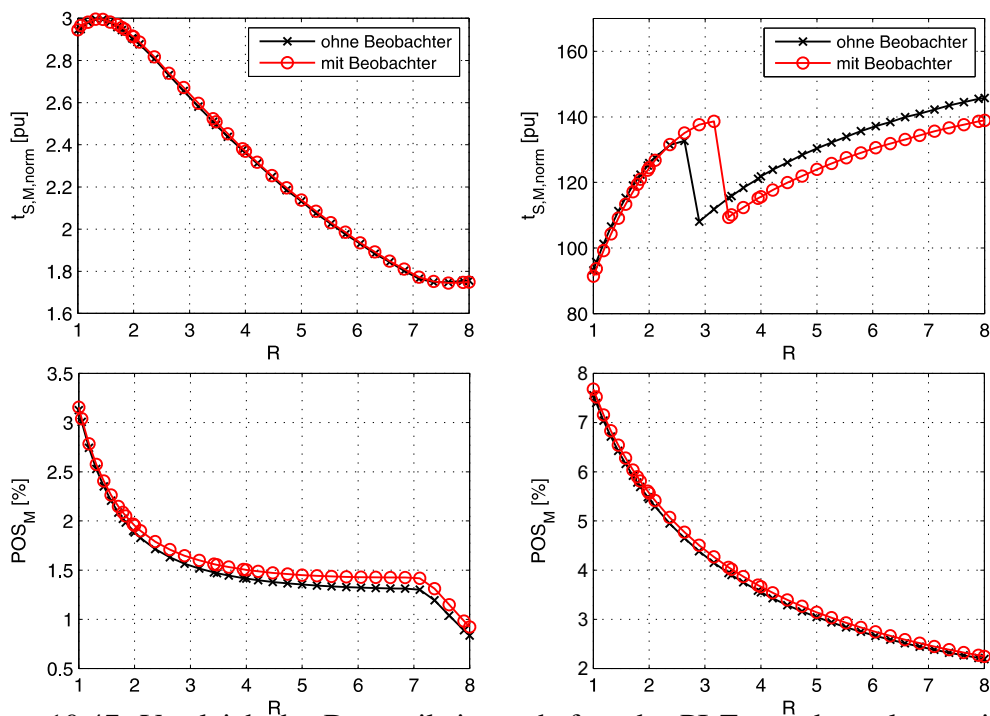


Abbildung 10.47: Vergleich der Dynamikeigenschaften der PI-Zustandsregelung mit und ohne Störgrößenbeobachter zur Schätzung des Wellenmomentes  $m_S$  und der Lastdrehzahl  $\omega_L$  in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$ : Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_C = 0,107$  ms,  $d = 0,85$

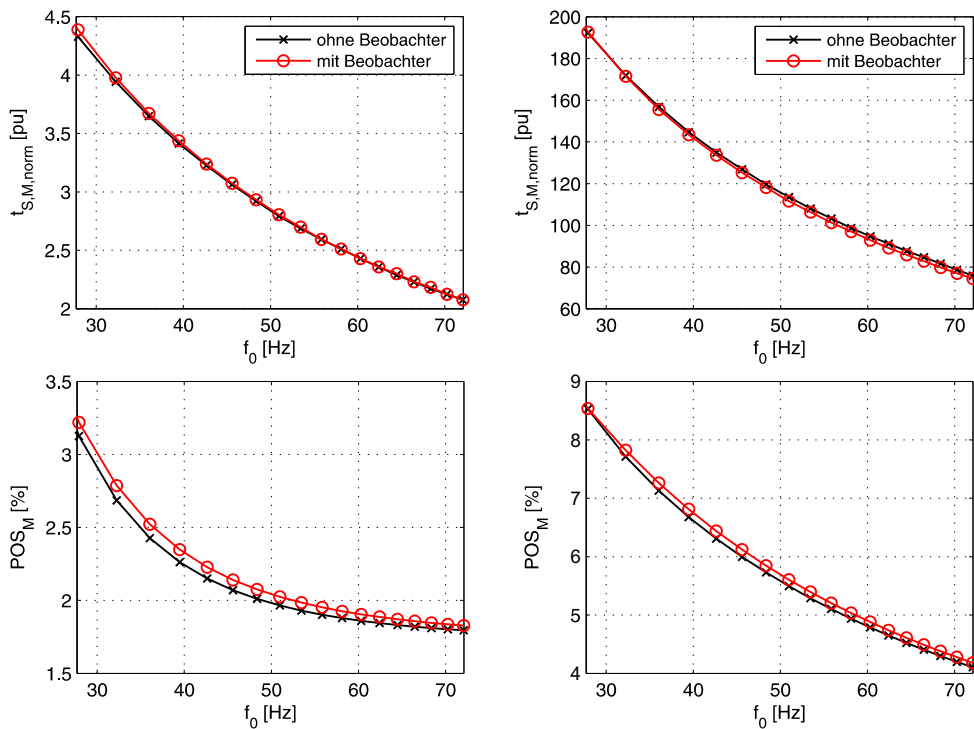


Abbildung 10.48: Vergleich der Dynamikeigenschaften der PI-Zustandsregelung mit und ohne Störgrößenbeobachter zur Schätzung des Wellenmomentes  $m_S$  und der Lastdrehzahl  $\omega_L$  in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$ ; Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_L = 287,9$  ms,  $d = 0,85$ ,  $R = 1,79$

### 10.4.4 FBR

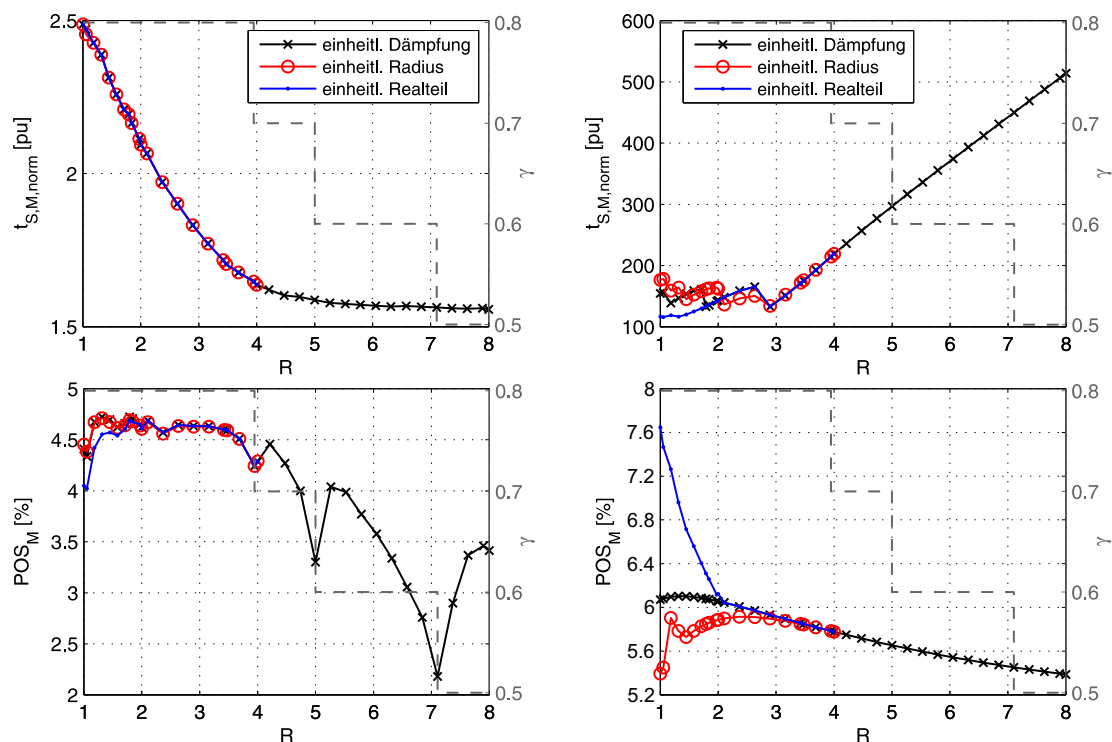


Abbildung 10.49: Dynamikeigenschaften der FBR mit PI-Regler optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach ZHANG in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$ : einheitliche Dämpfung (schwarz), einheitlicher Radius (rot) und einheitlicher Realteil (blau); Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_c = 0,107$  ms,  $d = 0,85$ , mit Gevrey-Referenztrajektorien mit variablem  $\gamma$

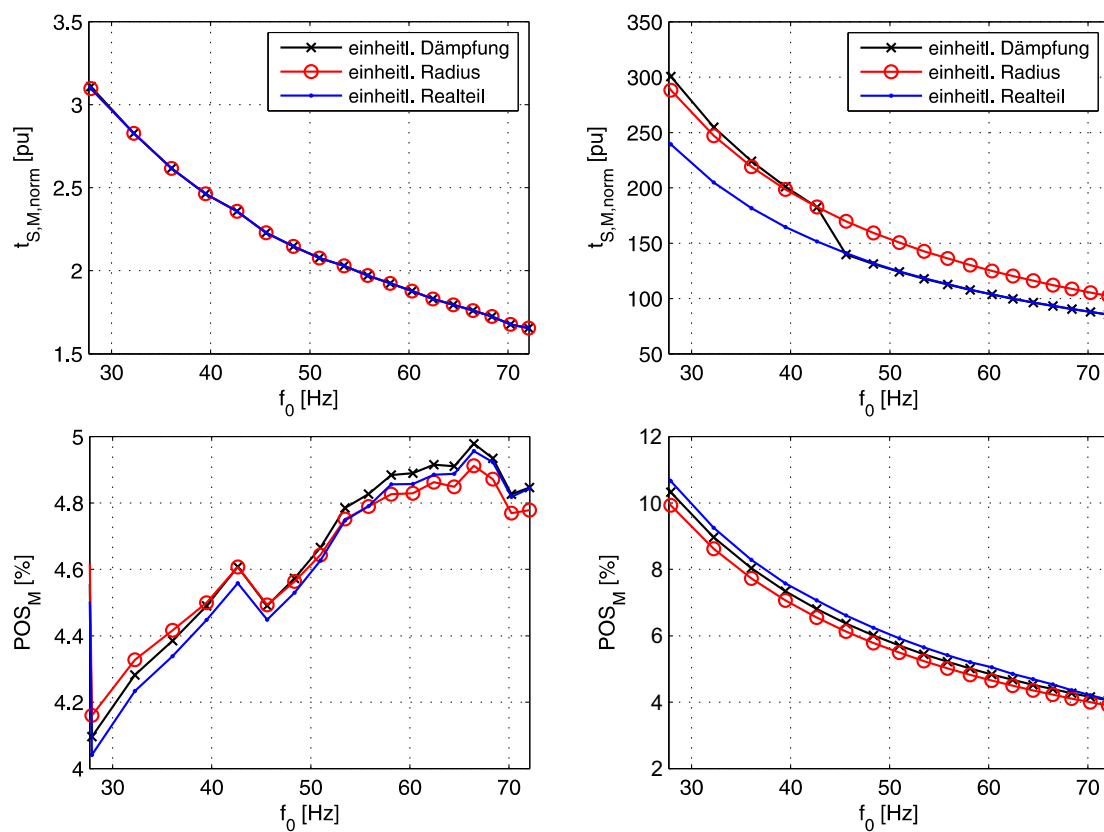


Abbildung 10.50: Dynamikeigenschaften der FBR mit PI-Regler optimiert mit eingeschränkter Polvorgabe nach ZHANG in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$ : einheitlicher Dämpfung (schwarz), einheitlichem Radius (rot) und einheitlichem Realteil (blau); Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_L = 287,9$  ms,  $d = 0,85$ ,  $R = 1,79$ ; mit Gevrey-Referenztrajektorien  $\gamma = 0,8$

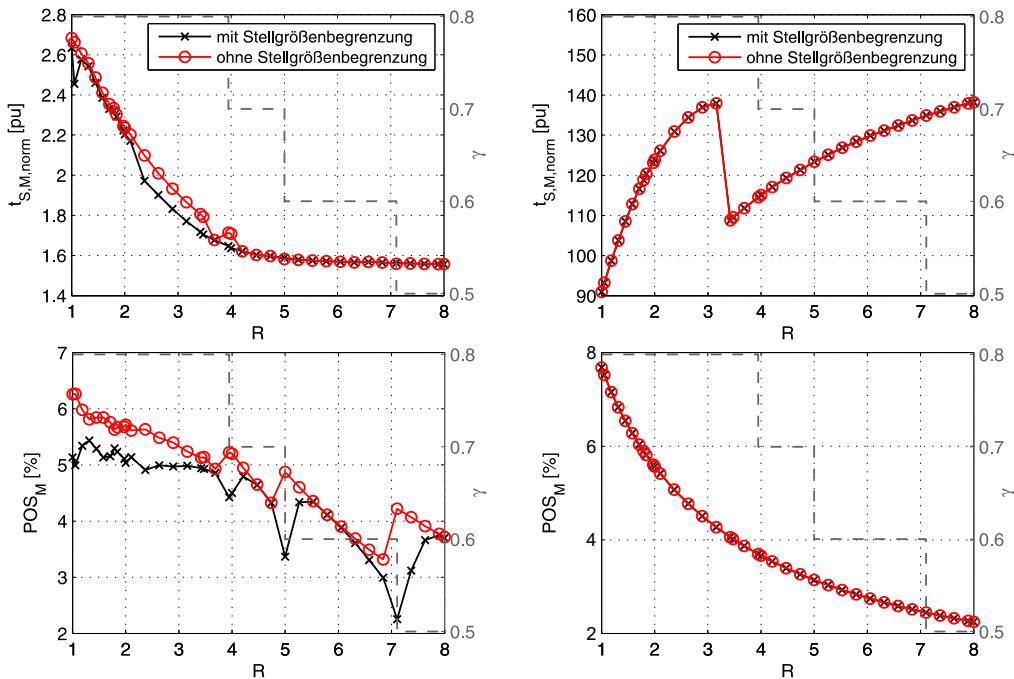


Abbildung 10.51: Dynamikeigenschaften der FBR mit PI-Zustandsregelung optimiert mit Einstellformel (6.31) und Störgrößenbeobachter in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$ : Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_C = 0,107$  ms,  $d = 0,85$ , mit Gevrey-Referenztrajektorien mit variablem  $\gamma$

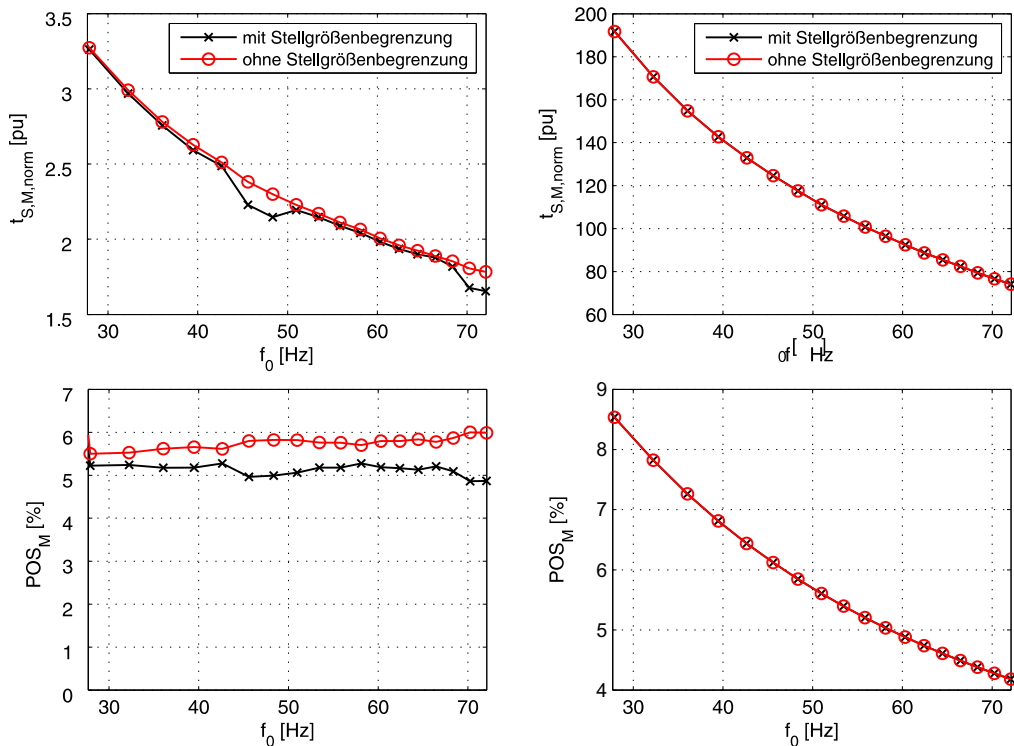


Abbildung 10.52: Dynamikeigenschaften der FBR mit PI-Zustandsregelung optimiert mit Einstellformel (6.31) und Störgrößenbeobachter in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$ : Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9$  ms,  $T_L = 287,9$  ms,  $d = 0,85$ ,  $R = 1,79$ ; mit Gevrey-Referenztrajektorien  $\gamma = 0,8$

### 10.4.5 Vergleich der Regelungsverfahren

#### Dynamik

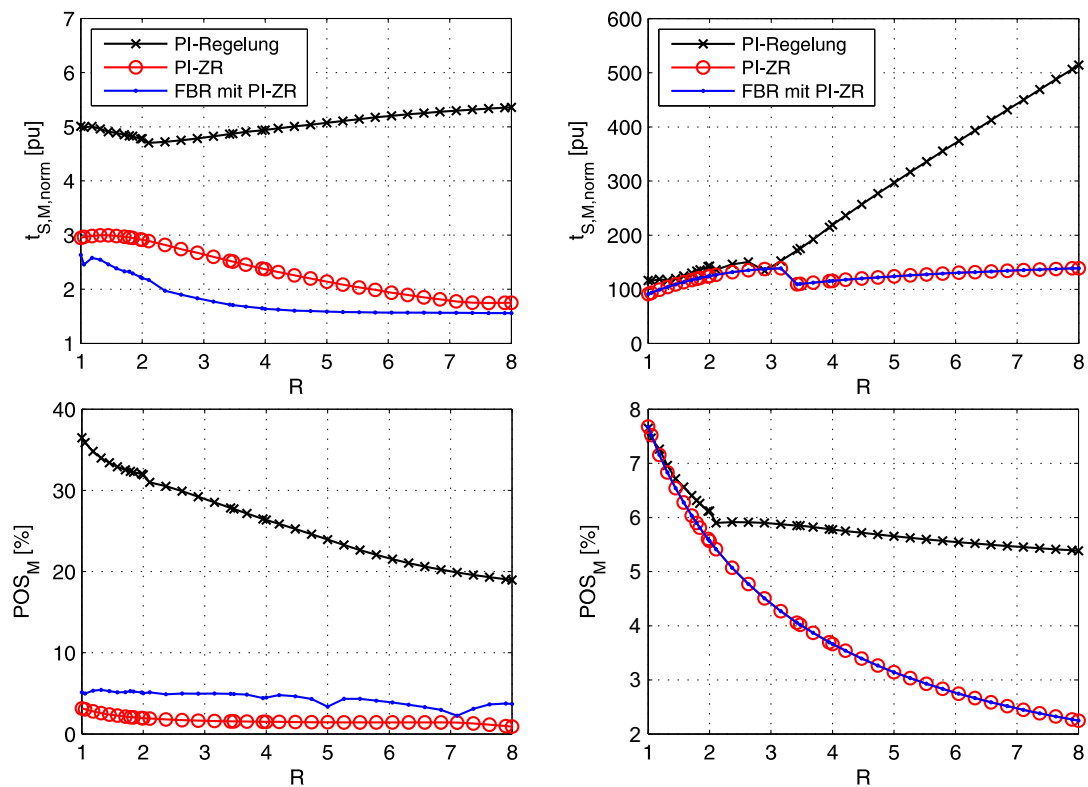


Abbildung 10.53: Vergleich der Dynamikeigenschaften der PI-Regelung optimiert nach ZHANG (schwarz), der PI-Zustandsregelung optimiert mit Einstellformel (6.31) und Störgrößenbeobachter (rot) und der FBR mit PI-Zustandsregelung und Störgrößenbeobachter in Abhängigkeit des Trägheitsverhältnisses  $R$ : Führungsgrößensprung von 2 % (links) und Störgrößensprung von 50 % (rechts);  $T_M = 160,9 \text{ ms}$ ,  $T_c = 0,107 \text{ ms}$ ,  $d = 0,85$

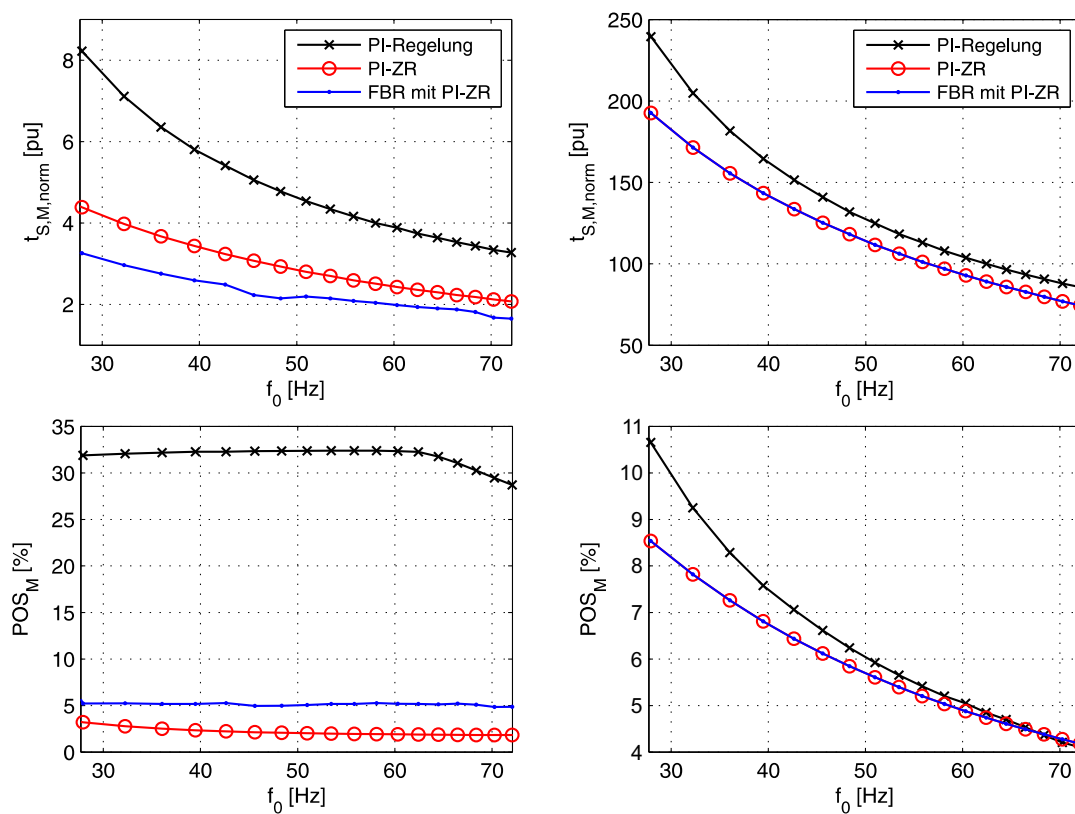


Abbildung 10.54: Vergleich der Dynamikeigenschaften der PI-Regelung optimiert nach ZHANG (schwarz), der PI-Zustandsregelung optimiert mit Einstellformel (6.31) und Störgrößenbeobachter (rot) und der FBR mit PI-Zustandsregelung und Störgrößenbeobachter in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_0$ : Führungsgrößensprung von 2% (links) und Störgrößensprung von 50% (rechts);  $T_M = 160,9 \text{ ms}$ ,  $T_L = 287,9 \text{ ms}$ ,  $d = 0,85$ ,  $R = 1,79$

## Einfluss von Lose

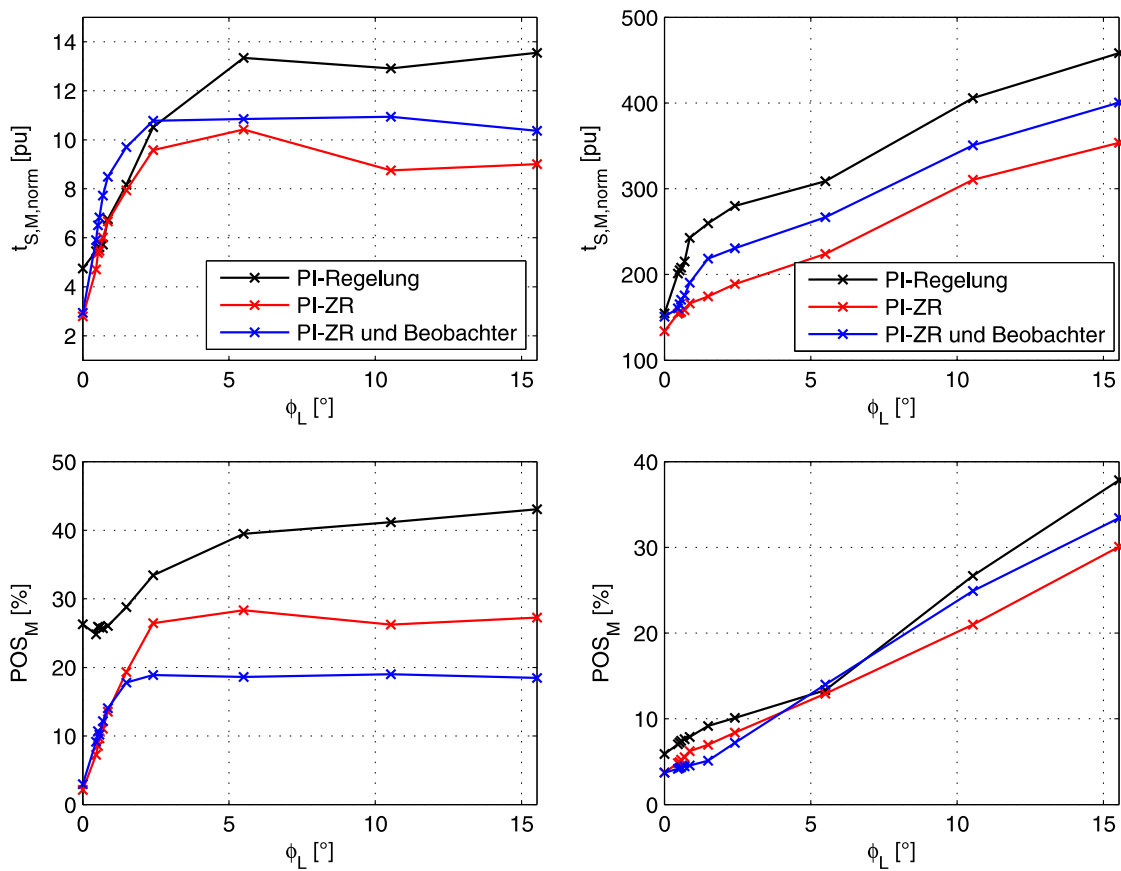


Abbildung 10.55: Dynamikeigenschaften der Drehzahlregelung in Abhängigkeit der Loseweite  $\phi_L$ : PI-Regelung optimiert nach ZHANG mit einheitlicher Dämpfung  $D_p = 0,93$ , PI-ZR optimiert mit Einstellformel (6.31) und PI-ZR optimiert mit Einstellformel (6.31) mit Beobachter zur Schätzung des Wellenmomentes und der Lastdrehzahl; Führungsgrößensprung von  $-2\%$  (links) und Störgrößensprung von  $-50\%$  (rechts); Messergebnisse; Antriebskonfiguration C2



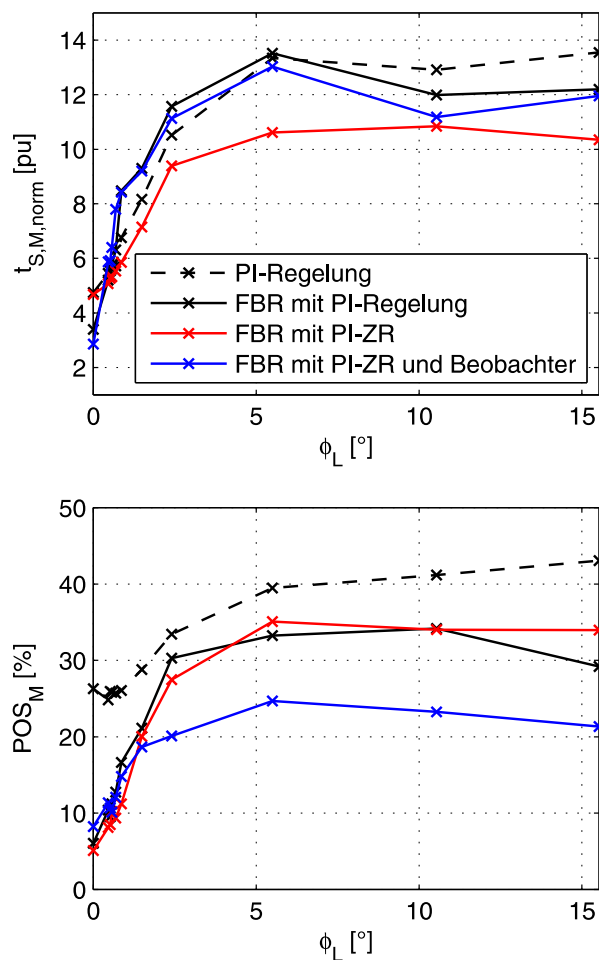


Abbildung 10.56: Dynamikeigenschaften der Flachheitsbasierten Regelung mit unterschiedlichen Folgereglern in Abhängigkeit der Loseweite  $\phi_L$ : PI-Regelung optimiert nach ZHANG mit einheitlicher Dämpfung  $D_p = 0,93$ , PI-ZR optimiert mit Einstellformel (6.31) und PI-ZR optimiert mit Einstellformel (6.31) mit Beobachter zur Schätzung des Wellenmomentes und der Lastdrehzahl; Führungsgrößensprung von  $-2\%$  (links) und Störgrößensprung von  $-50\%$  (rechts); Messergebnisse; Antriebskonfiguration C2

## 10.5 Fotos vom Laborteststand

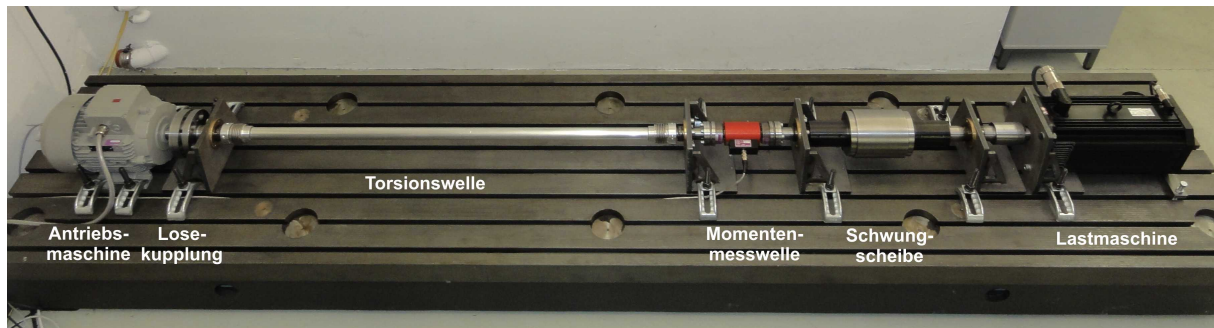


Abbildung 10.57: Foto vom mechanischen Antriebsstrang des Laborteststandes



Abbildung 10.58: Foto von den wechselbaren Schwingscheiben



Abbildung 10.59: Foto von den wechselbaren Torsionswellen



Abbildung 10.60: Foto von der Losekupplung

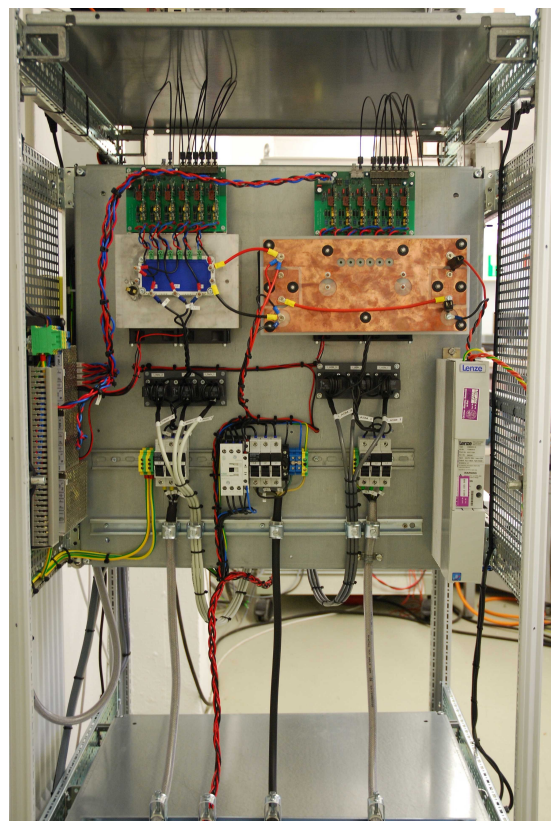
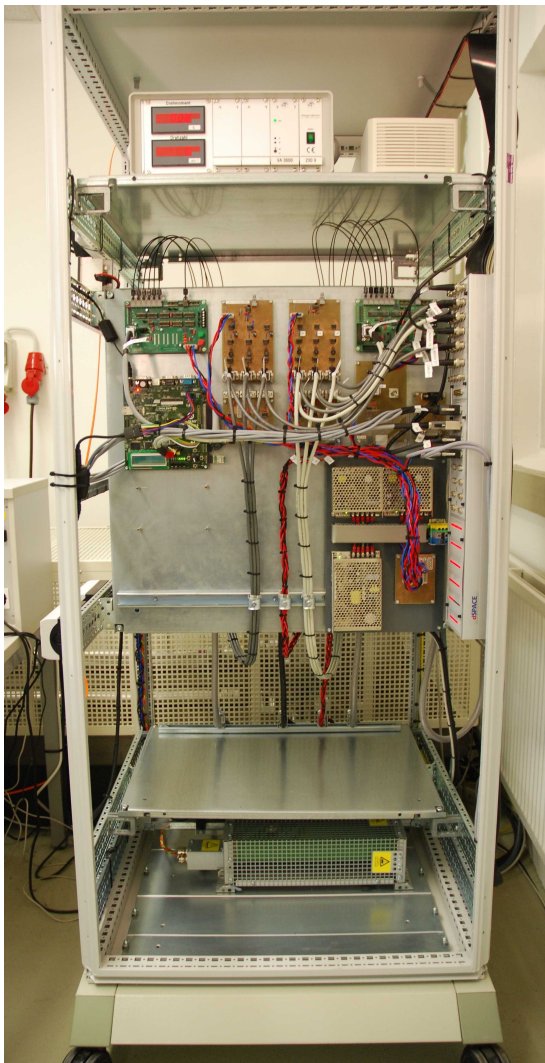


Abbildung 10.61: Fotos vom Umrichterschrank links: Vorderansicht mit Steuer- und Messplatinen, rechts: Rückansicht mit Leistungsteil

## 11 Literaturverzeichnis

- [1] BLAABJERG, F. und P. THØGERSEN: *Adjustable Speed Drives - Future Challenges and Applications*. In: *Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International*, Band 1, Seiten 36 – 45, Aug. 2004.
- [2] KAZMIERKOWSKI, MARIAN P., R. KRISHNAN und F. BLAABJERG: *Control in Power Electronics - Selected Problems*. Academic Press, 2002.
- [3] AMANN, N., J. BÖCKER und F. PRENNER: *Active Damping of Drive Train Oscillations for an Electrically Driven Vehicle*. *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, 9(4):697 – 700, Dec. 2004.
- [4] MENNE, M.: *Drehschwingungen im Antriebsstrang von Elektrostraßenfahrzeugen - Analyse und aktive Dämpfung*. Doktorarbeit, RWTH Aachen, 2000.
- [5] DHAOUADI, R., K. KUBO und M. TOBISE: *Two-Degree-of-Freedom Robust Speed Controller for High-Performance Rolling Mill Drives*. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 29(5):919 – 926, Sept./Oct. 1993.
- [6] BÜRCEL, R.: *Prozessanalyse an spanenden Werkzeugmaschinen mit digital geregelten Antrieben*. Doktorarbeit, TU München, 2000.
- [7] ZIRN, O. und C. JAEGER: *Vibration Damping for Machine Tool Servo Drives by Load Acceleration Feedback*. In: *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*, Seiten 3264 – 3269, July 2010.
- [8] HISSEINE, D.: *Nichtlineare robuste Regelung mit Anwendung auf gliedflexible Roboter*. Doktorarbeit, Universität Bremen, 2001.
- [9] HACE, A., K. JEZERNIK und A. ŠABANOVIĆ: *SMC With Disturbance Observer for a Linear Belt Drive*. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 54(6):3402–3412, Dec. 2007.
- [10] KANG, JUN-KOO und SEUNG-KI SUL: *Vertical-Vibration Control of Elevator using Estimated Car Acceleration Feedback Compensation*. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 47(1):91 – 99, Feb. 2000.

- [11] SALMAN, S. K. und A. L. J. TEO: *Windmill Modeling Consideration and Factors Influencing the Stability of a Grid-Connected Wind Power-based Embedded Generator*. Power Systems, IEEE Transactions on, 18(2):793 – 802, May 2003.
- [12] TRUONG, T. T.: *Parametervariable und strukturvariable Regelungskonzepte für elektrische Antriebssysteme mit mechanisch-elastischer Übertragung*. Doktorarbeit, TU Chemnitz, 2007.
- [13] ELLIS, G.: *Observers in Control Systems - A Practical Guide*. Academic Press, 2002.
- [14] NOVOTNY, D. W. und T. A. LIPO: *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. Oxford University Press, 2000.
- [15] GÖTTING, G.: *Dynamische Antriebsregelung von Elektrostraßenfahrzeugen unter Berücksichtigung eines schwingungsfähigen Antriebsstrangs*. Doktorarbeit, RWTH Aachen, 2003.
- [16] FISCHER, R.: *Elektrische Maschinen*, Band 9. Carl Hanser Verlag, 1995.
- [17] VILLWOCK, S.: *Identifikationsmethoden für die automatisierte Inbetriebnahme und Zustandsüberwachung elektrischer Antriebe*. Doktorarbeit, Universität Siegen, 2007.
- [18] BÄHR, A.: *Speed Acquisition Methods for High-Bandwidth Servo Drives*. Doktorarbeit, TU Darmstadt, 2004.
- [19] BÖCKER, J., S. BEINEKE und A. BÄHR: *On the Control Bandwidth of Servo Drives*. Power Electronics and Electric Drives, 2009.
- [20] DANNEHL, J.: *Regelung eines Netzpulsstromrichters mit LCL-Filter und Folienkondensatoren im Zwischenkreis*. Doktorarbeit, Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, 2012.
- [21] QUANG, N. P. und J.-A. DITTRICH: *Praxis der feldorientierten Drehstromantriebsregelungen*, Band 2. expert verlag, 1999.
- [22] SCHRÖDER, D.: *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. Springer, 3. Auflage, 2009.
- [23] BOHN, C. und D. P. ATHERTON: *An Analysis Package Comparing PID Anti-Windup Strategies*. Control Systems, IEEE, 15(2):34 – 40, Apr. 1995.
- [24] RUNDQWIST, L.: *Anti-Reset Windup for PID Controllers*. Doktorarbeit, Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology, Sweden, 1991.
- [25] BEINEKE, S.: *Online-Schätzung von mechanischen Parametern, Kennlinien und Zustandsgrößen geregelter elektrischer Antriebe*. Doktorarbeit, Universität Paderborn, 2000.
- [26] DRESIG, H.: *Schwingungen und mechanische Antriebssysteme*, Band 2. Springer, 2006.
- [27] LASCHET, A.: *Simulation von Antriebssystemen*. Springer-Verlag, 1988.

- [28] STICHWEH, H.: *Ein Beitrag zur aktiven Dämpfung von Torsionsschwingungen in drehzahlgeregelten mechatronischen Antriebssystemen*. Doktorarbeit, TU Clausthal, 2004.
- [29] SCHLECHT, B.: *Modellbildung und Simulation mechanisch-elektrischer Antriebssysteme*. TU Dresden, 2006.
- [30] HAHN, H. G.: *Technische Mechanik fester Körper*, Band 2. Hanser, 1992.
- [31] ISERMANN, R.: *Mechatronische Systeme - Grundlagen*. Springer, 1999.
- [32] DI, P. N.: *Beitrag zur Reduktion diskreter Schwingungsketten auf ein Minimalmodell*. Doktorarbeit, RWTH Aachen, 1981.
- [33] SCHÄFER, U.: *Entwicklung von nichtlinearen Drehzahl- und Lageregelungen zur Kompensation von Coulomb-Reibung und Lose bei einem elektrisch angetriebenen, elastischen Zweimassensystem*. Doktorarbeit, TU München, 1993.
- [34] GRUNDMANN, S.: *Robuste Regelung eines schwingungsfähigen Zweimassensystems mittels linearer Zustandsrückführungen und nichtlinearer, zeitoptimaler Regelgesetze*. Doktorarbeit, TU Dresden, 1996.
- [35] SCHÖLING, I.: *Regelung eines elastisch gekoppelten Zweimassensystems mit Lose und Reibung mit Hilfe der Methode der exakten Linearisierung*. Doktorarbeit, Universität Bremen, 2003.
- [36] SZABAT, K. und T. ORLOWSKA-KOWALSKA: *Vibration Suppression in a Two-Mass Drive System Using PI Speed Controller and Additional Feedbacks — Comparative Study*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 54(2):1193 – 1206, April 2007.
- [37] BOLOGNANI, S., A. VENTURATO und M. ZIGLIOTTO: *Theoretical and Experimental Comparison of Speed Controllers for Elastic Two-Mass-Systems*. Power Electronics Specialists Conference. PESC 00. IEEE 31st Annual, 3:1087 – 1092, 2000.
- [38] ZHANG, G.: *Speed control of two-inertia system by PI/PID control*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 47(3):603–609, June 2000.
- [39] WERTZ, H., S. BEINEKE, N. FRÖHLEKE, S. BOLOGNANI, K. UNTERKOFER, M. ZIGLIOTTO und M. ZORDAN: *Computer Aided Commissioning of Speed and Position Control for Electrical Drives with Identification of Mechanical Load*. In: *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, Band 4, Seiten 2372 – 2379, 1999.
- [40] HORI, Y., H. SAWADA und YEONGHAN CHUN: *Slow Resonance Ratio Control for Vibration Suppression and Disturbance Rejection in Torsional System*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 46(1):162 – 168, Feb. 1999.
- [41] PFAFF, G.: *Regelung elektrischer Antriebe*. Nummer Bd. 2 in *Methoden der Regelungs- und Automatisierungstechnik*. Oldenbourg, 1988.



- [42] KRÜGER, M.: *Eine anwendungsorientierte Methode zum Entwurf von Zustandsregelungen für elektromechanische Hochleistungs-Antriebssysteme*. Doktorarbeit, TU Clausthal, 1995.
- [43] GOSLAR, M.: *Ein Beitrag zur anwendungsorientierten Zustandsregelung elektrischer Hochleistungsantriebe*. Doktorarbeit, TU Clausthal, 1998.
- [44] FASSNACHT, J.: *Schwingungsbedämpfung in Servosystemen mit der direkten Drehmomentenmittelwertregelung*. Doktorarbeit, TU Darmstadt, 2002.
- [45] EUTEBACH, T.: *Ein Beitrag zur Bedämpfung von Torsionsschwingungen in hochdynamischen Industrieantrieben*. Doktorarbeit, Universität Siegen, 2000.
- [46] TURSCHNER, D.: *Selbsteinstellende kaskadierte Zustandsregelung mit evolutionären Algorithmen für mechatronische Antriebssysteme mit Lose*. Doktorarbeit, TU Clausthal, 2002.
- [47] FASSNACHT, J. und P. MUTSCHLER: *Benefits and Limits of Using an Acceleration Sensor in Actively Damping High Frequent Mechanical Oscillations*. Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE, 4:2337 – 2344, Sep./Oct. 2001.
- [48] PETER, K.: *Robuste Regelung eines Zweimassensystems*. Doktorarbeit, Universität Bremen, 2007.
- [49] MA, C.: *Fractional Order Control and Its Applications in Motion Control*. Doktorarbeit, University of Tokyo, 2004.
- [50] MA, C. und Y. HORI: *Fractional-Order Control: Theory and Applications in Motion Control [Past and Present]*. Industrial Electronics Magazine, IEEE, 1(4):6 – 16, 2007.
- [51] MA, C. und Y. HORI: *Backlash Vibration Suppression in Torsional System based on the Fractional Order Q-Filter of Disturbance Observer*. In: *Advanced Motion Control, 2004. AMC '04. The 8th IEEE International Workshop on*, Seiten 577 – 582, March 2004.
- [52] MA, C. und Y. HORI: *Backlash Vibration Suppression Control of Torsional System by Novel Fractional Order  $PID^k$  Controller*. IEEE Transactions on Industry Applications, 124(3):312 – 317, 2004.
- [53] ORTEGA, R., A. VAN DER SCHAFT, B. MASCHKE und G. ESCOBAR: *Energy-Shaping of Port-Controlled Hamiltonian Systems by Interconnection*. In: *Decision and Control, 1999. Proceedings of the 38th IEEE Conference on*, Band 2, Seiten 1646 – 1651, 1999.
- [54] ABDEL FATTAH, H. und K. A. LOPARO: *Passivity-based Induction Motor Speed Control: Unknown Load Torque Case*. In: *American Control Conference, 1999. Proceedings of the 1999*, Band 2, Seiten 785 – 789, Jun. 1999.
- [55] LUNZE, J.: *Regelungstechnik 1 - Systemtheoretische Grundlagen, Analyse und Entwurf einschleifiger Regelungen*, Band 6. Springer, 2007.

- [56] LINDER, A.: *Modellbasierte Prädiktivregelung in der Antriebstechnik*. Doktorarbeit, Bergische Universität Wuppertal, 2005.
- [57] CYCHOWSKI, M., K. DELANEY und K. SZABAT: *Low-Cost High-Performance Predictive Control of Drive Systems with Elastic Coupling*. Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th, Seiten 2241 – 2247, Sept. 2008.
- [58] CYCHOWSKI, M., K. SZABAT und T. ORLOWSKA-KOWALSKA: *Constrained Model Predictive Control of the Drive System With Mechanical Elasticity*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 56(6):1963 – 1973, June 2009.
- [59] CYCHOWSKI, M. und K. SZABAT: *Model Predictive Speed Control with Optimal Torque Constraints Handling of Drive Systems with Elastic Transmission*. In: *Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International*, Seiten 251 – 258, May 2009.
- [60] CYCHOWSKI, M., C. DO, P. SERKIES und K. SZABAT: *Position Tracking in Electrical Drives with Elastic Coupling using Model Predictive Control*. In: *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Seiten 956 – 961, Nov. 2010.
- [61] CYCHOWSKI, M. und K. SZABAT: *Efficient Real-Time Model Predictive Control of the Drive System with Elastic Transmission*. Control Theory Applications, IET, 4(1):37 – 49, Jan. 2010.
- [62] HOFFMANN, N., S. THOMSEN und F. W. FUCHS: *Model based Predictive Speed Control of a Drive System with Torsional Loads - A Practical Approach*. In: *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International*, Seiten 149 – 156, Sept. 2010.
- [63] HOFFMANN, N., S. THOMSEN und F. W. FUCHS: *Appropriate Tuning and Robust Design of a Generalized Predictive Speed Controller for Drive Systems with Resonant Loads*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, Seiten 764 – 771, Sept. 2010.
- [64] THOMSEN, S., N. HOFFMANN und F. W. FUCHS: *Comparative Study of Conventional PI-Control, PI-based State Space Control and Model based Predictive Control for Drive Systems with Elastic Coupling*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, Seiten 2827 – 2835, Sept. 2010.
- [65] THOMSEN, S., N. HOFFMANN und F. W. FUCHS: *PI-Control, PI-based State Space Control and Model Based Predictive Control for Drive Systems with Elastically Coupled Loads - A Comparative Study*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 58(8), August 2011.
- [66] ADAMY, J.: *Nichtlineare Regelungen*. Springer, 2009.
- [67] FLIESS, M., J. LÉVINE, P. MARTIN und P. ROUCHON: *Flatness and Defect of Non-Linear Systems: Introductory Theory and Examples*. Int. J. Control, 61(6):1327 – 1361, 1995.



- [68] FLIESS, M., J. LÉVINE, PH. MARTIN und P. ROUCHON: *On Differentially Flat Nonlinear Systems*. In: *Proceedings of the IFAC-Symposium on Nonlinear Control Systems, Bordeaux*, Seiten 408 – 412, 1992.
- [69] DANNEHL, J. und F. W. FUCHS: *Flatness-Based Control of an Induction Machine Fed via Voltage Source Inverter - Concept, Control Design and Performance Analysis*. In: *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*, Seiten 5125 – 5130, Nov. 2006.
- [70] HAMM, C.: *Steuerungs- und Regelungskonzepte zur kartesischen Bahnführung, Schwingungsbedämpfung und Entkopplung von Parallelstabkinematiken*. Doktorarbeit, Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg, 2006.
- [71] LUTZ, H. und W. WENDT: *Taschenbuch der Regelungstechnik*, Band 7. Verlag Harri Deutsch, 2007.
- [72] ZHANG, G.: *Comparison of Control Schemes for Two-Inertia System*. In: *Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on*, Band 1, Seiten 573 – 578, 1999.
- [73] FÖLLINGER, O.: *Regelungstechnik*, Band 7. Hüthig Verlag, 1992.
- [74] SKOGESTAD, S. und I. POSTLETHWAITE: *Multivariable feedback control: Analysis and Design*. Wiley, 2005.
- [75] UNBEHAUEN, H.: *Regelungstechnik 1 - Klassische Verfahren zur Analyse und Synthese linearer kontinuierlicher Regelsysteme*, Band 8. Verlag Vieweg, 1992.
- [76] LUNZE, J.: *Regelungstechnik 2 - Mehrgrößensysteme, Digitale Regelung*, Band 4. Springer, 2006.
- [77] HUI, S. und S. H. ZAK: *Observer Design for Systems with Unknown Inputs*. *Int. J. Appl. Math. Comput. Sci.*, 15(4):431 – 446, 2005.
- [78] MERZOUKI, R., J. A. DAVILA, L. FRIDMAN und J. C. CADIOU: *Backlash Phenomenon Observation and Identification in Electromechanical System*. *Control Engineering Practice*, 15(4):447–457, 2007.
- [79] SCHULZ, G.: *Regelungstechnik 1, Lineare und Nichtlineare Regelung, Rechnergestützter Reglerentwurf*. Oldenbourg, 3. Auflage, 2007.
- [80] ZEITZ, M.: *Differenzielle Flachheit: Eine nützliche Methodik auch für lineare SISO-Systeme*. *Automatisierungstechnik*, 58:5 – 13, 2010.
- [81] DE CAIGNY, J., B. DEMEULENAERE, J. SWEVERS und J. DE SCHUTTER: *Optimal Design of Spline-Based Feedforward for Trajectory Tracking*. In: *American Control Conference, 2007. ACC '07*, Seiten 4524 – 4529, July 2007.

- [82] SILVERMAN, L.: *Inversion of Multivariable Linear Systems*. Automatic Control, IEEE Transactions on, 14(3):270 – 276, June 1969.
- [83] HAGENMEYER, V. und M. ZEITZ: *Flachheitsbasierter Entwurf von linearen und nicht-linearen Vorsteuerungen (Flatness-based Design of Linear and Nonlinear Feedforward Controls)*. Automatisierungstechnik 48, Heft 3, 48(3), 2004.
- [84] HAGENMEYER, V.: *Robust nonlinear tracking control based on differential flatness*. Doktorarbeit, Université Paris Sud, 2003.
- [85] GRAICHEN, K., V. HAGENMEYER und M. ZEITZ: *A new Approach to Inversion-based Feedforward Control Design for Nonlinear Systems*. Automatica, 41(12):2033 – 2041, 2005.
- [86] ZIRKEL, D., S. LIU und G. WIEDEMANN: *Verfahren zum Entwurf einer robusten Regelung mit flachheitsbasierter Vorsteuerung*. In: 42. Regelungstechnisches Kolloquium in Boppard, Feb. 2008.
- [87] RUDOLPH, J.: *Flatness Based Control of Distributed Parameter Systems*. Berichte aus der Steuerungs- und Regelungstechnik. Shaker Verlag, Aachen, 2003.
- [88] RUDOLPH, J., J. WINKLER und F. WOITTENNEK: *Flatness Based Control of Distributed Parameter Systems: Examples and Computer Exercises from Various Technological Domains*. Shaker Verlag, 2003.
- [89] HAGENMEYER, V., A. RANFTL und E. DELALEAU: *Flatness-based Control of the Induction Drive Minimising Energy Dissipation*, Seiten 149 – 160. Springer, 2003.
- [90] MARTIN, P. und P. ROUCHON: *Flatness and Sampling Control of Induction Motors*. In: 13th Triennial World Congress, Seiten 389–394, 1996.
- [91] CHELOUAH, A., E. DELALEAU, P. MARTIN und P. ROUCHON: *Differential Flatness and Control of Induction Motors*. In: Proceedings CESA'96, Band 1, Seiten 80 – 85, 1996.
- [92] DEUTSCHER, J.: *Flachheitsbasierter Entwurf von Mehrgrößenregelungen mittels linearer Differentialoperatorarstellungen*. Doktorarbeit, Universität Erlangen-Nürnberg, 2004.
- [93] HERRMANN, M.: *Entwurf, Berechnung und Regelung magnetischer Reluktanzaktoren*. Doktorarbeit, TU München, 2008.
- [94] JIN, W.-L.: *A Method for Computing Quadratic Brunovsky Forms*. Electronic Journal of Linear Algebra, ELA, 13:40 – 55, Feb. 2005.
- [95] SCHWARZMANN, D., J. LUNZE und R. NITSCHKE: *A Flatness-based Approach to Internal Model Control*. In: American Control Conference, 2006, June 2006.

- [96] GRAICHEN, K.: *Feedforward control design for finite-time transition problems of nonlinear systems with input and output constraints*. Doktorarbeit, Universität Stuttgart, 2006.
- [97] GRAICHEN, K. und M. ZEITZ: *Feedforward Control Design for Finite-Time Transition Problems of Nonlinear Systems With Input and Output Constraints*. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 53(5):1273 – 1278, June 2008.
- [98] DE CAIGNY, J., B. DEMEULENAERE, J. DE SCHUTTER und J. SWEVERS: *Dynamically Optimal Polynomial Splines for Flexible Servo-Systems: Experimental Results*. In: *Advanced Motion Control, 2008. AMC '08. 10th IEEE International Workshop on*, Seiten 98 – 103, March 2008.
- [99] MEURER, T. und M. ZEITZ: *Two-Degree-of-Freedom Tracking Control Design for Boundary Controlled Distributed Parameter Systems using Formal Power Series*. In: *Decision and Control, 2004. CDC. 43rd IEEE Conference on*, Band 3, Seiten 3307 – 3312, Dec. 2004.
- [100] PIAZZI, A. und A. VISIOLI: *Optimal Inversion-based Control for the Set-Point Regulation of Nonminimum-Phase Uncertain Scalar Systems*. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 46(10):1654 – 1659, Okt. 2001.
- [101] LYNCH, A. F. und J. RUDOLPH: *Flachheitsbasierte Randsteuerung parabolischer Systeme mit verteilten Parametern*. at - Automatisierungstechnik, Oldenbourg Wissenschaftsverlag, 48:478 – 486, 2000.
- [102] MEURER, T. und M. ZEITZ: *Flachheitsbasierte Steuerung und Regelung eines Wärmeleitungssystems*. at - Automatisierungstechnik, 52(9):411 – 420, Sept. 2004.
- [103] THOMSEN, S. und F. W. FUCHS: *Flatness based Speed Control of Drive Systems with Resonant Loads*. In: *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Seiten 120 – 125, Nov. 2010.
- [104] THOMSEN, S. und F. W. FUCHS: *Design and Analysis of a Flatness-based Control Approach for Speed Control of Drive Systems with Elastic Couplings and Uncertain Loads*. In: *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, Seiten 1 – 10, Sept. 2011.
- [105] LEVINE, W. S.: *The Control Handbook*. CRC-Press, 1 Auflage, 1996.
- [106] SCHÜTTE, F.: *Automatisierte Reglerinbetriebnahme für elektrische Antriebe mit schwingungsfähiger Mechanik*. Doktorarbeit, Universität Paderborn, 2002.
- [107] SZABAT, K. und T. ORLOWSKA-KOWALSKA: *Adaptive Control of Two-Mass System using Nonlinear Extended Kalman Filter*. *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*, Seiten 1539 – 1544, Nov. 2006.
- [108] SZABAT, K., T. ORLOWSKA-KOWALSKA und K. P. DYRCZ: *Extended Kalman Filters in the Control Structure of Two-Mass Drive System*. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Technical Sciences*, 54(3):315 – 325, 2006.

- [109] SZABAT, K. und T. ORLOWSKA-KOWALSKA: *Performance Improvement of Industrial Drives With Mechanical Elasticity Using Nonlinear Adaptive Kalman Filter*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 55(3):1075 – 1084, March 2008.
- [110] STROBL, D.: *Identifikation nichtlinearer mechatronischer Systeme mittels neuronaler Beobachter*. Doktorarbeit, TU München, 1999.
- [111] GEYER, T.: *Computationally Efficient Model Predictive Direct Torque Control*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 26(10):2804 –2816, oct. 2011.

## Liste eigener Veröffentlichungen

- [1] THOMSEN, S., N. HOFFMANN und F. W. FUCHS: *PI-Control, PI-based State Space Control and Model Based Predictive Control for Drive Systems with Elastically Coupled Loads - A Comparative Study*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 58(8), Aug. 2011.
- [2] THOMSEN, S. und F. W. FUCHS: *Design and Analysis of a Flatness-based Control Approach for Speed Control of Drive Systems with Elastic Couplings and Uncertain Loads*. In: *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, Seiten 1 – 10, Sept. 2011.
- [3] THOMSEN, S. und F. W. FUCHS: *Flatness based Speed Control of Drive Systems with Resonant Loads*. In: *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Seiten 120 – 125, Nov. 2010.
- [4] THOMSEN, S., N. HOFFMANN und F. W. FUCHS: *Comparative Study of Conventional PI-Control, PI-based State Space Control and Model based Predictive Control for Drive Systems with Elastic Coupling*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, Seiten 2827 – 2835, Sept. 2010.
- [5] HOFFMANN, N., S. THOMSEN und F. W. FUCHS: *Appropriate Tuning and Robust Design of a Generalized Predictive Speed Controller for Drive Systems with Resonant Loads*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, Seiten 764 – 771, Sept. 2010.
- [6] HOFFMANN, N., S. THOMSEN und F. W. FUCHS: *Model based Predictive Speed Control of a Drive System with Torsional Loads - A Practical Approach*. In: *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International*, Seiten 149 – 156, Sept. 2010.
- [7] THOMSEN, S. und F. W. FUCHS: *Speed Control of Torsional Drive Systems with Backlash*. In: *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, Seiten 1 – 10, Sept. 2009.
- [8] FUCHS, F. W., J. DANNEHL, R. LOHDE, V. DINKHAUSER, S. JENSEN, A. KNOP, K. ROTHENHAGEN, S. THOMSEN und C. WESSELS: *Research laboratory for power*

- Electronic generator systems in wind turbines comprising converters, generators, interaction and grid interaction.* In: *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, Seiten 1 – 15, Sept. 2009.
- [9] THOMSEN, S. und F. W. FUCHS: *Konventionelle Regelung und Zustandsregelung für elektrische Antriebssysteme zur aktiven Dämpfung mechanischer Schwingungen bei Wirkung von Lose.* In: *VDE/VDI-Fachtagung - Elektrisch-mechanische Antriebssysteme, Böblingen - Deutschland, Sept. 2008.*
- [10] THOMSEN, S., K. ROTHENHAGEN und F. W. FUCHS: *Online Parameter Identification Methods for Doubly fed Induction Generators.* In: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, Seiten 2735 – 2741, June 2008.
- [11] THOMSEN, S., K. ROTHENHAGEN und F. W. FUCHS: *Analysis of Stator Voltage Observers for a Doubly fed Induction Generator.* In: *Power Electronics and Applications, 2007. EPE '07. 12th European Conference on*, Seiten 1 – 9, Sept. 2007.
- [12] ROTHENHAGEN, K., S. THOMSEN und F. W. FUCHS: *Voltage Sensor Fault Detection and Reconfiguration for a Doubly Fed Induction Generator.* In: *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 2007. SDEMPED 2007. IEEE International Symposium on*, Seiten 377 – 382, Sept. 2007.