

# **Schwingungsbedämpfung in Servosystemen mit der direkten Drehmomentmittelwertregelung**

Vom Fachbereich 18  
- Elektrotechnik und Informationstechnik -  
der Technischen Universität Darmstadt  
zur Erlangung der Würde  
eines Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)  
genehmigte Dissertation

vorgelegt von

**Dipl.-Ing. Jochen Faßnacht**

geboren am 24.05.1971 in Schramberg

Referent:	Prof. Dr.-Ing. Peter Mutschler
Korreferent:	Prof. Dr.-Ing. Detlev Hackstein
Tag der Einreichung:	6. August 2002
Tag der mündlichen Prüfung:	6. November 2002

## Vorwort

Diese Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Stromrichtertechnik und Antriebsregelung an der Technischen Universität Darmstadt.

Ich danke dem Referenten, Herrn Prof. Dr.-Ing. P. Mutschler, für sein Interesse an der Arbeit, für seine Unterstützung und seine Anregungen bei der Durchführung.

Dem Korreferenten, Herrn Prof. Dr.-Ing. D. Hackstein, danke ich für sein Interesse an der Arbeit und die Übernahme des Korreferates.

Für die vielen nützlichen Gespräche, die verlässliche Hilfe und das sehr gute Arbeitsklima am Institut möchte ich allen meinen Kollegen sehr danken.

Auch viele nicht wissenschaftliche Dinge sind für das Gelingen einer praktischen Arbeit sehr wichtig. Ich möchte mich in diesem Zusammenhang bei der Werkstatt, den Laboranten, beim Sekretariat und der Technischen Zeichnerin für die professionelle Unterstützung und das angenehme Betriebsklima bedanken.

In diese Arbeit sind mehrere Studien- und Diplomarbeiten eingegangen. Hierfür danke ich den beteiligten Studenten sehr.

Ein besonderer Dank gilt meinen Eltern, die mich während des Studiums unterstützt und meine Arbeit mit großer Anteilnahme begleitet haben.

## Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	1
2. Das DMTC-Verfahren (Direct Mean Torque Control)	3
2.1 Grundlagen und Einleitung zur direkten Drehmomentregelung	3
2.2 Drehmomenteinstellung mit dem Verfahren der Flächengleichheit	6
2.3 Drehmomenteinstellung mit dem Endwertverfahren	7
2.4 Der neue Flussregler mit möglicher Zyklusdreiteilung	8
3. Das Asynchronmaschinenmodell für das DMTC-Verfahren	13
3.1 Aufbau des Modells und des zugehörigen Beobachters	13
3.2 Bestimmung der Parameterstartwerte	16
3.2.1 Bestimmung des Statorwiderstands	18
3.2.2 Bestimmung der Hauptinduktivität	20
3.2.3 Ermittlung des Rotorwiderstands und der rotorseitigen Streuinduktivität	22
3.3 Online-Nachführung von Rotor- und Statorwiderstand	25
4. Aufbau der Regelstrecke	32
5. Nachbildung der Zustände des mechanischen Systems	35
5.1 Einsatz von Ferraris- und Lagegeber	35
5.2 Nachbildung des Drehzahlsignals für den Antriebsmaschinenrotor	37
5.3 Aufbau eines Beobachters für den mechanischen Dreimassenschwinger	39
6. Bekannte Vorgehensweisen zur Schwingungsbedämpfung	47
6.1 Filterung der Resonanzfrequenzen	47
6.2 Verfahren zur aktiven Schwingungsbedämpfung mit PI-Reglern und erweiterten PI-Reglern	48
6.3 Wellenmomentregelung	50
6.4 Zustandsregler	50
7. Aktive Schwingungsbedämpfung bei Dreimassenschwingern	52
7.1 Schwingungsbedämpfung mit dem PI-Drehzahlregler	53
7.1.1 PI-Drehzahlregler mit Differenzdrehzahlaufschaltung	58
7.1.2 PI-Drehzahlregler mit Differenzdrehzahl- und Lastmomentaufschaltung	64
7.2 Einsatz eines Zustandsreglers zur Schwingungsbedämpfung	67
7.2.1 Modellierung des DMTC-Verfahrens zur Berücksichtigung bei der Zustandsreglerauslegung	69
7.2.2 Auslegung des Zustandsreglers mit dem Riccati-Entwurf	71
7.2.3 Auslegung des Zustandsreglers mit Hilfe der Polvorgabe	74
7.2.4 Entwurf der Zustandsregelung auf Robustheit	80
7.2.4.1 Entwurf eines gegen falsche Streckenparameter robusten Systems	83
7.2.4.2 Entwurf eines robusten Reglers durch Minimierung von Normen bei unstrukturierten Unsicherheiten	87
7.2.5 Störgrößenaufschaltung beim Zustandsregler	93
7.2.6 Zustandsregler mit Differenzdrehzahlaufschaltung bei Auftreten der Stellgliedbegrenzung	94
7.2.7 Zusammenfassung des Zustandsreglerentwurfs	96
7.2.8 Vergleich zwischen Zustands- und PI-Regler	98

## Inhaltsverzeichnis

---

8. Aufbau des Teststandes	101
8.1 Einsatz von PCs zur Echtzeitverarbeitung	101
8.2 Übersicht über den gesamten Aufbau	102
9. Messergebnisse	104
9.1 Drehzahlbeobachter unter Verwendung des Beschleunigungsgebers	104
9.2 Messtechnische Verifizierung des Beobachters für das gesamte mechanische System	106
9.3 Untersuchung des PI-Drehzahlreglers zur aktiven Schwingungsdämpfung am Teststand	110
9.4 Untersuchung des Zustandsreglers am Teststand	114
10. Zusammenfassung und Ausblick	119
11. Synopsis of thesis	121
12. Literaturverzeichnis	123
Anhang	
A1. Berechnung der Einschaltdauer mit dem Mittelwertverfahren	A1
A2. Berechnung der Einschaltdauer mit dem Endwertverfahren	A2
A3. Das zur Parameterermittlung verwendete Umrichtermodell	A3
A4. Grundlagen der Zustandsregelung	A5
A5. Beobachtbarkeit eines Systems	A8
A6. Steuerbarkeit eines Systems	A8
A7. Zeitdiskrete Realisierung eines Totzeitglieds	A9
A8. Riccati-Entwurf	A10
A9. Polvorgabe	A12
A10. Modifikation der Polsensitivitätsanalyse für einen Dreimassenschwinger	A12
A11. Beobachter	A14
A12. Separationstheorem	A15
T. Technische Daten des Versuchstands	A17

## Erläuterung der Formelzeichen und Abkürzungen

$\underline{A}$	zeitkontinuierliche Systemmatrix
$\underline{B}$	Erregermagnetfeld oder Eingangsvektor von Systembeschreibung
$b$	Reglerparameter
$b_{\text{Ferraris}}$	mit dem Ferraris-Geber gemessene Beschleunigung
$\underline{C}^T$	Beobachtungsmatrix
$\underline{D}$	Durchgangsmatrix
$D_{12}$	Dämpfungskonstante zwischen Antriebsmaschine und Kupplung
$D_{23}$	Dämpfungskonstante zwischen Kupplung und Lastmaschine
$dk$	Verschiebungsfaktor
DMTC	Direkte Drehmomentmittelwertregelung (Direct Mean Torque Control)
$D_{\text{rob}}$	Mindestabstand zur imaginären Achse beim robusten Reglerentwurf
$f_{N1}, f_{N2}$	Antiresonanzfrequenzen des Dreimassenschwingers
$f_{R1}, f_{R2}$	Resonanzfrequenzen des Dreimassenschwingers
$\underline{E}_R(p)$	Reglerübertragungsfunktion
$\underline{E}_S(p)$	Streckenübertragungsfunktion
$h_{\text{FS}}$	Einschaltdauer des Spannungsvektors zur Flusstützung
$h_{\text{NV}}$	Einschaltdauer des Nullvektors
$h_{\text{SV}}$	Einschaltdauer eines Spannungsvektors
$h_{\text{SV1}}$	Einschaltdauer des ersten Spannungsvektors
$h_{\text{SV2}}$	Einschaltdauer des zweiten Spannungsvektors
$\underline{I}$	Einheitsmatrix
$I_{\text{hyst}}$	Mindestabweichung zwischen realem Strom und Modellstrom zur Widerstandsnachführung
$i_{\text{par}}, i_{\text{ort}}$	Anteile des Statorstroms parallel oder senkrecht zum Statorfluss
$i_{\text{parm}}, i_{\text{ortm}}$	Anteile des Modellstatorstroms parallel oder senkrecht zum Statorfluss
$i_{\text{parmess}}, i_{\text{ortmess}}$	Anteile des gemessenen Statorstroms parallel oder senkrecht zum Statorfluss
$i_r, i_{r\alpha}, i_{r\beta}$	Rotorströme in statorfesten $\alpha\beta$ -Koordinaten
$i_r, i_{r\alpha m}, i_{r\beta m}$	Modellrotorströme in statorfesten $\alpha\beta$ -Koordinaten
$i_r'$	Rotorstrom im $\Gamma$ -Ersatzschaltbild
$i_{\text{suges}}, i_{\text{svges}}, i_{\text{swges}}$	Statorstrangssummenströme
$i_s, i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	Statorströme in statorfesten $\alpha\beta$ -Koordinaten
$i_{sm}, i_{s\alpha m}, i_{s\beta m}$	Modellstatorströme in statorfesten $\alpha\beta$ -Koordinaten
$i_u, i_v, i_w$	Statorstrangsströme
$i_\mu$	Magnetisierungsstrom
$K$	Beobachterparameter
$K_1 \dots K_5$	Hilfskonstanten
$K_{12}$	Federkonstante der Welle zwischen Antriebsmaschine und Kupplung
$K_{23}$	Federkonstante der Welle zwischen Kupplung und Lastmaschine
$K_{\text{DB1}}, K_{\text{DB2}}$	Koeffizienten des Drehzahlbeobachters
$K_{\text{DD12}}, K_{\text{DD13}}$	Koeffizienten eines erweiterten PI-Reglers
$K_{\text{ds0}}$	Hilfskonstanten
$K_L$	Koeffizient der Lastmomentaufschaltung
$K_{\text{ns1}} \dots K_{\text{ns6}}$	Hilfskonstanten
$K_R$	Reglerparameter
$K_{R1} \dots K_{R6}$	Koeffizienten des Zustandsreglers
$K_{\text{SB11}} \dots K_{\text{SB24}}$	Rückführkoeffizienten des Statorstrombeobachters
$K_{w1} \dots K_{w5}$	Hilfskonstanten
$K_{zS1} \dots K_{zS5}$	Hilfskonstanten

## Erläuterung der Formelzeichen und Abkürzungen

---

$L_h$	Hauptinduktivität der ASM in T-ESB
$L_r$	Rotorinduktivität der ASM
$L_s$	Statorinduktivität der ASM
$L_\mu$	Hauptinduktivität der ASM in $\Gamma$ -ESB
$L_\sigma$	auf den Rotor bezogene Gesamtstreuinduktivität der ASM
$L_{\sigma r}$	Rotorstreuinduktivität der ASM
$L_{\sigma s}$	Statorstreuinduktivität der ASM
$m_{bl}$	beobachtetes Lastmoment
$m_d$	mittleres Istmoment der Asynchronmaschine über einen Zyklus des DMTC-Verfahrens
$m_{hy}$	Grenzwerte der Drehmomenthysterese bei der direkten Drehmomentmittelwertregelung
$m_i$	inneres Moment der Asynchronmaschine
$m_{Ist}$	Istwert des Antriebsmaschinenmoments
$m_l$	Lastmoment
$m_{max}$	Maximalwert eines Sollmomentbegrenzers
$m_{maxvar}$	variabler Maximalwert eines Sollmomentbegrenzers
$m_n$	Augenblickswert des Drehmoments am Anfang des n. Zyklus
$m_{n+1}$	Augenblickswert des Drehmoments am Anfang des n+1. Zyklus
$m_{n+h}$	Augenblickswert des Drehmoments am Ende des Spannungsvektors des n. Zyklus
$m_{NV}$	Drehmoment während des Nullvektors
$m_s$	an der Asynchronmaschine angreifendes Störmoment
$m_{Soll}$	Sollwert des Moments für das DMTC/DTC-Verfahren
$m_{SV}$	Drehmoment während des Spannungsvektors
$n$	Anzahl der Zustandsgrößen eines Systems oder Nummerierung
$n_{bk}$	beobachtete Kupplungsdrehzahl in U/min
$n_{bl}$	beobachtete Lastmaschinendrehzahl in U/min
$n_{bm}$	beobachtete Antriebsmaschinendrehzahl in U/min
$n_{DB}$	mit dem Drehzahlbeobachter ermittelte Antriebsmaschinendrehzahl in U/min
$n_{el}$	elektrische Antriebsmaschinendrehzahl in U/min
$n_{Ferraris}$	durch Integration aus der gemessenen Beschleunigung gebildete Antriebsmaschinendrehzahl in U/min
$n_{Geber}$	durch Differenzenbildung aus der gemessenen Lage gebildete Antriebsmaschinendrehzahl in U/min
$n_{GMGeber}$	durch Differenzenbildung aus der gemessenen Lage gebildete Lastmaschinendrehzahl in U/min
$n_k$	Kupplungsdrehzahl in U/min
$n_l$	Lastmaschinendrehzahl in U/min
$n_m$	mechanische Antriebsmaschinendrehzahl in U/min
$n_{Soll}$	Drehzahlsollwert in U/min
$NV$	Nullvektor
$R_r$	Rotorwiderstand
$R_r'$	Rotorwiderstand im $\Gamma$ -Ersatzschaltbild
$R_{rkorr}$	Änderung des Rotorwiderstands bei Nachführung
$R_{rob}$	Mindestradius beim robusten Reglerentwurf
$R_s$	Statorwiderstand
$R_{sDatenblatt}$	Datenblattwert für Statorwiderstand pro Phase
$R_{sMittel}$	Mittelwert der Statorwiderstände pro Phase
$R_{skorr}$	Änderung des Statorwiderstands bei Nachführung

## Erläuterung der Formelzeichen und Abkürzungen

---

$R_{su}, R_{sv}, R_{vw}$	Widerstände der Statorphasen
$s$	Schlupf der Asynchronmaschine
$SV_x$	x. Spannungsvektor
$\underline{S}(p)$	Übertragungsfunktion
$\underline{T}(p)$	Übertragungsfunktion
$T_{DMTC}$	Ersatzzeitkonstante für DMTC-Verfahren
$T_s$	Zeitkonstante der Drehmoment- oder Stromregelung
$T_{Tot}$	allgemeine Totzeit oder Rechentotzeit des Regelungsinterrupts
$T_{totR}$	Zeitdauer zwischen Interruptaufruf und Ausgabe des ersten Spannungsvektors an den Umrichter
$T_z$	Zyklusdauer
$u_{Ferraris1}, u_{Ferraris2}$	Messspannungen des Ferrarisgebers
$u_{suges}, u_{svges}, u_{swges}$	Statorstrangsummenspannungen
$\underline{u}_s, u_{s\alpha}, u_{s\beta}$	Statorstrangsspannung in $\alpha/\beta$ -Koordinaten
$u_u, u_v, u_w$	Statorstrangsspannung
$u_{ZK}$	Zwischenkreisspannung
$\Delta K_x$	Veränderung der Rückführung
$\Delta m$	Drehmomentdifferenz
$\Delta x$	Verschiebungsfaktor
$\underline{W}_1, \underline{W}_2, \underline{W}_3$	Gewichtungsfunktionen
$\delta m$	scheinbare Hysteresebreite
$\Theta_1$	Trägheit der Asynchronmaschine
$\Theta_2$	Trägheit der Kupplung
$\Theta_3$	Trägheit der Lastmaschine
$\Psi_{Ist}$	Betrag des Statormaschinenflusswertes
$\Psi_{min}$	minimal zulässiger Betrag des Statormaschinenflusses
$\Psi_r$	Rotorfluss
$\Psi_r'$	Rotorfluss im $\Gamma$ -Ersatzschaltbild
$\Psi_s$	Statorfluss
$\Psi_{Soll}$	Sollwert des Statormaschinenflusses
$\varepsilon$	Polsensitivität
$\varphi_s$	Phasenverschiebung zwischen Statorstrom und Spannung des Modells
$\varphi_{sdiff}$	Differenzwinkel der Phasenverschiebungen zwischen Modell- und Messgrößen
$\varphi_{smess}$	Phasenverschiebung zwischen gemessenem Statorstrom und gemessener Statorspannung
$\varphi_{12}$	Verdrehwinkel zwischen Asynchronmaschine und Kupplung
$\varphi_{23}$	Verdrehwinkel zwischen Kupplung und Gleichstrommaschine
$\sigma$	Streukoeffizient
$\omega_{bk}$	beobachtete Kupplungswinkelgeschwindigkeit in 1/s
$\omega_{bl}$	beobachtete Lastmaschinenwinkelgeschwindigkeit in 1/s
$\omega_{bm}$	beobachtete Antriebsmaschinenwinkelgeschwindigkeit in 1/s
$\omega_{DB}$	mit dem Drehzahlbeobachter ermittelte Antriebsmaschinenwinkelgeschwindigkeit in 1/s
$\omega_{el}$	elektrische Antriebsmaschinenwinkelgeschwindigkeit in 1/s ( $\omega_{el} = \text{Polpaarzahl} \cdot \omega_m$ )
$\omega_{Ferraris}$	durch Integration aus der gemessenen Beschleunigung gebildete Antriebsmaschinenwinkelgeschwindigkeit in 1/s

## Erläuterung der Formelzeichen und Abkürzungen

---

$\omega_{\text{Geber}}$	durch Differenzenbildung aus der gemessenen Lage gebildete Antriebsmaschinenwinkelgeschwindigkeit in 1/s
$\omega_{\text{GMGeber}}$	durch Differenzenbildung aus der gemessenen Lage gebildete Lastmaschinenwinkelgeschwindigkeit in 1/s
$\omega_k$	Kupplungswinkelgeschwindigkeit in 1/s
$\omega_l$	Lastmaschinenwinkelgeschwindigkeit in 1/s
$\omega_m$	mechanische Antriebsmaschinenwinkelgeschwindigkeit in 1/s
$\omega_{\text{Soll}}$	Sollwert der Winkelgeschwindigkeit 1/s
$\Omega_M, \Omega_N, \Omega_S$	Frequenzbereiche beim robusten Reglerentwurf

## Allgemeine Bezeichnungen, Indices

-	Mittelwert über einen Zyklus oder Vektor
.	Ableitung eines Wertes
—	Vektor, Matrix oder komplexe Größe
^	anders, z.B. anderer Parametersatz
x	u, v, w
m	Modellgröße
korr	Korrekturgröße
mess	Messwert
→	Raumzeiger bei Drehfeldmaschinen

## 1. Einleitung

Es gibt bei realen Aufbauten keine ideal starren oder steifen mechanischen Kupplungen. Aufgrund der elastischen Kopplung treten mechanische Torsionsschwingungen von mehreren trägen Massen gegeneinander auf. Bei Traktionsantrieben führen die meist niederfrequenten Schwingungen zu erhöhter Beanspruchung des Antriebsstrangs, zu einem Komfortverlust und schlechteren Fahreigenschaften. Bei Servoantrieben, wie im hier vorliegenden Fall, weisen diese Resonanzschwingungen meist eine höhere Frequenz im Bereich über 100 Hz auf. Bei spanenden Bearbeitungsvorgängen führen diese Oszillationen zu einer schlechteren Oberflächengüte und sind somit auf dem Werkstück sichtbar. Mechanische Schwingungen erhöhen aber in jedem Fall den Verschleiß und können in Ausnahmefällen auch zur sehr schnellen Zerstörung der Anlage führen. Diese Schwingungen sind also sehr unerwünscht.

In den vergangenen Jahrzehnten wurden niederfrequente Schwingungen im Bereich unter 100 Hz oftmals aktiv bedämpft oder ausgegletet. Höherfrequente im Bereich über 100 Hz wurden durch einen Tiefpass im Signalweg unterdrückt. Diese Tiefpassfilterung verhindert nur die verstärkte Rückkopplung der Schwingungen. Einmal angeregte Schwingungen werden aber nicht aktiv bedämpft, sondern nur durch die schwache mechanische Dämpfung der Strecke verringert. Bei der meist relativ schwachen mechanischen Dämpfung führt dies dann zu oft sehr langsam abklingenden Schwingungen. Außerdem wird die Dynamik der Regelung hierdurch deutlich reduziert.

Mit den Fortschritten der Antriebstechnik in den letzten Jahren, also der Einführung schnelltaktender IGBT-Umrichter und direkter Drehmomentregelverfahren sowie leistungsfähiger Mikroprozessoren, konnte die Dynamik der Antriebe verbessert werden. Die höherfrequenten mechanischen Schwingungen liegen nun im Dynamikbereich des Stellglieds und der Regelung. Eine schlecht dimensionierte Regelung kann somit diese Schwingungen anregen und zu einem instabilen Verhalten führen. Es ist allerdings auch möglich, diese Schwingungen mit Resonanzfrequenzen über 100 Hz aktiv durch die Regelung zu dämpfen. Dies stellt dann besondere Anforderungen an die Regelung, die Messwerterfassung und das Stellglied.

Die hier verwendete direkte Drehmomentmittelwertregelung [Fla99] musste in einigen Bereichen, speziell der Flussregelung, modifiziert werden, um die nötige Dynamik in allen Betriebsbereichen zur Verfügung zu stellen. Das DMTC-Verfahren benötigt ein Modell der Asynchronmaschine zur Prädiktion des Drehmoments und des Flusses. Als Modellparameter mussten bisher die Werte aus dem Datenblatt der Maschine verwendet werden. Im Rahmen dieser Arbeit wird dafür eine Startparameterermittlung und eine Nachführung der temperaturveränderlichen Wicklungswiderstände im Betrieb implementiert.

Für eine hochdynamische Regelung sind sehr präzise Messsignale der Strecke mit sehr geringer Phasenverschiebung erforderlich. Aufgrund der relativ hohen mechanischen Resonanzfrequenzen der Regelstrecke kann z.B. das Drehzahlsignal zur Regelung nicht mehr mit normalen Tiefpassfiltern gefiltert werden, um Rauschen und sonstige Störungen der Messwerterfassung zu unterdrücken. Die hierbei erzeugte Phasenverschiebung würde zu instabilem Regelverhalten führen. Das durch eine Differenzbildung aus der Position gebildete Drehzahlsignal kann auch nicht direkt zur Drehzahlregelung verwendet werden. Eine Bereitstellung dieses Signals ist über einen Beobachter möglich. Hierzu wurde ein Drehzahlbeobachter für die Antriebsmaschine mit Ferraris-Beschleunigungssensor entworfen. Mit einem Beobachter für

den gesamten Dreimassenschwinger können alle relevanten Zustandsgrößen der Strecke ebenfalls nachgebildet werden.

Zur eigentlichen Drehzahlregelung mit aktiver Schwingungsbedämpfung können verschiedene Regler verwendet werden. Dies ist mit einem einfachen PI-Drehzahlregler zum Teil mit Ergänzungen oder mit verschiedenen Zustandsreglern möglich. Der Zustandsreglerentwurf ist deutlich komplizierter, bietet aber eine bessere Dynamik. In der Arbeit wird dies noch ausführlich behandelt und mit Messfahrten am Teststand untersucht.

Applikationen für solche Drehzahlregelungen sind Hauptspindelantriebe für spanende Bearbeitungsmaschinen, wie Fräs- oder Drehmaschinen, sowie Positionier- und Verfahrentriebe oder sonstige hochdynamische Direktantriebe.

## 2. Das DMTC-Verfahren (Direct Mean Torque Control)

### 2.1 Grundlagen und Einleitung zur direkten Drehmomentregelung

Das Drehmoment einer Asynchronmaschine kann auf verschiedene Arten eingestellt werden. Eine häufig anzutreffende Art ist die feldorientierte Regelung [Has69], [Bla71] mit einer unterlagerten Stromregelung. Bei der Stromregelung kann ein Pulsweitenmodulator mit einer konstanten Schaltfrequenz oder eine direkte Stromregelung, wie das Kazmierkowski-Verfahren [Kaz91] mit einem konstanten Stromrippel verwendet werden. Hierbei werden der Stromregelung Sollströme vorgegeben, die dem Sollmoment und dem Sollfluss der Maschine entsprechen. In feldorientierten Koordinaten können der Fluss und das Drehmoment getrennt betrachtet und geregelt werden. Zur Umrechnung der Messwerte vom statorfesten in das feldfeste Koordinatensystem und zur Umrechnung der Sollwerte vom feldfesten in ein statorfestes Koordinatensystem wird eine Drehtransformation benutzt.

Seit einiger Zeit gibt es, um höheren Anforderungen an die Dynamik gerecht zu werden, auch die so genannten direkten Drehmomentregelverfahren, zu denen die direkte Drehmomentmittelwertregelung, kurz DMTC-Verfahren [Fla99], gehört. Kennzeichnend für diese Verfahren ist die direkte Regelung des Moments und Flusses in Statorkoordinaten ohne die Verwendung einer unterlagerten Stromregelung oder eines Modulators.

Einige andere Vertreter direkter Drehmomentregelverfahren sind die direkte Selbstregelung [Dep85] oder das DTC-Verfahren [Tak86], [ABB95]. Bei der direkten Selbstregelung wird der Fluss auf einem Sechseck geführt. Dieses Verfahren wird hauptsächlich für Antriebe großer Leistung verwendet, da es eine hohe Dynamik bei wenigen Schalthandlungen ermöglicht. Das DTC-Verfahren wird bei Antrieben mit mittlerer Leistung verwendet. Hierbei wird der Fluss auf einem Kreis geführt. Das folgende Bild zeigt schematisch den Aufbau einer DTC-Regelung:

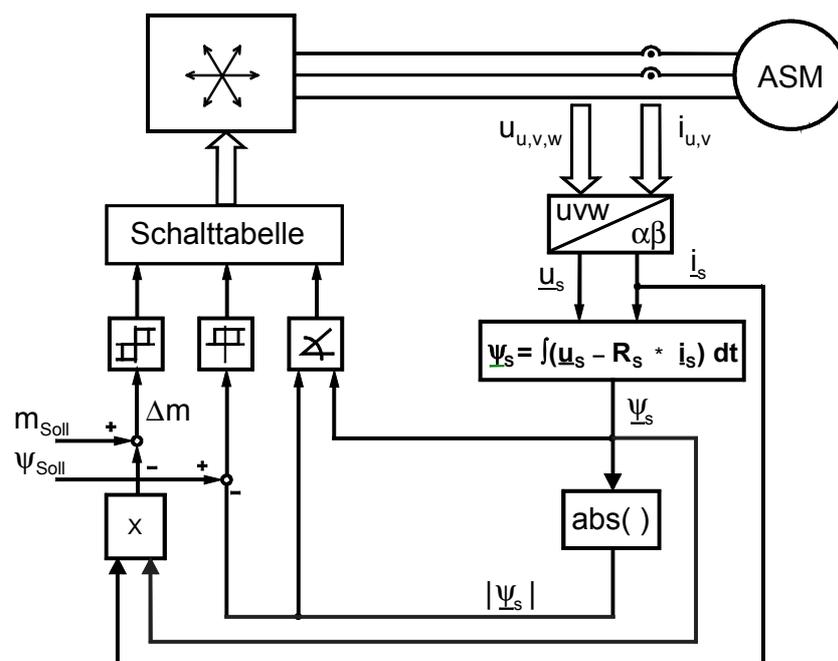


Abb. 2.1: Schema des DTC-Verfahrens

Mit einem einfachen Maschinenmodell werden Fluss und Drehmoment der Asynchronmaschine nachgebildet. Mit einem Soll-Istwert-Vergleich mit Hystereseband

wird entschieden, ob ein Fluss oder Drehmoment aufbauender oder abbauender Spannungsvektor oder einfach ein Nullspannungsvektor gewählt wird. Die Umkodierung in ein Umrichterpulsmuster erfolgt anhand des Statorflussraumzeigers. Hierzu muss die  $\alpha/\beta$ -Ebene in Sektoren aufgeteilt werden. Die Sektorgrenzen sind durch die Auswirkungen der Spannungsvektoren auf den Fluss und das Drehmoment der Asynchronmaschine vorgegeben:

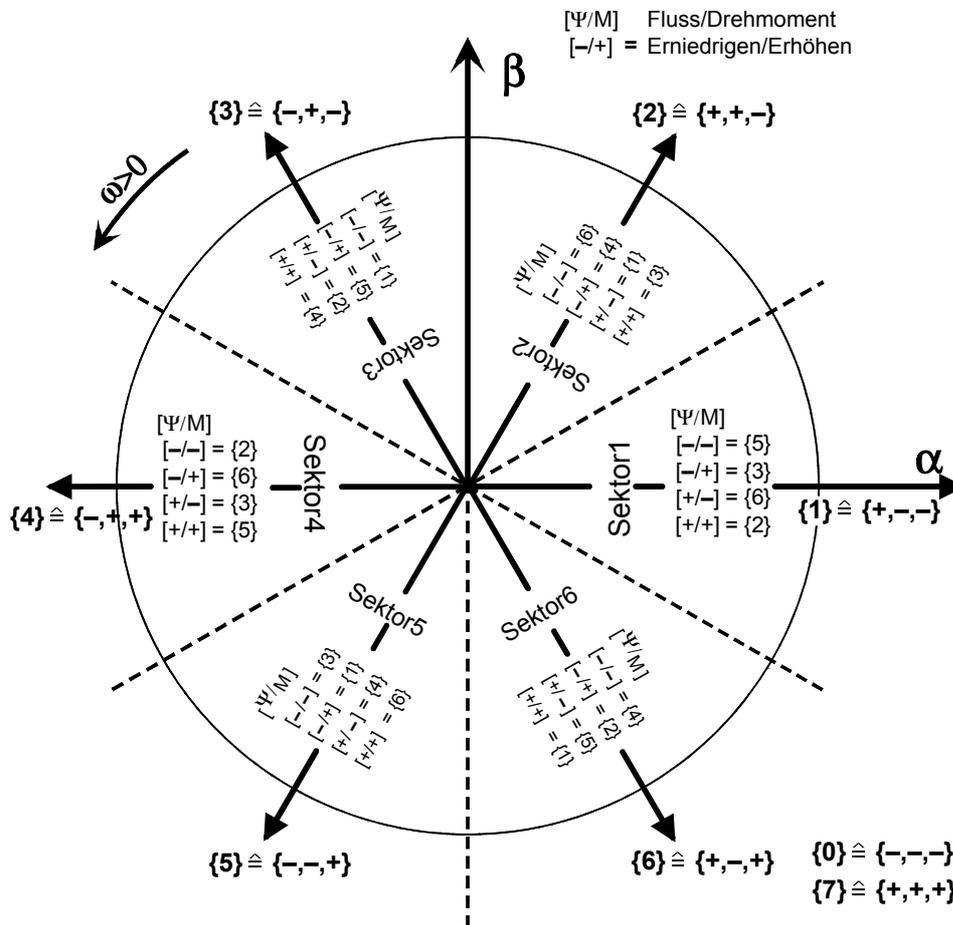


Abb. 2.2: Unterteilung der  $\alpha/\beta$ -Ebene in Sektoren

Je nach Lage des Flussvektors in der  $\alpha/\beta$ -Ebene haben die einzelnen Spannungsvektoren des Umrichters verschiedene Auswirkungen auf das Drehmoment und den Fluss. Um unabhängig von der Lage des Flusses Spannungsvektoren mit einem definierten Einfluss auf den Fluss und das Drehmoment zu haben, werden die Vektoren  $SV_0$ ,  $SV_1$ ,  $SV_{-1}$ ,  $SV_2$ ,  $SV_{-2}$  eingeführt.  $SV_0$  ist hierbei der Spannungsvektor im gleichen Sektor wie der Statorfluss.  $SV_1$  liegt im nächsten Sektor in mathematisch positiver Drehrichtung,  $SV_2$  im übernächsten. Die Vektoren  $SV_{-1}$  und  $SV_{-2}$  liegen in den entsprechenden Sektoren in mathematisch negativer Richtung.

Der Spannungsvektor  $SV_0$  erhöht generell den Fluss stark. Er kann je nach Lage des Flussraumzeigers das Moment günstig oder ungünstig beeinflussen.  $SV_1$  baut Fluss und Drehmoment auf,  $SV_2$  baut Fluss ab und Drehmoment auf. Für die Spannungsvektoren  $SV_{-1}$  und  $SV_{-2}$  gilt Entsprechendes, nur dass hier das Drehmoment abgebaut wird.

Die Schaltfrequenz beim DTC-Verfahren ist nicht konstant. Speziell bei Maschinen mit kleiner Streuinduktivität kann die Zeitdauer zwischen zwei Umschaltungen sehr kurz werden. Dies führt bei der heute üblichen Realisierung einer Regelung auf

einem Mikroprozessor zu einer sehr hohen Abtastrate. Es muss außerdem sichergestellt werden, dass der Stromrichter in keinem Zustand andauernd mit einer unzulässig hohen Schaltfrequenz betrieben wird.

Das DMTC-Verfahren [Fla99] umgeht diese Probleme mit einer Prädiktion. Das ursprüngliche DMTC-Verfahren [Fla99] arbeitet mit einer Zyklusweiteilung, weshalb diese im Folgenden auch zuerst erläutert wird. Für eine reine Drehmomentregelung sind zwei Unterteilungen ausreichend.

Ein typischer stationärer Drehmomentverlauf sieht bei dem DTC-Verfahren bei niedriger Drehzahl folgendermaßen aus:

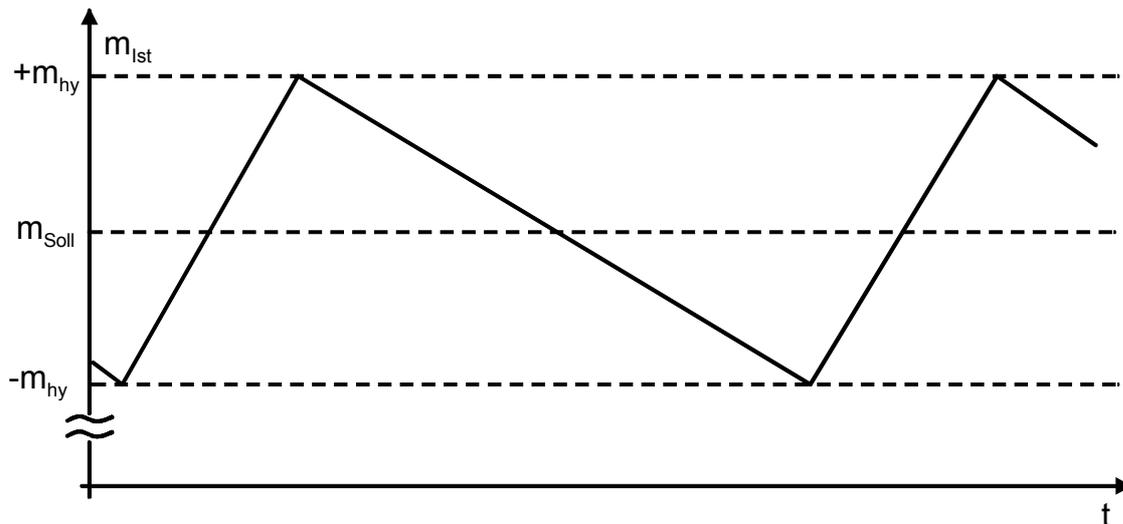


Abb. 2.3: Typischer stationärer Drehmomentverlauf beim DTC-Verfahren

Aufgrund der niedrigen Gegenspannung der Asynchronmaschine bei kleiner Drehzahl kann ein Spannungsvektor schnell den Statorstrom und somit das Moment erhöhen. Ein anschließender Nullvektor verringert diesen Statorstrom dann nur langsam. Bei einer großen Drehzahl der Maschine und somit einer hohen Gegenspannung wird bei Anlegen eines Spannungsvektors nur sehr langsam der Statorstrom erhöht. Die hohe Gegenspannung erniedrigt aber während eines Nullvektors den Strom schnell.

Fasst man zwei Umschaltungen, also einen Spannungsvektor und einen Nullvektor - wie das DMTC-Verfahren [Fla99] - zusammen, so erhält man bei konstanter und relativ langer Abtastzeit einen geringen Drehmomentrippel. Das Verfahren garantiert eine konstante Umrichterschaltfrequenz und eignet sich sehr gut für eine Realisierung auf einem Prozessor. Hierzu muss ein Timer zur Spannungsvektorausgabe im Hintergrund vorgesehen werden. Es ist mit diesem Verfahren möglich, auch Asynchronmaschinen mit sehr geringer Streuinduktivität mit gut realisierbaren Abtastraten zu regeln, was mit einer einfachen DTC aufgrund der benötigten sehr kurzen Dauer eines Abtastzyklus nicht möglich ist. Der Drehmomentrippel ist bei mittlerer Drehzahl, d. h. nahezu gleichschnellem Drehmomentaufbau bei Anlegen eines Spannungsvektors und Drehmomentabbau während eines Nullvektors, am größten.

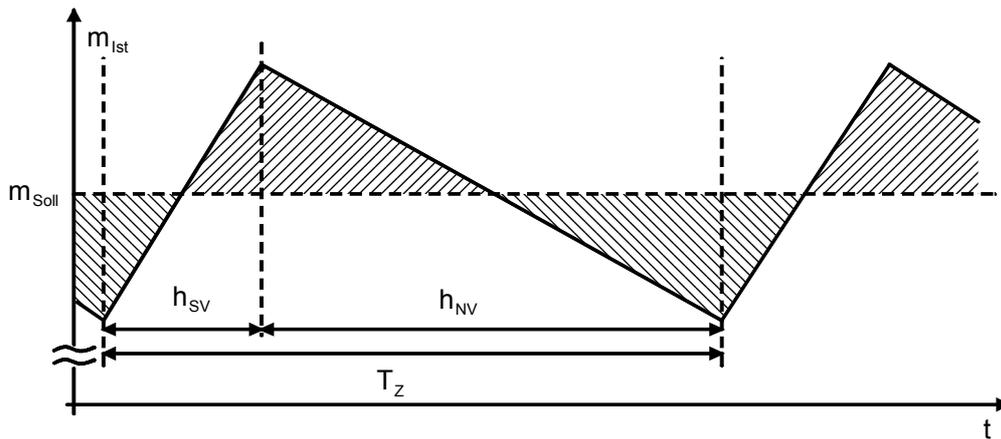


Abb 2.4: Timing eines stationären Zyklus des DMTC-Verfahrens

Das DMTC-Verfahren berechnet den Umschaltzeitpunkt so, dass der Mittelwert des Istmoments an der Maschine dem Sollmoment entspricht. Hierzu und zur Auswahl geeigneter Spannungsvektoren benötigt das Verfahren auch den Verlauf des Drehmoments und der Flüsse in der Maschine in der nahen Zukunft, d. h. während des ganzen Zyklus. Hierfür verwendet die direkte Drehmomentmittelwertregelung [Fla99] eine Prädiktion der Flüsse in der Maschine mit einem ständerfesten Modell der Asynchronmaschine. Das Modell und die automatische Bestimmung der Modellparameter werden in Kapitel 3 näher erläutert.

## 2.2 Drehmomenteinstellung mit dem Verfahren der Flächengleichheit

Zur Berechnung des Umschaltzeitpunktes verwendet das DMTC-Verfahren zwei mögliche Methoden, das Verfahren der Flächengleichheit und das Endwertverfahren [Fla99]. Als erstes soll das Verfahren der Flächengleichheit kurz erläutert werden. Die an der Maschine anliegenden Spannungs- oder Nullvektoren verändern das Moment permanent. Jeder Zyklus zur Drehmomentregelung besteht aus einem Spannungsvektor und einem Nullvektor. Das Drehmoment der Asynchronmaschine soll aber über einen Zyklus betrachtet gleich dem Sollwert sein. Um dies zu erreichen wird die Einschaltdauer des Spannungsvektors so gewählt, dass die Fläche zwischen dem Verlauf des Istwertes unter dem Sollwert und darüber gleich groß ist. Das folgende Bild zeigt dies im stationären Betrieb:

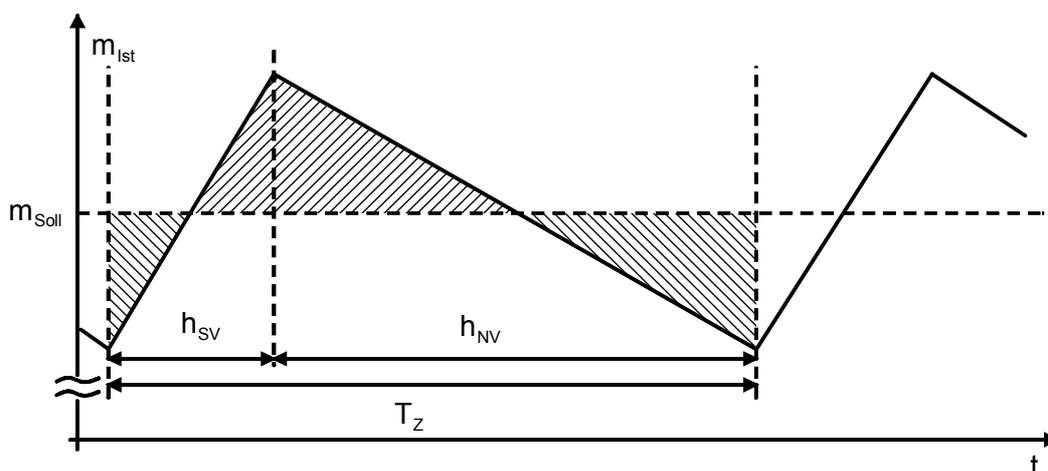


Abb. 2.5: Regelungszyklus beim Verfahren der Flächengleichheit

Die Einschaltdauer des Spannungsvektors ergibt sich mit der Herleitung im Anhang A1 zu:

$$h_{SV} = T_Z - \sqrt{T_Z^2 + \frac{2 \cdot (m_n - m_{Soll}) \cdot T_Z + m_{NV} \cdot T_Z^2}{m_{SV} - m_{NV}}} \quad (2.1)$$

Die Einschaltdauer des Nullvektors berechnet sich als Differenz zwischen  $T_Z$  und  $h_{SV}$ . Dieses Verfahren verzichtet auf einen unterlagerten Modulator. Durch die sofortige Einstellung eines drehmomenterhöhenden Spannungsvektors wird eine hohe Dynamik erreicht. Aber leider treten auch einige Probleme auf. So zeigt das Verfahren bei hohen Drehzahlen der Maschine eine unerwünschte Aufweitung des Drehmomentbands [Hof97]. Auch bei Sprüngen des Momentsollwertes wird das Drehmomentband stark aufgeweitet:

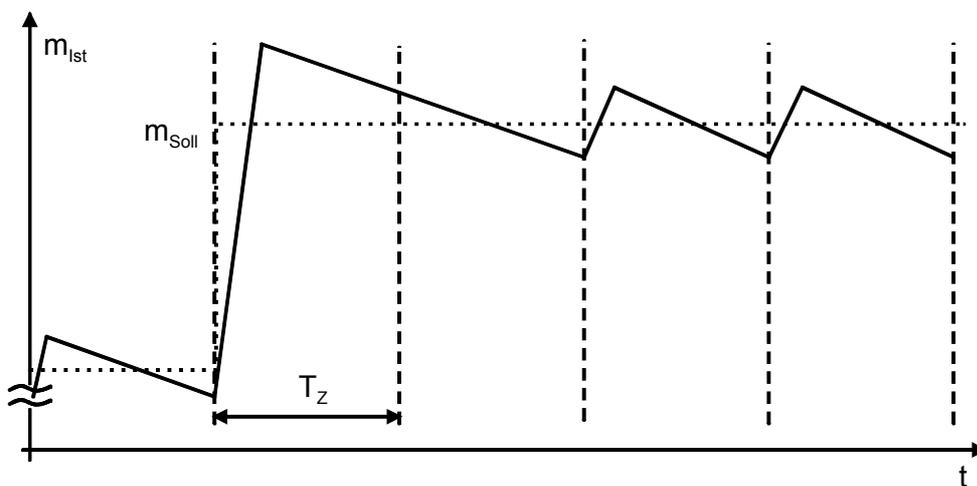


Abb. 2.6: Aufweitung des Drehmomentbandes bei einem Sollwertsprung

Die Dauer des Spannungsvektors wird so berechnet, dass im Mittel das Sollmoment eingestellt wird. Falls aber ein Sollwertsprung vorliegt, ist im ersten Teil des Zyklus das Moment der Maschine viel zu klein und wird durch ein erhöhtes Maschinenmoment im zweiten Teil wieder kompensiert. Während des nächsten Zyklus ist dann das Moment zu Beginn relativ groß, was in den folgenden Zyklen ausgeregelt werden muss. Dies führt zu einer unerwünschten Aufweitung des Drehmomentbandes nach Sollwertsprüngen. Das im folgenden Abschnitt beschriebene Endwertverfahren umgeht dies.

### 2.3 Drehmenteinstellung mit dem Endwertverfahren

Um die Aufweitung des Drehmomentbandes zu umgehen, berechnet das Endwertverfahren [Fla99] die Einschaltdauer des Spannungsvektors so, dass möglichst schnell ein neuer stationärer Zustand erreicht wird. Hierbei wird ausgehend von einem willkürlichen Anfangswert des Maschinenmoments die Einschaltdauer des Spannungsvektors so gewählt, dass am Zyklusende ein Moment vorliegt, welches in den folgenden Zyklen bei konstantem Sollwert dem stationären Anfangs- oder Endwert des Zyklus entspricht. Es wird in einem Zyklus nach der Drehmomentsollwertänderung wieder ein stationärer Zustand erreicht, falls die Stellreserve des Umrich-

ters hierfür ausreicht. In der folgenden Darstellung sind einige Regelzyklen des Endwertverfahrens gezeigt:

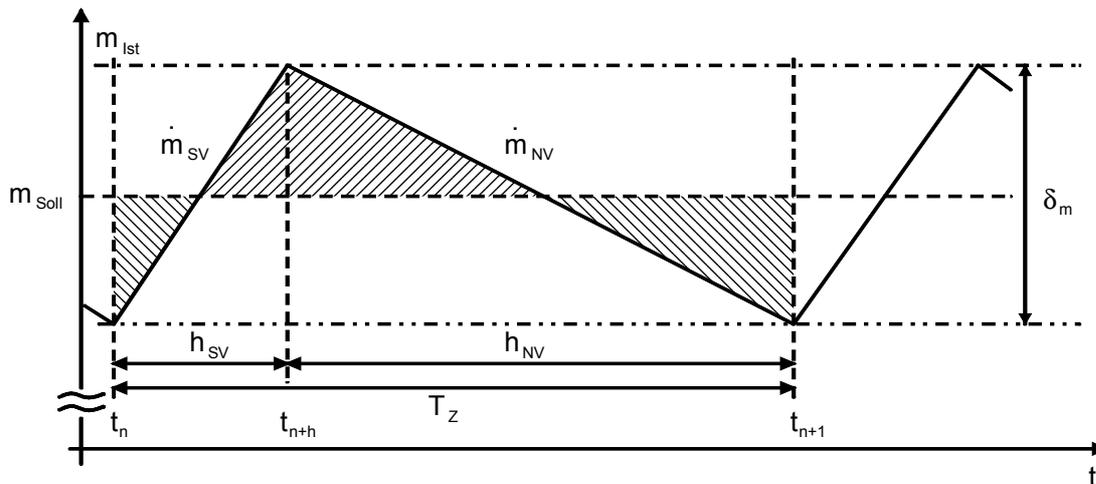


Abb. 2.7 Regelungszyklus beim Endwertverfahren

Die Einschaltdauer des Spannungsvektors kann mit der Herleitung im Anhang A2 folgendermaßen berechnet werden:

$$h_{SV} = \frac{m_{Soll} - m_n - T_Z \cdot m_{SV}}{m_{SV} - m_{NV}} + T_Z \cdot \frac{m_{SV} \cdot m_{NV}}{2 \cdot (m_{SV} - m_{NV})^2} \quad (2.2)$$

Das Endwertverfahren verhindert durch das sofortige Erreichen eines neuen stationären Zustandes ein Aufweiten des Drehmomentbandes bei Sollwertsprüngen des Drehmoments. Es kann hierbei vorkommen, dass das Istmoment während des Zyklus mit dem Sollwertsprung auch im Mittel nicht mehr exakt dem Sollwert entspricht. Die Aufweitung des Drehmomentbandes bei hohen Drehzahlen wird aber unterdrückt.

## 2.4 Der neue Flussregler mit möglicher Zyklusdreiteilung

Neben der Einstellung des Drehmoments ist auch die Einhaltung eines möglichst konstanten Flusses für den Betrieb der Asynchronmaschine erforderlich. Diese beiden Regelziele sind mit zwei Spannungsvektoren nicht immer erfüllbar.

Beim in [Fla99] vorgeschlagenen Flussregler kann es bei Flussstützungszyklen, also falls der Flussregler eine Flussstützung erwägt oder erzwingt, vorkommen, dass während eines Zyklus ein völlig falsches Moment eingestellt wird. Dies tritt bei geringem inneren Moment der Asynchronmaschine bei niedrigen Drehzahlen besonders störend in Erscheinung, da hier die Spannungsvektoren zur Drehmomentregelung nicht ausreichend Fluss aufbauen können, um diesen konstant zu halten und somit öfters Flussstützungszyklen notwendig sind.

Eine Lösung bietet die Verwendung von zwei benachbarten Spannungsvektoren und einem geeigneten Nullvektor, wie z.B. bei der indirekten Selbstregelung [JÄN89] oder allgemein bei Verwendung eines Raumzeigermodulators. Benachbarte Spannungsvektoren müssen gewählt werden, damit die maximale IGBT-Schaltfrequenz nicht überschritten wird. Bei dieser Vektorwahl wird dieselbe maximale Schaltfrequenz wie

bei der PWM erreicht. Hierzu sind zwei Umschaltzeitpunkte zu berechnen. Bei der indirekten Selbstregelung wird diese Berechnung von einer unterlagerten PWM durchgeführt. Es ist theoretisch möglich, über das Endwertverfahren sowohl für den Fluss als auch für das Drehmoment die zwei Einschaltzeiten exakt zu berechnen und somit ein direktes Drehmoment- und Flussregelverfahren zu implementieren. Die Formeln werden allerdings so aufwändig, dass eine Berechnung in Echtzeit für zur Zeit in der Antriebsregelung eingesetzte Prozessoren unmöglich ist. Es sind also Vereinfachungen nötig.

Der hier gewählte Ansatz entscheidet am Anfang des Regelungszyklus anhand eines Soll-/ Istwertvergleichs des Modellmaschinenflusses, ob eine Flussstützung mit einer konstanten Einschaltdauer  $h_{FS}$  bei zu niedrigem Modellfluss vorgenommen werden soll oder nicht:

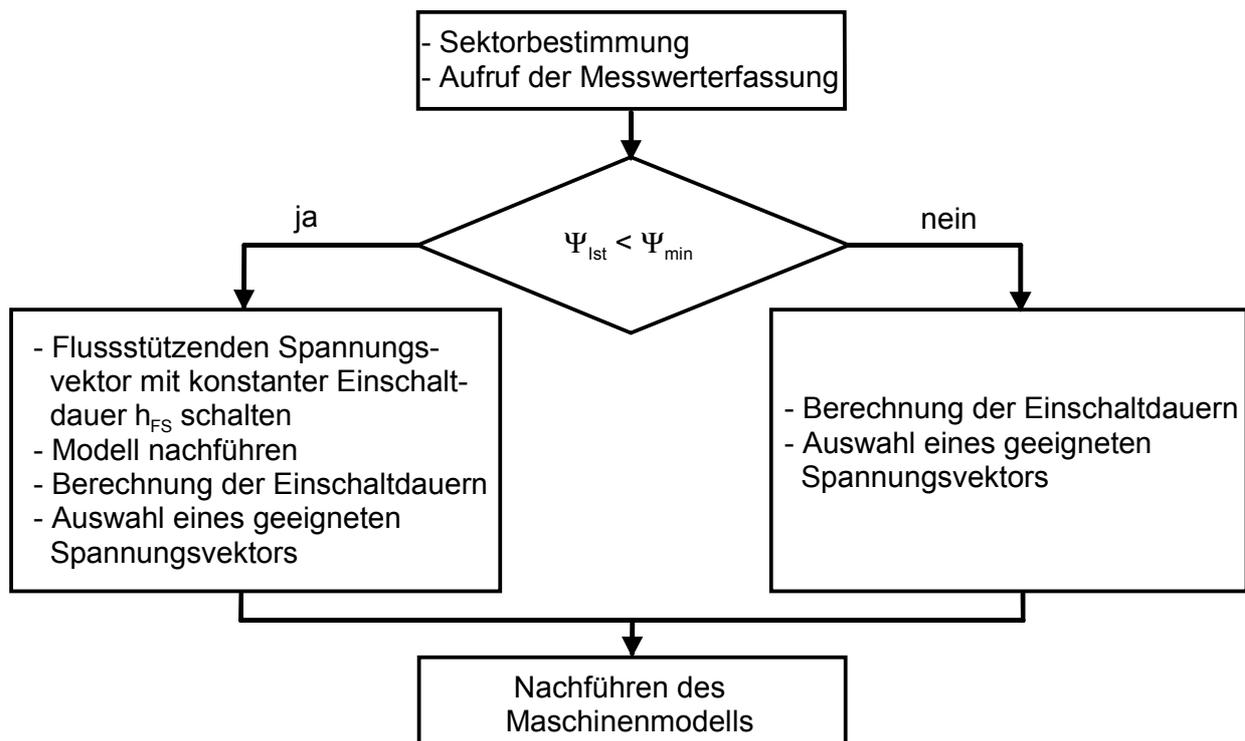


Abb. 2.8: Ablaufdiagramm des gesamten Regelungsprogramms

Im Folgenden sind ein zweigeteilter und ein dreigeteilter Zyklus mit Flussstützung dargestellt und wird das Vorgehen in den beiden Fällen erklärt:

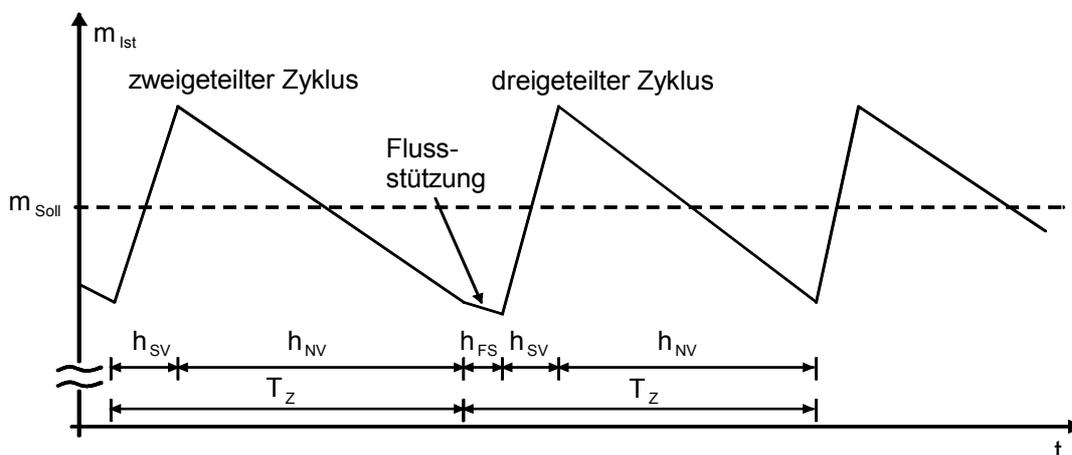


Abb. 2.9: Zeitlicher Ablauf eines zweigeteilten und eines dreigeteilten Zyklus

Falls keine Flusstützung vorgenommen wurde, wird anhand einer Vorauswahl untersucht, welche Spannungsvektoren zur Drehmomentregelung geeignet sind. Kann der Nullvektor das Drehmoment über den nächsten Zyklus ausreichend erniedrigen, um den neuen gewünschten Sollwert zu erreichen, so werden die Vektoren  $SV_0$ ,  $SV_1$  und  $SV_2$  zur Drehmomentregelung verwendet, ansonsten  $SV_0$ ,  $SV_{-1}$  und  $SV_{-2}$ . Durch diese Vorauswahl kann die nötige Rechenzeit deutlich verkürzt werden.

Für die ausgewählten Spannungsvektoren wird die Einschaltdauer mit dem Endwertverfahren ermittelt, falls die minimale Einschaltdauer der Spannungsvektoren überschritten wird, ansonsten wird das Mittelwertverfahren zur Berechnung der Einschaltzeiten verwendet. Dies hat in [Fla99] zu besseren Ergebnissen geführt. Anhand der ermittelten Einschaltzeiten wird nun untersucht, welche Spannungsvektoren zur Regelung des Drehmoments geeignet sind. Eine zu kurze, eine negative oder eine zu lange Einschaltdauer führen zum Ausschluss des Vektors. Von den noch übrigen Spannungsvektoren wird derjenige ausgewählt und geschaltet, welcher den Fluss am besten auf den Sollwert regelt. Das folgende Diagramm zeigt noch einmal den Ablauf der Regelung ohne Flusstützung:

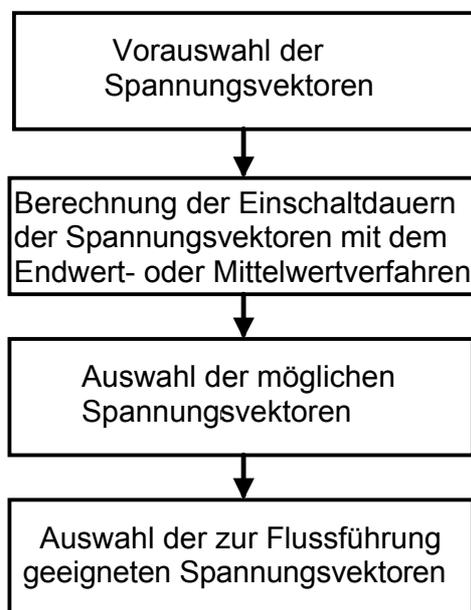


Abb. 2.10: Ablaufdiagramm der Regelung ohne Flusstützung

Der Flussregler entscheidet in diesem Modus nur, welcher der zur Drehmomentregelung geeigneten Spannungsvektoren verwendet wird.

Falls eine Flusstützung notwendig ist, soll der flusstützende Spannungsvektor  $SV_0$  für eine kurze konstant vorgegebene Zeit  $t_{FS}$  eingeschaltet werden, welche ausreicht, um den Fluss wieder in sein Band um den Sollwert zurückzubringen. Bei der hier verwendeten Asynchronmaschine sind dies  $5\mu s$ . Das entspricht auch der Mindesteinschaltdauer eines Spannungsvektors.

Das Modell der Asynchronmaschine muss in diesem Fall für den Flusstützungsschritt nachgeführt werden. Mit den neuen Werten wird nun für einen um die Flusstützung verkürzten Zeitraum mit dem DMTC-Verfahren das Drehmoment geregelt.

Um die Umrichterschaltfrequenz nicht unzulässig zu erhöhen, können nur die Vektoren  $SV_{-1}$  oder  $SV_1$  oder nochmals  $SV_0$  und dann der Nullvektor zur Drehmomentregelung benutzt werden. Diese Einschränkung ist nicht gravierend, da die Flusstützung nur bei kleinem Drehmoment nötig wird und die Einstellung kleiner Drehmomentwerte auch mit den noch zulässigen Vektoren möglich ist. Die Vorauswahl,

welcher Vektor zur Drehmomentregelung in Frage kommt, wird wieder anhand des Drehmomentabbaus von NV während des restlichen Zyklus getroffen. Danach wird mit dem Endwertverfahren bei Überschreiten der Mindesteinschaltdauer und ansonsten mit dem Mittelwertverfahren für die verbleibende Zeit mit den möglichen Vektoren  $SV_0$ ,  $SV_1$  oder  $SV_{-1}$  und dem Nullvektor das Moment so eingestellt, dass es wieder über den gesamten Zyklus im Mittel richtig ist.

Es wird wie oben anhand der ermittelten Einschalt Dauern untersucht, welcher Vektor zur Drehmomentregelung geeignet ist. Von den geeigneten Vektoren wird wieder derjenige ausgewählt, welcher den Fluss am nächsten am Sollwert hält. Auch hierbei wird die Flussstützung am Anfang des Zyklus berücksichtigt.

Folgendes Ablaufdiagramm zeigt die Regelung mit Flussstützung:

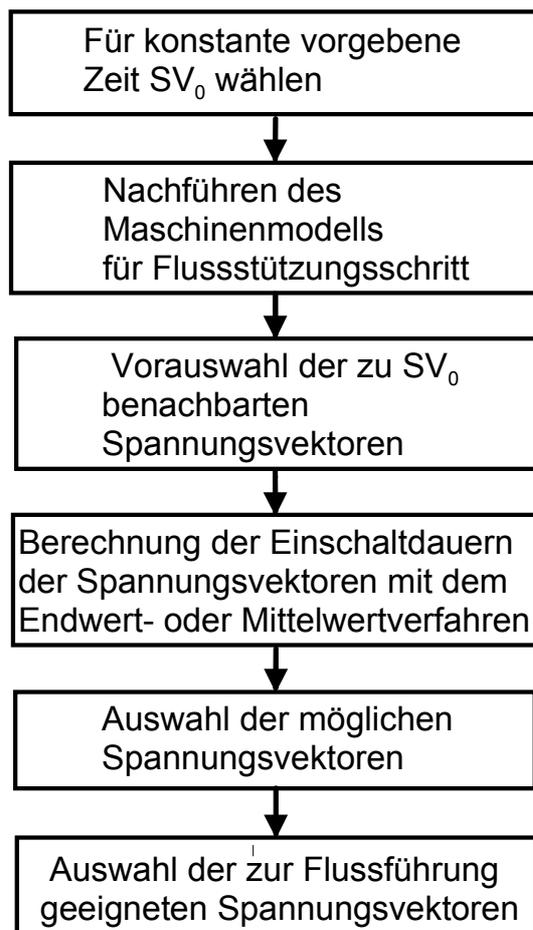


Abb. 2.11: Ablaufdiagramm der Drehmomentregelung mit Flussstützung

Hier greift der Flussregler zweimal ein, einmal mit einem kurzen flussstützenden Spannungsvektor und einmal bei der Auswahl der Spannungsvektoren, und trotzdem wird das Drehmoment im Mittel richtig eingestellt.

Das Modell der Asynchronmaschine wird am Ende der Regelroutine sowohl für den Fall mit als auch ohne Flussstützung für den noch fehlenden Spannungs- und / oder Nullvektor nachgeführt.

Die folgenden Simulationsergebnisse zeigen die Flussführung bei verschiedenen Drehzahlen und Belastungen der Maschine:

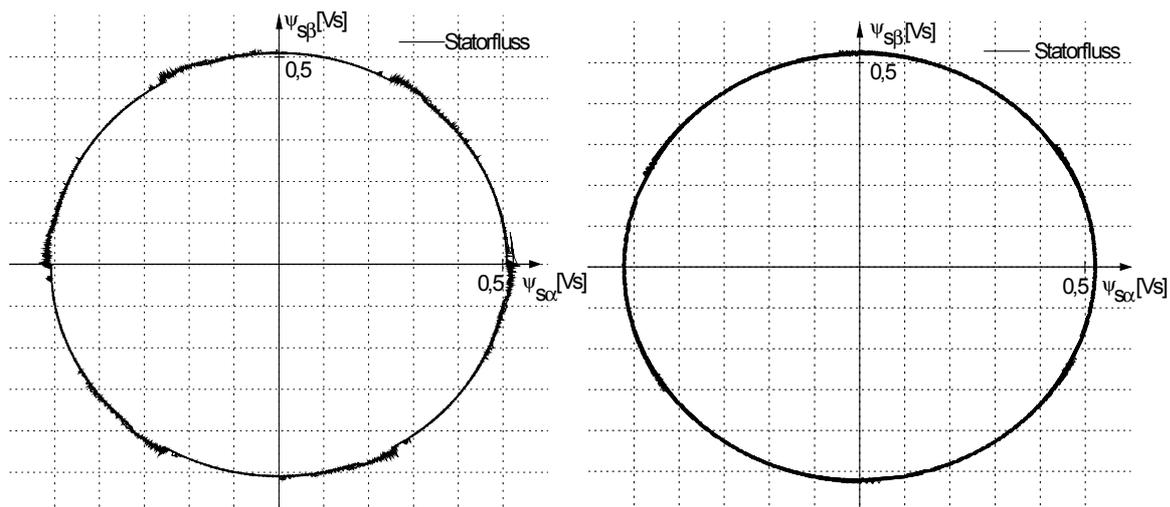


Abb. 2.12: Darstellung des Statorflusses der Asynchronmaschine bei 10 U/min (links) und bei 500 U/min (rechts) und idealem Leerlauf in statorfesten rechtwinkligen  $\alpha\beta$ -Koordinaten (Simulation).

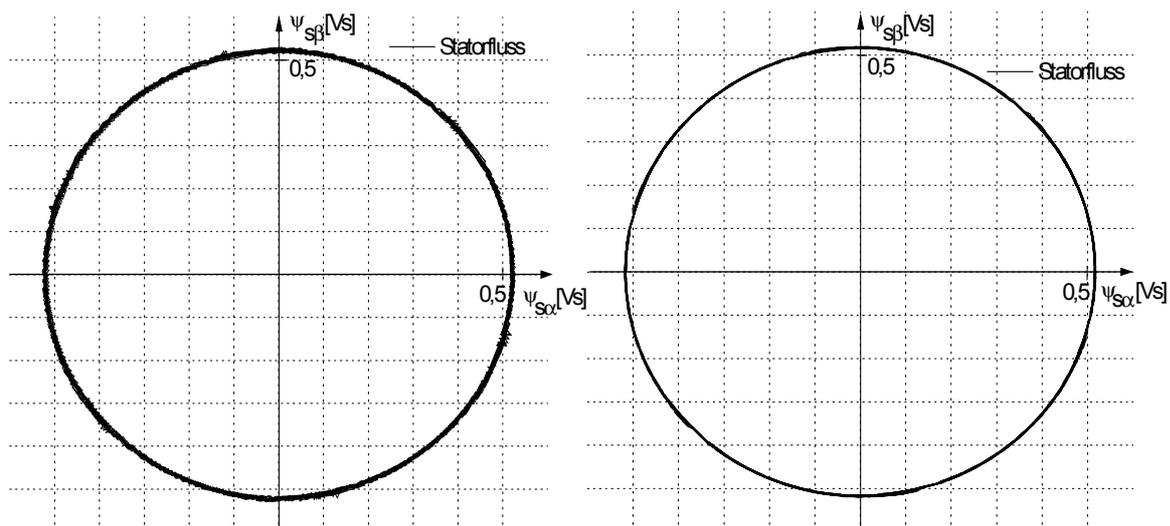


Abb. 2.13: Darstellung des Statorflusses der Asynchronmaschine bei 10 U/min (links) und bei 500 U/min (rechts) und einem anliegenden inneren Moment der Maschine von 30 Nm in statorfesten rechtwinkligen  $\alpha\beta$ -Koordinaten (Simulation).

In den Simulationen kann man gut erkennen, dass der Fluss in jedem Betriebspunkt nahezu auf einem Kreis geführt wird. Es wird außerdem im Gegensatz zum ursprünglichen DMTC-Verfahren in jedem Zyklus der Drehmomentsollwert im Mittel richtig eingestellt. Dies stellt eine deutliche Verbesserung und Vereinfachung des DMTC-Verfahrens dar und ist Voraussetzung für den Einsatz zur aktiven Schwingungsdämpfung.

### 3. Das Asynchronmaschinenmodell für das DMTC-Verfahren

#### 3.1 Aufbau des Modells und des zugehörigen Beobachters

Das DMTC-Verfahren muss wie in Kapitel 2 beschrieben bei jedem Abtastschritt mindestens zwei Spannungsvektoren und eine variable Umschaltzeit berechnen. Die maximal zwei anderen Umschaltzeiten sind fest vorgegeben. Dies erfordert eine Prädiktion des Drehmoment- und des Flussverlaufs in der Asynchronmaschine sowie deren Ableitungen mit einem möglichst präzisen Modell. Im Folgenden wird immer von einer Kurzschlussläuferasynchronmaschine ausgegangen.

In [Fla99] wurde hierzu ein ständerfestes, in orthogonalen  $\alpha\beta$ -Koordinaten realisiertes Grundwellenmodell der Asynchronmaschine verwendet. Das Modell wird auch in dieser Arbeit beibehalten. Für eine genaue Beschreibung der Grundgleichungen und physikalischen Zusammenhänge dieses Modells sei auf [Has69], [Sch94] und [Mül95] verwiesen. Die folgende Darstellung zeigt das verwendete Modell in der Zustandsdarstellung:

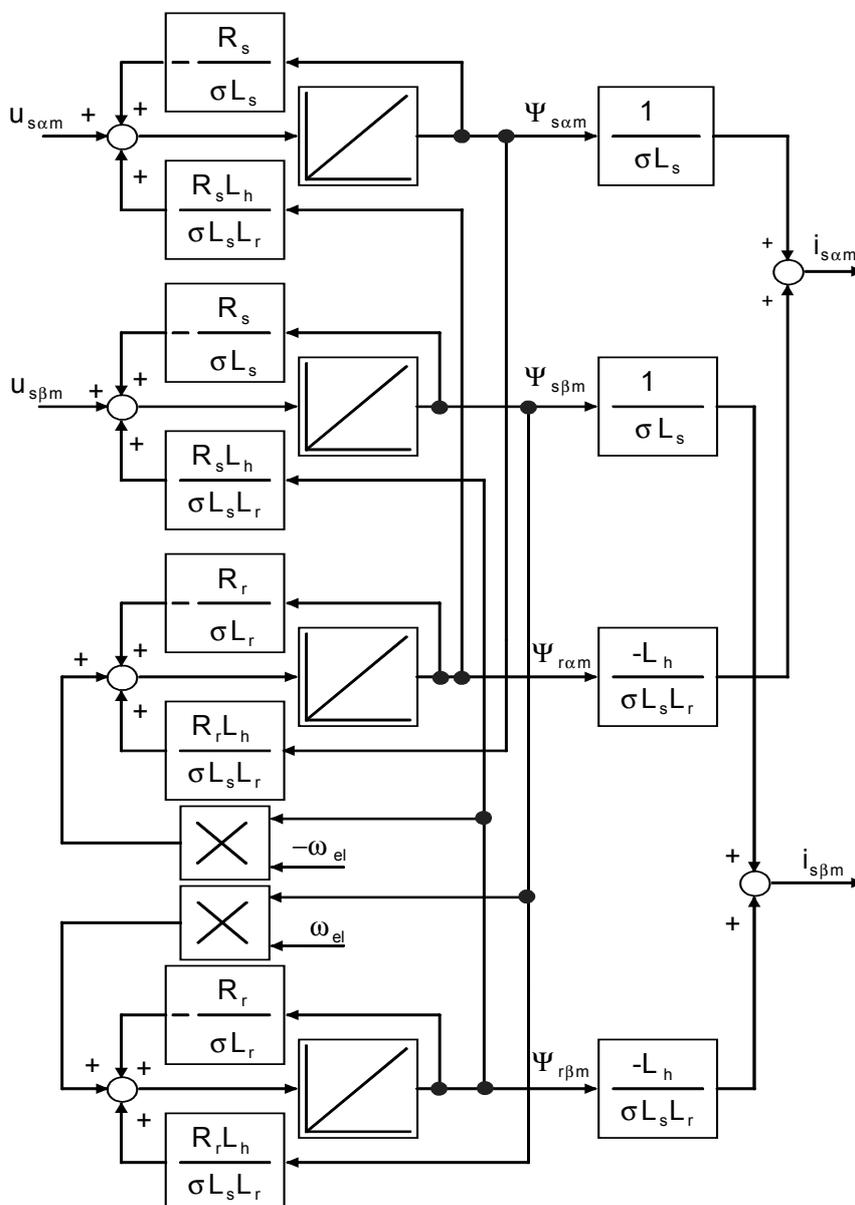


Abb. 3.1: Ständerfestes Modell der Asynchronmaschine

Als Maschinenzustände treten hierin die Rotor- und Statorflüsse auf. Die Modellmaschinendrehzahl ist ebenfalls eine Zustandsgröße des Asynchronmaschinenmodells. Die Modelldrehzahl wird am Zyklusanfang auf den Wert der aus der gemessenen Lage berechneten Drehzahl gesetzt. Während eines Zyklus wird die Modelldrehzahl dann anhand des inneren Moments verändert. Diese Weiterführung der Drehzahl kann auch verwendet werden, um einfach einen gesteuerten Betrieb der Anlage zu realisieren und ist natürlich nur bei nicht vorhandenem Lastmoment korrekt.

Die Hauptinduktivität der Maschine ändert sich sättigungsabhängig, weshalb dieser Modellparameter entsprechend nachgeführt werden muss.

Die Zustandswerte des Maschinenmodells werden mit einem Runge-Kutta-Verfahren zweiter Ordnung berechnet. Die maximale Dauer eines Integrationsschrittes entspricht der Zyklusdauer von  $125 \mu\text{s}$ . Die kurze Integrationsdauer ermöglicht eine ausreichende Genauigkeit der Integration.

In [Fla99] waren maximal zwei Spannungsvektoren pro Zyklus möglich. Die in dieser Arbeit eingeführte Zyklusdreiteilung erfordert nun bei Flusstützung eine Umschaltung mehr. Es muss also bei Bedarf ein Modellschritt mehr berechnet werden.

Von dem realen System werden immer zu Beginn des Abtastschrittes die Lage, zwei Phasenströme und die Umrichterzwischenkreisspannung gemessen. Die Phasenspannungen an der Maschine werden im Betrieb anhand der Zwischenkreisspannung und des aktuellen Schaltzustandes des Umrichters mit einer Tabelle ermittelt.

Zur Beobachterkorrektur werden immer zu den Abtastschritten die aus den Modellflüssen berechneten Modellständerströme mit den gemessenen Maschinenständerströmen verglichen und mit Korrekturfaktoren auf die Modellflüsse aufgeschaltet. Die Messwerterfassung verfügt über keinen analogen Tiefpassfilter, welcher das Analogsignal auf die halbe Abtastfrequenz begrenzt und das analoge Strommesssignal weist höhere Frequenzanteile als die halbe Abtastrate des Messsystems auf. Das Abtasttheorem wird also bei dieser Messwertermittlung verletzt. Dies macht aber trotzdem Sinn, da die zeitdiskreten Messwerte als Momentanwerte zu bestimmten Zeitpunkten mit den entsprechenden Momentanwerten des Modells verglichen werden.

Im Folgenden ist der Beobachter mit Rückführung der Ständerströme (siehe auch A11) dargestellt:

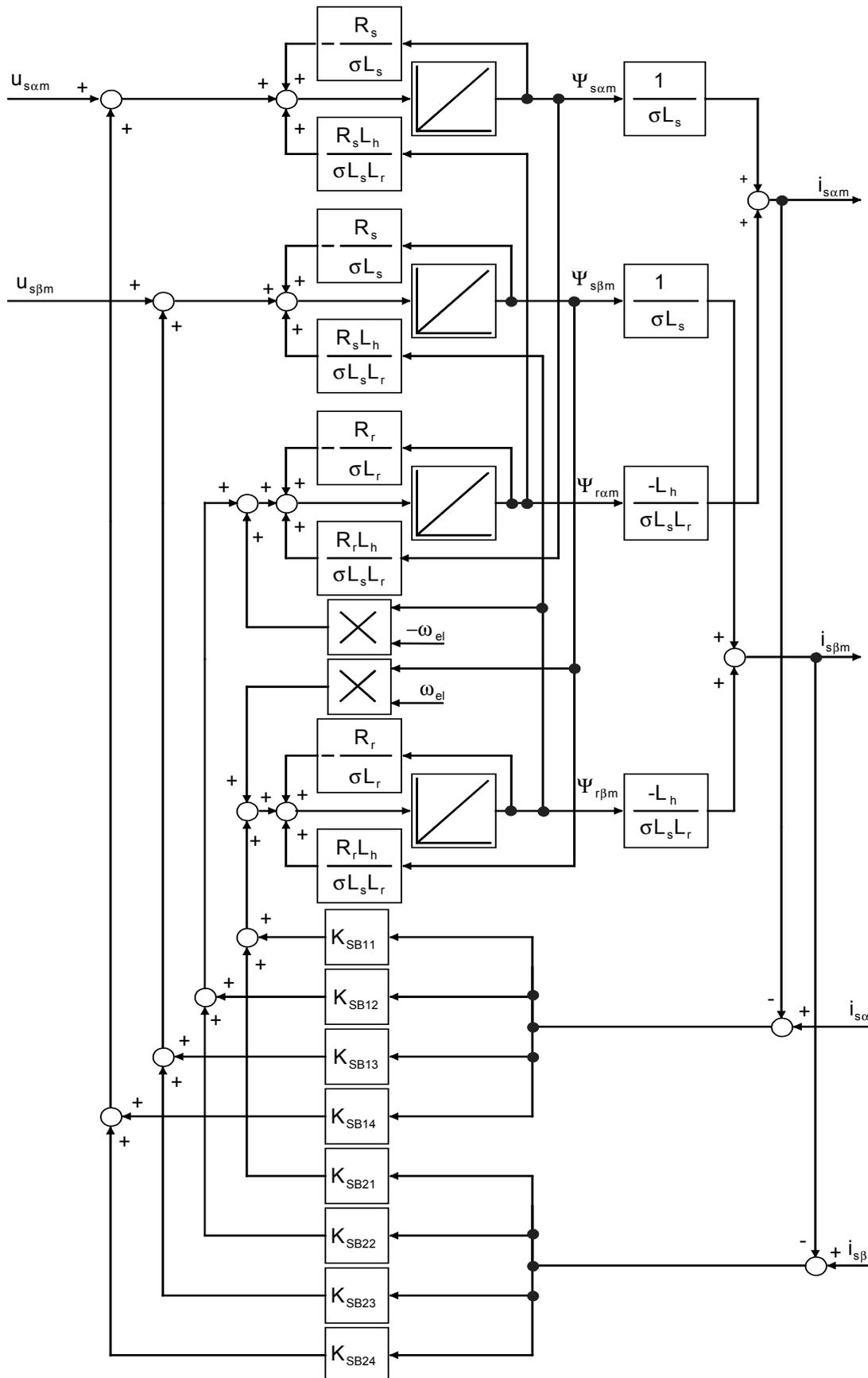


Abb. 3.2: Beobachter mit Rückführung der Ständerströme

Die Beobachterrückführung hat keinen Integralanteil. Eine bleibende Abweichung aufgrund von Fehlern zwischen dem Modell und der Realität wird durch die

Beobachterrückführung nicht verhindert. Als einzige an der Strecke dauerhaft an-greifende Störgröße können Parameterabweichungen zwischen Modell und Realität oder eine unzureichende Umrichtermodellierung gesehen werden. Ansonsten greift an der Strecke keine nichterfasste Störgröße an. Deshalb wird eine bleibende Abweichung zwischen Modell und realer Maschine zur Nachführung der Wicklungs-widerstände des Modells in Kapitel 3.3 verwendet.

Bei bekannten Parametern der Maschine ist die Beobachterausslegung relativ einfach durchführbar. Im Gegensatz zu [Fla99] erfolgt die Beobachterausslegung mit dem Riccati-Entwurfsverfahren, um ein gutes Einschwingverhalten der Beobachtergrößen zu erreichen. Das Verfahren wird im Anhang A8 näher erläutert. Die Anwendung des Verfahrens erweist sich in diesem Fall als unproblematisch. Auf die Unterdrückung möglicher Rauscheinflüsse wurde hierbei keinen Wert gelegt, da die Rauschanteile im verwendeten Strommesssignal von geringerer Bedeutung sind. Die Bewertung der Zustände des Modells

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sam} \\ \Psi_{sbm} \\ \Psi_{ram} \\ \Psi_{rbm} \end{bmatrix}$$

erfolgt mit folgender Bewertungsmatrix:

$$\underline{Q} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

für den Riccati-Entwurf. Da alle Zustände gleich wichtig sind, werden sie auch gleich bewertet. Dies zeigt in Simulation und Messung gute Ergebnisse. Die Beobachterparameter werden für verschiedene Drehzahlen ermittelt, als Tabelle gespeichert und online entsprechend der Drehzahl nachgeführt.

Die Genauigkeit der elektrischen Parameter der Asynchronmaschine aus dem Datenblatt ist oftmals nicht ausreichend für eine hochdynamische Regelung, weshalb im Folgenden eine Parameterermittlung für das Maschinenmodell des DMTC-Verfahrens vorgestellt wird. Sie gliedert sich in eine Startwertermittlung der wichtigsten Maschinenkenngrößen und eine Nachführung der veränderlichen Parameter im Betrieb.

### 3.2 Bestimmung der Parameterstartwerte

Zur Bestimmung der Parameter und zur Modellbildung muss das elektrische Verhalten der Asynchronmaschine durch ein Ersatzschaltbild beschrieben werden, welches die wesentlichen Eigenschaften der realen Maschine wiedergibt. Ein häufig verwendetes Ersatzschaltbild für die Asynchronmaschine ist das dynamische Ersatzschaltbild in Abb. 3.3. Dieses liegt auch dem DMTC-Modell zugrunde [Fla99]. Die auftretenden elektrischen Größen sind hier komplexe Raumzeiger, deren reeller Teil die  $\alpha$ - und deren imaginärer Teil die  $\beta$ -Komponente aus Abb. 3.1 darstellen.

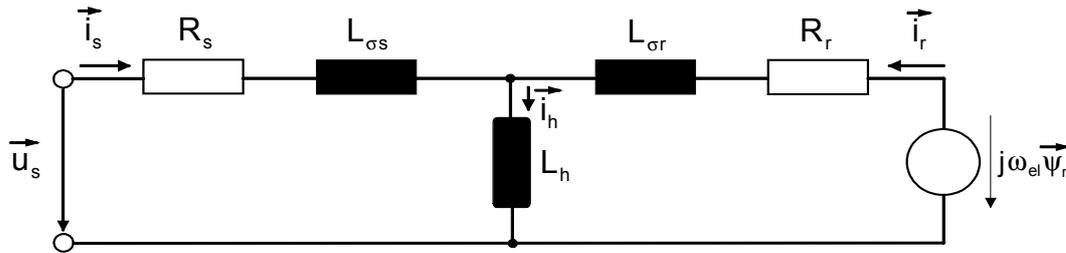
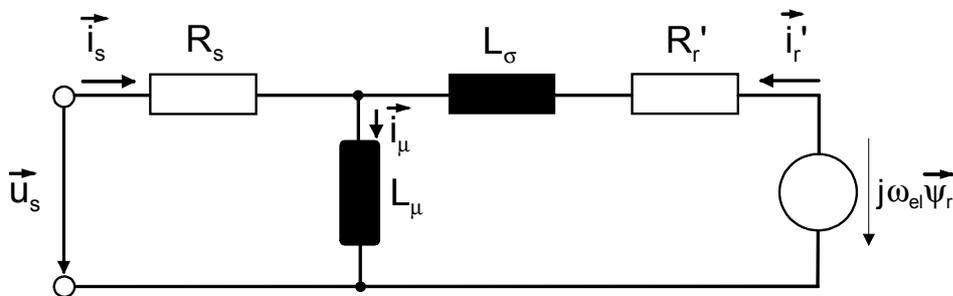


Abb. 3.3: Dynamisches T-Ersatzschaltbild der Käfigläuferasynchronmaschine

Leider können messtechnisch nicht alle Parameter dieses Maschinenmodells ermittelt werden. Es kann nur die gesamte Streuinduktivität aber nicht die Verteilung auf Stator- und Rotorseite gemessen werden. Zur Parameterbestimmung wird deshalb im Folgenden das  $\Gamma$ -Ersatzschaltbild [Kla92] der Asynchronmaschine mit rotorseitiger Gesamtstreuinduktivität gewählt. Dies hat den Vorteil, dass zuerst der Statorwiderstand und die Hauptinduktivität ohne genaue Kenntnis der Rotorparameter ermittelt werden können.

Abb. 3.4: Dynamisches  $\Gamma$ -Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine

Durch Umrechnung können die Werte des T-Ersatzschaltbilds mit stator- und rotorseitiger Streuung oder des  $\Gamma$ -Ersatzschaltbilds mit statorseitiger Gesamtstreuung ermittelt werden. Hierzu muss die Aufteilung der Streuinduktivität auf den Stator und Rotor der Maschine aus den geometrischen Daten bekannt sein. Die zugehörigen Formeln zur Umrechnung der Maschinengrößen zwischen den zwei Ersatzschaltbildern lauten [Kla92]:

$$L_{\mu} = L_h + L_{\sigma s} \quad (3.2)$$

$$L_{\sigma} = L_{\sigma r} + L_{\sigma s} \cdot \left( 1 + \frac{L_{\sigma s}}{L_h} + \frac{L_{\sigma r} L_{\sigma s}}{L_h^2} + \frac{2L_{\sigma r}}{L_h} \right) \quad (3.3)$$

$$R_{r'} = R_r \left( \frac{L_h + L_{\sigma s}}{L_h} \right)^2 \quad (3.4)$$

Der Rotorfluss und -strom müssen natürlich auch zwischen den beiden Ersatzschaltbildern umgerechnet werden. Dies geschieht mit [Kla92]

$$\vec{\psi}_{r'} = \vec{\psi}_r \frac{L_h + L_{\sigma s}}{L_h} \quad (3.5)$$

und

$$\dot{i}_{r'} = \dot{i}_r \frac{L_h}{L_h + L_{\sigma s}} \quad (3.6)$$

Wie aus dem Ersatzschaltbild ersichtlich, müssen der Stator- und der Rotorwiderstand sowie die Haupt- und die Streuinduktivität bestimmt werden.

Da es in der Praxis unerwünscht ist, größere mechanische oder elektrische Umbauten, wie Festbremsen oder Antreiben der Maschine oder Erden des Maschinensternpunkts, zur Parameterermittlung vorzunehmen, soll darauf auch hier verzichtet werden. Die Maschine soll einfach an den Umrichter dreiphasig wie im normalen Betrieb angeschlossen werden und mittels eines Algorithmus sollen dann die einzelnen Parameter ermittelt werden.

Das DMTC-Verfahren verwendet keinen Modulator, sondern Timer zur Ausgabe der vorher berechneten Spannungsvektoren. Diese Hardware soll auch hier bei der Parameterbestimmung benutzt werden.

Zusätzliche Messinstrumente zur Parameterermittlung verursachen ebenfalls unerwünschte Kosten und Aufwand, weshalb darauf verzichtet werden soll.

Es soll keine sehr genaue Vermessung der Maschine oder eine Erforschung der physikalischen Zusammenhänge erfolgen, sondern lediglich versucht werden, das obige Modell des DMTC-Verfahrens möglichst einfach und ausreichend genau an die reale Maschine anzupassen.

Es gibt umfangreiche Literatur mit vielen verschiedenen Ansätzen zur Parameterermittlung bei der Asynchronmaschine. In [Hei92] werden die restlichen Parameter bei bekanntem Rotorwiderstand durch ein Verfahren der kleinsten Quadrate ermittelt. Bei diesem Verfahren führten am vorliegenden Teststand kleinste Schätzfehler zu großen Abweichungen bei den Parametern. Die Verfahren der kleinsten Quadrate reagierten außerdem empfindlich auf Nichtlinearitäten des Antriebs.

Ein anderer Ansatz wird in [Sch87] gewählt. Hier werden bei bekanntem Statorwiderstand die nötigen Parameter zur Regelung der Asynchronmaschine mit Hilfe der Auswertung von Sprungfunktionen ermittelt bzw. es werden die Datenblattwerte für die Maschine korrigiert.

Die Streuinduktivität der Servo-Asynchronmaschine ist so klein, dass es nicht möglich ist, einen Spannungsvektor über einen ganzen Abtastzyklus anzulegen. Dies erfordert eine spezielle Betrachtung des Messzeitpunktes bzw. des Messwertes, der immer nur am Zyklusanfang ermittelt werden kann, und verhindert den Einsatz vieler bekannter Verfahren.

Das DMTC-Verfahren arbeitet mit einem Maschinenmodell, für welches die Parameterwerte bestimmt werden sollen. Es liegt deshalb nahe, diese ausgehend von den bekannten Datenblattwerten des Herstellers mit einem Modellabgleich zu verbessern. Hierbei können einzelne Parameter in speziellen zur Ermittlung des entsprechenden Parameters günstigen Betriebsbereichen der Maschine ermittelt werden. Dies erlaubt auch die Berücksichtigung nichtlinearer Effekte in der Maschine. Die physikalischen Zusammenhänge werden hierbei nur dazu verwendet, eine sichere und einfache Bestimmung der Parameter zu gewährleisten.

Die Nachbildung des Umrichters durch ideale Schalter, wie sie im normalen Betrieb der Anlage vorgenommen wird, ist bei der Parameterermittlung unzureichend. Der Umrichter wird deshalb durch das im Anhang A3 erläuterte Umrichtermodell angenähert.

### **3.2.1 Bestimmung des Statorwiderstands**

Das Prinzip der Statorwiderstandsmessung ist sehr einfach und wird in der Literatur oft beschrieben [Kla92], [Hei92]. Man versucht mit dem Stromrichter und einer Stromregelung einen Gleichstrom in einer Phase der stillstehenden kalten Maschine einzuprägen und mit der hierfür nötigen Klemmenspannung den Widerstand zu ermitteln

[Wel01], [Hin01]. Wenn also ein idealer Gleichstrom statorseitig eingepreßt wird, haben die Rotorgrößen keinen Einfluss auf den Stator, da die Hauptinduktivität für Gleichstrom einen Kurzschluss darstellt. Es bleibt der Statorwiderstand als einzige signifikante Größe der Maschine in diesem Betriebszustand übrig.

Aufgrund der schaltenden Arbeitsweise des Stromrichters [Mut97] wird von der Stromregelung natürlich kein idealer Gleichstrom eingepreßt, sondern ein Gleichstrom mit einem kleinen Stromrippel. Bei der Ermittlung des Statorwiderstands wird allerdings ein relativ großer Gleichstrom von  $0.8 \cdot I_N$  der Stromregelung als Sollwert vorgegeben, so dass der Rippel dann im Vergleich klein ist und der gemessene Statorstrom näherungsweise als Gleichstrom angesehen werden kann. Dieser große Gleichstrom führt langfristig zu einer Erwärmung der Wicklung und somit zu einer Zunahme des Statorwiderstands. Da die Messung nur recht kurz bei kalter Maschine durchgeführt wird, verfälscht dies die Bestimmung der Widerstände nur in vernachlässigbar kleinem Maße.

Die an den Maschinenklemmen anliegende Spannung ist ebenfalls keine Gleichspannung, sondern eine Abfolge von rechteckförmigen Spannungsblöcken. Aufgrund der sehr kleinen Maschineninduktivitäten kann kein Spannungsvektor über einen ganzen Zyklus anliegen, sondern es muss noch ein Nullvektor geschaltet werden.

Die entsprechende Gleichspannung  $\bar{U}_{sx}$  wird als Mittelwert mit Hilfe des Umrichtermodells aus den Spannungsblöcken über einen Zyklus berechnet.

Mit einer Division der Klemmenspannung durch den Phasenstrom kann der Statorwiderstand der Wicklung berechnet werden.

Um Ausreißer bei der Messung zu vermeiden, werden die Spannungsmittelwerte  $\bar{U}_{sx}$  und die Strommittelwerte  $\bar{I}_{sx}$  über mehrere Zyklen aufaddiert

$$\bar{U}_{sxges} = \bar{U}_{sxges} + \bar{U}_{sx} \quad (3.7)$$

$$\bar{I}_{sxges} = \bar{I}_{sxges} + \bar{I}_{sx} \quad (3.8)$$

mit  $x = u, v, w$

und der Statorwiderstand der betrachteten Phase entsprechend durch Division der Summenspannung durch den Summenstrom berechnet

$$R_{sx} = \frac{\bar{U}_{sxges}}{\bar{I}_{sxges}} \quad \text{mit } x = u, v, w. \quad (3.9)$$

Dies wird für alle drei Phasen nacheinander durchgeführt.

Das Verfahren wurde in der Simulation bei bekannten Maschinenparametern erfolgreich getestet, so dass eine Erprobung am Teststand vorgenommen werden konnte. Hierbei ergaben sich folgenden Werte für die Widerstände der Maschine:

$R_{su}$ [ $\Omega$ ]	$R_{sv}$ [ $\Omega$ ]	$R_{sw}$ [ $\Omega$ ]	$R_{sMittel}$ [ $\Omega$ ]	$R_{sDatenblatt}$ [ $\Omega$ ]
0.60	0.65	0.60	0.62	0.79

Tab 3.1: ermittelte Maschinenparameter

Die ermittelten Werte sind etwas kleiner als die Datenblattwerte, da diese bei einer Statortemperatur von  $120^\circ$  ermittelt wurden und durch die Erwärmung höher liegen. Bei der realen Maschine treten im Gegensatz zur Simulation auch Eisenverluste aufgrund des noch vorhandenen Stromrippels auf, die den Statorwiderstand vergrößern. Auf die Problematik dieser Eisenverluste wird in Kapitel 3.3 noch eingegangen.

### 3.2.2 Bestimmung der Hauptinduktivität

Neben dem Statorwiderstand ist die Hauptinduktivität der zweite Statorparameter, welcher zur Modellbildung bestimmt werden muss [Wel01], [Hin01]. Dies erfolgt normalerweise mit einem Leerlaufversuch durch Anlegen symmetrischer sinusförmiger Spannungen an die Klemmen der Maschine.

Falls die Maschine sich im idealen Leerlauf, also bei Schlupf  $s$  gleich Null, befindet, haben die Rotorgrößen keinen Einfluss auf das elektrische Statorverhalten und der gemessene Statorstrom entspricht exakt dem Magnetisierungsstrom der Hauptinduktivität. Dies wird in Abb. 3.5 dadurch deutlich, dass der Schlupf  $s$  zu Null und somit der ohmsche Widerstandsanteil des Rotors unendlich groß wird:

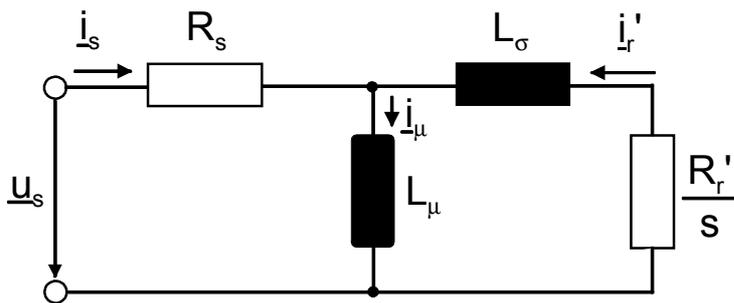


Abb. 3.5: stationäres Ersatzschaltbild pro Strang der Asynchronmaschine

Aufgrund mechanischer Reibung ist bei der realen Maschine kein idealer Leerlauf ohne einen externen Antrieb möglich, deshalb wird hier mit einem möglichst kleinen Schlupf, also einer unbelasteten Maschine, gearbeitet. Dies kommt dem idealen Zustand sehr nahe und wird Motorverfahren genannt. Hier setzt sich dann der Statorstrom aus dem Magnetisierungsstrom und dem Strom zur Deckung der Leerlaufverluste zusammen.

Das zur Erregung und Deckung der Leerlaufverluste der Maschine nötige Drehstromsystem muss mit dem Pulsumrichter erzeugt werden. Dieses ist wegen der schaltenden Arbeitsweise des Umrichters nicht ideal sinusförmig. Die mit einem verzerrten Strom gemessene Induktivität ist aufgrund der auftretenden Oberschwingungen größer als eine, die mit ideal sinusförmigen Größen messbar wäre. Dies ist erwünscht, da die Parameter unter möglichst ähnlichen Bedingungen wie im regulären Betrieb ermittelt werden müssen, damit sie mit denen im Normalbetrieb möglichst gut übereinstimmen.

Zur Ermittlung der Hauptinduktivität wird mit einer Stromregelung und dem Umrichter ein Drehstromsystem in die Maschine eingeprägt. Die hierbei an der Maschine anliegenden Spannungen werden mit dem oben beschriebenen Umrichtermodell nachgebildet und an das Maschinenmodell des DMTC-Verfahrens angelegt. Durch einen Vergleich zwischen den gemessenen Maschinenströmen und den entsprechenden Modellströmen wird die Hauptinduktivität des Modells nachgeführt. Für die Rotorgrößen des Modells werden hierbei die Datenblattwerte verwendet. Dies bietet sich an, da nahezu Leerlauf der Maschine vorliegt und somit die Rotorgrößen keinen signifikanten Einfluss auf das Statorverhalten haben. Außerdem ist das Maschinenmodell schon vorhanden und muss nicht speziell für diesen Zweck neu programmiert werden.

Es soll nun der Nachführalgorithmus genau erläutert werden. Hierzu wird die Abbildung 3.5 bei Schlupf Null betrachtet. Wird nur die Grundwelle des Statorstromes und der Statorspannung betrachtet, was näherungsweise zulässig ist, so kann der Zeit-

zeiger der Statorspannung in komplexer Schreibweise folgendermaßen geschrieben werden:

$$\underline{U}_s = R_s \cdot \underline{I}_s + j\omega \cdot L_\mu \cdot \underline{I}_s \quad (3.10)$$

mit

$$\underline{U}_s = \hat{U}_s \quad (3.11)$$

und

$$\underline{I}_s = \hat{I}_s \cdot e^{-j\varphi_s} \quad (3.12)$$

Diese Gleichung kann zu

$$\underline{U}_s = \underline{I}_s \cdot \sqrt{(R_s^2 + \omega^2 \cdot L_\mu^2)} \cdot e^{j\varphi_s} \quad (3.13)$$

umgeschrieben werden.

Der Winkel  $\varphi_s$ , welcher angibt, wie viel der Strom der Spannung nacheilt, ergibt sich dann zu:

$$\varphi_s = \arctan\left(\frac{\omega \cdot L_\mu}{R_s}\right) \quad (3.14)$$

Bildet man die Differenz der Winkel für das Modell  $\varphi_{sm}$  und die reale Maschine  $\varphi_{smess}$ , so ergibt sich Folgendes:

$$\varphi_{sm} - \varphi_{smess} = \arctan\left(\frac{\omega \cdot L_{\mu m}}{R_{sm}}\right) - \arctan\left(\frac{\omega \cdot L_\mu}{R_s}\right) \quad (3.15)$$

Ist  $R_s$  gleich  $R_{sm}$ , so hängt die Differenz der beiden Winkel nur noch von den beiden Hauptinduktivitäten ab. Dies kann zur Nachregelung der Modellhauptinduktivität benutzt werden, da der Modellstrom dem gemessenen Strom nacheilt, falls die Modellinduktivität zu groß ist. Bei zu kleiner Induktivität des Modells eilt der Modellstrom dann entsprechend dem Maschinenstrom voraus. Es müssen hierzu die Winkel des Maschinenmodell- und des Maschinenstromraumzeigers berechnet werden.

Der exakte Algorithmus zum Abgleich der Hauptinduktivität lautet:

$$L_{\mu m} = L_{\mu m} + L_{\mu korr}, \text{ falls } \varphi_{sdiff} > 0 \quad (3.16)$$

und

$$L_{\mu m} = L_{\mu m} - L_{\mu korr}, \text{ falls } \varphi_{sdiff} < 0 \quad (3.17)$$

mit

$$\varphi_{sdiff} = \arctan\left(\frac{i_{s\beta m}}{i_{s\alpha m}}\right) - \arctan\left(\frac{i_{s\beta}}{i_{s\alpha}}\right) \quad (3.18)$$

$L_{\mu korr}$  kann noch abhängig von der Winkeldifferenz verändert werden, um ein schnelleres Einregeln bei großen Abweichungen zu erreichen.

Die Sättigung des Eisens der realen Maschine, welche dadurch zustande kommt, dass nahezu alle Elementarmagnete des Eisens ab einer gewissen Durchflutung ausgerichtet sind und eine Flusserhöhung nur schwer möglich ist, führt zu einem nichtlinearen Verlauf der Hauptinduktivität über dem Erregerstrom. Da dies im Modell nachgebildet werden muss, wird die Hauptinduktivität bei verschiedenen Strombe-

trägen, wie sie im normalen Betrieb auftreten können, ermittelt und als Tabelle abgelegt. Falls der Antrieb später im Feldschwäcbereich betrieben werden soll, so müssen auch die Werte für den dann deutlich kleineren Magnetisierungsstrom ermittelt werden.

Der Algorithmus wurde ausgiebig in der Simulation untersucht. Er hat bei falschen Startwerten sicher den richtigen Wert der Hauptinduktivität gefunden. Es wurden Simulationen mit bis zu 40% falschen Rotorwerten, welche aufgrund des nichtidealen Leerlaufs auch einen Einfluss haben, durchgeführt. Die maximale Abweichung zwischen richtigem Wert und ermitteltem Wert kann in diesem Fall bis zu 5% betragen. Nach dem Funktionsnachweis des Verfahrens durch die Simulation, wurde es auch am Teststand zur Messung der Hauptinduktivität bei verschiedenen großen Drehströmen eingesetzt und der folgende Verlauf der Hauptinduktivität über dem Erregerstrom wurde ermittelt:

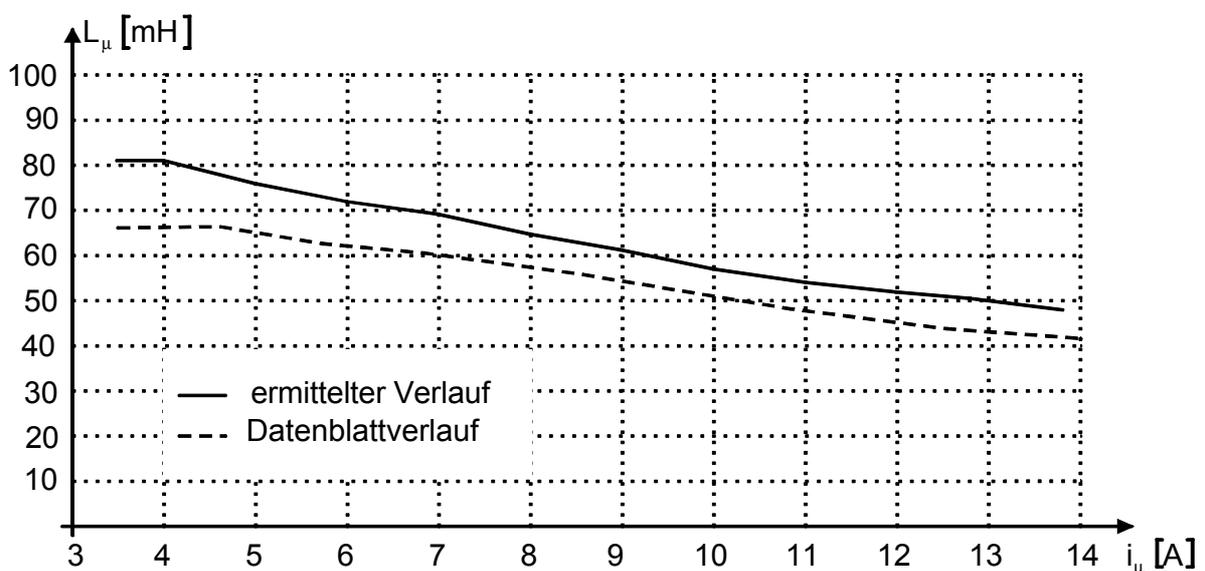


Abb. 3.6: Verlauf der ermittelten und der aus dem Datenblatt entnommenen Hauptinduktivität für die Asynchronmaschine über dem Erregerstrom

Die Maschine hat sich bei der Messung mit einer Drehzahl von 300 U/min gedreht, das entspricht bei Polpaarzahl 2 der Maschine einer Frequenz des Drehstromsystems von ca. 10 Hz.

Die ermittelten Werte liegen über den mit einem normalen Leerlaufversuch bei 1492 U/min ermittelten Datenblattwerten des Herstellers. Aufgrund der Oberschwingungen bei Umrichterspeisung der Maschine sind höhere Induktivitätswerte zu erwarten. Die ermittelten Werte sind also plausibel und dürften den Werten des realen Betriebs mit Umrichter entsprechen.

### 3.2.3 Ermittlung des Rotorwiderstands und der rotorseitigen Streuinduktivität

Die Rotorparameter werden normalerweise mit einem Kurzschlussversuch am Drehstromnetz gemessen. Hierbei ist der Schlupf idealerweise eins und die Maschine steht still. Dies lässt sich durch das mechanische Festbremsen der Maschine bewerkstelligen, was allerdings einen unerwünschten Aufwand bedeutet. Die Parameter werden hiermit außerdem nur für Sinusgrößen ermittelt.

In dieser Arbeit soll ein anderer Weg gegangen werden. Es sollen die Rotorparameter über die Stromanstiegsgeschwindigkeit ermittelt werden [Sch87], [Hin01]. Die Streuinduktivität ist generell bei normalen Asynchronmaschinen deutlich kleiner als die Hauptinduktivität. Beim Anlegen von Spannungsvektoren an den Eingangsklemmen der Maschine wird die Stromanstiegsgeschwindigkeit deshalb auch hauptsächlich durch die Streuinduktivität bestimmt. Dies soll im Folgenden zur Bestimmung der Streuinduktivität verwendet werden. Falls die Streuinduktivität bekannt ist, kann über die Bestimmung der Stromabklingzeitkonstanten bei Anlegen eines Nullvektors der Rotorwiderstand bestimmt werden. Hierzu wird ein Strom in Flussrichtung mit einer Hystereseregulierung eingestellt. Die folgende Abbildung zeigt den Stromverlauf bei der Parameterermittlung mit einer Hysteresebreite von 9 A:

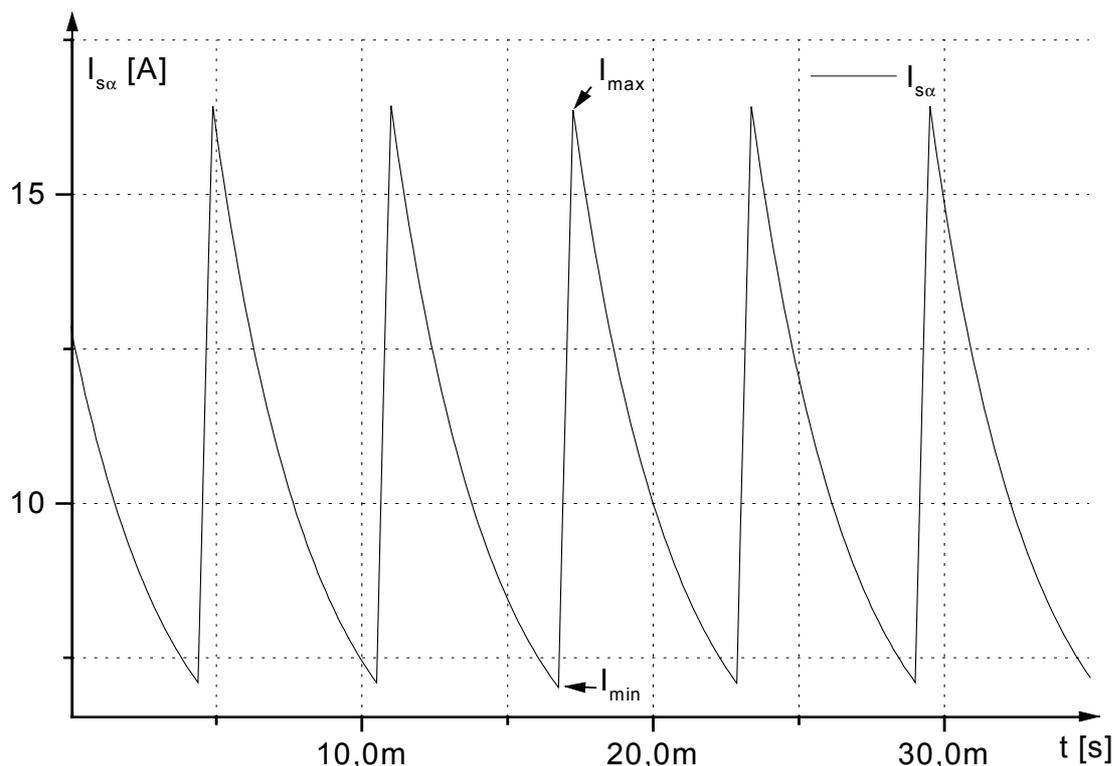


Abb. 3.7: Simulierter Verlauf des Statorstroms zur Ermittlung der Rotorparameter

Da kein Moment entstehen kann, braucht die Maschine nicht festgebremst zu werden und es gilt das folgende dynamische Ersatzschaltbild der Maschine für den Stillstand:

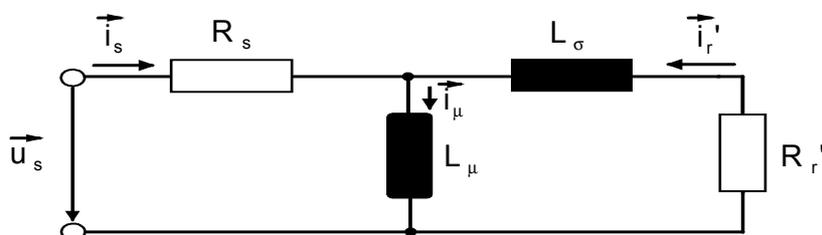


Abb. 3.8: dynamisches Ersatzschaltbild zur Bestimmung der Rotorparameter bei stillstehender Maschine

Hierbei werden die Parameter  $R_s$  und  $L_\mu$  aus den vorherigen Messungen übernommen und als korrekt angesehen.

Der Modellabgleich und das schrittweise Nachführen der Parameter haben sich schon bei der Ermittlung der Hauptinduktivität als praktikable Ansätze erwiesen,

weshalb sie auch zur Bestimmung der Rotorgrößen verwendet werden sollen. Leider sind die Rotorparameter nicht unabhängig voneinander bestimmbar. Im Folgenden wird deshalb ein iterativer Modellabgleich zur Messung der Streuinduktivität und des Rotorwiderstands vorgenommen.

Während des Stromanstiegs kann der Einfluss der Hauptinduktivität nahezu vernachlässigt werden. Es ergibt sich also näherungsweise folgendes Ersatzschaltbild für den Stromanstieg [Hin01]:

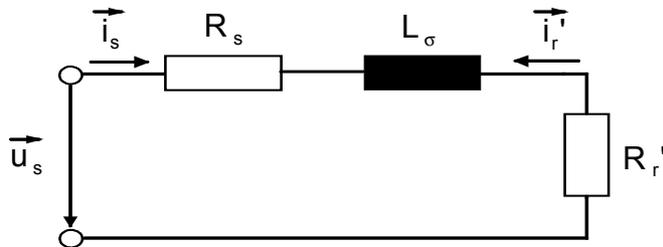


Abb. 3.9: dynamisches Ersatzschaltbild während des Stromanstiegs

Bei Anlegen eines Spannungsvektors ist der Spannungsabfall am Rotorwiderstand gegenüber der angelegten Klemmenspannung gering. Der Spannungsabfall am Statorwiderstand ist außerdem bekannt und berechenbar. Als für den Anstieg dominierende Größe tritt während des Spannungsvektors die Streuinduktivität auf. Es wird deshalb die Modellstreuinduktivität anhand eines Vergleichs des Stromanstiegs zwischen Modell und realer Maschine bei Anlegen eines Spannungsvektors nachgeführt. Dies führt auf

$$L_{\sigma m} = L_{\sigma m} + L_{\sigma \text{korrr}}, \text{ falls } I_{m \text{ max}} > I_{\text{mess max}} \quad (3.19)$$

und

$$L_{\sigma m} = L_{\sigma m} - L_{\sigma \text{korrr}}, \text{ falls } I_{m \text{ max}} < I_{\text{mess max}} \quad (3.20)$$

als Nachregelalgorithmus für die Streuinduktivität.

Eigentlich müsste für das Nachregeln der gesamte Stromverlauf betrachtet werden, aber der Einfachheit halber wird nur der Endwert des Stromes berücksichtigt.

Bei diesem Algorithmus ist der Einfluss der Streuinduktivität gegenüber dem Rotorwiderstand zwar dominant, aber auch der Rotorwiderstand hat einen gewissen Einfluss.

Bei einem Abklingvorgang - die Eingangsklemmen der Asynchronmaschine sind kurzgeschlossen - gilt das dargestellte dynamische Ersatzschaltbild:

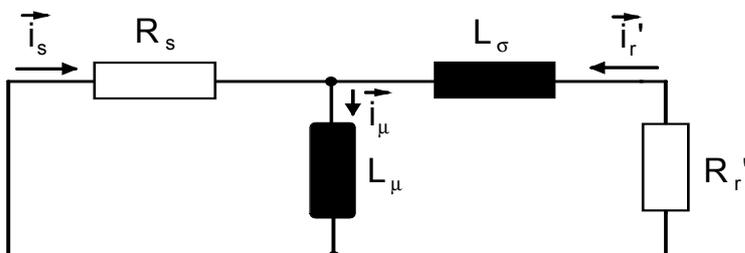


Abb. 3.10: dynamisches Ersatzschaltbild bei Anlegen eines Nullvektors an der Maschine

Wird nun angenommen, dass die Hauptinduktivität sehr viel größer als die Streuinduktivität ist, so ergibt sich ein Abklingvorgang mit einer näherungsweise Abklingkonstanten von

$$T_{Abkling} \approx \frac{L_{\mu} \cdot (R_s \cdot R_r')}{R_s + R_r'} \quad (3.21)$$

Vergleicht man das Modell und die reale Maschine nun während eines Abklingvorgangs, so kann man den Rotorwiderstand des Modells mit folgendem Algorithmus nachführen:

$$R_{rm}' = R_{rm}' + R_{rkorr}', \text{ falls } I_{m \min} < I_{mess \min} \quad (3.22)$$

und

$$R_{rm}' = R_{rm}' - R_{rkorr}', \text{ falls } I_{m \min} > I_{mess \min} \quad (3.23)$$

Hierbei werden der Einfachheit halber wie bei der Nachführung der Streuinduktivität nicht die Stromdifferenzen während des Abklingvorgangs, sondern nur die Endwerte kurz vor dem Umschalten verglichen. Dies funktioniert ebenfalls und verringert den Messaufwand erheblich [Hin01].

Natürlich spielt auch hier die vernachlässigte Streuinduktivität eine Rolle. Man hat also das Problem, dass man zwar zwei Zustände zur Parameterermittlung zur Verfügung hat, in denen je eine Größe einen dominierenden Einfluss hat, aber die andere unbekannte Größe hat eben auch einen Einfluss. Dies wird durch das iterative, abwechselnde Ausführen der beiden Bestimmungsalgorithmen gelöst. Es ist keine getrennte Bestimmung einer einzelnen der beiden Rotorgrößen möglich. Da allerdings immer ein Abklingvorgang auf einen Spannungsvektor folgen muss, ist diese Einschränkung nicht gravierend.

In der Simulation hat dieses Verfahren recht genaue Ergebnisse für den Widerstand und die Streuinduktivität auch bei bis zu 100% falsch angenommenen Startwerten geliefert. Die maximale Endabweichung betrug hierbei 6%.

Es stellte sich am Teststand bei Verwendung des oben beschriebenen Umrichtermodells nach relativ kurzer Modellnachführdauer eine Streuinduktivität  $L_{\sigma m}$  von 3,8 mH und ein Rotorwiderstand  $R_{rm}'$  von 0,62  $\Omega$  für das  $\Gamma$ -Ersatzschaltbild ein. Der Wert der Streuinduktivität liegt ein wenig über dem Datenblattwert des Herstellers von 3.4 mH und der Wert für den Rotorwiderstand ein wenig unter dem Datenblattwert von 0.78  $\Omega$  für das  $\Gamma$ -Ersatzschaltbild. Beim Rotorwiderstand ist im Datenblatt der Wert bei 120 °C angegeben, welcher größer sein muss als der hier bei ca. 30 °C gemessene.

### 3.3 Online-Nachführung von Rotor- und Statorwiderstand

In den vorigen Kapiteln wurden Verfahren zur Startwertermittlung der Modellparameter vorgestellt. Es gibt aber auch Größen, die sich im Betrieb aufgrund nur schwer modellierbarer Einflüsse ändern. Hierzu zählen die Wicklungswiderstände von Stator und Rotor. Es werden zwar Startwerte für die „kalte“ Maschine bestimmt, aber die Verluste in der Maschine führen zu einer Erwärmung der Wicklungen und damit zu einer starken Änderung der Widerstände. Da die Erwärmung auch von externen Einflüssen, wie der Umgebungstemperatur und der Kühlungsart abhängt, ist eine Modellierung des Widerstandsverhaltens relativ aufwändig. Diese Widerstände sollen deshalb im Betrieb nachgeführt werden.

Im Kapitel 3.1 wird der Beobachter für das Asynchronmaschinenmodell vorgestellt. Dieser Beobachter hat nur eine proportionale Rückführung der Abweichung zwischen Modell und realer Maschine aber keine integrale. Es können somit keine bleibenden Abweichungen verhindert werden, z. B. falls die Parameter des Modells falsch sind.

Es wird deshalb davon ausgegangen, dass alle Parameter korrekt mit der Startinbetriebnahme ermittelt werden. Tritt eine Abweichung zwischen den Modellströmen und den gemessenen Maschinenströmen auf, so kann dies zur Nachführung der temperaturabhängigen Wicklungswiderstände verwendet werden. Die Widerstandsnachregelung wirkt daher ähnlich wie ein langsames Integralglied, d. h. eine durch falsche Widerstandswerte verursachte bleibende Abweichung zwischen Modell und Realität wird durch die Widerstandsnachführung beseitigt. Die folgende Abbildung zeigt das grobe Zusammenspiel von Flussbeobachter und Widerstandsnachführung:

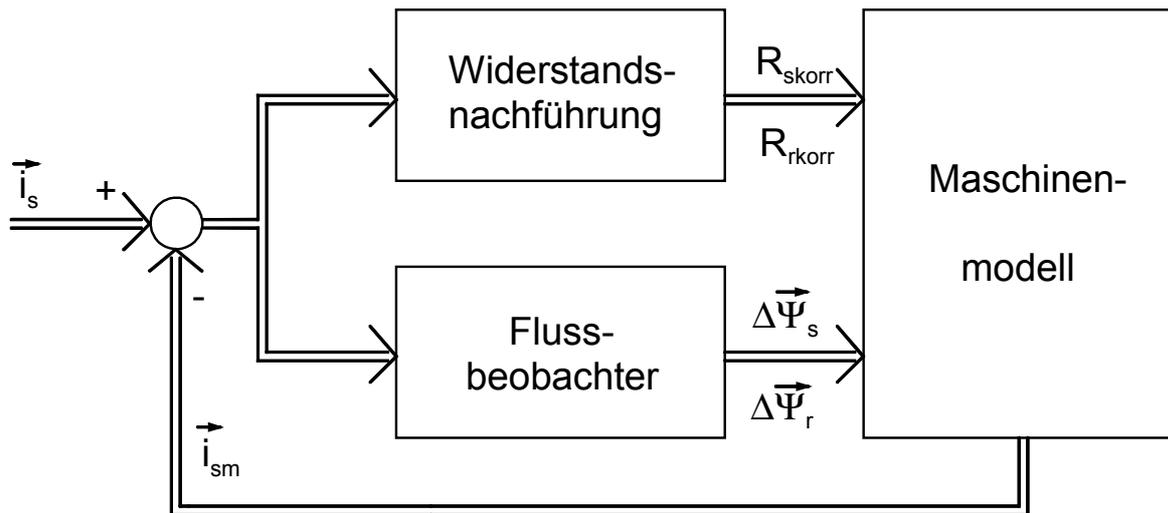


Abb. 3.11: Blockschaltbild Beobachter mit Widerstandsnachführung

Zur Nachführung der Widerstände ist ein Kriterium nötig, welches anhand der Abweichung zwischen Modellströmen und gemessenen Maschinenströmen Rückschlüsse auf die korrekte Größe der einzelnen Widerstände zulässt.

Hierzu wird nochmals die Abbildung 3.3 mit dem dynamischen T-Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine betrachtet.

Der Statorstrom  $\hat{i}_s$ , welcher gemessen und mit dem Modellstrom verglichen werden kann, setzt sich aus dem Magnetisierungsstrom  $\hat{i}_h$  und dem Rotorstrom  $\hat{i}_r$  zusammen. Der Magnetisierungsstrom  $\hat{i}_h$  fließt nur durch den Statorwiderstand  $R_s$  und die Hauptinduktivität und wird bei korrekter Hauptinduktivität nur vom Statorwiderstand beeinflusst. Der Rotorstrom  $\hat{i}_r$  hingegen fließt durch den Rotorwiderstand und die Streuinduktivität und nicht durch die Hauptinduktivität. Falls es also möglich ist, den Statorstrom in diese zwei anderen Ströme aufzuteilen, so kann ein Vergleich dieser beiden Ströme von Modell und realer Maschine zur Widerstandsnachregelung benutzt werden. Diese Aufteilung kann näherungsweise mit einer Orientierung am Statorfluss des Modells vorgenommen werden. Der zum Modellstatorfluss parallele Anteil des Statorstroms  $\hat{i}_{par}$  wird zur Nachregelung des Ständerwiderstands verwendet und der hierzu senkrechte  $\hat{i}_{ort}$  zur Nachregelung des Rotorwiderstands.

Das folgende Zeigerdiagramm verdeutlicht diese Aufteilung von  $\hat{i}_s$  in  $\hat{i}_{ort}$  und  $\hat{i}_{par}$  nochmals:

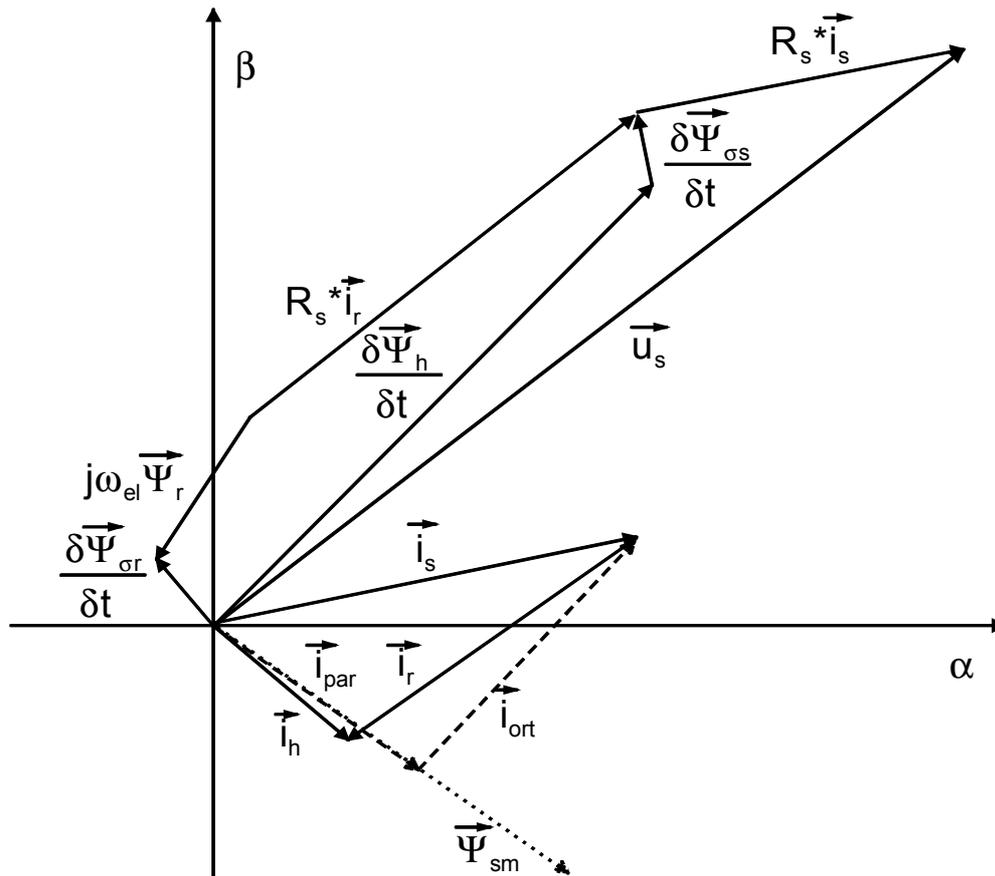


Abb. 3.12: Raumzeigerdiagramm der Ströme, Spannungen und des Statorflusses der Asynchronmaschine bei Betrachtung der Grundwelle

Bei der Betrachtung des Zeigerdiagramms erkennt man, dass aufgrund der Streuinduktivität ein kleiner systematischer Fehler bei der Aufteilung der Ströme gemacht wird. Dieser ist zwar deutlich geringer als im Zeigerdiagramm dargestellt, kann aber nicht ganz vernachlässigt werden.

Um diesen Fehler bei der Ermittlung des Statorwiderstands zu vermeiden, müsste der Modellmagnetisierungsfluss  $\underline{\Psi}_h$  verwendet werden. Bei der Aufteilung ist ein möglichst exakter Fluss zur Orientierung wünschenswert, denn wenn der Fluss falsch ist, so ist auch zwangsläufig die Aufteilung falsch. Der Statorfluss ist ein Modellzustand, welcher direkt durch den Flussbeobachter nach einem Vergleich der Statorströme von Modell und realer Maschine korrigiert wird. Diese Größe wird daher genauer als der Modellmagnetisierungsfluss ermittelt, auch bei nicht ganz korrekten Modellparametern, was in der Simulation bessere Ergebnisse geliefert hat. Außerdem erfordert die Verwendung des Modellmagnetisierungsflusses einen erhöhten Rechenaufwand, da dieser Fluss im Modell extra berechnet werden müsste.

Die Verwendung des Statorflusses zur Orientierung bewirkt, wie gerade erläutert, dass auch der Rotorkreis einen Einfluss über die Statorstreuinduktivität auf die zum Statorfluss parallele Stromkomponente hat. Ebenso hat der Statorkreis einen Einfluss auf die zum Statorfluss senkrechte Komponente des Stromes. Diese Einflüsse sind zwar gering, sie verhindern aber eine präzise Bestimmung der Widerstände, weshalb nur ein gleichzeitiges Einregeln beider Widerstände sinnvoll ist.

Die Ermittlung des Rotorwiderstands setzt generell einen Rotorstrom und somit ein inneres Moment voraus. Je größer dieses ist, desto genauer erfolgt die Nachregelung des Widerstands. Bei den folgenden Simulationen wird auf den genauen Wert der Grenze für eine Nachregelung noch eingegangen. Wie oben erwähnt, ist

bei sehr falschem Rotorwiderstand auch nur eine grobe Ermittlung des Statorwiderstands mit dem hier beschriebenen Verfahren möglich. Deshalb wird der Nachführalgorithmus nur bei ausreichend großem Maschinenmoment ausgeführt.

Diese Einschränkung ist nicht gravierend, da eine Erwärmung der Maschine nur bei großem Moment möglich ist. Falls eine Abkühlung während einer längeren Leerlaufphase auftritt, kann hierbei keine Nachführung stattfinden. Allerdings haben sich in der Simulation zu große Widerstandswerte beim DMTC-Verfahren als viel unkritischer erwiesen als zu kleine. Außerdem erfolgt die Nachregelung der Widerstände sehr schnell bei Anliegen eines ausreichenden Moments.

Generell funktioniert die Orientierung und damit die hier vorgeschlagene Widerstandsnachführung nur mit dem Flussbeobachter, ansonsten driften Modell und reale Maschine zu weit auseinander.

Im Folgenden soll nun das Nachführverfahren genauer erläutert werden. Zuerst muss der Statorstrom des Modells und der gemessene Statorstrom in zum Statorfluss parallele und senkrechte Komponenten aufgeteilt werden. Dies erfolgt komponentenweise mit folgenden Rechenvorschriften:

$$i_{ortm} = \frac{\Psi_{scm} \cdot I_{s\beta m} + \Psi_{s\beta m} \cdot I_{scm}}{\sqrt{\Psi_{scm}^2 + \Psi_{s\beta m}^2}} \quad (3.24), \quad i_{pam} = \frac{\Psi_{scm} \cdot I_{scm} + \Psi_{s\beta m} \cdot I_{s\beta m}}{\sqrt{\Psi_{scm}^2 + \Psi_{s\beta m}^2}} \quad (3.25)$$

und

$$i_{ortmess} = \frac{\Psi_{scm} \cdot I_{s\beta} + \Psi_{s\beta m} \cdot I_{sc\alpha}}{\sqrt{\Psi_{scm}^2 + \Psi_{s\beta m}^2}} \quad (3.26), \quad i_{pamess} = \frac{\Psi_{scm} \cdot I_{sc\alpha} + \Psi_{s\beta m} \cdot I_{s\beta}}{\sqrt{\Psi_{scm}^2 + \Psi_{s\beta m}^2}} \quad (3.27)$$

Hat man die Komponenten des Modellstatorstroms und des gemessenen Statorstroms senkrecht zum Statorfluss und parallel dazu berechnet, werden die Widerstände schrittweise gemäß den folgenden Vorschriften nachgeführt:

$$R_{sm} = R_{sm} + R_{skorr}, \text{ falls } i_{pam} - i_{pamess} > I_{hyst} \quad (3.28)$$

$$R_{sm} = R_{sm} - R_{skorr}, \text{ falls } i_{pam} - i_{pamess} < -I_{hyst} \quad (3.29)$$

$$R_{rm} = R_{rm} + R_{rkorr}, \text{ falls } i_{ortm} - i_{ortmess} > I_{hyst} \quad (3.30)$$

$$R_{rm} = R_{rm} - R_{rkorr}, \text{ falls } i_{ortm} - i_{ortmess} < -I_{hyst} \quad (3.31)$$

Damit die Widerstandsadaption nicht schon auf kleinste Abweichungen oder Messfehler reagiert, erfolgt die Nachführung erst ab einer bestimmten Mindestabweichung  $I_{hyst}$  zwischen den Modellströmen und den Strömen der realen Maschine. Dies verhindert unnötige Unruhe im System.

Die Schrittweite  $R_{skorr}$  oder  $R_{rkorr}$  der Korrektur sollte so gewählt werden, dass das System Abweichungen zügig ausregeln kann, aber bei Mess- oder Modellfehlern nicht zu heftig reagiert. Am Teststand haben sich Werte von  $0.00001 \Omega$  für  $R_{skorr}$  und  $0.00005 \Omega$  für  $R_{rkorr}$  als brauchbar erwiesen.

Im Folgenden soll mit einigen Simulationsergebnissen die einwandfreie Funktion des Verfahrens nachgewiesen werden:

Zuerst wird der Widerstandsnachstellvorgang untersucht. Hierzu werden, z. B. bei einem inneren Moment in der Asynchronmaschine von 20 Nm und einer Drehzahl von 100 U/min, zum Zeitpunkt  $t = 100 \text{ ms}$  der Wert des Rotorwiderstands schlagartig von 0.54 auf 0.84  $\Omega$  und der Wert des Statorwiderstands von 0.74 auf 0.94  $\Omega$  erhöht.

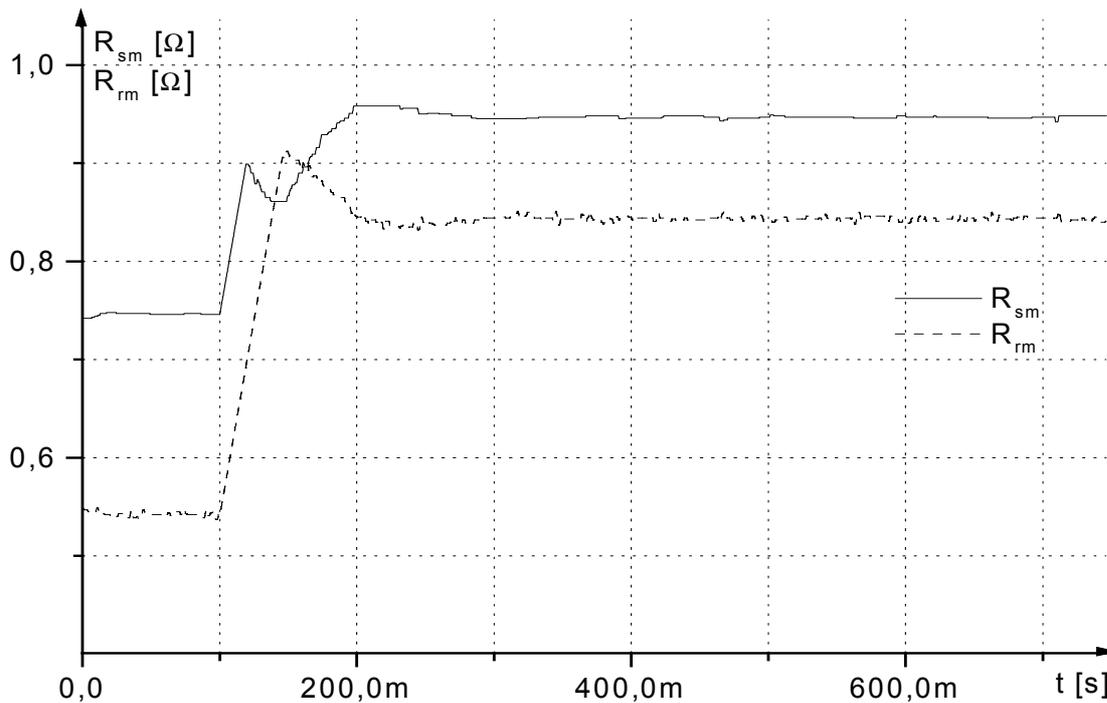


Abb. 3.13: Verlauf des Modellstator- und -rotorwiderstands bei einem Sprung der entsprechenden Maschinenwiderstände

Wie in Abbildung 3.13 zu erkennen ist, folgen die Modellwiderstände sehr schnell selbst einem Sprung der Maschinenwiderstände, wie er in der Realität nicht auftritt. In der Simulation kann gezeigt werden, dass bei fehlendem innerem Moment keine sinnvolle Ermittlung des Rotorwiderstands mehr möglich ist. Es wurde deshalb bei korrekten Widerstandswerten von  $0,74 \Omega$  für den Statorwiderstand und von  $0,54 \Omega$  für den Rotorwiderstand bei verschiedenem innerem Moment folgende Tabelle mit den nachgeführten Werten ermittelt:

$m_{el}$ [Nm]	$R_{sm}$ [ $\Omega$ ]	$R_{rm}$ [ $\Omega$ ]
0	0,700	-
5	0,763	0,550
10	0,751	0,543
15	0,747	0,543
20	0,745	0,542

Tab 3.2: Schätzwerte für die Parameter bei verschiedenem Moment

Wie aus Tabelle 3.2 ersichtlich, werden die Widerstände ab ca. 5 Nm - das entspricht ca. 15 % des Nennmoments der Maschine - in der Simulation ausreichend genau, d. h. mit einer maximalen Abweichung von 2 %, geschätzt. Dies deckt noch einen großen Teil des Teillastbereichs ab und wird deshalb als Grenze der Parameter-nachführung genommen.

Um die Zuverlässigkeit der Widerstandsnachführung auch bei unsicheren Modellparametern zu untersuchen, wird die Nachführung bei falschen Werten für die Modellstreu- und die Modellhauptinduktivität getestet. Hierzu wurde die Hauptinduktivität, deren korrekter Wert in der Maschine  $66,57 \text{ mH}$  betragen sollte, je einmal um  $10 \text{ mH}$  zu groß und zu klein angenommen. Für die Streuinduktivität wurde der korrekte Wert um  $1 \text{ mH}$  zu groß oder zu klein angenommen und die folgende Tabelle der geschätzten Widerstandswerte für die obig genannten korrekten Widerstände von  $0,74 \Omega$  und  $0,54 \Omega$  ermittelt [Hi01].

$L_{mm}$ [mH]	$L_{\sigma 1/2m}$ [mH]	$m_{el}$ [Nm]	$R_{sm}$ [ $\Omega$ ]	$R_{rm}$ [ $\Omega$ ]
66,57	4,28	20	0,80	0,54
66,57	4,28	5	0,79	0,56
66,57	2,28	20	0,74	0,54
66,57	2,28	5	0,71	0,53
76,57	3,28	20	0,70	0,53
76,57	3,28	5	0,70	0,50
56,57	3,28	20	0,95	0,70
56,57	3,28	5	0,94	0,53

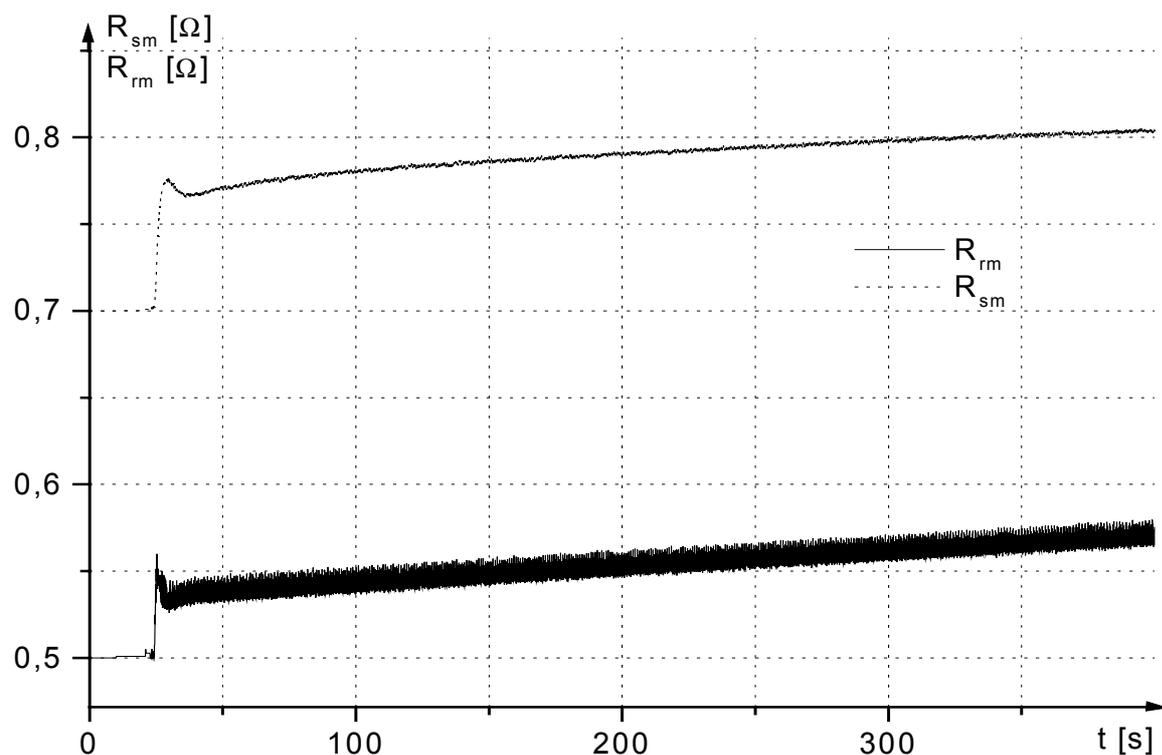
Tab. 3.3: Werte für  $R_{sm}$  und  $R_{rm}$  bei falschen Induktivitäten

Beim Betrachten der Tabelle 3.3 erkennt man, dass nur eine zu kleine Hauptinduktivität einen gravierenden Einfluss auf das Verfahren hat. Diese muss deshalb genau bekannt sein.

Nachdem das Verfahren in der Simulation seine Tauglichkeit bewiesen hat, wird es am Teststand untersucht.

Aufgrund des enormen zusätzlichen Rechenaufwands bei beschränkten Ressourcen kann im normalen Betrieb das Umrichtermodell aus A3 nicht zur Nachbildung der Ständerspannungen verwendet werden. Dies erfolgt einfach über eine Tabelle anhand der anliegenden Spannungsvektoren. Die Durchlassspannungen und die Durchlasswiderstände der Umrichterbauelemente gehen dann automatisch mit in den Statorwiderstand der Maschine ein, was prinzipiell richtig ist.

Die Asynchronmaschine des Teststands ist mit einer Gleichstromlastmaschine gekoppelt. Mit dieser Konfiguration kann die Änderung der Widerstände bei Erwärmung untersucht werden. Als Nachführalgorithmus wird das oben beschriebene Verfahren verwendet. Da zu erwarten ist, dass die Widerstände sich nur sehr langsam ändern, wird ein längerer Zeitraum untersucht. Die Maschine läuft mit einer Drehzahl von 100 U/min und wird nach 24 s mit einem Lastmoment von ca. 20 Nm belastet:

Abb. 3.14: Verlauf der Widerstände  $R_{sm}$  und  $R_{rm}$  des Modells bei belasteter Maschine

Da in Abb. 3.14 erst nach ca. 24 s ein ausreichendes Moment zur Widerstandsanpassung vorliegt, ist bei ca. 25 s ein schneller Widerstandsnachführvorgang sichtbar. Hierbei werden falsche Startwerte korrigiert. Danach muss nur noch die Widerstandsänderung aufgrund der Temperatur nachgeführt werden.

Wie man sieht, ändern sich die Widerstände bei Erwärmung nur sehr langsam.

Am Teststand werden mit höherer Drehzahl und größerem innerem Drehmoment leicht erhöhte Widerstandswerte ermittelt. Dieses Phänomen tritt in der Simulation nicht auf, d. h. es müssen irgendwelche nichtmodellierten Effekte dafür verantwortlich sein. Eine Betrachtung der Begleitumstände, also eine höhere Drehzahl und/oder ein größeres Moment, führt zu dem Schluss, dass Eisenverluste oder andere derartige Verluste in der Maschine der Grund für die Widerstandszunahme sind. Eine Berechnung der Eisenverluste mit Formeln scheitert an fehlenden Daten für die Maschine, weshalb dieser Schluss nicht so exakt überprüft werden kann, aber die ermittelten Werte sind physikalisch plausibel und werden deshalb als richtig betrachtet.

Das Verfahren kann auch zur Temperaturüberwachung der Maschine verwendet werden.

Zum Schluss dieses Abschnitts sollen noch einige allgemeine Bemerkungen zur Parametergenauigkeit und Zuverlässigkeit gemacht werden. In dieser Arbeit werden keine Vergleichsmessungen der ermittelten Parameter mit klassischen Verfahren vorgenommen, da diese Messungen sehr aufwändig sind und die Werte nur für sinusförmige elektrische Größen ermitteln. Diese entsprechen aber nicht dem realen Umrichterbetrieb der Maschine, so dass die hierbei zu erwartenden Schätzwerte nicht mit denjenigen im Betrieb übereinstimmen werden. Die Datenblattwerte werden lediglich als Anhaltspunkt für die Plausibilität der geschätzten Werte genommen. Das wichtigste Kriterium für die Korrektheit der ermittelten Maschinenparameter ist das Verhalten des Maschinenmodells im normalen Betrieb des DMTC-Verfahrens. Hier zeigt das Modell mit den geschätzten Werten ein besseres Verhalten als mit den Datenblattwerten, was als Bestätigung der ermittelten Parameter für diese Anwendung gewertet wird. In diesem Zusammenhang ist mit besserem Verhalten eine bessere Übereinstimmung zwischen den Modellströmen und den gemessenen Strömen gemeint.

## 4. Aufbau der Regelstrecke

In diesem Kapitel soll die mechanische Strecke untersucht werden. Der Rotor der Antriebsasynchronmaschine [ABB90] ist mit einer Flender-Arpex-Kupplung [Fle00] mit dem Rotor einer Gleichstromlastmaschine [Pil90] gekoppelt.

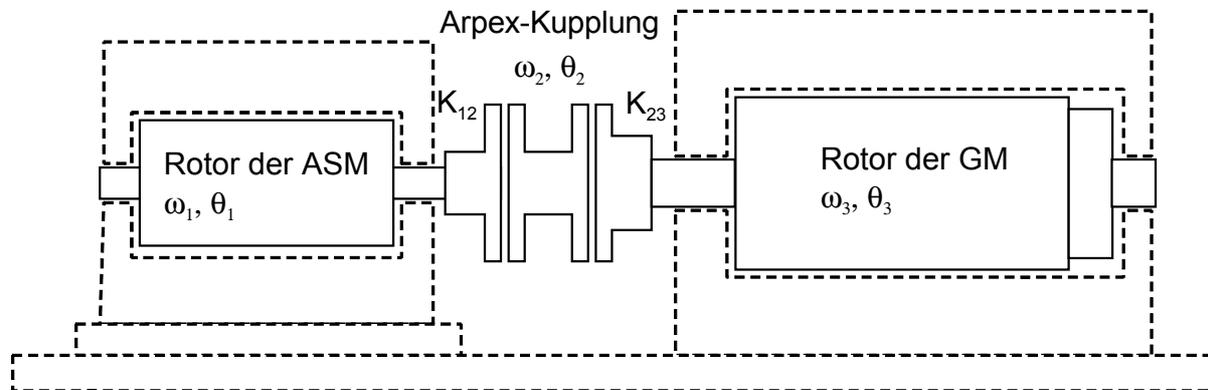


Abb. 4.1: mechanische Anordnung von Antriebs- und Lastmaschine

Dieses mechanische System kann näherungsweise mit einem Dreimassenschwinger modelliert werden [Faß01b]. Hierbei werden die verteilten Massen und Federn durch punktförmige räumlich getrennte Massen und Federn angenähert. Dies ist aufgrund der Größe der Radien der Rotoren und der Kupplung im Vergleich zu den beiden Maschinenwellen gut möglich. Der Rotor der Asynchronmaschine bildet eine Punktmasse, ebenso die Kupplung und der Rotor der Gleichstrommaschine. Die Federn bestehen aus den dazwischenliegenden Wellenstücken. Die an die Maschinenrotoren angekuppelten Geber werden bei dieser Betrachtung vernachlässigt, da deren Massenträgheiten im Vergleich zu den Rotormassenträgheiten vernachlässigbar klein sind.

Dieses mechanische System bildet also einen Dreimassenschwinger mit gemessenen mechanischen Resonanzfrequenzen bei ca. 396.5 Hz und 858 Hz. In den folgenden Abbildungen wird das zugehörige regelungstechnische Ersatzschaltbild der mechanischen Strecke dargestellt. Hierbei kann die mechanische Dämpfung entweder wie in Abb. 4.2 berücksichtigt oder aber wie in Abb. 4.3 vernachlässigt werden.

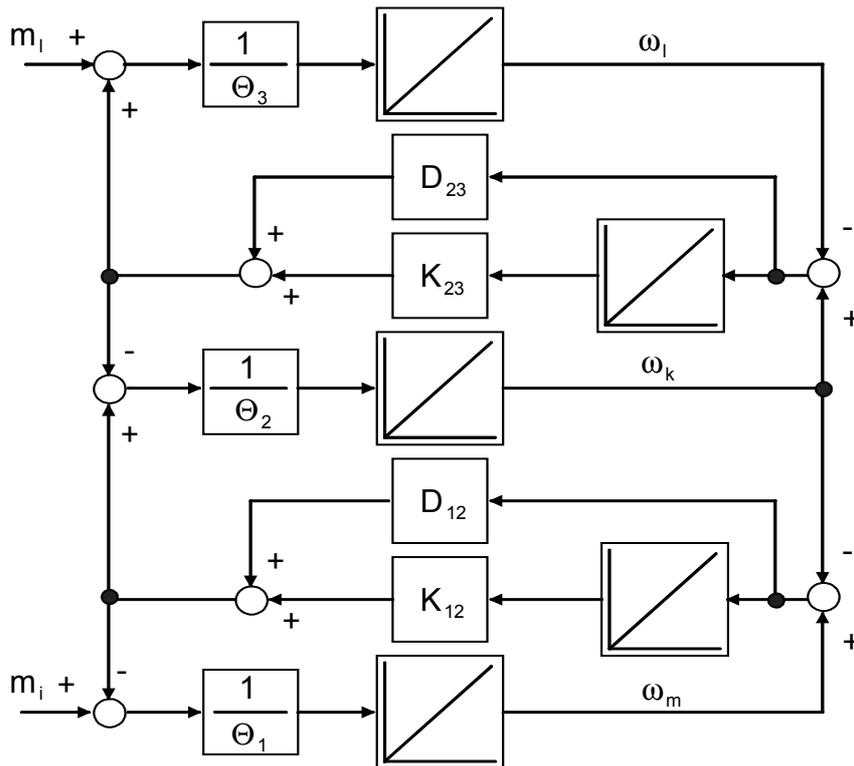


Abb. 4.2: Dreimassenschwinger mit berücksichtigter mechanischer Dämpfung

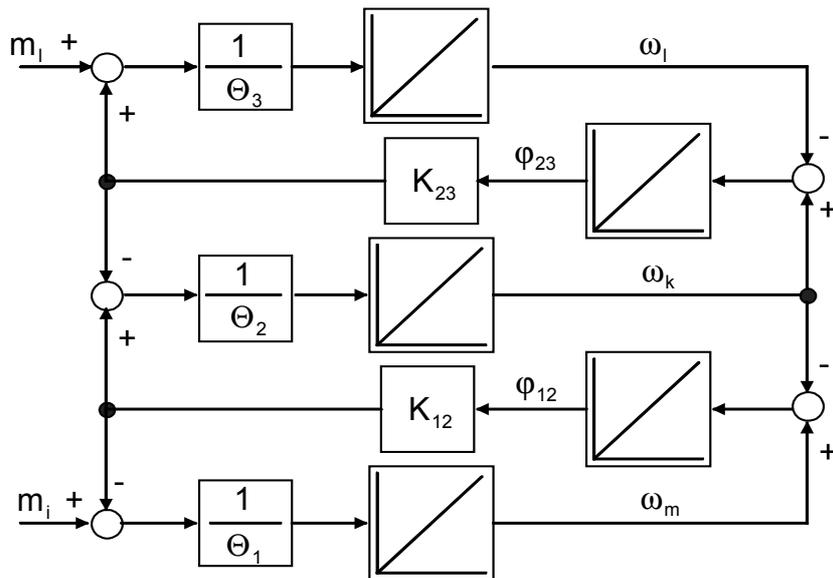


Abb. 4.3: Dreimassenschwinger mit vernachlässigter mechanischer Dämpfung

Die mechanische Dämpfung des Systems ist relativ gering, deshalb wird sie im Folgenden nicht weiter berücksichtigt. Die genaue Bestimmung derselben ist außerdem sehr aufwändig. Zur Übersicht werden kurz die Übertragungsfunktionen des ungedämpften Dreimassenschwingers im Laplace-Bereich angegeben:

$$\omega_m = \frac{K_{12}^2 \cdot K_{23} + p^2 \cdot (K_{12} \cdot K_{23} \cdot \Theta_2 + K_{12}^2 \cdot \Theta_3 + K_{12} \cdot K_{23} \cdot \Theta_3) + p^4 \cdot K_{12} \cdot \Theta_2 \cdot \Theta_3}{p^5 \cdot K_{w5} + p^3 \cdot K_{w3} + p \cdot K_{w1}} \cdot m_i \quad (4.1)$$

$$\omega_m = \frac{K_{12}^2 \cdot K_{23}}{p^5 \cdot K_{w5} + p^3 \cdot K_{w3} + p \cdot K_{w1}} \cdot m_i \quad (4.2)$$

mit

$$\begin{aligned} K_{w1} &= K_{12}^2 \cdot K_{23} \cdot \Theta_1 + K_{12}^2 \cdot K_{23} \cdot \Theta_2 + K_{12}^2 \cdot K_{23} \cdot \Theta_3 \\ K_{w3} &= K_{12} \cdot K_{23} \cdot \Theta_1 \cdot \Theta_2 + K_{12}^2 \cdot \Theta_1 \cdot \Theta_3 + K_{12} \cdot K_{23} \cdot \Theta_1 \cdot \Theta_3 + K_{12}^2 \cdot \Theta_2 \cdot \Theta_3 \\ K_{w5} &= K_{12} \cdot \Theta_1 \cdot \Theta_2 \cdot \Theta_3 \end{aligned} \quad (4.3)$$

$$\omega_l = \frac{K_{12} \cdot K_{23}^2}{p^5 \cdot K_5 + p^3 \cdot K_3 + p \cdot K_1} \cdot m_l \quad (4.4)$$

$$\omega_l = \frac{p^4 \cdot K_{23} \cdot \Theta_1 \cdot \Theta_2 + p^2 \cdot (K_{12} \cdot K_{23} \cdot \Theta_2 + K_{23}^2 \cdot \Theta_1 + K_{12} \cdot K_{23} \cdot \Theta_1) + K_{12} \cdot K_{23}^2}{p^5 \cdot K_5 + p^3 \cdot K_3 + p \cdot K_1} \cdot m_l \quad (4.5)$$

mit

$$\begin{aligned} K_5 &= K_{23} \cdot \Theta_1 \cdot \Theta_2 \cdot \Theta_3 \\ K_3 &= K_{12} \cdot K_{23} \cdot \Theta_2 \cdot \Theta_3 + K_{23}^2 \cdot \Theta_1 \cdot \Theta_3 + K_{12} \cdot K_{23} \cdot \Theta_1 \cdot \Theta_3 + K_{23}^2 \cdot \Theta_1 \cdot \Theta_2 \\ K_1 &= K_{12} \cdot K_{23}^2 \cdot \Theta_1 + K_{12} \cdot K_{23}^2 \cdot \Theta_2 + K_{12} \cdot K_{23}^2 \cdot \Theta_3 \end{aligned} \quad (4.6)$$

Die Bestimmung der einzelnen Parameter der Strecke kann durch eine Betrachtung der Geometrie des Systems und geeignete Berechnungen erfolgen. Dies ist für die gegebene Anwendung zu ungenau oder falls die Berechnung exakt sein soll, sehr aufwändig, da die geometrische Form der Massen kompliziert ist.

Die Resonanzfrequenzen des Systems sind einfach mit einem Ferraris-Beschleunigungsgeber [Hüb01] und einem Oszilloskop messbar. Mit aus dem Datenblatt bekannten Werten für die Trägheiten des Asynchronmaschinen- und Gleichstrommaschinenrotors und der Kupplung können die Federkonstanten berechnet werden.

Eine gute und präzise Alternative ist eine Parameterschätzung, wie sie in [Mül01] und [Mül02] für die beschriebene Anlage durchgeführt wird. Ausgehend von diesen Schätzwerten konnten im Folgenden die besten Ergebnisse am Teststand erzielt werden [Pah01].

Die Pole der offenen mechanischen Strecke lauten:

$$\begin{aligned} &0. + 5390.96i \\ &0. - 5390.96i \\ &0. + 2491.28i \\ &0. - 2491.28i \\ &0. \end{aligned}$$

In dieser Arbeit wird in Zukunft nur noch dieses Streckenmodell betrachtet.

Eine in der Literatur oft übliche Reduktion des Systems auf einen Zweimassenschwinger [Gos98] führt bei dieser Strecke zu einem sehr großen Dynamikverlust oder je nach verwendetem Regler sogar zu einer Instabilität und wird deshalb nicht vorgenommen.

## 5. Nachbildung der Zustände des mechanischen Systems

Für eine hochdynamische Maschinenregelung sind rausch- und störungsarme Messwerte des mechanischen Systems mit geringer Phasenverschiebung nötig. Bei den hohen Frequenzen der noch aktiv zu dämpfenden mechanischen Schwingungen ist aufgrund der hierbei entstehenden Phasenverschiebung keine einfache Tiefpassfilterung des gemessenen Drehzahlsignals mehr möglich. Es müssen andere Wege der Drehzahlaufbereitung besprochen werden.

Falls ein PI- oder ein ähnlicher Regler zur Stabilisierung des mechanischen Systems verwendet werden soll, wird nur das Drehzahlsignal der Asynchronmaschine benötigt. In Kapitel 5.2 wird die Bildung eines hochdynamischen Drehzahlsignals mit Hilfe von Lagegeber und Ferraris-Beschleunigungssensor erläutert.

Bei Verwendung eines Zustandsreglers braucht man alle mechanischen Zustände des Dreimassenschwingers. Diese können mit dem in Kapitel 5.3 entworfenen Beobachter für den gesamten Dreimassenschwinger nachgebildet werden.

### 5.1 Einsatz von Ferraris- und Lagegeber

Auf der B-Seite der Antriebsmaschine sind ein Ferraris-Beschleunigungssensor [Hüb01] und ein inkrementaler Lagegeber [Hei98] angebracht.

Beim verwendeten Lagegeber handelt es sich um einen Sinus-Kosinusgeber mit 5000 Perioden pro Umdrehung [Hei98]. Die Analogsignale werden mit einer entsprechenden Elektronik [Bra98], [Rei00] aufbereitet und zu Beginn jedes Abtastschrittes in digitale Werte gewandelt. Die Nulldurchgänge der Analogsignale werden mit Komparatoren erfasst und mit einer Digitallogik und einem Hardwarezähler mit Vierfachauswertung als Groblage zur Verfügung gestellt. Mit einer Arctan-Interpolation der digitalisierten Werte des Sinus- und Kosinussignals und dem Stand des Hardwarezählers wird in der Regelungssoftware die genaue Lage ermittelt. Die Präzision der Lagewerte wird nur durch Rauschen und Störungen der analogen Geberausgangssignale begrenzt [Faß01a]. Hierbei ist zu beachten, dass das Rauschen auf dem Sinus- und dem Kosinussignal größer ist als auf dem Signal nach der Division und Arctan-Interpolation. Dies deutet auf eine korrelierte Rauschquelle im Geber hin.

Zusätzlich zum Rauschen treten noch andere Geberfehler auf, die von exzentrischer Lagerung der Geberscheibe und ungleichen Strichabständen auf der Geberscheibe herrühren. Hierfür mögliche Abhilfemaßnahmen sind oft aufwändig [Hös99], [Pro94] oder erhöhen die Phasenverschiebung des Messsignals [Kir99].

Die Auflösung der Lageerfassung beträgt 2.048.000 Schritte pro Umdrehung. Aufgrund der Qualität des Gebersignals ist aber nur eine Präzision von ca. 200.000 Schritten pro Umdrehung möglich. Der Geberhersteller garantiert sogar nur eine Genauigkeit von 100.000 Inkrementen pro Umdrehung [Hei98].

Der Lagegeber ist mit seinem Gehäuse federnd am Lagerschild der Asynchronmaschine befestigt. Die Resonanzfrequenz dieser Ankopplung beträgt ca. 1250 Hz. Diese nur schwach bedämpfte Resonanzschwingung verhindert, dass die differenzierte Lage ohne Tiefpassfilterung direkt zu Regelungszwecken mit akzeptabler Reglerverstärkung verwendet werden kann.

Zur Messung der Beschleunigung des Asynchronmaschinenrotors wird ein Ferraris-Geber [Hüb01] verwendet, dessen Funktionsweise [Den81], [Gam93], [Faß01a] im Folgenden kurz erläutert wird:

Auf der B-Seite der Antriebsmaschinenwelle ist eine dünne Aluminium- oder Messingscheibe lagerlos montiert. Diese wird von einem konstanten statorfesten Erregermagnetfeld  $\underline{B}$  senkrecht durchsetzt. Bei rotierender Scheibe bilden sich nun wie in

Abb. 5.1 zeigt Wirbelströme in der Scheibe aus. Diese erzeugen ihrerseits einen magnetischen Fluss, welcher die Messaufnehmerspulen durchflutet. Falls sich der Fluss durch die Messaufnehmer ändert, kann an den Klemmen derselben eine induzierte Spannung gemessen werden, welche der Beschleunigung der Scheibe näherungsweise proportional ist.

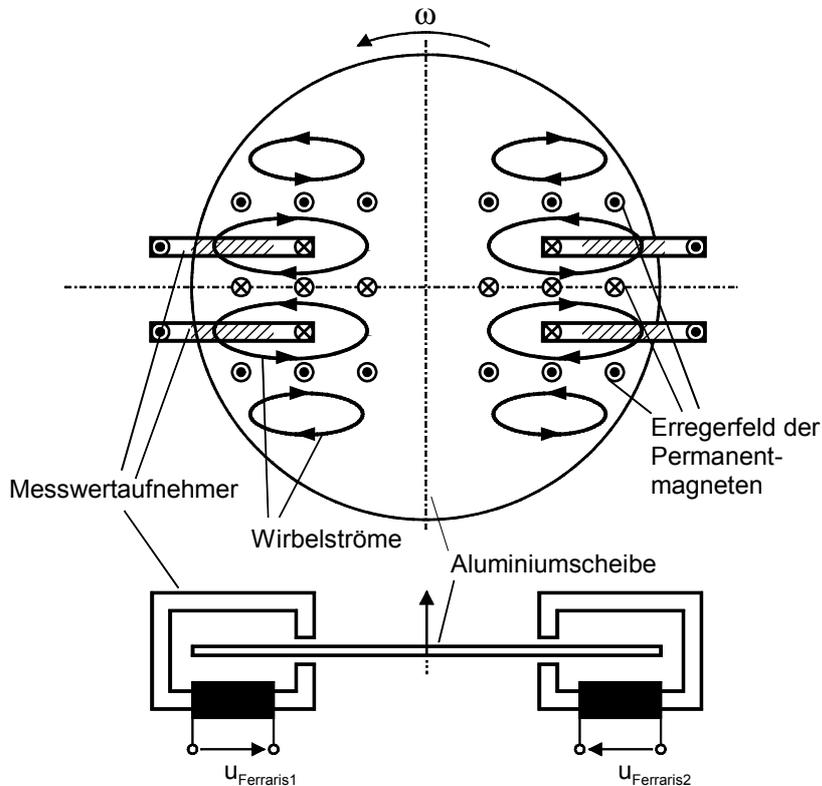


Abb. 5.1.: Beschleunigungssensor [Gam93], [Hüb01]

Die Ausbildung der Wirbelströme in der Messscheibe erfolgt ebenfalls durch eine Induktionsspannung, welche durch die Rotation der Scheibe durch das statorfeste Erregermagnetfeld erzeugt wird. Die Wirbelströme folgen der Induktionsspannung aufgrund parasitärer Effekte mit einer Verzögerungszeit. Die Messspannung ist gegenüber der realen Beschleunigung verzögert:

$$u_{\text{Ferraris}} \approx \ddot{U} \cdot \frac{1}{1 + p \cdot T_{\text{Ferraris}}} \cdot \dot{v} \quad (5.1)$$

Die Verzögerungszeitkonstante  $T_{\text{Ferraris}}$  liegt im Bereich von 150-250  $\mu\text{s}$ . Sie ist stark von der Geometrie und dem Material der Ferraris-Geberscheibe abhängig. Am Teststand wird eine Messingscheibe verwendet, was die Verzögerungszeitkonstante und die Empfindlichkeit des Gebers reduziert.

Die Messspannung wird von einer speziellen Elektronik [Rei00] aufbereitet und digitalisiert. Aufgrund der diskreten Arbeitsweise des Pulsumrichters schwankt das Drehmoment während eines Abtastzyklus mit mehreren diskreten Spannungsvektoren. Somit schwankt auch die reale Beschleunigung des Rotors und das Beschleunigungssignal müsste überabgetastet werden, um einen präzisen Mittelwert zu erhalten. Das Tiefpassverhalten des Ferraris-Gebers filtert diese Schwankungen allerdings so stark, dass keine Überabtastung nötig ist.

Der Ferraris-Geber ist lagerlos montiert, die Resonanzfrequenz seiner mechanischen Ankopplung liegt bei über 2000 Hz.

Da in der Praxis meist ein lastmaschinenseitiger Geber unerwünscht oder oftmals nicht möglich ist, wird der auf der B-Seite der Lastmaschine angebrachte Lagegeber [Hei98] nur zu Messzwecken verwendet. Die Kopplung des Gebers an den Lastmaschinenrotor erfolgt mittels einer Faltenbalgkupplung mit einer Resonanzfrequenz von ungefähr 800 Hz.

Um das Drehzahlsignal hochdynamisch, rausch- und störungsarm und mit sehr geringer Phasenverschiebung aus dem Lage- und dem Beschleunigungssignal nachzubilden zu können, müssen die Stärken und Schwächen der einzelnen Gebertypen bekannt sein.

Vorteile des Lagegebersignals sind die hohe Dynamik, die präzise Auflösung des Signals und dass das Signal drifffrei und somit im Mittel immer korrekt ist.

Negative Aspekte dieses Signals sind Rauschen und Störungen sowie die mechanische Resonanz der Lagegeberfixierung. Das Rauschen wird durch die Differenzenbildung im Drehzahlsignal noch verstärkt. Durch die Differenzenbildung entsteht außerdem eine Zeitverzögerung des Drehzahlsignals um einen halben Abtastschritt.

Das Ferraris-Gebersignal ist hingegen rauscharm, was bei der Drehzahlbildung durch die Integration noch verbessert wird. Der Geber ist lagerlos montiert. Die mechanische Resonanzfrequenz ist mit über 2 kHz hoch. Nachteilig ist hier das  $PT_1$ -Verzögerungsverhalten des Gebers und die prinzipielle Anfälligkeit gegen magnetische Störfelder. Dieses Problem wurde bei neueren Gebertypen [Hüb01] reduziert. Der Ferraris-Geber weist wie jede analoge Schaltung auch eine Offset- und Verstärkungsdrift auf. Diese sind sowohl temperatur- als auch drehzahlabhängig. Bei vorhandenem Offset des Ferraris-Gebersignals driften die reale Drehzahl der Maschine und die durch Integration der Beschleunigung ermittelte Drehzahl auseinander. Ein weiterer Nachteil speziell an der vorhandenen Anlage ist, dass die mögliche Beschleunigung den Messbereich des Ferraris-Sensors überschreitet und dass dann das Messsignal abgeschnitten wird. Besonders das Verzögerungsverhalten ist bei hochdynamischen Anwendungen, die nur eine minimale Phasenverschiebung der Messsignale erlauben, problematisch.

Im folgenden Kapitel wird eine Struktur vorgestellt, die die Nachteile beider Geberarten vermindert und ein gutes Drehzahlsignal liefert.

## 5.2 Nachbildung des Drehzahlsignals für den Antriebsmaschinenrotor

Wie oben beschrieben, muss zur aktiven Schwingungsbedämpfung ein rausch- und störungsarmes Drehzahlsignal ohne signifikante Phasenverschiebung zur Verfügung stehen.

Es ist möglich, mit verschiedenen Korrekturverfahren [Faß01a] das Beschleunigungssignal des Ferraris-Gebers zu verbessern. Bei der Verwendung eines Beobachters ist das aber nicht unbedingt nötig, weshalb dies hier nicht näher ausgeführt werden soll.

Die Bildung des Drehzahlsignals zu Regelungszwecken erfolgt über einen Drehzahlbeobachter [Hil01], [Faß01a] oder A11. Hierzu gibt es prinzipiell zwei Möglichkeiten: Die gemessene Beschleunigung wird entweder zweimal integriert und mit der Lage des Inkrementalgebers verglichen oder die Ferraris-Geberbeschleunigung wird einmal integriert und mit der differenzierten Lage verglichen. Die erste Variante hat in [Faß01a] ein schlechteres Verhalten gezeigt und war deutlich aufwändiger in der Realisierung und Auslegung. Im Folgenden wird deshalb nur noch die Variante mit einer einfachen Integration der Beschleunigung verwendet.

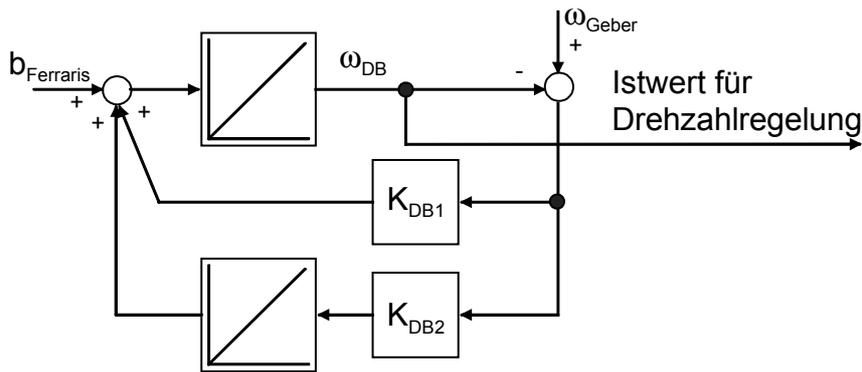


Abb. 5.3 Drehzahlbeobachter

Als Eingangssignal werden das Beschleunigungssignal und die aus der Lage des Inkrementalgebers ermittelte Drehzahl verwendet. Zur Beobachterkorrektur wird eine PI-Rückkopplung benutzt. Der I-Anteil in der Rückkopplung erfüllt die Funktion der Offsetkorrektur.

Zur Auslegung des Beobachters wird die Übertragungsfunktion im Laplace-Bereich verwendet:

$$\omega_{DB} = \frac{p \cdot b_{Ferraris} + (K_{DB1} \cdot p + K_{DB2}) \cdot \omega_{Geber}}{p^2 + K_{DB1} \cdot p + K_{DB2}} \quad (5.2)$$

Betrachtet man den Nenner der Übertragungsfunktion, erkennt man, dass das System durch geeignete Wahl der Rückführungen einfach stabilisiert werden kann.

Die Parameter  $K_{DB1}$  und  $K_{DB2}$  werden so gewählt, dass das Nennerpolynom eine Dämpfung von 35 und eine Zeitkonstante von ungefähr 700 ns aufweist. Diese sehr große Dämpfung hat sich am Teststand als gute Lösung herausgestellt. Das  $PT_2$ -Glied verhält sich dann näherungsweise wie ein  $PT_1$ -Glied und der Beobachter kann als Tiefpass mit geringer Phasenverschiebung für die aktive Schwingungsbedämpfung eingesetzt werden. Die Realisierung des Beobachters zu Regelungszwecken erfolgt natürlich zeitdiskret in der Regelungssoftware.

Generell gilt, dass bei schwachen Rückkopplungen das Signal des Ferraris-Gebers auf die synthetisierte Drehzahl einen großen Einfluss hat und bei großen Rückkopplungen die Schwächen des Lagegebers deutlicher in Erscheinung treten. Die Auslegung des Beobachters stellt also immer einen anwendungs- und aufbauspezifischen Kompromiss dar.

Um stationär ein möglichst gutes Drehzahlsignal zu erhalten, sollte die Empfindlichkeit des Gebers und der nachfolgenden Elektronik möglichst groß gewählt werden. Dies verkleinert allerdings den nutzbaren Messbereich des Sensors. Beim Verlassen des Messbereichs des Ferraris-Gebers wird der Beobachter abgeschaltet und die aus der Lage errechnete Drehzahl ohne Tiefpassfilter zur Regelung benutzt. Es wird also im stationären Zustand das rausch- und störungsarme Signal des Beobachters verwendet und während schneller transients Vorgänge, wenn die Regelung meist an oder in der Stellgrößenbegrenzung arbeitet, die hochdynamische differenzierte Lage.

### 5.3 Aufbau eines Beobachters für den mechanischen Dreimassenschwinger

Soll ein Zustandsregler zur Drehzahlregelung verwendet werden, müssen die wichtigsten Systemzustände gemessen oder nachgebildet werden. Hierfür eignet sich sehr gut ein Beobachter des gesamten mechanischen Dreimassenschwingers, wie er in Kapitel 4 beschrieben wird, solange sich die einzige unbekannte Einflussgröße, das Lastmoment, nicht permanent stark ändert. Das Lastmoment kann nicht gemessen werden und wird deshalb als Störgröße angesehen und zu Null gesetzt. Die Auswirkungen dieser vereinfachenden Annahme müssen durch die Beobachterkorrektur reduziert werden.

Bevor ein Beobachter eingesetzt werden kann, muss untersucht werden, ob das System vollständig beobachtbar ist [Föl94]. Die zugehörigen Methoden sind im Anhang A5 zu finden.

Der Dreimassenschwinger ist beobachtbar und so kann folgender Beobachter zur Nachbildung des Systems verwendet werden [Faß01b]:

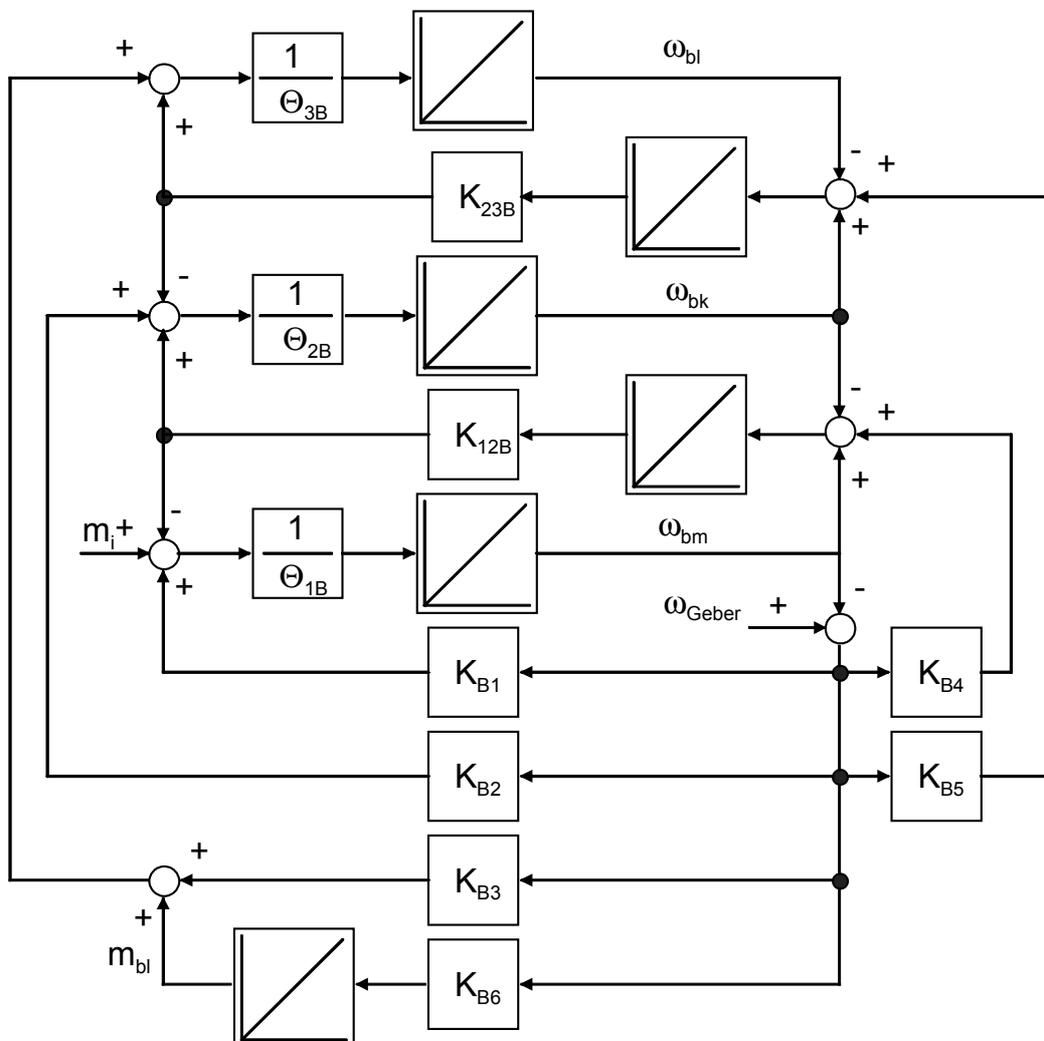


Abb. 5.4: Beobachter für den gesamten Dreimassenschwinger

Als Eingangsgrößen treten bei diesem Beobachter das innere Moment der Antriebsmaschine und die aus der gemessenen Lage ermittelte Drehzahl des Asynchronmaschinenrotors auf. Um eine hohe Dynamik des Beobachters zu erreichen, müssen

diese Werte möglichst aktuell sein. Das folgende Diagramm zeigt das Beobachter-timing innerhalb eines Zyklus:

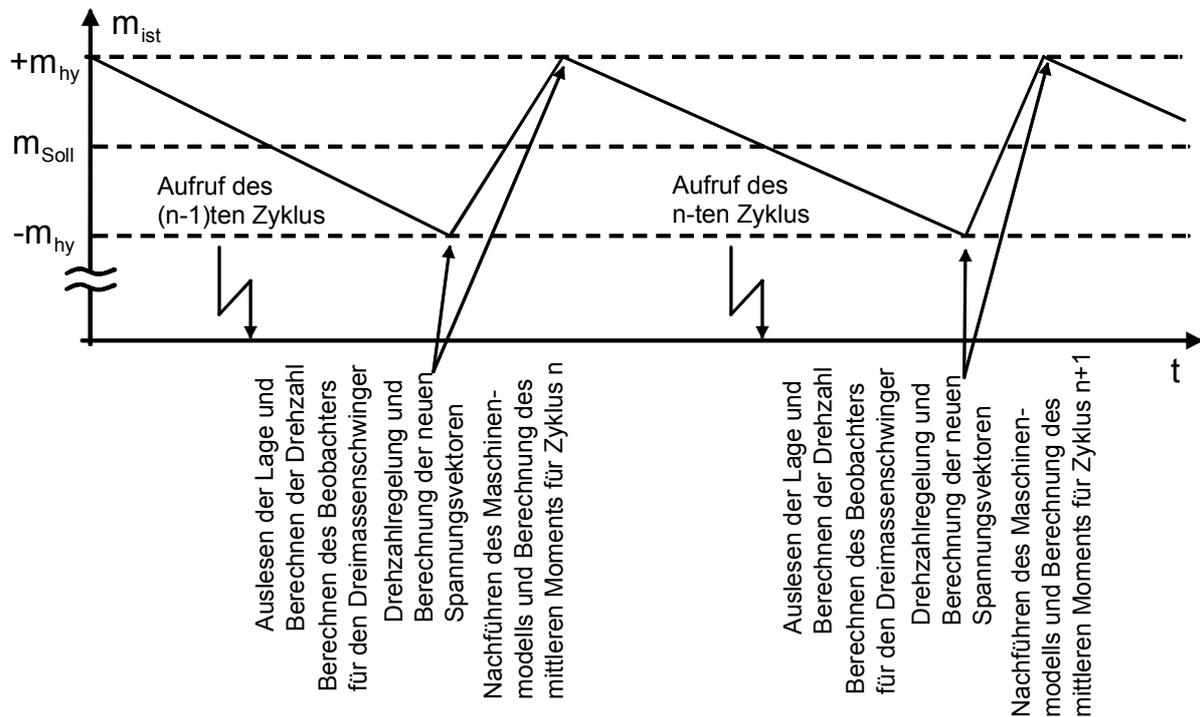


Abb. 5.5: Timing des Beobachters

Das innere Moment kann direkt aus dem DMTC-Algorithmus als Mittelwert über einen Zyklus entnommen werden. Aufgrund der prädiktiven Arbeitsweise des DMTC-Verfahrens ist der Drehmomentmittelwert am Zyklusende schon für den nächsten Zyklus bekannt.

Als Störgröße tritt in diesem System das Moment der Gleichstromlastmaschine auf. Dieses wird durch den Integrator in der Beobcherrückführung stationär korrigiert. Der Ausgang dieses Integrators ( $m_{bl}$ ) kann zur Lastmomentschätzung verwendet werden.

Die Übertragungsfunktionen des Beobachters haben folgende Form:

$$\frac{\omega_{bm}}{m_i} = \frac{p^5 \cdot k_{zi5} + p^3 \cdot k_{zi3} + p \cdot k_{zi1}}{k_{n6} \cdot p^6 + k_{n5} \cdot p^5 + k_{n4} \cdot p^4 + k_{n3} \cdot p^3 + k_{n2} \cdot p^2 + k_{n1} \cdot p + k_{n0}} \quad (5.4)$$

$$\frac{\omega_{bm}}{m_l} = \frac{p \cdot k_{zL1}}{k_{n6} \cdot p^6 + k_{n5} \cdot p^5 + k_{n4} \cdot p^4 + k_{n3} \cdot p^3 + k_{n2} \cdot p^2 + k_{n1} \cdot p + k_{n0}} \quad (5.5)$$

$$\frac{\omega_{bm}}{\omega_m} = \frac{p^5 \cdot k_{z\omega5} + p^4 \cdot k_{z\omega4} + p^3 \cdot k_{z\omega3} + p^2 \cdot k_{z\omega2} + p \cdot k_{z\omega1} + k_{z\omega0}}{k_{n6} \cdot p^6 + k_{n5} \cdot p^5 + k_{n4} \cdot p^4 + k_{n3} \cdot p^3 + k_{n2} \cdot p^2 + k_{n1} \cdot p + k_{n0}} \quad (5.6)$$

mit

$$\begin{aligned} k_{zi5} &= K_{12} \Theta_2^2 \Theta_3 \\ k_{zi3} &= K_{12} K_{23} \Theta_2 \Theta_3 + K_{12}^2 \Theta_2 \Theta_3 + K_{12} K_{23} \Theta_2^2 \\ k_{zi1} &= K_{12}^2 K_{23} \Theta_2 \\ k_{zL1} &= K_{12}^2 K_{23} \Theta_2 \end{aligned} \quad (5.7)$$

$$\begin{aligned}
k_{z\omega 5} &= K_{12} K_{B1} \Theta_2^2 \Theta_3 \\
k_{z\omega 4} &= -K_{12}^2 K_{B4} \Theta_2^2 \Theta_3 \\
k_{z\omega 3} &= K_{12}^2 K_{B2} \Theta_2 \Theta_3 + K_{12} K_{23} K_{B1} \Theta_2 \Theta_3 + K_{12}^2 K_{B1} \Theta_2 \Theta_3 + K_{12} K_{23} K_{B1} \Theta_2^2 \\
k_{z\omega 2} &= -K_{12}^2 K_{23} K_{B5} \Theta_2 \Theta_3 - K_{12}^2 K_{23} K_{B4} \Theta_2 \Theta_3 - K_{12}^2 K_{23} K_{B4} \Theta_2^2 \\
k_{z\omega 1} &= K_{12}^2 K_{23} K_{B3} \Theta_2 + K_{12}^2 K_{23} K_{B2} \Theta_2 + K_{12}^2 K_{23} K_{B1} \Theta_2 \\
k_{z\omega 0} &= K_{12}^2 K_{23} K_{B6} \Theta_2 \\
k_{n6} &= K_{12} \Theta_1 \Theta_2^2 \Theta_3 \\
k_{n5} &= K_{12} K_{B1} \Theta_2^2 \Theta_3 \\
k_{n4} &= -K_{12}^2 K_{B4} \Theta_2^2 \Theta_3 + K_{12}^2 \Theta_2^2 \Theta_3 + K_{12} K_{23} \Theta_1 \Theta_2 \Theta_3 + K_{12}^2 \Theta_1 \Theta_2 \Theta_3 + K_{12} K_{23} \Theta_1 \Theta_2^2 \\
k_{n3} &= K_{12}^2 K_{B2} \Theta_2 \Theta_3 + K_{12} K_{23} K_{B1} \Theta_2 \Theta_3 + K_{12}^2 K_{B1} \Theta_2 \Theta_3 + K_{12} K_{23} K_{B1} \Theta_2^2 \\
k_{n2} &= -K_{12}^2 K_{23} K_{B5} \Theta_2 \Theta_3 - K_{12}^2 K_{23} K_{B4} \Theta_2 \Theta_3 + K_{12}^2 K_{23} \Theta_2 \Theta_3 - K_{12}^2 K_{23} K_{B4} \Theta_2^2 + K_{12}^2 K_{23} \Theta_2^2 + K_{12}^2 K_{23} \Theta_1 \Theta_2 \\
k_{n1} &= K_{12}^2 K_{23} K_{B3} \Theta_2 + K_{12}^2 K_{23} K_{B2} \Theta_2 + K_{12}^2 K_{23} K_{B1} \Theta_2 \\
k_{n0} &= K_{12}^2 K_{23} K_{B6} \Theta_2
\end{aligned} \tag{5.8}$$

$$\frac{\omega_{bl}}{m_i} = \frac{p^4 \cdot k_{zi4} + p^3 \cdot k_{zi3} + p^2 \cdot k_{zi2} + p \cdot k_{zi1}}{k_{n6} \cdot p^6 + k_{n5} \cdot p^5 + k_{n4} \cdot p^4 + k_{n3} \cdot p^3 + k_{n2} \cdot p^2 + k_{n1} \cdot p + k_{n0}} \tag{5.10}$$

$$\frac{\omega_{bl}}{m_l} = \frac{p^5 \cdot k_{zL5} + p^4 \cdot k_{zL4} + p^3 \cdot k_{zL3} + p^2 \cdot k_{zL2} + p \cdot k_{zL1}}{k_{n6} \cdot p^6 + k_{n5} \cdot p^5 + k_{n4} \cdot p^4 + k_{n3} \cdot p^3 + k_{n2} \cdot p^2 + k_{n1} \cdot p + k_{n0}} \tag{5.11}$$

$$\frac{\omega_{bl}}{\omega_m} = \frac{p^5 \cdot k_{z\omega 5} + p^4 \cdot k_{z\omega 4} + p^3 \cdot k_{z\omega 3} + p^2 \cdot k_{z\omega 2} + p \cdot k_{z\omega 1} + k_{z\omega 0}}{k_{n6} \cdot p^6 + k_{n5} \cdot p^5 + k_{n4} \cdot p^4 + k_{n3} \cdot p^3 + k_{n2} \cdot p^2 + k_{n1} \cdot p + k_{n0}} \tag{5.12}$$

mit

$$\begin{aligned}
k_{zi4} &= K_{B3} K_{12} K_{23} \Theta_2 \\
k_{zi3} &= K_{B5} K_{12} K_{23}^2 \Theta_2 + K_{B6} K_{12} K_{23} \Theta_2 \\
k_{zi2} &= K_{B3} K_{12} K_{23}^2 + K_{B2} K_{12} K_{23}^2 + K_{B3} K_{12}^2 K_{23} \\
k_{zi1} &= K_{B5} K_{12}^2 K_{23} + K_{B4} K_{12}^2 K_{23} - K_{12}^2 K_{23}^2 + K_{B6} K_{12} K_{23}^2 + K_{B6} K_{12}^2 K_{23}
\end{aligned} \tag{5.13}$$

$$\begin{aligned}
k_{n6} &= -K_{12} K_{23} \Theta_1 \Theta_2 \Theta_3 \\
k_{n5} &= -K_{B1} K_{12} K_{23} \Theta_2 \Theta_3 \\
k_{n4} &= K_{B4} K_{12}^2 K_{23} \Theta_2 \Theta_3 - K_{12}^2 K_{23} \Theta_2 \Theta_3 - K_{12} K_{23}^2 \Theta_1 \Theta_3 - K_{12}^2 K_{23} \Theta_1 \Theta_3 - K_{12} K_{23}^2 \Theta_1 \Theta_2 \\
k_{n3} &= -K_{B1} K_{12} K_{23}^2 \Theta_3 - K_{B2} K_{12}^2 K_{23} \Theta_3 - K_{B1} K_{12}^2 K_{23} \Theta_3 - K_{B1} K_{12} K_{23}^2 \Theta_2 \\
k_{n2} &= K_{B5} K_{12}^2 K_{23}^2 \Theta_3 + K_{B4} K_{12}^2 K_{23}^2 \Theta_3 - K_{12}^2 K_{23}^2 \Theta_3 + K_{B4} K_{12}^2 K_{23}^2 \Theta_2 - K_{12}^2 K_{23}^2 \Theta_2 - K_{12}^2 K_{23}^2 \Theta_1 \\
k_{n1} &= -K_{B3} K_{12}^2 K_{23}^2 - K_{B2} K_{12}^2 K_{23}^2 - K_{B1} K_{12}^2 K_{23}^2 \\
k_{n0} &= -K_{B6} K_{12}^2 K_{23}^2
\end{aligned} \tag{5.14}$$

$$\begin{aligned}
k_{zL5} &= -K_{12}K_{23}\Theta_1\Theta_2 \\
k_{zL4} &= -K_{B1}K_{12}K_{23}\Theta_2 \\
k_{zL3} &= K_{B4}K_{12}^2K_{23}\Theta_2 - K_{12}^2K_{23}\Theta_2 - K_{12}K_{23}^2\Theta_1 - K_{12}^2K_{23}\Theta_1 \\
k_{zL2} &= -K_{B1}K_{12}K_{23}^2 - K_{B2}K_{12}^2K_{23} - K_{B1}K_{12}^2K_{23} \\
k_{zL1} &= K_{B5}K_{12}^2K_{23}^2 + K_{B4}K_{12}^2K_{23}^2 - K_{12}^2K_{23}^2
\end{aligned} \tag{5.15}$$

$$\begin{aligned}
k_{z\omega5} &= -K_{B3}K_{12}K_{23}\Theta_1\Theta_2 \\
k_{z\omega4} &= -K_{B5}K_{12}K_{23}^2\Theta_1\Theta_2 - K_{B6}K_{12}K_{23}\Theta_1\Theta_2 \\
k_{z\omega3} &= -K_{B3}K_{12}^2K_{23}\Theta_2 - K_{B3}K_{12}K_{23}^2\Theta_1 - K_{B2}K_{12}K_{23}^2\Theta_1 - K_{B3}K_{12}^2K_{23}\Theta_1 \\
k_{z\omega2} &= -K_{B5}K_{12}^2K_{23}^2\Theta_2 - K_{B6}K_{12}^2K_{23}\Theta_2 - K_{B5}K_{12}^2K_{23}^2\Theta_1 - K_{B4}K_{12}^2K_{23}^2\Theta_1 - K_{B6}K_{12}K_{23}^2\Theta_1 - K_{B6}K_{12}^2K_{23}\Theta_1 \\
k_{z\omega1} &= -K_{B3}K_{12}^2K_{23}^2 - K_{B2}K_{12}^2K_{23}^2 - K_{B1}K_{12}^2K_{23}^2 \\
k_{z\omega0} &= -K_{B6}K_{12}^2K_{23}^2
\end{aligned} \tag{5.16}$$

Die Auslegung dieses Systems sechster Ordnung wurde mit dem Verfahren der Polvorgabe vorgenommen. Die Pole wurden als Dreifachpole gewählt. Das System verhält sich wie drei hintereinandergeschaltete PT<sub>2</sub>-Glieder. Somit ist noch eine gewisse Anschauung für die Wahl der Pole möglich, wenngleich dieser Ansatz auch nicht der robusteste [Gos98] ist und viele Freiheitsgrade nimmt. Er hat sich aber bei den Beobachtern als tauglich erwiesen. Der Bereich der möglichen Werte ist in diesem Fall relativ klein, da einerseits hohe dynamische Anforderungen an die Beobachter-signale gestellt werden und andererseits schnell differenzierendes Verhalten des Beobachters auftritt.

Die Dämpfung des entsprechenden PT<sub>2</sub>-Glieds wird am Teststand empirisch zu 0.95 und die Zeitkonstante zu 500 µs ermittelt, was zu Polen bei P<sub>1,2,3</sub> = -1900 + 624 i und P<sub>4,5,6</sub> = -1900 - 624 i führt.

Aufgrund der im Verhältnis zu der Abtastzeit kleinen Zeitkonstanten des Systems muss die Realisierung zeitdiskret erfolgen. Diese kann einfach numerisch mit Matlab [Mat93] vorgenommen werden.

Folgende Simulationen mit PECSIM [Ans99] zeigen die Leistungsfähigkeit der ermittelten Beobachterstruktur. Hierbei wird nur der kritischere Fall des Lastsprunges dargestellt.

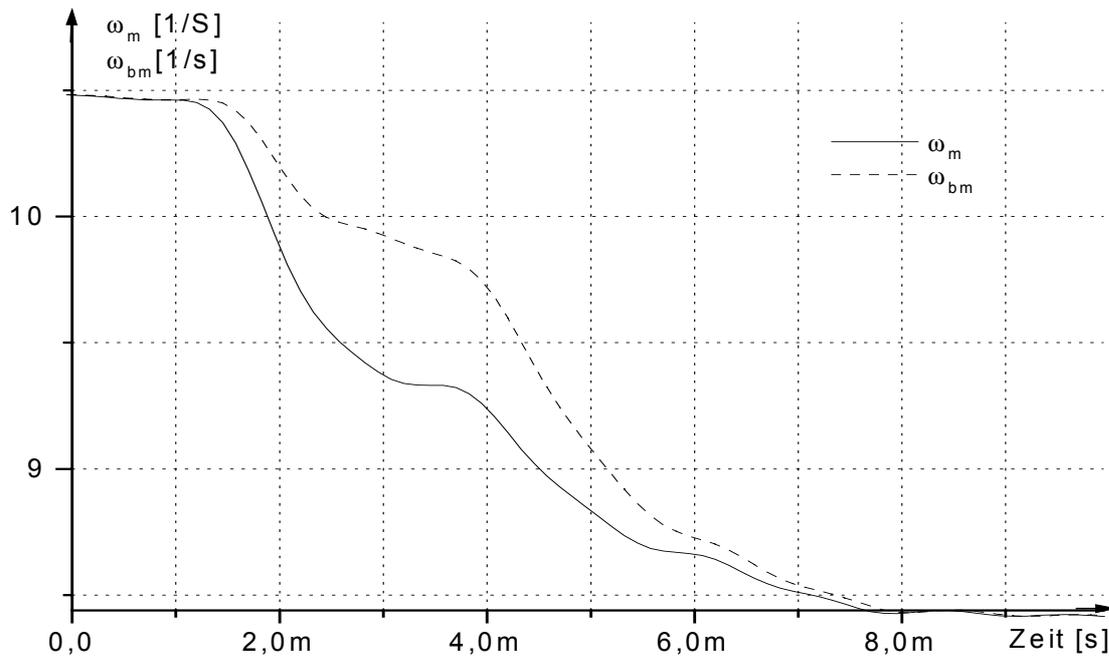


Abb. 5.6: Beobachtersignal  $\omega_{bm}$  und reale Drehzahl  $\omega_m$  bei einem Lastmomentsprung von 0 auf 30 Nm bei korrekten Parametern für das Beobachtermodell (Simulation)

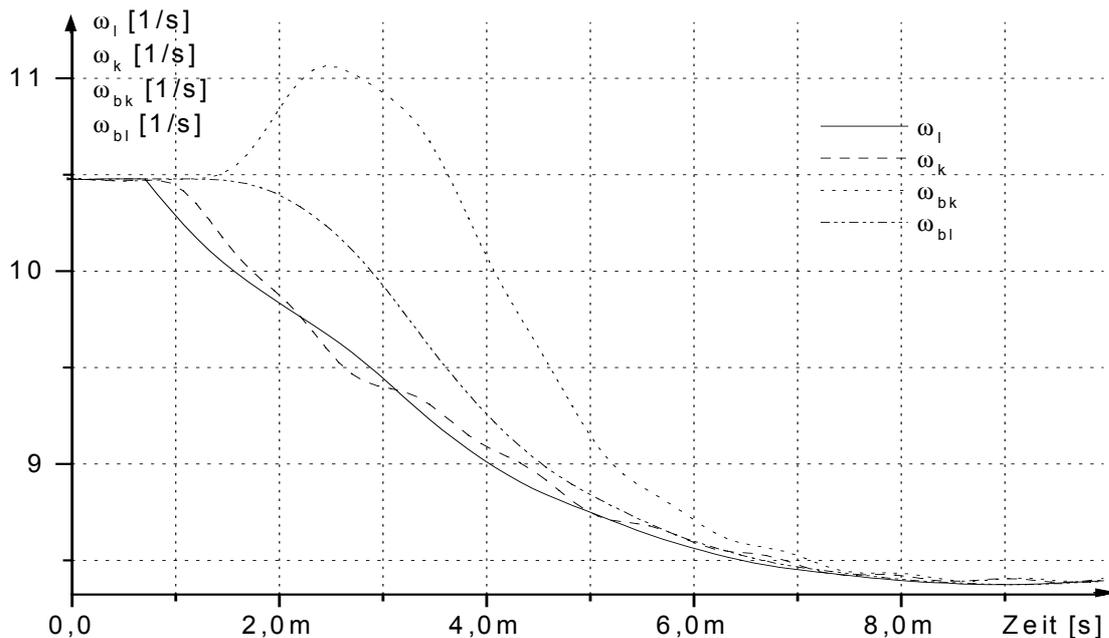


Abb. 5.7: Beobachtersignale  $\omega_{bl}$  und  $\omega_{bk}$  und die realen Drehzahlen  $\omega_l$  und  $\omega_k$  bei einem Lastmomentsprung von 0 auf 30 Nm bei korrekten Parametern für das Beobachtermodell (Simulation)

Erwartungsgemäß tritt bei einem Lastsprung eine Abweichung zwischen den beobachteten und den realen Drehzahlen auf. Diese ist zwischen beobachteter und realer Antriebsmaschinendrehzahl am kleinsten und zwischen realer und beobachteter Kupplungsdrehzahl am größten. Nach ca. 5 ms stimmen die realen und die beobachteten Werte wieder überein. Diese Abweichung ist prinzipbedingt und könnte nur durch eine Lastmomentmessung und -aufschaltung vermindert werden. Sie beeinträchtigt die Stabilität einer Zustandsregelung aber nicht, sondern führt lediglich zu einer verzögerten Ausregelung von Lastsprüngen durch den Regler.

Da die Parameter des realen Dreimassenschwingers nicht immer exakt bekannt sind, muss der Beobachter auch bei leicht falschen Werten noch funktionieren [Mül02]. Die folgenden Simulationen zeigen beispielhaft, was 10 % falsche Werte für die Trägheit des Asynchronmaschinenrotors bei der Beobachternachbildung der Signale bewirken. Bei anderen Parameterfehlern im gleichen Größenbereich verhält sich der Beobachter ähnlich.

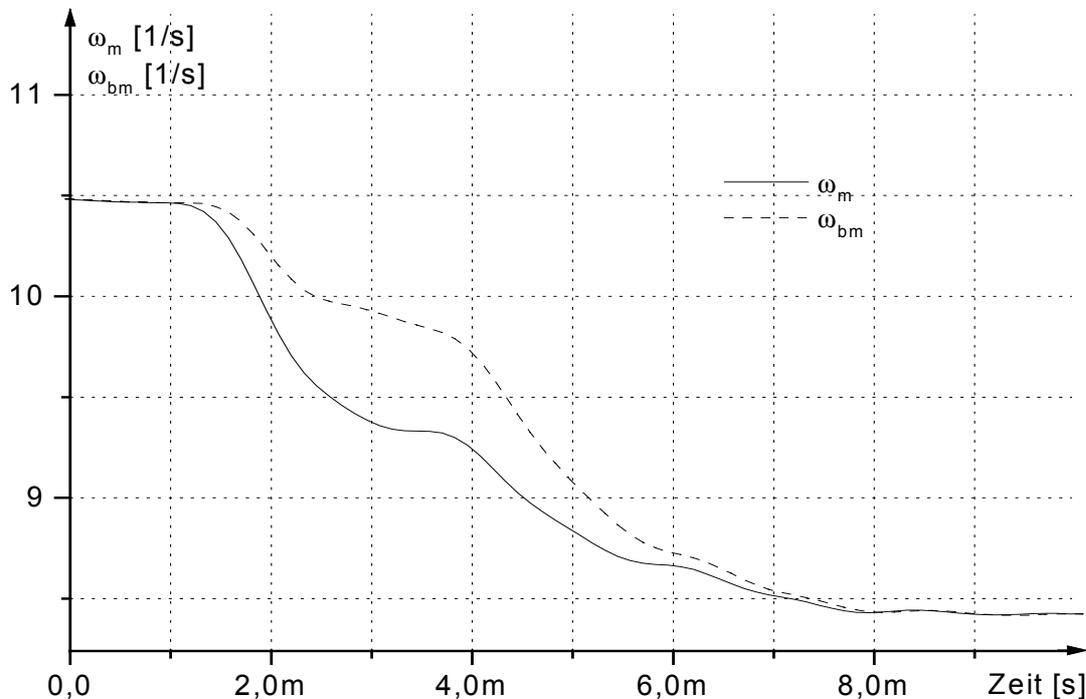


Abb. 5.8: Beobachtersignal  $\omega_{bm}$  und reale Drehzahl  $\omega_m$  bei einem Lastmoment-sprung von 0 auf 30 Nm und 10 % zu groß gewählter Asynchronmaschinenträgheit (Simulation)

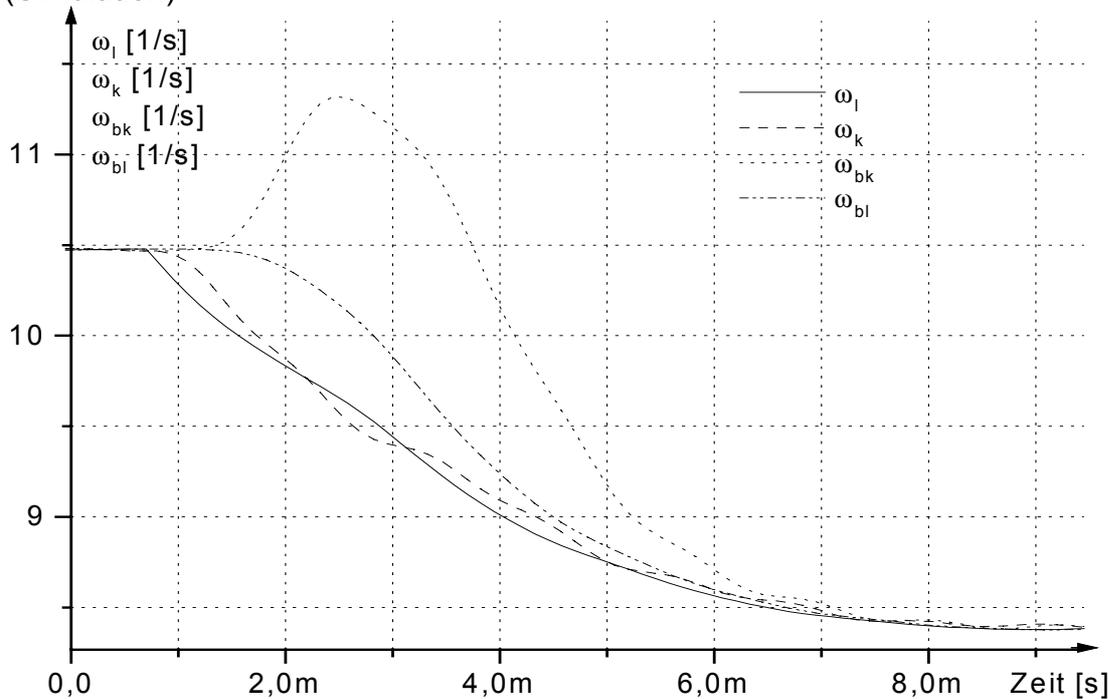


Abb. 5.9: Beobachtersignale  $\omega_{bl}$  und  $\omega_{bk}$  und die realen Drehzahlen  $\omega_l$  und  $\omega_k$  bei einem Lastmomentsprung von 0 auf 30 Nm bei 10% zu groß gewählter Asynchronmaschinenträgheit (Simulation)

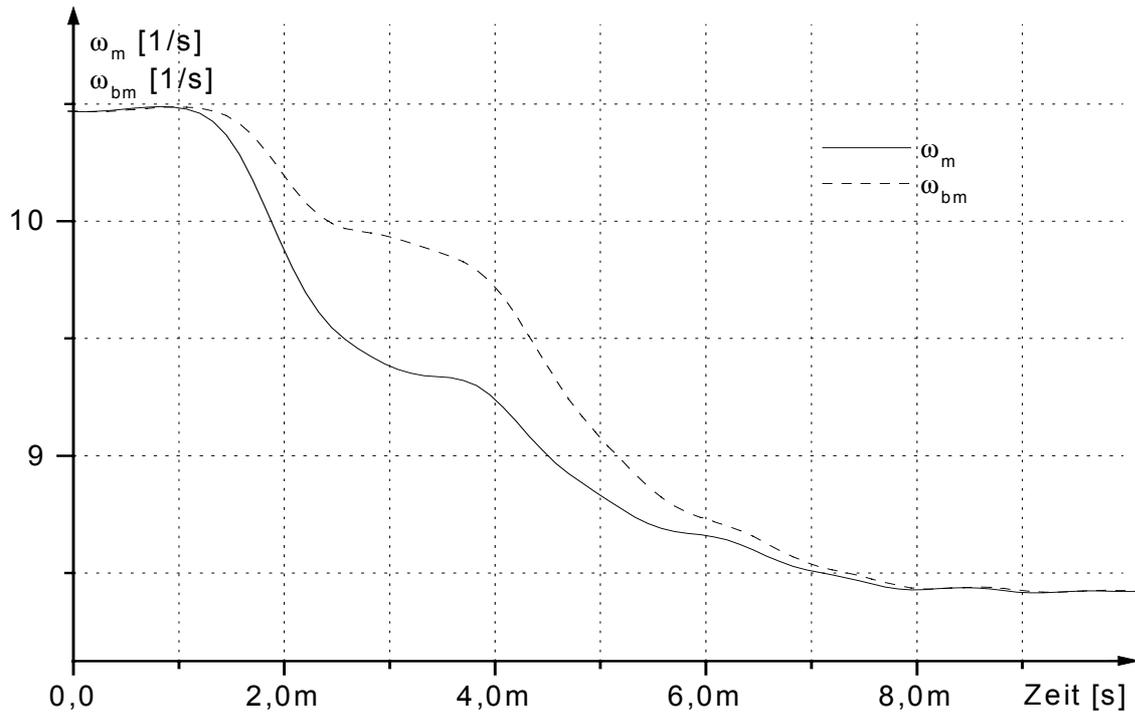


Abb. 5.10: Beobachtersignal  $\omega_{bm}$  und die reale Drehzahl  $\omega_m$  bei einem Lastmomentssprung von 0 auf 30 Nm und 10% zu klein gewählter Asynchronmaschinenträgheit (Simulation)

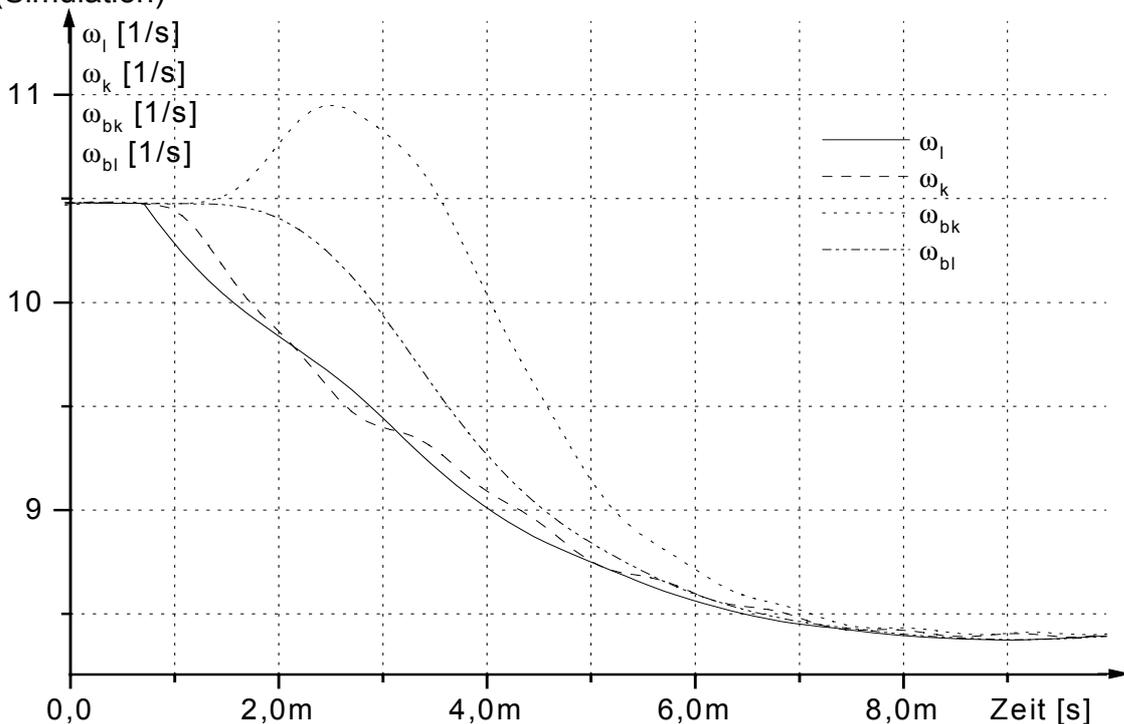


Abb. 5.11: Beobachtersignale  $\omega_{bl}$  und  $\omega_{bk}$  und die realen Drehzahlen  $\omega_l$  und  $\omega_k$  bei einem Lastmomentssprung von 0 auf 30 Nm und 10% zu klein gewählter Asynchronmaschinenträgheit (Simulation)

Auch bei leicht falschen Parametern wird die Drehzahl der Antriebsmaschine noch ausreichend genau nachgebildet. Die Kupplungsdrehzahl wird allerdings nicht mehr exakt genug beobachtet, um für eine dynamische Zustandsregelung brauchbar zu sein. Das System reagiert folglich empfindlich auf falsche Parameter. Im Kapitel 7.2.5 wird darauf und auf die entstehenden Probleme noch detaillierter eingegangen.

Ein abschließender Vergleich der verschiedenen Arten der Drehzahlachbildung soll die Vor- und Nachteile der einzelnen Lösungen kurz zusammenfassen.

Vorteile und Nachteile der Drehzahlachbildung mit Hilfe des Beschleunigungsgebers:

- + es ist nicht notwendig die Streckenparameter exakt zu kennen, bzw. die Parameter können sich im Betrieb ändern
- + Die Beobacherauslegung ist einfach
- + das nachgebildete Drehzahlsignal für die Asynchronmaschine folgt der realen Antriebsmaschinendrehzahl bei Lastsprüngen deutlich besser
- zusätzliche Hardware wie Geber und Auswerteelektronik sind nötig
- nur einfache Drehzahlregler sind möglich

Vorteile und Nachteile der Lösung mit dem Mechanikbeobachter für den Dreimasenschwinger:

- + alle mechanischen Zustände sind nachbildbar und eine Zustandsregelung möglich
- + Proportionalverstärkung des Drehzahlreglers kann größer gewählt werden als beim Drehzahlbeobachter mit Hilfe des Beschleunigungsgebers
- + nur Lagegeber mit Auswertehardware nötig
- aufwändige Streckenparameterermittlung nötig, Streckenparameter müssen konstant sein oder nachgeführt werden
- komplexes System mit entsprechend aufwändiger numerischer Auslegung

## 6. Bekannte Vorgehensweisen zur Schwingungsbedämpfung

Das Problem mechanischer Schwingungen im Antriebsstrang kann gravierende Folgen für das Antriebsverhalten einer Anlage haben und sie für die Anwendung unbrauchbar machen oder beschädigen. Dies kann mit einer geeigneten Schwingungsbedämpfung verhindert werden.

Die Art der möglichen Schwingungsbedämpfung hängt maßgeblich von der Strecke ab. Je nach Anwendung treten Zwei- oder Dreimassenschwinger oder Schwinger noch höherer Ordnung auf. Der Frequenzbereich der Resonanzschwingungen kann verschieden sein. Es gibt den Bereich bis ca. 100 Hz, in welchen die meisten großen Antriebe wie Walzwerks- [Gur98] und Traktionsantriebe [Gos98], [Bec99] fallen, und den Bereich über 100 Hz mit Servoanwendungen und Ähnlichem [Eut00].

Eine aktive Bedämpfung hoher Resonanzfrequenzen erfordert einen hochdynamischen Antrieb, eine sehr schnelle Regelung und eine präzise Messwerterfassung. Es können auch noch zusätzlich erschwerende Randbedingungen, wie Lose und Reibung, im Antriebssystem auftreten, was aber in dieser Arbeit nicht untersucht werden soll.

Aufgrund der Fülle von Anwendungen und der Komplexität der Schwingungsbedämpfung gibt es in der Literatur viele Lösungsansätze. Im Folgenden sollen stellvertretend einige für den Bereich dieser Arbeit wichtige dargestellt und bewertet werden. Hierbei werden ausschließlich Drehzahlregelungen betrachtet.

Es werden aktive und passive Arten der Schwingungsbedämpfung unterschieden. Aktiv bedeutet in dieser Arbeit, dass durch den Regler die Dämpfung der Strecke signifikant erhöht wird und passiv, dass die Schwingungen nur durch die mechanische Dämpfung der Strecke vermindert werden.

### 6.1 Filterung der Resonanzfrequenzen

Eine einfache und in der Praxis gängige Art des Umgangs mit mechanischen Resonanzen, besonders bei höheren Frequenzen, ist die Filterung der gemessenen Drehzahl oder des Reglerausgangssignals mit einer Bandsperre oder einem Tiefpassfilter [Vuk98], [Fla99], [Gur98], [Rat73] und [Eut00]. Dieses Verfahren wird häufig angewendet, wenn die Dynamik der Regelung oder des Antriebs keine richtige aktive Dämpfung mehr erlaubt. Hierbei sind die Eckfrequenz der Strom- oder Drehmomentregelung sowie sämtliche Phasenverschiebungen zu beachten. Resonanzfrequenzen, die deutlich über dieser Eckfrequenz liegen, brauchen oftmals nicht zusätzlich mit dem Filter bedämpft zu werden. Durch die zusätzliche Phasenverschiebung des Filters können allerdings neue Resonanzstellen des geschlossenen Regelkreises entstehen. Diese müssen dann ebenfalls durch das Filter ausreichend bedämpft werden.

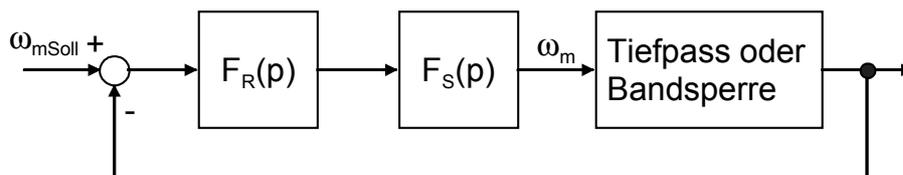


Abb. 6.1: Drehzahlfilter in der Rückkopplung

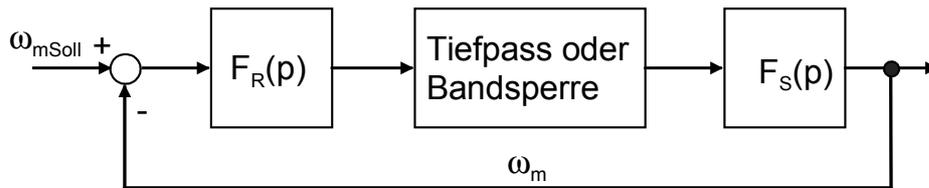


Abb. 6.2: Ausgangsfilter hinter Drehzahlregler

Die Filter werden meist digital in der Regelungssoftware realisiert. Hier bieten sich dann Digitalfilter an, die billig und einfach auszuführen und zu ändern sind.

In [Vuk98] wird ein FIR-Notch-Filter als Reglerausgangsfilter vorgeschlagen. [Eli00] hingegen bevorzugt einen Beobachter des Zweimassenschwingers zur Drehzahlfilterung.

Die passive Schwingungsdämpfung mit einem Drehzahlfilter ermöglicht die Einstellung deutlich höherer Kreisverstärkungen als ohne Filter [Vuk98] und kann ohne genaue Parameterkenntnis der Strecke vorgenommen werden, da nur die Resonanzfrequenzen bekannt sein müssen. Allerdings wird bei der Filterung nur die Rückkopplung und die positive Verstärkung der mechanischen Resonanzen der Strecke verhindert. Die Dämpfung einmal angeregter Schwingungen findet nur über die meist sehr schwache Dämpfung des mechanischen Systems statt. Wenn sich das Filter am Reglerausgang befindet, wird auch verhindert, dass Sollwertsprünge die Resonanz anregen. Dies gilt aber nicht für Anregungen von der Lastseite. Die Filter verschlechtern außerdem die Dynamik des Systems. Sie sollten nur eingesetzt werden, falls die Dynamik des Antriebs nicht mehr zur aktiven Bedämpfung ausreicht oder nur geringe Anforderungen an die Regelung der Drehzahl gestellt werden.

## 6.2 Verfahren zur aktiven Schwingungsbedämpfung mit PI-Reglern und erweiterten PI-Reglern

Der PI-Drehzahlregler ist dank seiner Einfachheit der wohl gebräuchlichste Regler in der Antriebstechnik. Bei geeigneter Streckenkonfiguration, d. h. falls das Trägheitsmoment der Last größer ist als das Trägheitsmoment der Antriebsmaschine [Gur98], [Zha00], oder mit Zusatzmaßnahmen kann er zur Schwingungsdämpfung eingesetzt werden.

In der Literatur findet man allerdings meist nur Vorschläge zur Bedämpfung von Zweimassenschwängern wie [Sch96], [Eut00], [Gos98], [Zha00] und [Eli00].

Falls Regelstrecken mit mehr als zwei gegeneinander schwingenden Massen auftreten, werden diese dann oft auf Zweimassenschwinger reduziert [Gos98].

Es ist hierbei möglich, verschiedene Drehzahlwert für den PI-Regler, z. B. die Antriebsmaschinendrehzahl und/oder die Lastmaschinendrehzahl, zu verwenden.

Als dem Drehzahlregler unterlagerte Regelung wird meist eine Antriebsmaschinenmoment- oder entsprechende Stromregelung eingesetzt.

In [Sch96] wird die Drehzahl mit einem P-Regler und einer Lastmomentsaufschaltung geregelt. Zur Schwingungsdämpfung wird die mit einem Faktor  $K_{DD}$  gewichtete Drehzahldifferenz zwischen der Last- und der Antriebsmaschinendrehzahl auf das Ausgangssignal des Drehzahlreglers addiert. Die Berechnung des Faktors  $K_{DD}$  wird in [Eut00] mit Hilfe der Doppelverhältnisse vorgenommen.

In [Sch96] werden zwei Drehmomentbegrenzer eingeführt, um auch im Bereich der Stellgrößenbegrenzung noch genügend Stellreserve zur Schwingungsbedämpfung zu haben. Hierbei wird die Größe  $m_{\max\text{var}}$  in Abhängigkeit von der gewichteten Differenzdrehzahl von Antriebs- und Lastmaschine so verändert, dass immer gerade genug Stellreserve zur Schwingungsbedämpfung vorhanden ist.

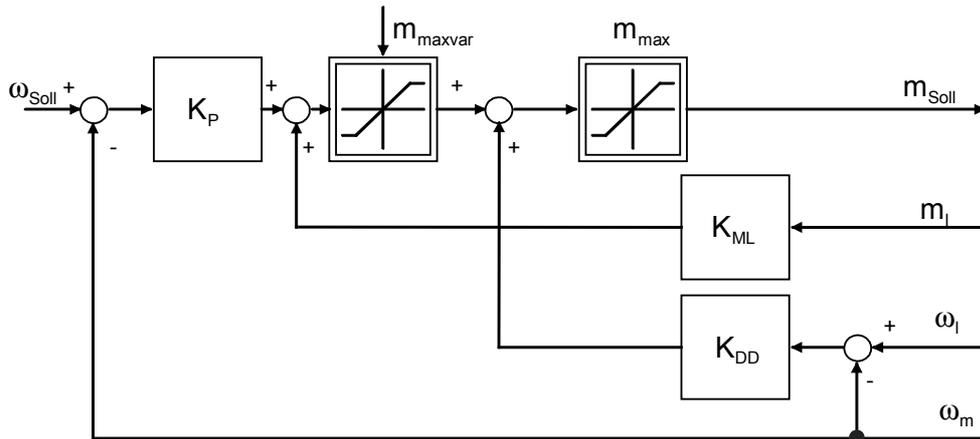


Abb. 6.3: P-Drehzahlregler mit Störmoment- und Differenzdrehzahlaufschaltung [Sch96]

Der gesamte Regler stellt eine einfache Vorgehensweise zur aktiven Schwingungsbedämpfung auch bei ungünstigen Trägheitsverhältnissen dar. Ein Nachteil der Differenzdrehzahlaufschaltung sind die damit verbundenen Einbußen bei der Regeldynamik, z. B. das „weiche“ Nachgeben bei Lastmomentsprüngen. Es wird gesagt [Eut00], dass eine gute Dämpfung zu Lasten der Drehzahlregeldynamik geht und umgekehrt. Außerdem muss sowohl die Drehzahl der Antriebs- als auch die der Lastmaschine bekannt sein. Hierfür kann entweder ein zusätzlicher Geber oder ein Beobachter wie in [Sch96] zur Ermittlung des Lastmoments und der Lastdrehzahl verwendet werden.

Ein anderer Ansatz zur Schwingungsbedämpfung stellt die Aufschaltung des Wellenmoments auf das PI-Drehzahlreglerausgangssignal dar.

Dies wird in [Hor99] vorgeschlagen und soll zu einer Entkopplung der Antriebsmaschine von der elastisch angekoppelten Last und somit zur Schwingungsbedämpfung dienen. Zur Erzeugung des Lastmoments wird hier ein Beobachter vorgeschlagen, dessen Einschwinggeschwindigkeit entsprechend der auftretenden Resonanzfrequenz gewählt werden muss.

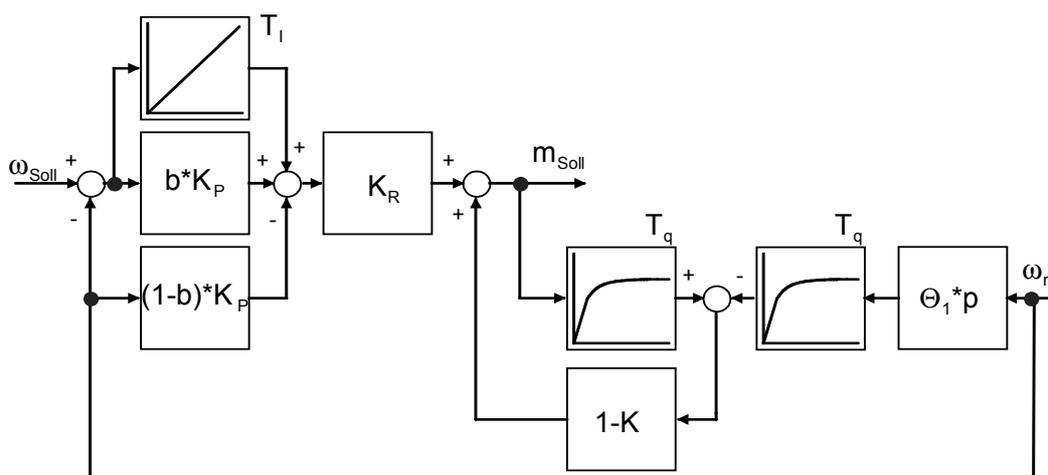


Abb. 6.4: Drehzahlregler und Störmomentbeobachter nach [Hor99]

Leider kann der Beobachter nicht sehr schnell ausgelegt werden [Hor99] und scheidet somit für sehr dynamische Servoanwendungen aus. Eine nochmalige Differenzierung der gemessenen Drehzahl, wie sie hier im Beobachter nötig ist, führt außerdem zu erheblicher Störungsverstärkung.

### 6.3 Wellenmomentregelung

Eine der Störmomentaufschaltung ähnliche Struktur zur Schwingungsbedämpfung ist die unterlagerte Wellenmomentregelung [Wol89], [Eut00]. In [Wol89] wird hierzu die Strecke so umgeformt, dass die gewichtete Summendrehzahl und die Differenzdrehzahl von Antriebs- und Lastmaschine als Zustandsgrößen auftauchen. Es wird dann eine unterlagerte Regelung des Wellenmoments mit einem PD-Glied in der Rückführung vorgenommen. Der D-Anteil schafft eine neue Zählernullstelle und bewirkt somit die Stabilisierung des ansonsten instabilen Systems.

Dieser Wellenmomentregelung wird eine Regelung der Lastdrehzahl überlagert [Wol89]. Die Lastdrehzahl und das Wellenmoment werden über einen Beobachter für den Zweimassenschwinger ermittelt [Wol89].

Eine ähnliche Vorgehensweise findet sich auch in [Sug96]. In [Eut00] wird die Wellenmomentregelung positiver beurteilt als die Differenzdrehzahlaufschaltung.

Bei dieser Vorgehensweise sollte der unterlagerte Wellenmomentregler deutlich schneller als der überlagerte Drehzahlregler sein [Eut00], [Wol89]. Dies erfordert eine langsame Auslegung des Drehzahlreglers. Die Differenzierung des Wellenmoments des Beobachters durch das PD-Glied in der Wellenmomentregelung verstärkt eventuell vorhandene Störungen, verhindert den Einsatz eines sehr dynamischen Beobachters oder erfordert zusätzliche Filtermaßnahmen.

Falls ein Beobachter für das gesamte schwingungsfähige System verwendet wird, bietet sich eine Zustandsregelung wie im nächsten Kapitel beschrieben aber generell als bessere Lösung an.

### 6.4 Zustandsregler

Ein idealer Zustandsregler stellt einen strukturoptimalen Regler dar. Somit ist es theoretisch möglich, instabile Regelstrecken ohne Zusatzmaßnahmen und vor allem ohne Dynamikeinbußen zu stabilisieren. Arbeiten hierzu gibt es reichlich [Dat91], [Gos98], [Eut00], [Bec99], [Hor94], [Dha94] und [Lor93].

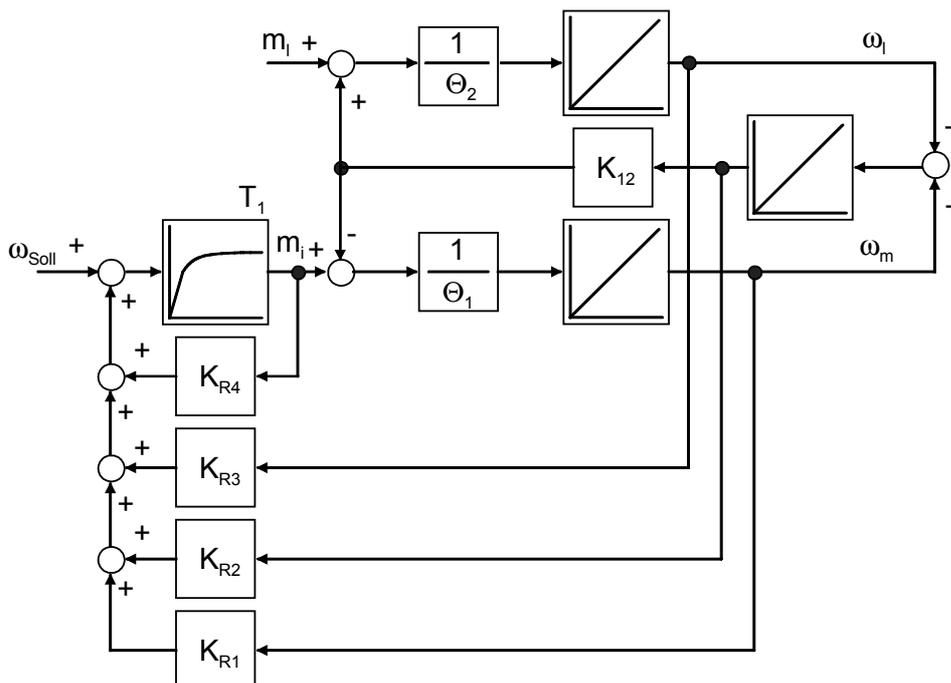


Abb. 6.5 Zustandsregelung für Zweimassenschwinger

Da das Wellenmoment nur schwer messbar ist und ein zweiter Drehzahl- oder Lagegeber einen bedeutenden Mehraufwand darstellt, wird meist ein Beobachter für den Zweimassenschwinger verwendet.

Aufgrund der Vielzahl der Einstellparameter und Freiheitsgrade ist die Auslegung deutlich komplizierter als bei einem einfachen PI-Regler [Eut00]. [Dat91] und [Lor93] wählen die Polvorgabe zur Auslegung. Um eine bleibende Regelabweichung zu vermeiden, wird häufig ein PI-Zustandsregler verwendet [Eut00], [Bec99].

Die theoretisch erreichbare Dynamik wird allerdings durch Einschränkungen des realen Antriebs, wie Messfehler, Stellgliedbeschränkungen, nur ungenau bekannte Streckenparameter oder nicht modellierte parasitäre Effekte, häufig wieder eingeschränkt [Lor93].

Die Stellgliedbegrenzung kann dazu führen, dass eine an sich stabile Regelung aufgrund der auftretenden Nichtlinearität plötzlich instabil wird. In [Gos98] wird deshalb eine Polsensitivitätsanalyse, also eine Untersuchung, welche Polverschiebung sich wie auf die Stellgröße auswirkt, dazu verwendet, das vorhandene Stellglied möglichst optimal auszunutzen und instabiles Verhalten zu vermeiden.

Eine wichtige Voraussetzung zur hochdynamischen Regelung mit und ohne Beobachter ist die möglichst genaue Kenntnis der Strecke. In [Eut00], [Mül01], [Mül02], [Lor93] und [Bec99] werden Möglichkeiten zur Parameterermittlung, wie z. B. Parameteridentifikationsalgorithmen oder Ähnliches, vorgeschlagen.

Bei realen Strecken treten oft nur schwer modellierbare Phänomene, wie Lose, nicht-lineare Reibung oder veränderliche Streckenparameter, auf, die eine Verwendung einer dynamischen Zustandsregelung oder eines Zustandsbeobachters stark einschränken oder unmöglich machen. Um in solchen Fällen noch eine zuverlässige Regelung zu ermöglichen, werden häufig robuste Regler eingesetzt [Pet01]. Die Robustheit wird allerdings oftmals mit einem hohen Entwurfsaufwand und einer im Vergleich zum normalen Regler schlechten Dynamik bezahlt. Ein Beispiel hierfür sind H-Norm-Regler [Pet01], [Rai92].

Eine Alternative stellen adaptive Regelsysteme dar [Sin95]. Hier werden der Zustandsregler und der Beobachter entsprechend den Parameteränderungen nachgeführt. Dies geht allerdings nur bei sich nicht sehr schnell ändernden Parametern und wenn die Strecke ausreichend genau modelliert ist, da sonst die Parameterermittlung [Mül01], [Ise88] nicht richtig funktioniert und sehr rechenaufwändig wird.

## 7. Aktive Schwingungsbedämpfung bei Dreimassenschwingern

Unter aktiver Dämpfung wird im Folgenden die Erhöhung der Dämpfung des mechanischen Systems durch eine Regelung verstanden. Hierfür sind mehrere Reglerstrukturen möglich. Im Folgenden werden einige einfache praxistaugliche Möglichkeiten zur aktiven Bedämpfung eines Dreimassenschwingers (siehe Kapitel 4) mit Resonanzfrequenzen bei 396.5 Hz und 858.0 Hz vorgestellt und untersucht. Im Gegensatz zu [Eut00] werden in diesem Kapitel nur Regelungen mit der Antriebsmaschinendrehzahl als Regelgröße untersucht, da die Anbringung eines lastseitigen Gebers oftmals unerwünscht oder unmöglich ist. Eine Übersicht über die simulierten (Kap. 7.) und am Teststand untersuchten Regler (Kap. 9.) zeigt Tab. 7.1:

Reglertyp	Abb. des Reglertyps	Simulation Istwerte ideal	Simulation Istwerte von Beobachter für Dreimassenschwinger	Messung Istwert von Beobachter mit Ferraris-Geber	Messung Istwerte von Beobachter für Dreimassenschwinger	Ergebnis Führung in Abb.	Ergebnis Störung in Abb.
PI-Drehzahlregler	7.1	X				7.4	7.5, 7.6
				X		9.12, 9.13	9.14
PI-Drehzahlregler mit Differenzdrehzahlaufschaltung und zwei Begrenzern	(7.7) 7.12		X			7.14	
					X	9.16	
PI-Drehzahlregler mit Differenzdrehzahl- und Lastmomentaufschaltung	7.15	Lastmoment ideal	X				7.16
			X Lastmoment				7.17
PI-Zustandsregler ausgelegt mit Riccati	7.18		X			7.21, 7.22	7.23
PI-Zustandsregler nachoptimiert mit der Polvorgabe	7.18		X			7.24, 7.25	7.26
					X	9.17, 9.18	9.19
PI-Zustandsregler nachoptimiert auf Robustheit	7.30		X			7.34	7.34
$H_\infty$ -Regler		(X)				7.39	7.39
Zustandsregler mit Differenzdrehzahlaufschaltung und zwei Begrenzern	7.41		X			7.42	7.43
					X	9.21	9.22

Tab. 7.1: Übersicht über die eingesetzten Regler

## 7.1 Schwingungsbedämpfung mit dem PI-Drehzahlregler

Die in der Antriebstechnik verbreitetste und wohl einfachste Art der Drehzahlregelung und der aktiven Schwingungsbedämpfung ist ein PI-Drehzahlregler mit folgender Struktur:

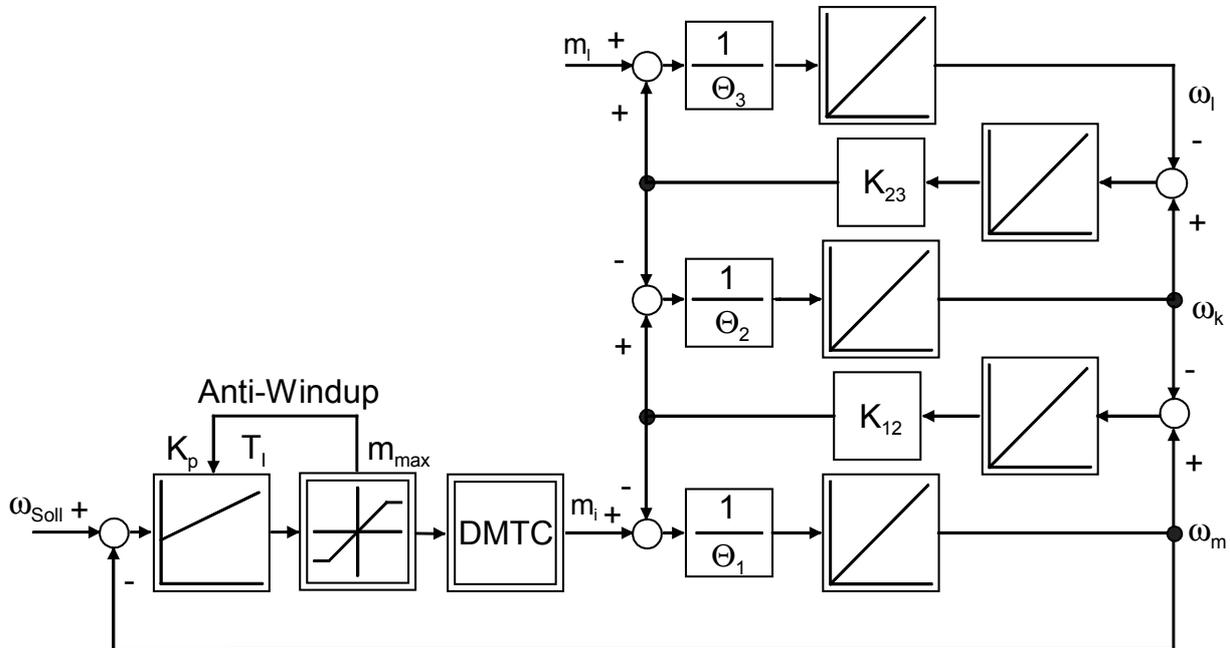


Abb. 7.1 PI-Drehzahlregelung mit idealer Messwerterfassung

Unter dem Block „DMTC“ wird ab hier die Kombination folgender Komponenten verstanden:

- Regelverfahren nach Kapitel 2 mit dem Beobachter nach Kapitel 3, implementiert auf dem Regelungsrechner
- IGBT-Umrichter
- elektromagnetischer Teil der Asynchronmaschine

Das DMTC-Verfahren mit Umrichter und elektromagnetischem Teil der Maschine stellt im Kleinsignalverhalten, welches für die Schwingungsbedämpfung entscheidend ist, näherungsweise ein kleines Totzeitglied dar und wird deshalb hier ebenso wie die Stellgliedbegrenzung vernachlässigt. Dies ist möglich, da die mit PI-Reglern erreichbare Dynamik, z. B. in Vergleich zu Zustandsreglern, gering ist. Die Drehzahlerfassung wird ebenfalls als ideal, d.h. als einfache Verstärkung, angenommen. Dies ist bei Verwendung der Drehzahlnachbildung aus Kapitel 5.2 zulässig.

Die aktive Schwingungsbedämpfung erfordert eine sehr hohe Dynamik der Drehmomentregelung. Aufgrund der mit der Drehzahl steigenden Gegenspannung und somit der Momentanregelungsdauer kann diese Dynamik nur bis ca. 1000 U/min erreicht werden, d. h. die aktive Schwingungsbedämpfung funktioniert nur bis ca. 1000 U/min.

Zum Verständnis der Schwingungsbedämpfung mit dem PI-Regler soll eine Wurzelortskurve des Dreimassenschwingers mit einem P-Drehzahlregler mit variabler Verstärkung betrachtet werden [Mat93]:

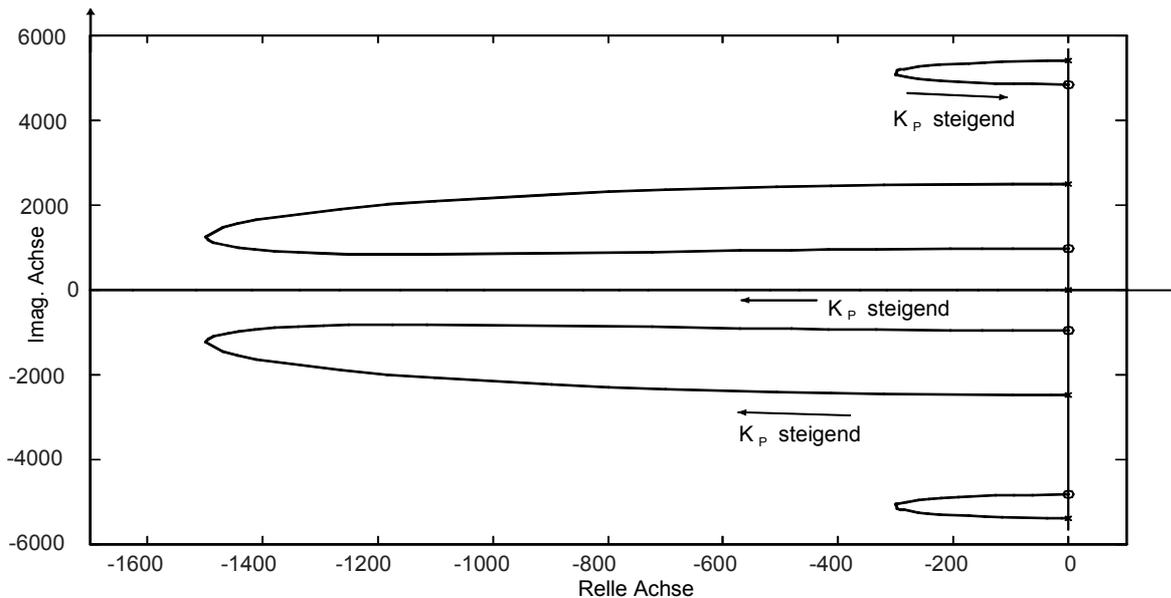


Abb. 7.2: Wurzelortskurve eines P-Drehzahlreglers mit dem Dreimassenschwinger

Die Pole der Regelstrecke sind als Kreuze auf der imaginären Achse erkennbar. Mit steigendem Proportionalanteil des Reglers können die Pole bis zu einem Maximum nach links verschoben werden. Bei weiterem Vergrößern der Proportionalverstärkung vergrößert sich der Realteil der Schwingerpole wieder. Es ist zu erkennen, dass die Dämpfung der 858 Hz Schwingung deutlich geringer ist als die der 396.5 Hz Schwingung.

Die Dämpfung mit einem einfachen P-Regler mit konstantem Proportionalfaktor nimmt mit steigendem Verhältnis von Last- zu Antriebsmaschinenträgheit beim Zweimassenschwinger zu. Beim Dreimassenschwinger gilt dies für alle drei Trägheiten. Das folgende Diagramm zeigt den Verlauf der Pole, falls die Massenträgheit der Antriebsmaschine von  $0.005 \text{ kgm}^2$  schrittweise auf  $0.009 \text{ kgm}^2$  erhöht wird:

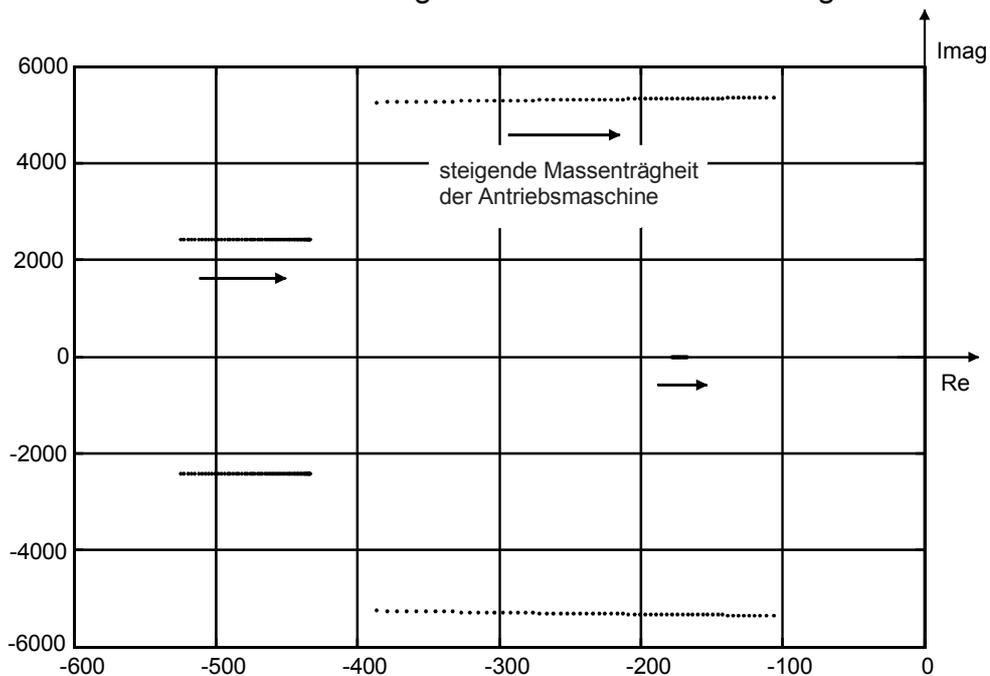


Abb. 7.3: Verschiebung der Pole bei einem P-Drehzahlregler und bei Veränderung der Massenträgheit der Antriebsmaschine

Man erkennt in Abb. 7.3 deutlich, dass mit steigender Massenträgheit der Antriebsmaschine die Dämpfung des Systems abnimmt.

Es kann als Faustformel gesagt werden, dass je weiter die Masse vom Stellglied entfernt ist, desto größer sollte die Massenträgheit im Verhältnis zu den anderen Massenträgheiten sein, um die Schwingerpole mit einem P-Regler bei gleichen mechanischen Resonanzfrequenzen möglichst weit nach links zu verschieben.

Durch den Übergang von P- zu PI-Regler ergibt sich ein neuer Pol und eine neue Zählernullstelle in der Übertragungsfunktion und eine bleibende Regelabweichung wird vermieden. Das System mit PI-Regler bleibt zwar meist stabil, allerdings ist es nicht mehr so einfach möglich, Aussagen über den Zusammenhang der Integrationszeitkonstante, der Proportionalverstärkung und der erreichbaren Dämpfung zu machen.

Eine weit verbreitete Auslegungsart für PI-Drehzahlregler in der Antriebstechnik ist die Dimensionierung nach dem symmetrischen Optimum [Has94]. Dies berücksichtigt aber keine Mehrmassenschwinger, sondern nur eine Massenträgheit, die beschleunigt wird. Es ist möglich, über die Einhaltung gewisser Sicherheitsabstände auch mit dem symmetrischen Optimum eine stabile Regelung zu erreichen [Rat73], es bieten sich aber für Mehrmassenschwinger andere Vorgehensweisen an.

An einen Antrieb werden in der Regel verschiedene Anforderungen gestellt. Hierzu zählen die Dämpfung der mechanischen Schwingungen und ein bestimmtes Führungs- oder Störverhalten.

Die Führungsübertragungsfunktion der gesamten Regelung mit idealer Messwert- erfassung und idealem Stellglied lautet:

$$\frac{\omega_m}{\omega_{\text{Soll}}} = \frac{K_{zs0} + p \cdot K_{zs1} + p^2 \cdot K_{zs2} + p^3 \cdot K_{zs3} + p^4 \cdot K_{zs4} + p^5 \cdot K_{zs5}}{K_{ns0} + p \cdot K_{ns1} + p^2 \cdot K_{ns2} + p^3 \cdot K_{ns3} + p^4 \cdot K_{ns4} + p^5 \cdot K_{ns5} + p^6 \cdot K_{ns6}} \quad (7.1)$$

$$\begin{aligned} K_{zs5} &= K_p K_{12} T_I \Theta_2 \Theta_3 \\ K_{zs4} &= K_{12} \Theta_2 \Theta_3 \\ K_{zs3} &= K_p K_{12} K_{23} T_I \Theta_2 + K_p K_{12}^2 T_I \Theta_3 + K_p K_{12} K_{23} T_I \Theta_3 \\ K_{zs2} &= K_{12} K_{23} \Theta_2 + K_{12}^2 \Theta_3 + K_{12} K_{23} \Theta_3 \\ K_{zs1} &= K_p K_{12}^2 K_{23} T_I \\ K_{zs0} &= K_{12}^2 K_{23} \end{aligned} \quad (7.2)$$

$$\begin{aligned} K_{ns6} &= K_{12} T_I \Theta_1 \Theta_2 \Theta_3 \\ K_{ns5} &= K_p K_{12} T_I \Theta_2 \Theta_3 \\ K_{ns4} &= K_{12} K_{23} T_I \Theta_1 \Theta_2 + K_{12}^2 T_I \Theta_1 \Theta_3 + K_{12} K_{23} T_I \Theta_1 \Theta_3 + K_{12} \Theta_2 \Theta_3 + K_{12}^2 T_I \Theta_2 \Theta_3 \\ K_{ns3} &= K_p K_{12} K_{23} T_I \Theta_2 + K_p K_{12}^2 \Theta_3 T_I + K_p K_{12} K_{23} T_I \Theta_3 \\ K_{ns2} &= K_{12}^2 K_{23} T_I \Theta_1 + K_{12} K_{23} \Theta_2 + K_{12}^2 K_{23} T_I \Theta_2 + K_{12}^2 \Theta_3 + K_{12} K_{23} \Theta_3 + K_{12}^2 K_{23} T_I \Theta_3 \\ K_{ns1} &= K_p K_{12}^2 K_{23} T_I \\ K_{ns0} &= K_{12}^2 K_{23} \end{aligned} \quad (7.3)$$

Wie aus der Gleichung 7.1 ersichtlich, ist es mit einem einfachen PI-Drehzahlregler mit nur zwei Freiheitsgraden nicht möglich, eine für mehrere Anforderungen optimale

Regelung aufzubauen oder alle Systempole frei zu platzieren. Das Führungsverhalten und die Schwingungsdämpfung stehen hierbei in Konkurrenz zum Lastverhalten. Eine Möglichkeit, doch einfach einen oftmals brauchbaren Regler für diese Anwendung auszulegen, ist über die Betrachtung des dominierenden Polpaares [Faß01b]. Falls die Parameter der Regelstrecke ungefähr bekannt sind, kann hierzu ähnlich wie in [Zha00] der Regler dadurch eingestellt werden, dass Werte für  $K_p$  und  $T_I$  gesucht werden, die das dominierende Polpaar des Systems möglichst nahe an die Wunschposition legen. Die anderen Pole werden hierbei vernachlässigt, was nur möglich ist, falls der Abstand der anderen Pole zur Imaginärachse größer ist als der des betrachteten Polpaares. Es wird der gesamte sinnvolle Bereich für die zwei Parameter  $K_p$  und  $T_I$  in kleinen Schritten abgesucht. Falls die aktuell berechneten dominierenden Pole näher an der gewünschten Position liegen als die momentan als beste gespeicherten, wird die aktuelle Parameterkonfiguration und das dominierende Polpaar als bestes gespeichert. Dieses Vorgehen wird solange wiederholt bis der gesamte Parameterbereich abgesucht ist. Der zuletzt gespeicherte Parametersatz ist der beste. Dieser Algorithmus lässt sich sehr leicht mit vorgefertigten Funktionen von [Mat93] realisieren und wird von Standard-PCs schnell abgearbeitet.

Bevor der Suchalgorithmus jedoch eingesetzt werden kann, muss zuerst eine geeignete Zielposition für den Realteil des dominierenden Polpaares gefunden werden. Der Imaginärteil der Pole gibt die Schwingungsfrequenz vor und wird bei dieser Auslegung nicht berücksichtigt. Je größer der Abstand des dominierenden Polpaares zur imaginären Achse ist, desto schneller wird das System und desto besser werden die mechanischen Resonanzschwingungen gedämpft.

Bei dem obigen Suchalgorithmus werden einige Randbedingungen des realen Antriebs, wie eine nicht unendlich steife Geberankopplung, das Zeitverhalten der Drehzahlerfassung und das Zeitverhalten und die Drehmomentbegrenzung des Stellglieds, nicht berücksichtigt. Es empfiehlt sich deshalb den Abstand des dominierenden Polpaares zur imaginären Achse nicht zu groß zu wählen, damit die gefundene Regelung auch realisierbar bleibt. Ein Bereich von ca.  $-50.0$  hat sich als brauchbar gezeigt. Die Pole des geschlossenen Regelkreises liegen dann ungefähr bei [Faß01b]:

$$-50 \pm 5372i \quad -939 \pm 2261i \quad -148 \quad -116$$

Das niederfrequente resonante Polpaar, welches bei gleichem Realteil einen größeren Einfluss auf des Regelverhalten hat als das höherfrequente, ist so stark bedämpft, dass das höherfrequente Polpaar als dominierend angesehen werden kann.

Der zugehörige Proportionalverstärkungsfaktor lautet  $K_p = 15.7$  Nms und die Integrationszeitkonstante  $T_I = 1$  ms/Nm.

Um die Brauchbarkeit der Reglerparameter zu verifizieren, wurde der PI-Regler mit dem kompletten unterlagerten DMTC-Verfahren, also auch mit einer Stellgrößenbegrenzung, und einem dämpfungsfreien Modell des mechanischen Dreimassenschwingers in PECSIM [Ans99] simuliert. Bei großen Proportionalverstärkungen des Reglers kann es passieren, dass die Regelung „zwischen positiver und negativer Stellgrößenbegrenzung hin- und herspringt“, was dann zu Stabilitätsproblemen führen kann.

Der Regler zeigt trotz seiner einfachen Struktur mit der vorliegenden Strecke eine akzeptable Dämpfung und ein relativ gutes Führungsverhalten. Dies bestätigen die folgenden Simulationsergebnisse.

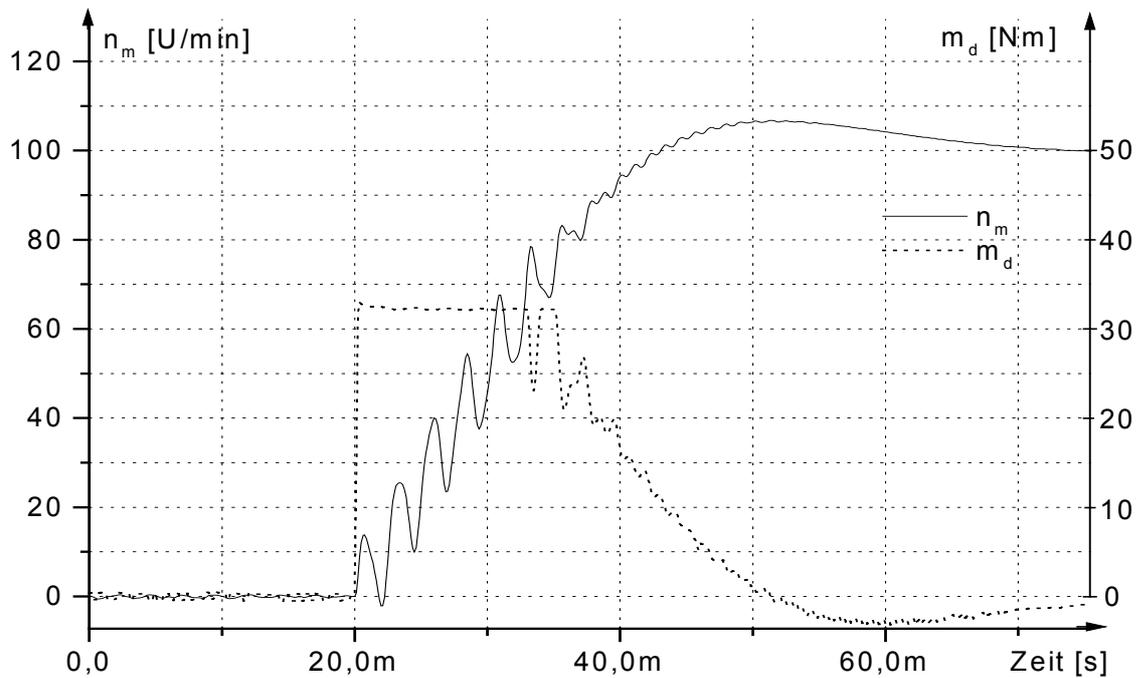


Abb. 7.4: Antriebs- und Lastmaschinendrehzahl und inneres Moment der Asynchronmaschine bei einem Sollwertsprung von 0 auf 100 U/min bei  $t = 20\text{ms}$

In Abb. 7.4 sieht man deutlich, dass die mechanischen Schwingungen vom PI-Regler ausgeregelt werden, sobald die Drehmomentbegrenzung bei  $t = 36\text{ms}$  verlassen wird und wieder Stellreserve zur aktiven Schwingungsbedämpfung zur Verfügung steht. Neben dem Führungsverhalten des PI-Reglers ist natürlich auch das Lastverhalten von Interesse. Folgende Simulation zeigt einen Lastsprung:

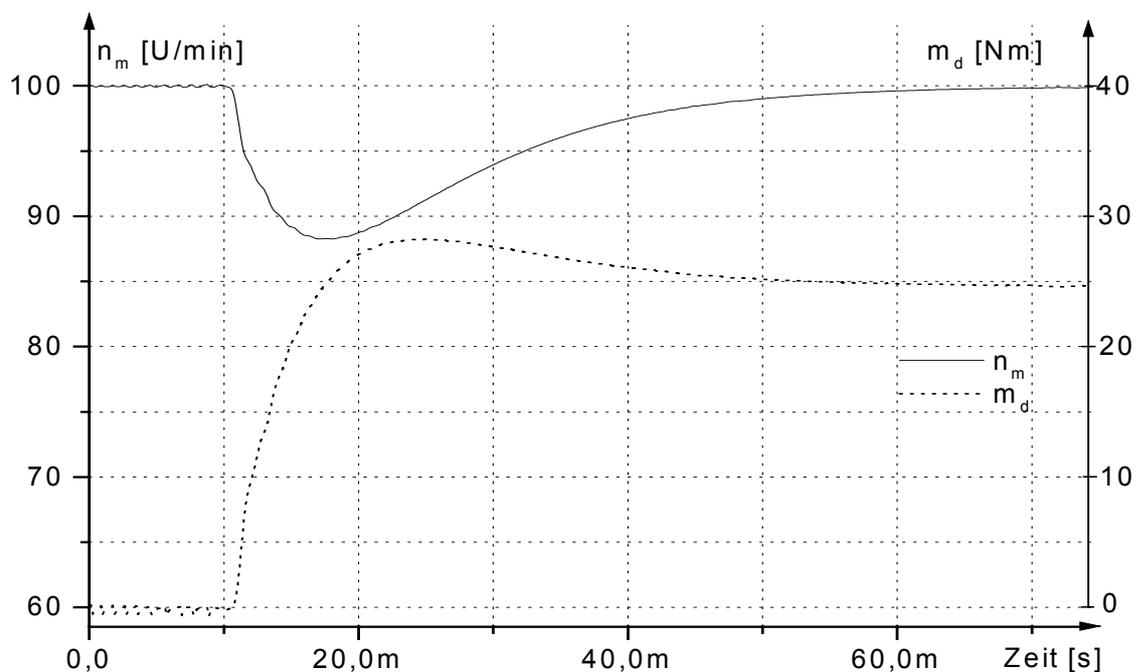


Abb. 7.5: Simulierter Lastsprung von 0 auf 25 Nm bei  $t = 10\text{ms}$  bei einem PI-Drehzahlregler mit einem  $K_p$  von 15.7 und einem  $T_I$  von 1ms.

Es ist deutlich zu sehen, dass der Regler bei weitem nicht das maximal mögliche Drehmoment zum Ausregeln des Lastsprunges benutzt.

Um das Lastverhalten etwas zu verbessern, kann ein kleineres  $K_p$  z.B. von 10.0 Nm/s verwendet werden.

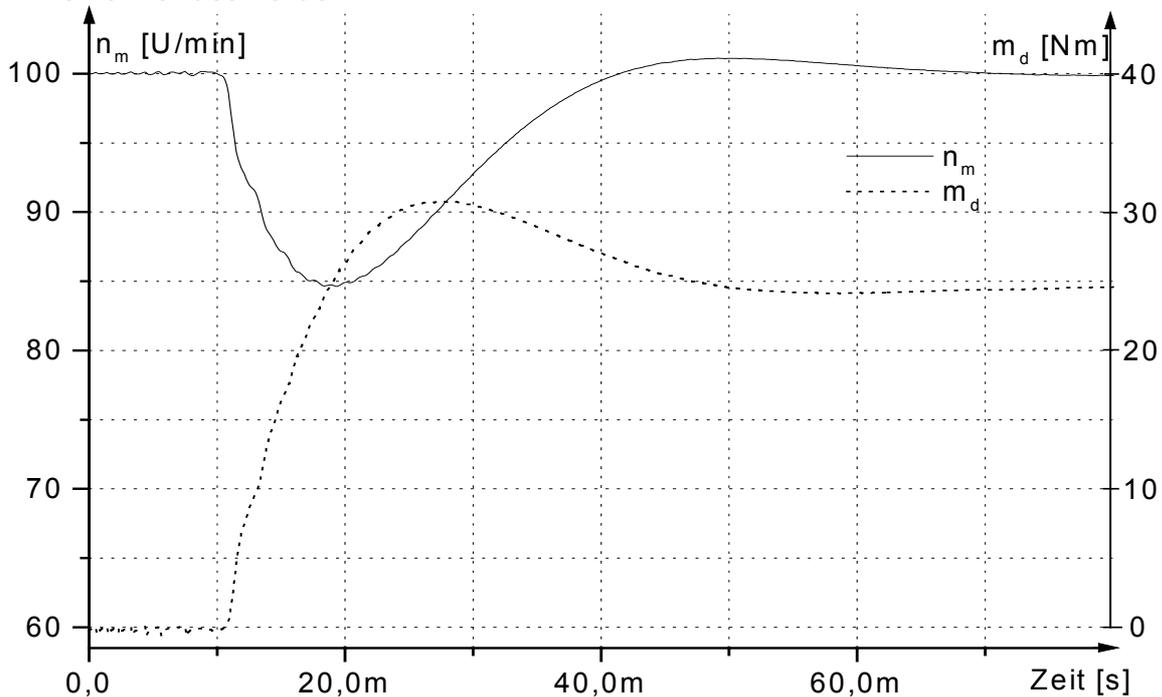


Abb. 7.6: Lastsprung bei  $t = 10$ ms von 0 auf 25 Nm bei einem PI-Drehzahlregler mit einem  $K_p$  von 10.0 und einem  $T_I$  von 1ms.

Durch die Verringerung kann das Lastverhalten verbessert werden, allerdings zeigt die Regelung dann bei einem Führungsgrößensprung ein deutlicheres Überschwingen.

Das Zeitverhalten der realen Drehzahlerfassung, wie in Kapitel 5.2 dargestellt, und die schwingungsfähige Ankopplung der Geber, besonders die des Lagegebers, begrenzen die Proportionalverstärkung des Reglers. Mit steigendem Proportionalanteil erhöht sich auch die Systemunruhe und das stationäre Band des Drehzahlsignals weitet sich stark auf.

Gemäß [Gos98] bietet der PID-Regler beim Zweimassenschwinger keine entscheidenden strukturellen Vorteile gegenüber dem PI-Regler. Aufgrund dessen und da die Differenzierung der Drehzahl problematisch ist, weil sie Störungen und Rauschen verstärkt, wurde der PID-Regler in dieser Arbeit nicht untersucht.

### 7.1.1 PI-Drehzahlregler mit Differenzdrehzahlaufschaltung

Eine Methode zur Erhöhung der Dämpfung ist die Differenzdrehzahlaufschaltung beim PI-Regler.

Rein anschaulich lässt sich die Funktionsweise der Differenzdrehzahlaufschaltung beim Zweimassenschwinger folgendermaßen erklären:

Beim Auftreten von Schwingungen haben die Massen eine Relativgeschwindigkeit zueinander. Da die Regelung nur auf die Antriebsmaschine einwirken kann, muss die gewichtete Differenzgeschwindigkeit so auf den PI-Reglerausgang aufgeschaltet werden, dass sich die Drehzahl der Antriebsmaschine der der Lastmaschine annähert. Beim Dreimassenschwinger gilt dies eben für drei Drehzahlen, d. h. es müssen zwei Drehzahldifferenzen auf den Reglerausgang aufgeschaltet werden [Pah01], da mehrere verschiedene Massen gegeneinander schwingen können. Im Folgenden wird eine geeignete Struktur gezeigt.

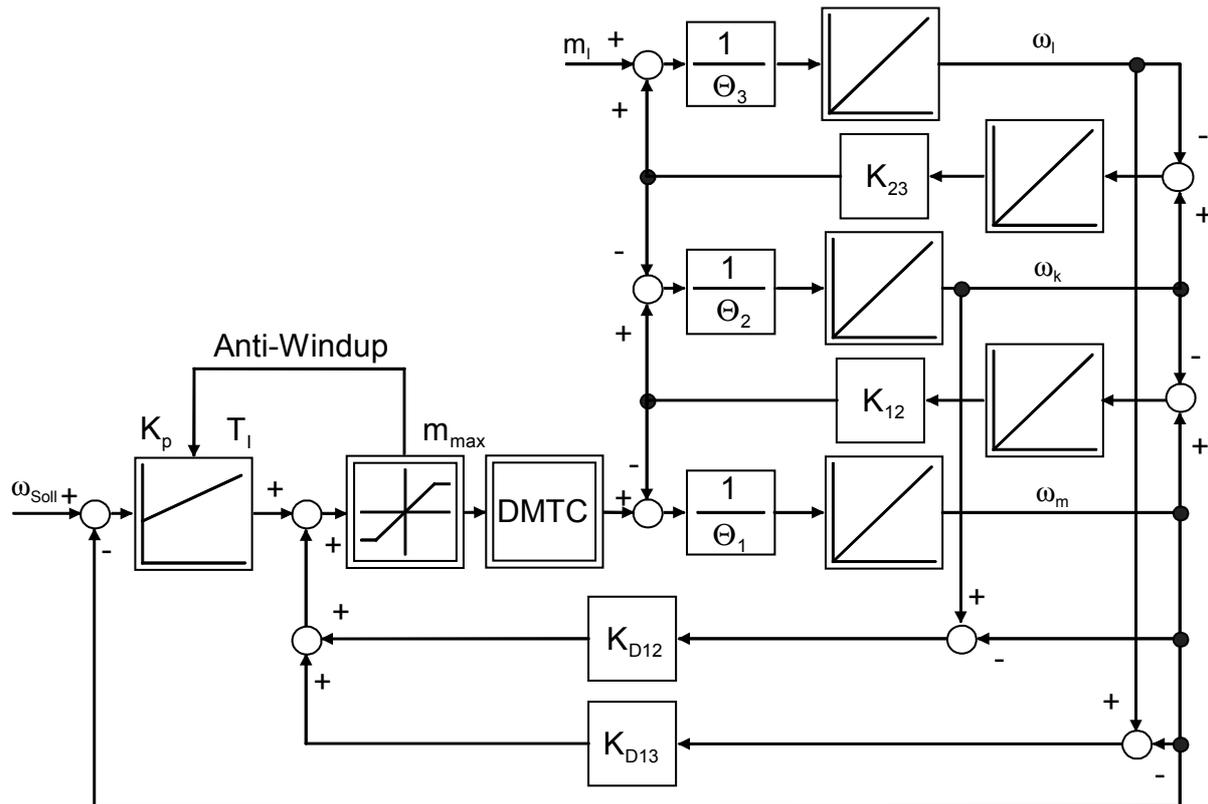


Abb. 7.7: PI-Drehzahlregler mit Differenzdrehzahlaufschaltung für einen Dreimassenschwinger mit idealer Messwerterfassung

In der Abb. 7.7 sind alle Drehzahlen als ideal messbar dargestellt. An realen Antrieben ist allerdings die Kupplungsdrehzahl und oftmals auch die Lastdrehzahl nur mit sehr großem Aufwand messbar. Deshalb wird der in Kapitel 5.3 beschriebene Beobachter für das gesamte mechanische System zur Signalgeneration eingesetzt. Zur Auslegung dieses Reglers wird zuerst die Übertragungsfunktion betrachtet:

$$\frac{\omega_m}{\omega_{Soll}} = \frac{K_{z\omega 0} + K_{z\omega 1}p + K_{z\omega 2}p^2 + K_{z\omega 3}p^3 + K_{z\omega 4}p^4 + K_{z\omega 5}p^5}{K_{ns0} + K_{ns1}p + K_{ns2}p^2 + K_{ns3}p^3 + K_{ns4}p^4 + K_{ns5}p^5 + K_{ns6}p^6} \quad (7.4)$$

$$\frac{\omega_m}{m_{Last}} = \frac{K_{zm1}p + K_{zm2}p^2 + K_{zm4}p^4}{K_{ns0} + K_{ns1}p + K_{ns2}p^2 + K_{ns3}p^3 + K_{ns4}p^4 + K_{ns5}p^5 + K_{ns6}p^6} \quad (7.5)$$

mit

$$\begin{aligned} K_{z\omega 0} &= K_{12}K_{23}\Theta_3 \\ K_{z\omega 1} &= K_{12}K_{23}K_p\Theta_3T_I \\ K_{z\omega 2} &= K_{23}\Theta_2\Theta_3 + K_{12}\Theta_3^2 + K_{23}\Theta_3^2 \\ K_{z\omega 3} &= K_{23}K_p\Theta_2\Theta_3T_I + K_{12}K_p\Theta_3^2T_I + K_{23}K_p\Theta_3^2T_I \\ K_{z\omega 4} &= \Theta_2\Theta_3^2 \\ K_{z\omega 5} &= K_p\Theta_2\Theta_3^2T_I \end{aligned} \quad (7.6)$$

$$\begin{aligned} K_{zm1} &= K_{12}K_{23}\Theta_3T_I \\ K_{zm2} &= -K_{23}K_{D12}\Theta_3T_I - K_{12}K_{D13}\Theta_3T_I - K_{23}K_{D13}\Theta_3T_I \\ K_{zm4} &= -K_{D13}\Theta_2\Theta_3T_I \end{aligned} \quad (7.7)$$

$$\begin{aligned}
K_{ns0} &= K_{12}K_{23}\Theta_3 \\
K_{ns1} &= K_{12}K_{23}K_P\Theta_3T_I \\
K_{ns2} &= K_{23}\Theta_2\Theta_3 + K_{12}\Theta_3^2 + K_{23}\Theta_3^2 + K_{12}K_{23}\Theta_1\Theta_3T_I + K_{12}K_{23}\Theta_2\Theta_3T_I + K_{12}K_{23}\Theta_3^2T_I \\
K_{ns3} &= -K_{23}K_{D12}\Theta_2\Theta_3T_I - K_{23}K_{D13}\Theta_2\Theta_3T_I + K_{23}K_P\Theta_2\Theta_3T_I - K_{23}K_{D12}\Theta_3^2T_I \\
&\quad - K_{12}K_{D13}\Theta_3^2T_I - K_{23}K_{D13}\Theta_3^2T_I + K_{12}K_P\Theta_3^2T_I + K_{23}K_P\Theta_3^2T_I \\
K_{ns4} &= \Theta_2\Theta_3^2 + K_{23}\Theta_1\Theta_2\Theta_3T_I + K_{12}\Theta_1\Theta_3^2T_I + K_{23}\Theta_1\Theta_3^2T_I + K_{12}\Theta_2\Theta_3^2T_I \\
K_{ns5} &= -K_{D12}\Theta_2\Theta_3^2T_I - K_{D13}\Theta_2\Theta_3^2T_I + K_P\Theta_2\Theta_3^2T_I \\
K_{ns6} &= \Theta_1\Theta_2\Theta_3^2T_I
\end{aligned} \tag{7.8}$$

Bei dieser Regelung sind vier Reglerparameter frei wählbar. Dies ermöglicht aber noch keine freie Polvorgabe.

In [Eut00] wird der Regler mit Differenzdrehzahlaufschaltung für einen Zweimassenschwinger mit Hilfe der Doppelverhältnisse ausgelegt. Dieser Weg ist wenig anschaulich und für einen Dreimassenschwinger rechenaufwändig. Hier soll deshalb ein anschaulicherer numerischer Weg gewählt werden. Es soll zuerst der PI-Regler so ausgelegt werden, dass er die Anforderungen an die Drehzahlregelung wie das Einschwingverhalten oder das Lastverhalten erfüllt. Hierzu werden der Proportionalanteil  $K_P$  zu 10 und die Integrationszeitkonstante  $T_I$  zu 1 ms gewählt.

Um nun zu sehen, wie sich die Parameter  $K_{DD12}$  und  $K_{DD13}$  auf die Pollage der Regelung auswirken, werden die Wurzelortskurven mit variablem  $K_{DD12}$  und  $K_{DD13}$  gebildet.

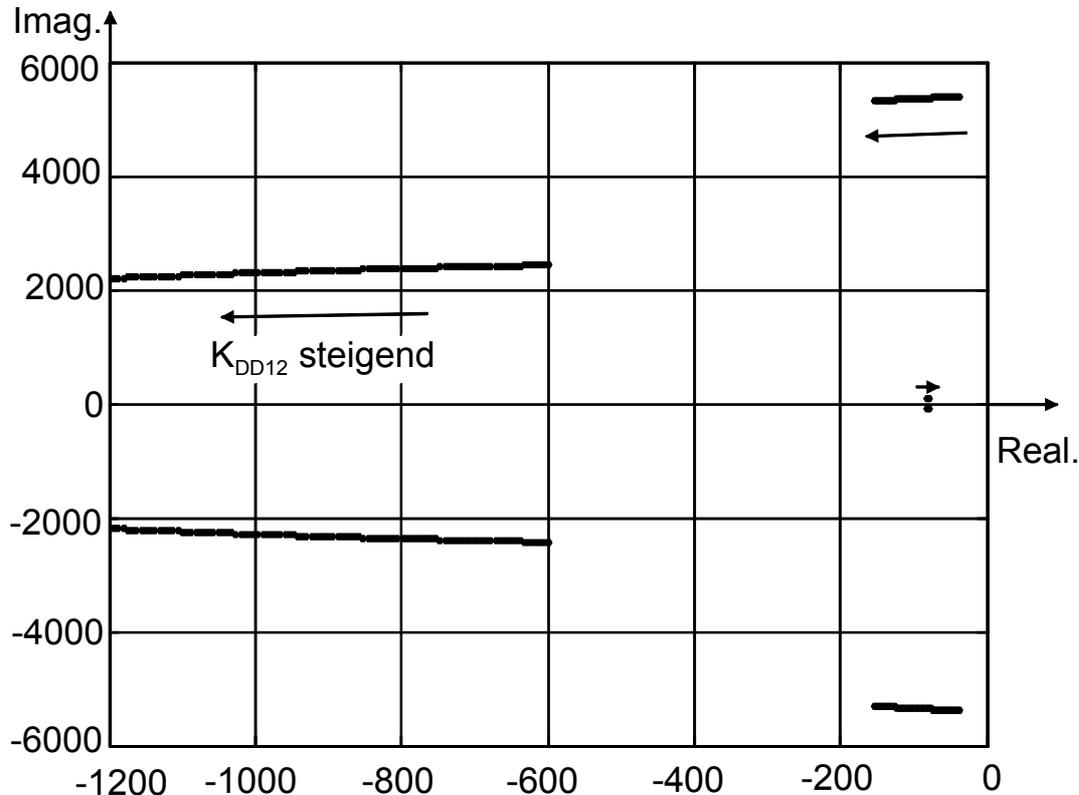
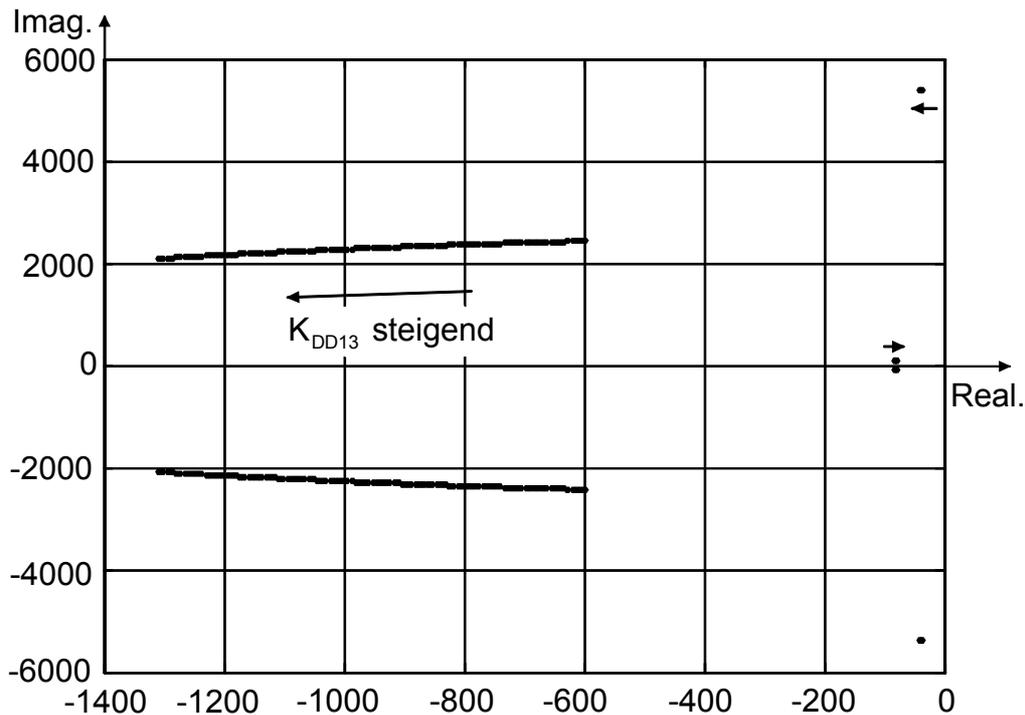
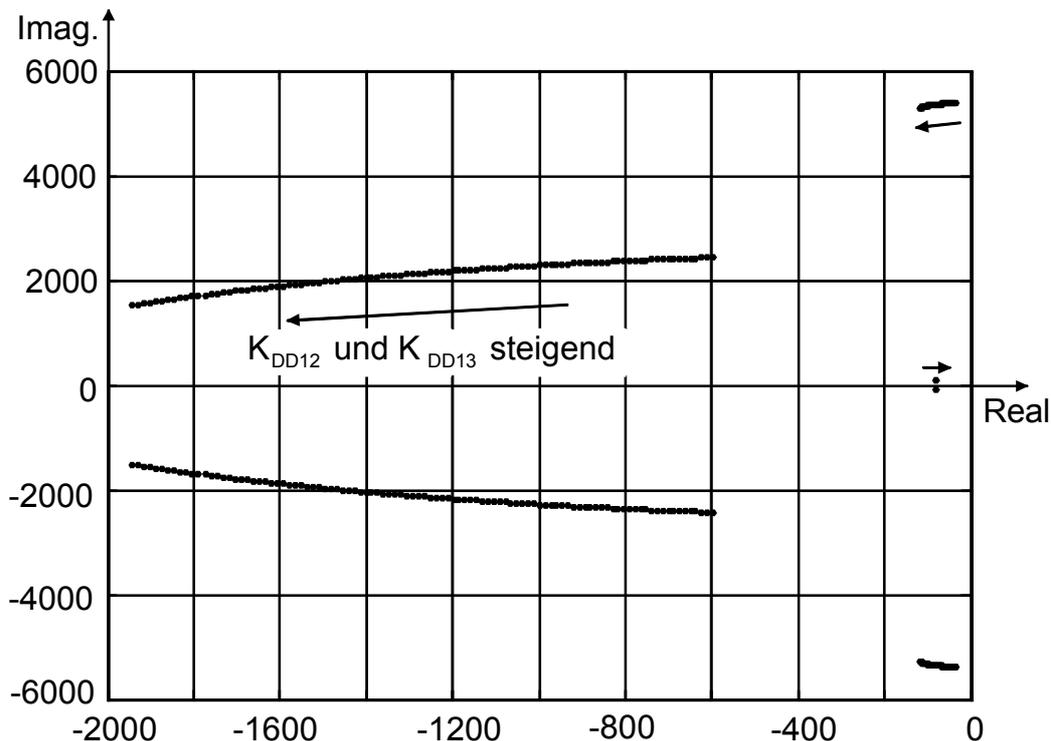


Abb. 7.8: Wurzelortskurve mit Variation von  $K_{DD12}$  von 0 bis 10 und  $K_{DD13} = 0$

Abb. 7.9: Wurzelortskurve mit  $K_{DD12} = 0$  und Variation von  $K_{DD13}$  von 0 bis 10Abb. 7.10: Wurzelortskurve mit Variation von  $K_{DD12}$  und  $K_{DD13}$  von 0 bis 10

Anhand der Abb. 7.8 und 7.9 erkennt man, dass  $K_{DD12}$  sowohl die Dämpfung der Resonanz bei 858 Hz als auch die Dämpfung der Resonanz bei 396.5 Hz erhöht und dass  $K_{DD13}$  nur stark die Dämpfung der 400Hz-Resonanz erhöht. Werden beide Parameter gleichmäßig wie in Abb. 7.10 erhöht, so vergrößern sich beide Dämpfungen. Anhand des Diagramms 7.10 wurde ein  $K_{DD12}$  und ein  $K_{DD13}$  von ca. 9 Nms gewählt. Die Pole und Nullstellen der Führungsübertragungsfunktion ergeben sich dann folgendermaßen:

Pole :

-116.29 +/- 5291.53i  
 -1802.02 +/- 1687.79i  
 -81.69 +/- 103.47i

Nullstellen:

0.0 +/- 5276.14i  
 0.0 +/- 863.92i  
 -100.0

Die Differenzdrehzahlaufschaltung führt allerdings zu einem unerwünschten Nachgeben der Regelung bei Lastsprüngen, da sie hier versucht, die Drehzahl der Antriebsmaschine der der abbremsenden Lastmaschine anzupassen. Der PI-Drehzahlregler wirkt diesem zwar entgegen, es entsteht aber trotzdem ein stärkerer Drehzahl-einbruch als ohne Differenzdrehzahlaufschaltung.

Die Differenzdrehzahlaufschaltung verschiebt mit steigenden  $K_{DD12}$  und  $K_{DD13}$  das dritte verbleibende komplexe Polpaar in Richtung der imaginären Achse:

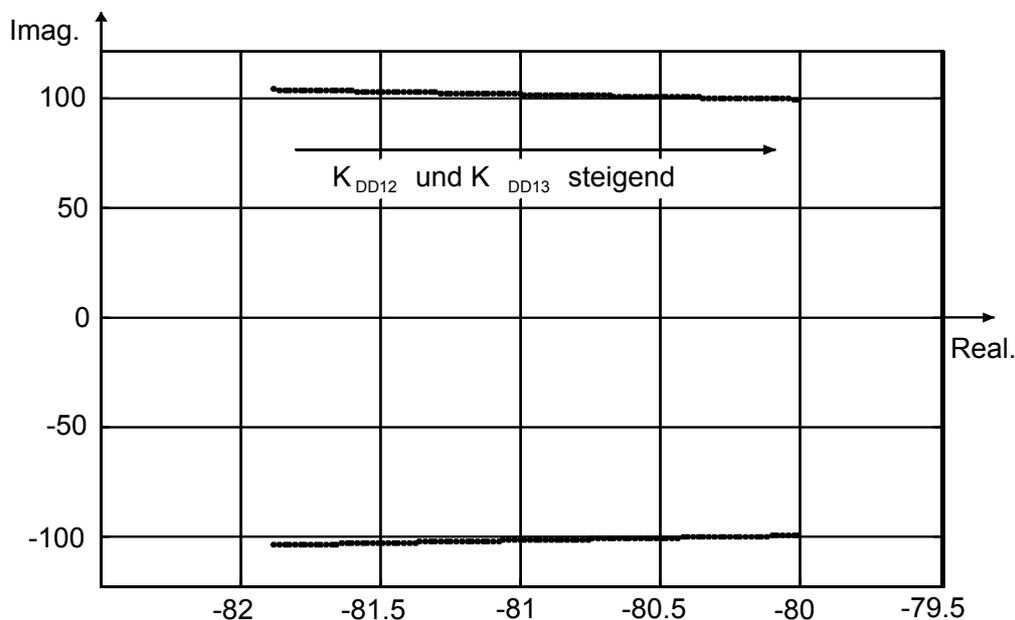


Abb. 7.11: Vergrößerte Darstellung von Abb. 7.10

Diese Verschiebung deutet das in [Eut00] und oben als „weiches Nachgeben“ bei Lastsprüngen bezeichnete Verhalten an.

Mit der Differenzdrehzahlaufschaltung kann die Dämpfung des Systems vergrößert werden, so dass auch Strecken mit ungünstigen Massenträgheitsverhältnissen noch bedämpft werden können. Bei Erreichen der Stellgrößenbegrenzung kann auch die Differenzdrehzahlaufschaltung aufgrund der fehlenden Stellreserve die Schwingungen nicht mehr aktiv bedämpfen. Dies kann verhindert werden, indem mit zwei Stellgrößenbegrenzern mit verschiedenen Grenzwerten immer noch genug Stellreserve zur Schwingungsbedämpfung reserviert wird. Hierzu ist der Begrenzungswert des PI-Reglerausgangs um den zur Schwingungsbedämpfung nötigen Betrag kleiner zu wählen als der Wert des Gesamtbegrenzers [Sch96], [Pah01].

Dieser nötige Betrag kann von vornherein auf einen konstanten Wert festgelegt werden. Zwar sind bei der vorliegenden Anwendung ca. 5 % des Nennmoments ausreichend, allerdings fehlen diese zur schnellen Reaktion auf Last- oder Sollwert-sprünge. Abhilfe schafft eine variable Begrenzung [Sch96], [Pah01], die nur die zur

Schwingungsbedämpfung momentan nötige Stellreserve hierfür reserviert. Die folgende Darstellung zeigt diese Struktur:

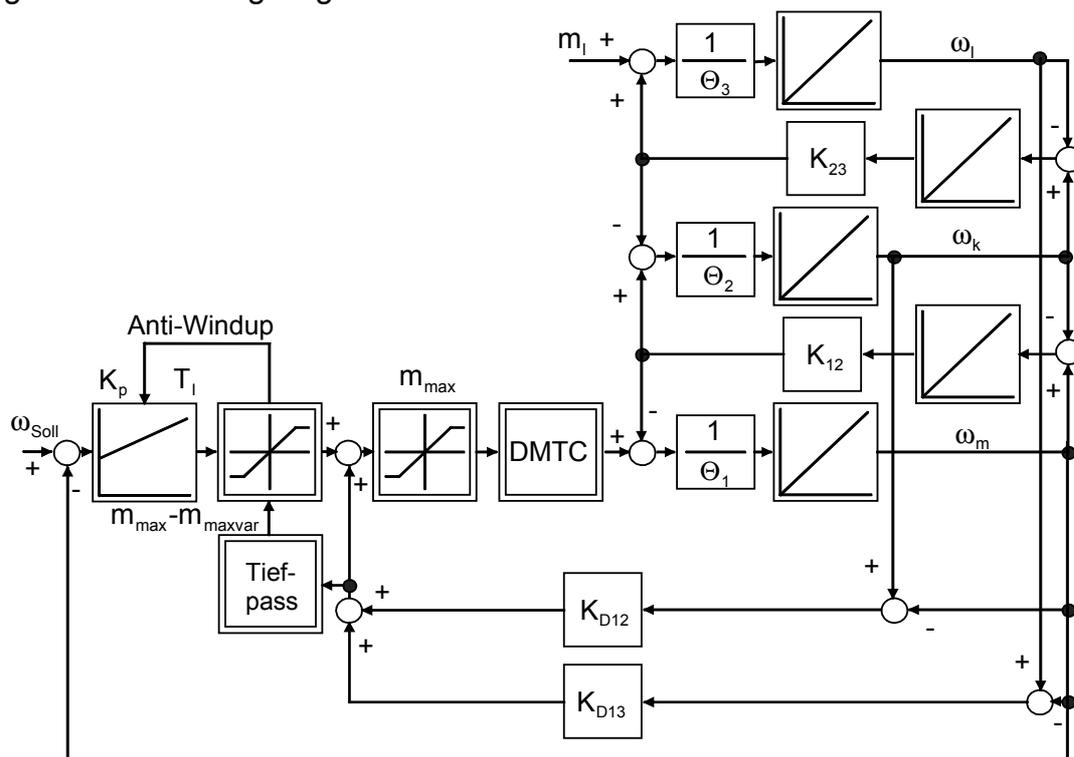


Abb. 7.12: PI-Drehzahlregler mit Differenzdrehzahlaufschaltung und variabler zweiter Begrenzung

Die gewichteten Differenzdrehzahlsignale ändern sich sehr schnell. Deshalb wird zur Nachführung der PI-Reglerbegrenzung hier das tiefpassgefilterte Differenzmoment verwendet. Als Tiefpass kann einfach ein  $PT_1$ -Glied oder eine nichtlineare schrittweise Nachführung für  $m_{\max\text{var}}$  verwendet werden. Die schrittweise Nachführung hat sich in Simulationen als geringfügig bessere Variante gezeigt:

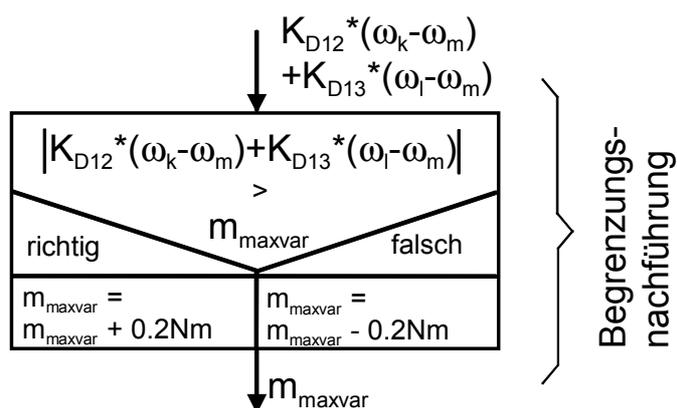


Abb. 7.13: Schrittweise Nachführung der Begrenzung

Die Schrittweite sollte so gewählt werden, dass bei anklingenden Schwingungen rasch genug Stellreserve zur Schwingungsbedämpfung reserviert und bei Nichtbedarf wieder freigegeben wird.

Die folgende Simulation zeigt den Drehzahl- und Drehmomentverlauf sowie den Verlauf der reservierten Stellgröße zur Schwingungsbedämpfung bei einer schrittweisen Nachführung mit einer konstanten Schrittweite von 0.5 Nm:

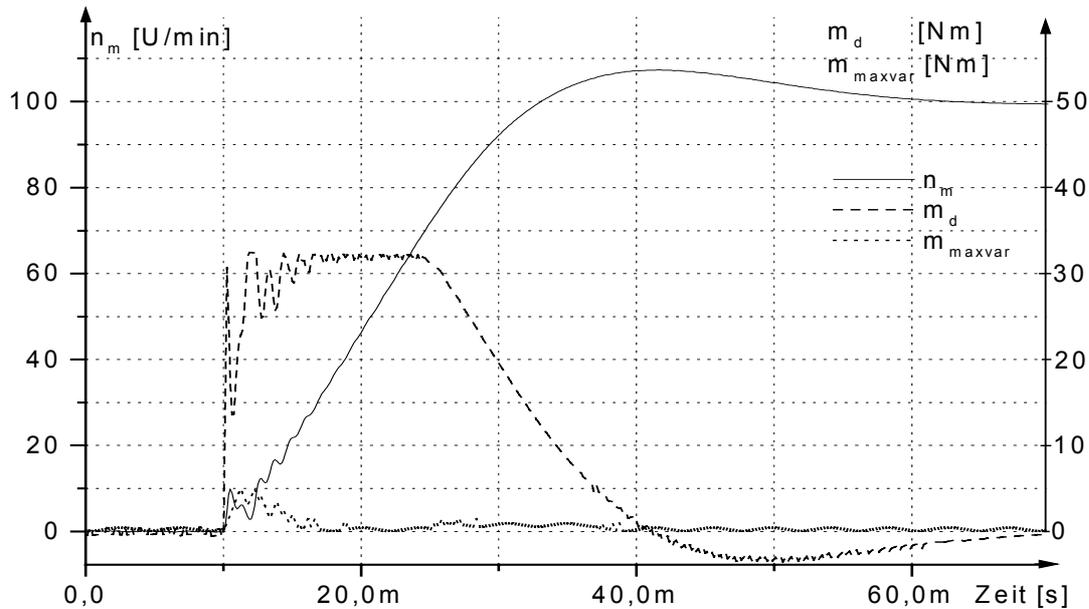


Abb. 7.14: Simulierter Drehzahl-, Drehmoment- und Reservierungswertverlauf bei einem Drehzahlsollwertsprung von 0 auf 100 U/min bei  $t = 10$  ms

### 7.1.2 PI-Drehzahlregler mit Differenzdrehzahl- und Lastmomentaufschaltung

PI-Drehzahlregler ohne und besonders mit Differenzdrehzahlaufschaltung nutzen bei Lastsprüngen das vorhandene Stellmoment nicht aus. Die Störung wird unnötig langsam ausgeregelt, bzw. die Drehzahl bricht sehr stark ein.

Abhilfe kann hier eine Lastmomentaufschaltung liefern [Reu01]. Hierzu wird bei idealer Messung des Lastmoments die PI-Reglerstruktur mit Differenzdrehzahlaufschaltung folgendermaßen erweitert:

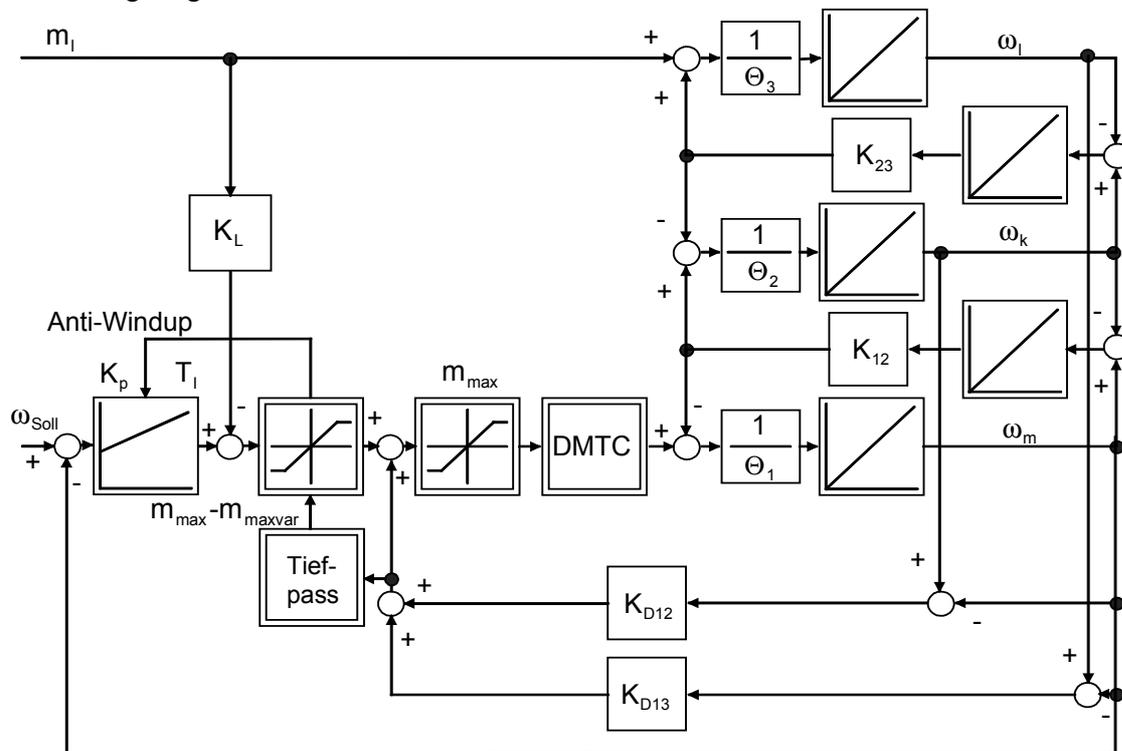


Abb. 7.15: Strukturbild des PI-Drehzahlreglers mit Differenzdrehzahl- und Lastmomentaufschaltung

Generell verhindert eine Lastmomentaufschaltung eine bleibende Regelabweichung und kann somit den I-Anteil des Drehzahlreglers ersetzen, falls das Lastmoment exakt bekannt ist.

Das Lastmoment ist beim hier vorliegenden Aufbau nicht ohne weiteres messbar. Es wird deshalb mit dem in Kapitel 5.3 beschriebenen Beobachter für das gesamte mechanische System nachgebildet. Hierfür wird der Integralanteil der Beobachterrückführung, welcher im stationären Zustand dem Lastmoment entspricht, als Lastmomentwert benutzt. Dieser Wert zeigt allerdings bei Sollwertsprüngen ein starkes Einschwingverhalten und ist, zum Beispiel bei Beobachterparameterfehlern, nicht immer stationär exakt. Aufgrund der Art der Nachbildung des Lastmomentwertes mit einem Beobachter weist der nachgebildete Wert immer eine Zeitverzögerung zum real angreifenden Störmoment auf. Der Integralanteil des PI-Reglers wird deshalb weiterverwendet. Die folgende Abbildung zeigt den Regler mit Lastmomentaufschaltung bei einem Lastmomentsprung einmal mit idealer Lastmomentermittlung und einmal mit dem Beobachter zur Lastmomentermittlung:

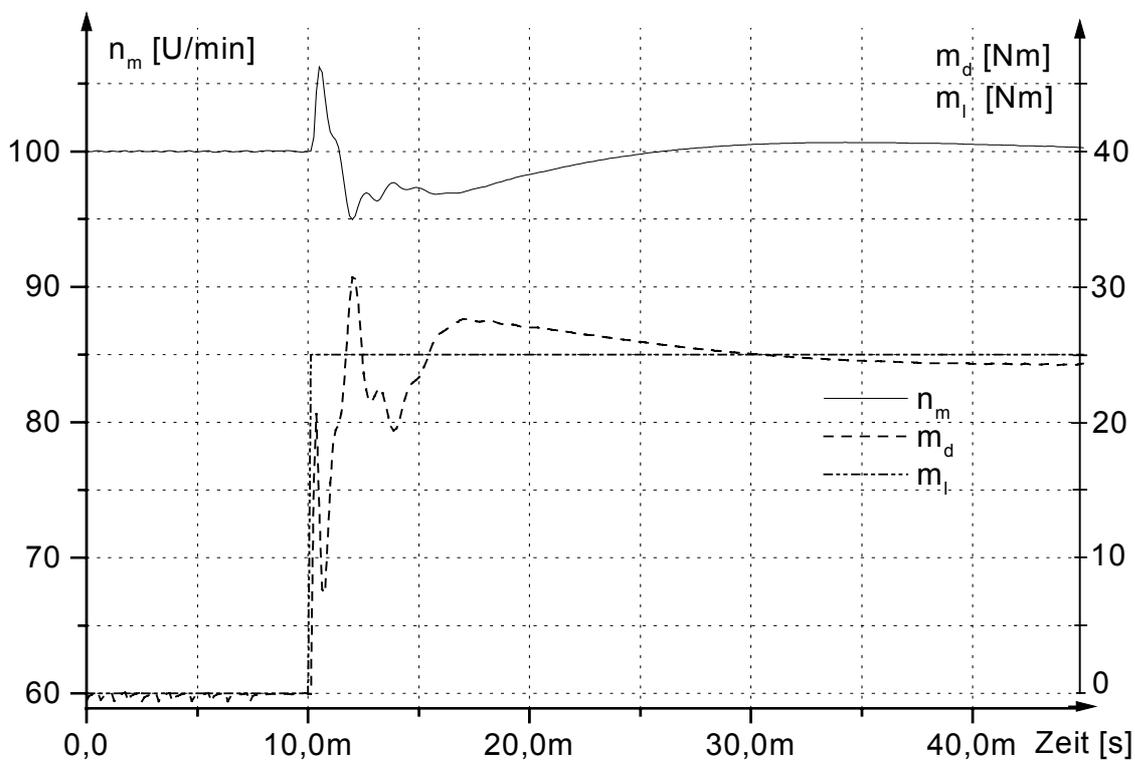


Abb. 7.16: Drehzahl, Drehmoment und Lastmoment bei idealer Lastmomentermittlung und einem Lastsprung bei 10 ms von 0 auf 25 Nm

Die Antriebsmaschinendrehzahl wird bei idealer Lastmomentaufschaltung wie in Abb. 7.16 sichtbar zuerst erhöht, da die Lastmomentaufschaltung an der Antriebsmaschine erfolgt und das reale Lastmoment an der Lastmaschine angreift.

Bei der Verwendung des mit dem in Kapitel 5.3 erläuterten Beobachter nachgebildeten Lastmoments erfolgt das Ausregeln des Lastsprungs etwas langsamer. Der Beobachter verwendet die Lage der Antriebsmaschine zur Korrektur und bekommt deshalb den Lastsprung nur verzögert mit. Dies verhindert die kurzzeitige Erhöhung der Antriebsmaschinendrehzahl beim Lastsprung.

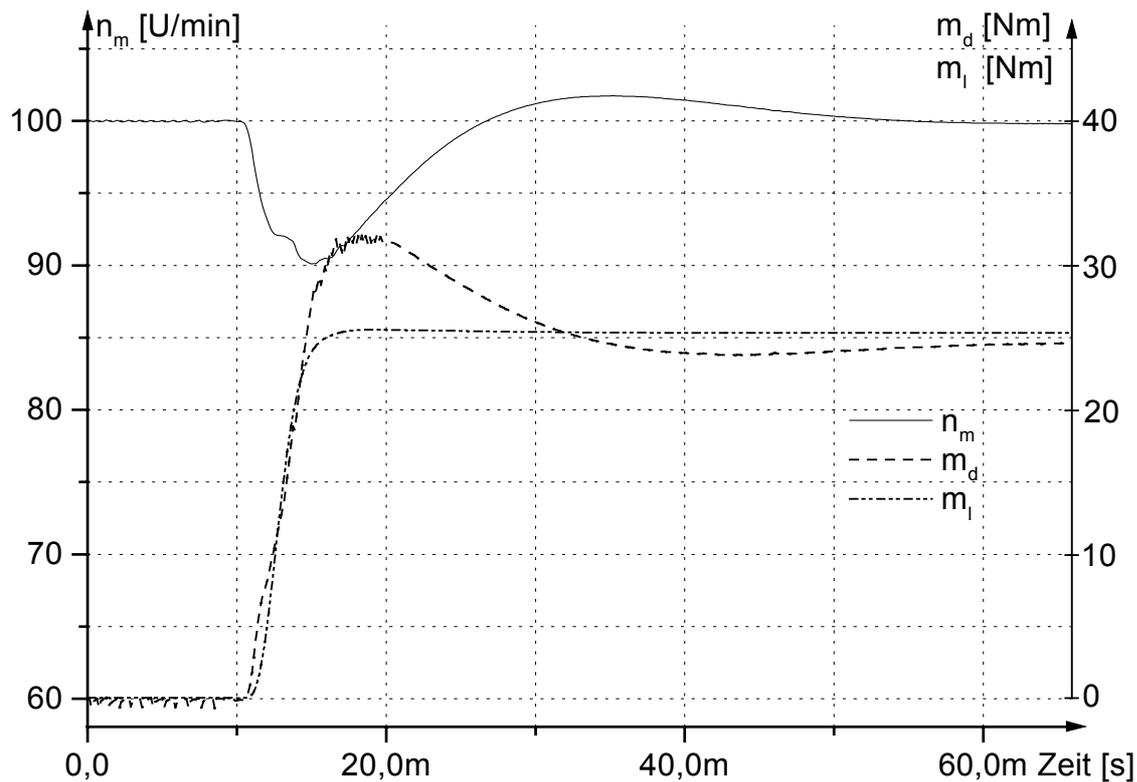


Abb. 7.17: Drehzahl, Drehmoment und Lastmoment bei Lastmomentermittlung mit dem Beobachter für den mechanischen Dreimassenschwinger

Die Aufschaltung des Lastmoments bewirkt bei Lastsprüngen ein schnelleres Ausregeln, allerdings ist das Verhalten bei Sollwertsprüngen aufgrund des Einschwingverhaltens des beobachteten Lastmoments oftmals schlechter.

Am Teststand ist ein Ferraris-Beschleunigungsgeber angebracht. Dies legt es nahe auch eine Beschleunigungsregelung zu untersuchen. Eine unterlagerte Beschleunigungsregelung [Gam93] ist sinnvoll, wenn diese Regelung schneller als die überlagerte Drehzahlregelung ist. In der vorliegenden Anlage ist dies nur durch eine „langsame Auslegung“ der Drehzahlregelung möglich, weshalb es hier nicht untersucht wird.

## 7.2 Einsatz eines Zustandsreglers zur Schwingungsbedämpfung

Die Untersuchungen zur aktiven Schwingungsbedämpfung mit einem PI-Regler haben gezeigt, dass das mechanische System mit dem vorhandenen Stellglied aktiv bedämpft werden kann. Beim PI-Regler und seinen Erweiterungen treten allerdings Einschränkungen bei der Wahl der möglichen Pole der Übertragungsfunktion auf, so dass die Dämpfung der mechanischen Schwingungen nicht beliebig vorgebar ist. Eine Lösung hierfür stellen Zustandsregler dar. Im Anhang A4 wird eine kurze Einleitung zu diesem Thema gegeben und ansonsten auf die Literatur [Föl94], [Hip85] und [Ada99] verwiesen.

In den folgenden Kapiteln soll die Auslegung einer Zustandsregelung zur Schwingungsbedämpfung für den vorgegebenen Dreimassenschwinger mit verschiedenen Entwurfsverfahren erläutert werden. Es wird hierbei auch auf Stabilitäts- und Robustheitsprobleme eingegangen.

Die Generierung der Systemzustände mit einem Beobachter ist in Kapitel 5.3 behandelt worden.

Die Drehzahlregelung sollte auch bei Last keine bleibende Regelabweichung aufweisen. Um dies zu gewährleisten, gibt es prinzipiell zwei Möglichkeiten: die Verwendung eines PI-Drehzahlreglers oder eine Störgrößenaufschaltung. Um eine Entscheidung treffen zu können, werden kurz die Vor- und Nachteile der beiden Lösungsmöglichkeiten erläutert.

Bei genauerer Untersuchung des PI-Zustandsreglers erkennt man folgende Vor- und Nachteile:

- + einfache Realisierung mit einem zusätzlichen Integrierer
- + der zusätzliche Integralanteil des Reglers kann einfach in den Systementwurf einbezogen werden
- die Systemordnung erhöht sich um eins
- es erfolgt nur eine stationär genaue Ausregelung der Störung
- es muss ein Anti-Windup vorgesehen werden, welches das Aufintegrieren bei Stellgrößenbegrenzung verhindert

In Gegensatz dazu sind die Vor- und Nachteile der Störgrößenaufschaltung:

- + es kann im Idealfall sowohl stationär als auch dynamisch eine Kompensation der Störgröße erreicht werden
- + die Ordnung der Zustandsregelung erhöht sich nicht
- die Störgröße muss exakt bekannt sein und ist nur sehr schwer messbar oder mit einem Zustandsbeobachter nachbildbar. Eine Möglichkeit stellt die Verwendung des Beobachters aus Kapitel 5.3 dar. Diese Nachbildung ist aufgrund des heftigen Einschwingverhaltens und der nur ungenau bekannten Parameter problematisch
- Angriffspunkt der Störgrößen und Einwirkungspunkt des Stellglieds sind verschieden, was zu einer nichtidealen dynamischen Kompensation führt

Zusammenfassend kann gesagt werden: Theoretisch ist die Störgrößenaufschaltung eine gute Lösung, ihre praktische Realisierung ist aber mit so vielen Problemen verbunden, dass hier ein PI-Zustandsregler [Föl94], [Reu01] die bessere Alternative ist.

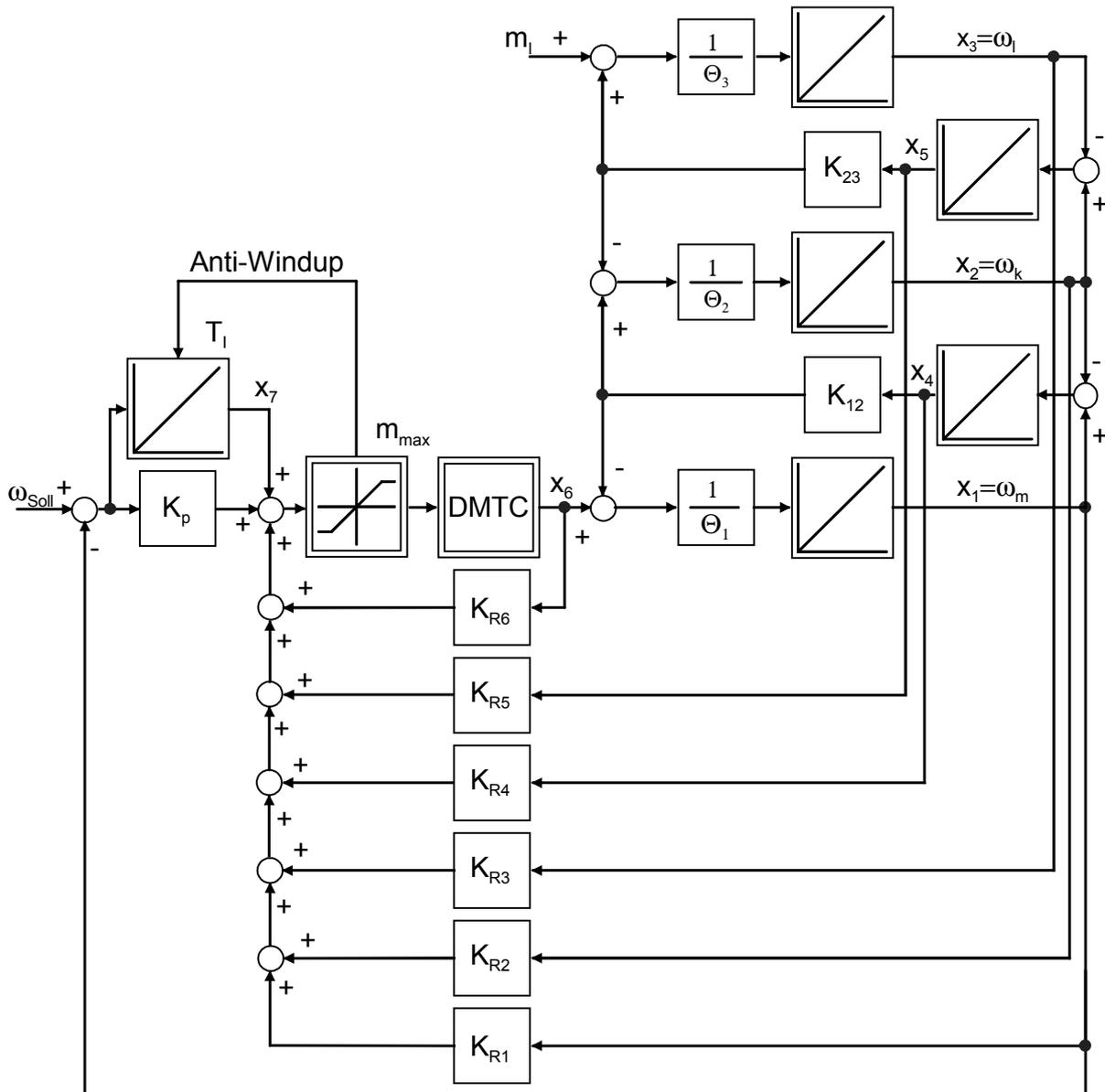


Abb. 7.18: Struktur des PI-Zustandsreglers mit Regelstrecke aber ohne Beobachter

Wird die Systemmatrix um einen Zustand, den des Integralanteils des PI-Reglers, erweitert, so kann bei den folgenden Entwurfsverfahren dieser Integrierer als Zustand  $x_7$  gleich mitberücksichtigt werden. Die Integrationszeitkonstante ist dann ebenfalls Teil der Reglermatrix:

$$\underline{K}_R = \begin{bmatrix} K_{R1} + K_P \\ \dots \\ K_{R6} \\ \frac{1}{T_I} \end{bmatrix} \quad (7.9)$$

Die zeitkontinuierlichen Systemgleichungen für die offene Strecke lauten in Matrixschreibweise wie folgt:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dots \\ \dot{x}_6(t) \\ \dot{x}_7(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{A} & \underline{0} \\ -\underline{C}^T & \underline{0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ \dots \\ x_6(t) \\ x_7(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ \dots \\ b_6 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot m_{Soll} \quad (7.10)$$

Wie man an der Struktur in Abb. 7.18 sieht, sind die Proportionalverstärkung  $K_p$  des PI-Reglers und der Faktor  $K_{R1}$  des Zustandsreglers bei Sollfrequenz Null parallelgeschaltet:

$$K_{RIG} = K_{R1} - K_P \quad (7.11)$$

Beim Riccati-Entwurf oder der Polvorgabe wird immer nur die Differenz  $K_{RIG}$  der beiden Reglerkoeffizienten bestimmt. In [Föl94] wird eine Aufteilung des Gesamtwertes auf beide Parameter anhand des Führungsverhaltens vorgeschlagen. Im vorliegenden System ist diese Aufteilung bei der Nachbildung des DMTC-Verfahrens als Totzeit nicht möglich, weshalb einfach  $K_{R1}$  zu Null gesetzt wird. Somit hat  $K_P$  den Wert von  $-K_{RIG}$ . Um eine einheitliche Vorgehensweise zu erhalten, wurde diese Aufteilung auch bei der Nachbildung des DMTC-Verfahrens mit einem  $PT_1$ -Glied verwendet. Dies hat sich sowohl in Simulationen als auch am Teststand als praktikabel erwiesen [Reu01], [Pah01].

Die Beobachtbarkeit des Systems wurde bereits in Kapitel 5.3 mit Anhang A5 überprüft. Die Steuerbarkeit, die andere wichtige Voraussetzung für den Einsatz eines Zustandsreglers, kann mit den Formeln im Anhang A6 nachgewiesen werden.

Die praktische Realisierung der Regelung muss zeitdiskret erfolgen. Der Übersichtlichkeit wegen werden die Zusammenhänge im Folgenden aber meist zeitkontinuierlich beschrieben.

### 7.2.1 Modellierung des DMTC-Verfahrens zur Berücksichtigung bei der Zustandsreglerauslegung

Zur aktiven Dämpfung der mechanischen Resonanzschwingungen ist eine hohe Dynamik wünschenswert. Deshalb sollte auch das Zeitverhalten des DMTC-Verfahrens [Fla99] vom Drehmomentsollwert bis zum wirklich in der Asynchronmaschine eingestellten Istmoment bei der Reglerauslegung berücksichtigt werden [Reu01], [Pah01]. Es ist unmöglich, die Drehmomentregelung bestehend aus DMTC-Verfahren, Umrichter und der Asynchronmaschine in einfacher Weise exakt zu beschreiben. Mit steigender Drehzahl und somit steigender Gegenspannung nimmt z. B. die Drehmomentanregeldauer zu. Dies müsste bei der Modellierung des DMTC-Verfahrens und der Reglerauslegung als gegenspannungsabhängige Nachführung berücksichtigt werden. Da aber das die Regelung deutlich aufwändiger macht, wird nur eine konstante Modellierung und Reglerauslegung für alle Drehzahlen und Betriebsbereiche verwendet.

Wird das DMTC-Verfahren als reines Proportionalglied modelliert, ist die resultierende Regelung zwar meist stabil, hat aber eine deutlich schlechtere Dynamik, weshalb das nicht weiter untersucht werden soll.

Bei der näherungsweisen Betrachtung des Zeitverhaltens des DMTC-Verfahrens können generell zwei Bereiche unterschieden werden: der Großsignalbereich, in welchem das elektrische Verhalten des Umrichters und der Maschine sowie die

Rechentzeit berücksichtigt werden müssen, und der Kleinsignalbereich, in welchem die Drehmomentanregeldauer durch die Rechentzeit von  $30 \mu\text{s}$  und die halbe Dauer eines kurzen ca.  $10.0 \mu\text{s}$  langen Spannungsvektors ausreichend genau angenähert werden kann, da hier der neue Drehmomentistwert den Drehmomentsollwert meist schon nach der Hälfte des Spannungsvektors erreicht.

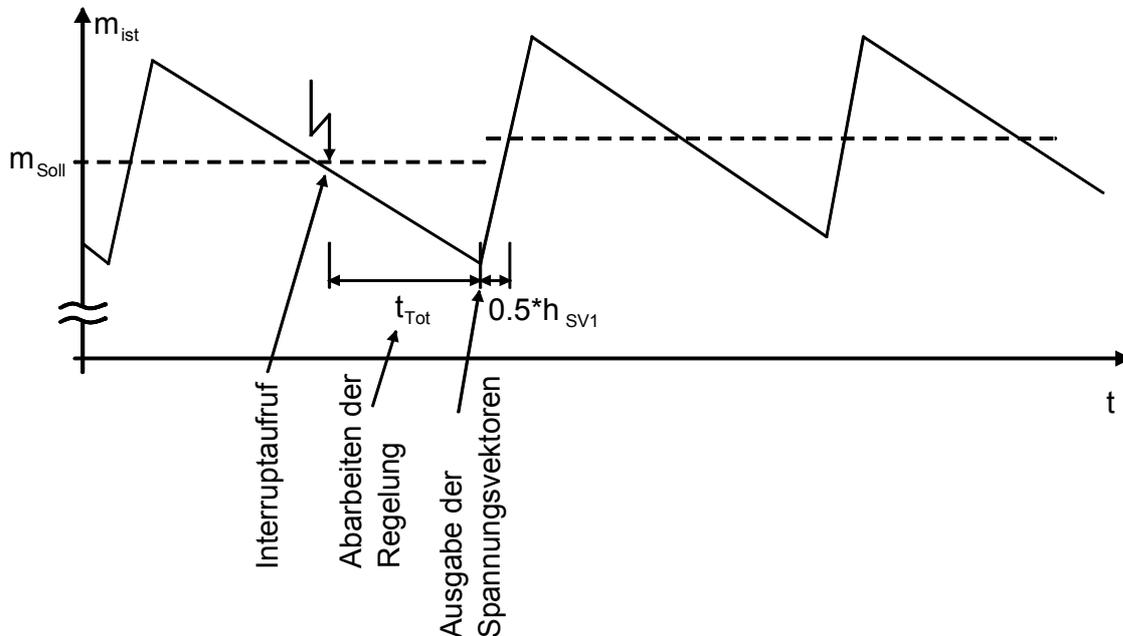


Abb. 7.19: Näherung des DMTC-Verfahrens im Kleinsignalbereich

Diese Gesamtzeit, mit welcher das DMTC-Verfahren das Istmoment im Kleinsignalbereich grob einstellt, wird im Folgenden mit  $T_{\text{DMTC}}$  bezeichnet.

Für die Schwingungsbedämpfung bei niedrigen bis mittleren Drehzahlen ist das Kleinsignalverhalten des DMTC-Verfahrens entscheidend [Pah01], [Fla99]. Für die Reglerauslegung wird deshalb auch nur dieses betrachtet.

Die praktische Realisierung des Reglers erfolgt aufgrund der im Verhältnis zur Abtastdauer kurzen Zeitkonstanten der Regelung zeitdiskret. Ein System siebter oder mit Beobachter 13. Ordnung ist sehr komplex und die rechnerische Auslegung verursacht oftmals große Probleme. Es kann deshalb je nach Fall ratsam sein, die Regelung zeitdiskret auszulegen oder sie zeitkontinuierlich auszulegen und dann in den zeitdiskreten Bereich zu transformieren.

Die zeitdiskrete Realisierung des Totzeitglieds wird im Anhang A7 beschrieben. Sie ist natürlich nur einsetzbar, falls das gesamte System zeitdiskret ausgelegt wird.

Die zeitkontinuierliche Realisierung des Totzeitglieds durch eine Padé-Näherung [Föl94] ist relativ aufwändig und bildet es auch nur sehr schlecht nach. Gemäß [Has98] kann eine Totzeit jedoch auch einfach durch ein  $PT_1$ -Glied mit gleicher Zeitkonstante grob angenähert werden. Hierzu wird eine zusätzliche Zustandsvariable eingefügt.

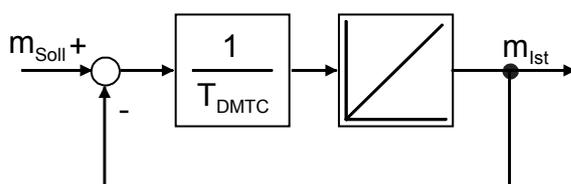


Abb. 7.20: Zeitkontinuierliche Nachbildung des DMTC-Verfahrens

In Simulationen [Pah01] zeigt die zeitdiskrete Realisierung ein geringfügig besseres Verhalten als die Näherung im Zeitkontinuierlichen. Das Ausgangssignal des  $PT_1$ -Gliedes erreicht den Eingangswert erst nach unendlicher Zeit, während das zeitdiskrete Totzeitglied diesen Wert nach der Totzeit exakt erreicht. Das führt zu einer etwas unruhigeren Drehzahl bei der Verwendung des  $PT_1$ -Gliedes, da die Regelung dies mit einem erhöhten Stellgrößeneinsatz zu kompensieren versucht.

In Simulationen [Pah01] hat sich die Annahme einer deutlich zu langen Zeitkonstante als problematisch erwiesen, da der Zustandsregler versucht, diese mit einer erhöhten Stellgröße auszugleichen, was zu verstärkter Schwingneigung der Regelung führt. Bei der Nachbildung des DMTC-Verfahrens als Totzeit liegt der entsprechende Pol im Laplace-Bereich bei negativ unendlich, während der Pol bei der Realisierung als  $PT_1$ -Glieder bei  $1/T_{DMTC} = 28571 \text{ 1/s}$  liegt.

Das DMTC-Verfahren prädiziert den Verlauf des Drehmoments für den nächsten Schritt mit einem Maschinenmodell. Der Mittelwert dieses Drehmoments wird als Eingangssignal des Beobachters aus 5.3 und als Zustandswert für das Drehmoment zur Zustandsregelung verwendet.

Das DMTC-Verfahren kann nur diskrete Spannungsvektoren mit bestimmten Mindestein- und -ausschaltdauern einstellen. Dies bewirkt besonders im Leerlauf der Maschine eine Aufweitung des Drehzahlbandes, da hier die Mindesteinschaltdauer oftmals viel zu lange zur Drehmomentregelung ist und somit der Spannungsvektor erst später angelegt wird, nämlich dann wenn der Drehmomentsollwert groß genug ist. Unter Last verschwindet dieser Effekt dann zunehmend, da nun die Dauer der Spannungsvektoren größer als die Mindesteinschaltdauer ist.

### 7.2.2 Auslegung des Zustandsreglers mit dem Riccati-Entwurf

Die Möglichkeit, die Pole theoretisch nahezu frei wählen zu können, bringt nur Vorteile, falls man weiß, welche Pole zum gewünschten Regelverhalten führen. Sicherlich müssen alle Pole links der imaginären Achse liegen, damit das System stabil ist, und sicherlich dämpfen weiter links liegende Pole das System stärker als weiter rechts liegende, aber es ist nicht leicht, eine eindeutig optimale Polage zu finden. Bei Systemen höherer Ordnung, wie hier vorliegend, geht zudem oftmals der anschauliche Zusammenhang zwischen den Polen und dem Einschwingverhalten verloren.

Die Systemzustände werden mit dem in Kapitel 5.3 beschriebenen Beobachter gebildet, was die Auslegung zusätzlich erschwert. Der Einfachheit halber wird hier angenommen, dass das Separationstheorem gültig ist und dass sich somit die Pole des Beobachters und der Regelung nicht gegenseitig beeinflussen. Diese Aussage wird später in Kapitel 7.2.4 wieder eingeschränkt werden. Doch im Folgenden soll die Gültigkeit des Theorems angenommen werden.

Um auf einfache Art ein stabiles und oftmals recht gutes Einschwingverhalten zu bekommen, kann der Riccati-Entwurf, ein mathematisches Optimierungsverfahren, verwendet werden. Hierbei wird das Einschwingverhalten bestimmter Zustände mit einem quadratischen Gütekriterium bewertet. Für eine genaue Erläuterung des Riccati-Entwurfs sei auf den Anhang A8 oder die Literatur [Föl94] verwiesen.

Auch beim Riccati-Entwurf tritt das Problem auf, wie die Reglerauslegung über die positiv semidefinite Gewichtungsmatrix am günstigsten vorzunehmen ist.

Bei der Auslegung einer Zustandsregelung gibt es verschiedene Optimierungsziele:

- Dämpfung der Schwingungen
- Schnelles Ausregeln von Lastsprüngen
- Schnelles Folgen auf Sollwertsprünge
- Geringe Belastung des Stellgliedes
- Verhindern von Überschwängen
- Geringe Systemunruhe / guter Gleichlauf

Es ist leider nicht möglich, für alle diese Anforderungen direkt geeignete Gewichtungsmatrizen zu finden.

Die hier gewählte Vorgehensweise [Reu01], [Pah01] besteht darin, von der Einheitsmatrix ausgehend über einige iterative Simulationsdurchgänge eine geeignete Gewichtungsmatrix zu finden. Hierbei ergibt sich als Faustregel, dass eine starke Bewertung der Stellgröße zu einer geringen Dynamik der Regelung führt und dass das Führungsverhalten grob durch die Bewertung des Integralanteils des Reglers ( $q_7$ ) beeinflusst wird. Dies ist verständlich, da der Integralanteil des Reglers die Sollwertabweichung widerspiegelt. Eine starke Bewertung der Wellenmomente führt zu einer starken Linksverschiebung der resonanten konjugiert komplexen Schwingerpole der Strecke. Dies dämpft die Resonanzschwingungen stark, erfordert aber auch viel Stellgrößeneinsatz. Hierbei werden die Dynamikpole, das sind die zwei Pole der offenen Strecke im Ursprung, vom integralen Verhalten der Strecke und vom Integralanteil der Regelung herrührend und der Pol von der Nachbildung des DMTC-Verfahrens als  $PT_1$ -Glied, nur sehr wenig verändert. Das System erhält einen stark integrierenden Charakter. Eine starke Gewichtung der drei Drehzahlen von Antriebsmaschine, Kupplung und Lastmaschine bewirkt einen starken Proportionalanteil in der Regelung der drei Drehzahlen.

Um den Entwurf nicht unnötig kompliziert zu gestalten, wird nur die Hauptdiagonale der Bewertungsmatrix mit Werten ungleich Null besetzt.

Die hier verwendete Auslegung erfolgt für die Zustände aus Abb. 7.18 auf eine allgemein gute Dynamik. Als Bewertungsmatrix wird [Pah01]

$$\underline{Q} \cdot \underline{x} = \begin{pmatrix} q_1 = 0.01 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_2 = 0.01 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_3 = 0.01 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_4 = 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q_5 = 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q_6 = 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q_7 = 10000 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \omega_m \\ \omega_k \\ \omega_l \\ \varphi_{12} \\ \varphi_{23} \\ m_{el} \\ i_{pl} \end{pmatrix} \quad (7.12)$$

und

$$S = 0.0001 \quad (7.13)$$

verwendet.

Die Reglerkoeffizienten ergeben sich somit zu

$$K_P + K_{R1} = 15.174 Nms$$

$$K_{R2} = 0.454 Nms$$

$$K_{R3} = 18.982 Nms$$

$$K_{R4} = -15204.128$$

$$K_{R5} = -4891.174$$

$$K_{R6} = 0.086$$

$$T_I = 115 \mu s / Nm$$

Die folgenden Abbildungen zeigen Simulationsergebnisse mit PECSIM [Ans99] des Riccati-Zustandsreglers mit dem Beobachter aus Kapitel 5.3:

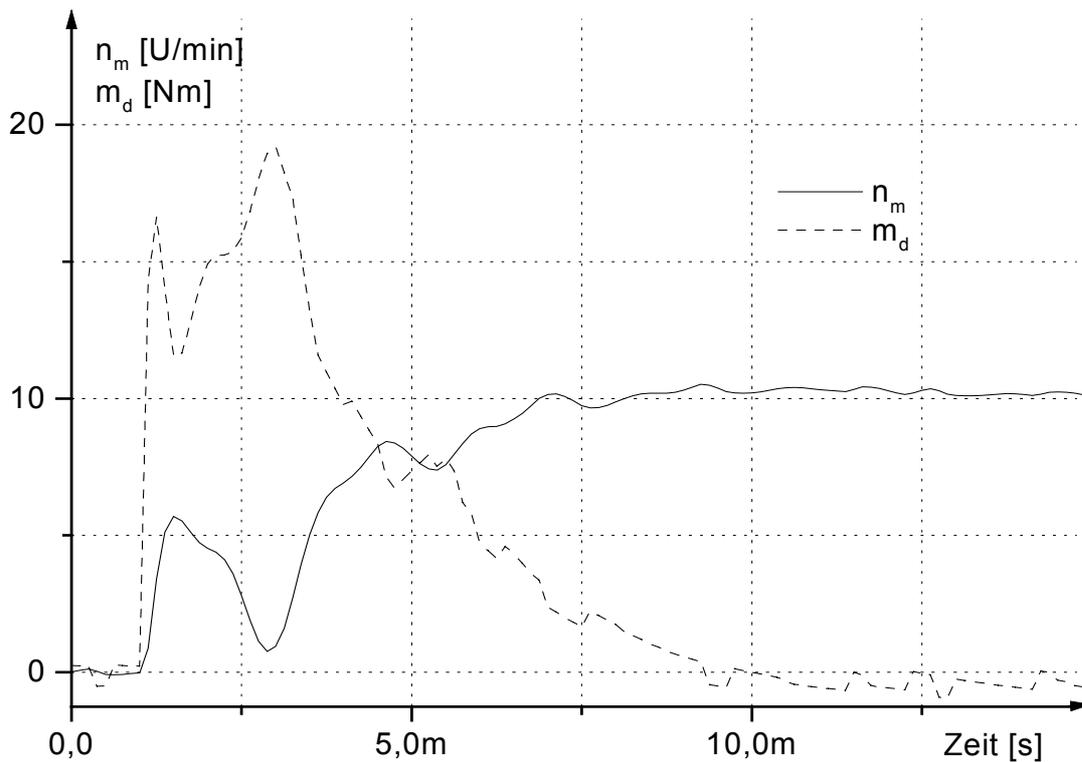


Abb. 7.21: Verlauf von Drehzahl und Drehmoment bei einem Sollwertsprung von 0 auf 10.0 U/min

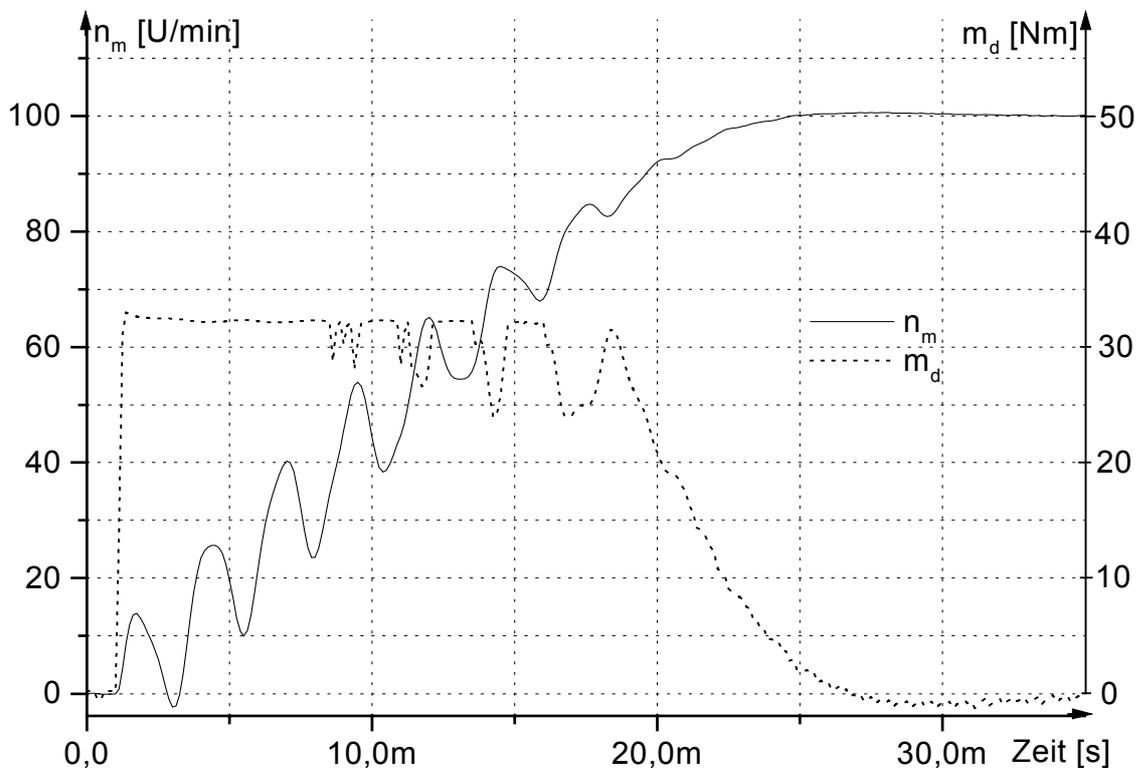


Abb. 7.22: Verlauf von Drehzahl und innerem Maschinenmoment bei einem Sollwertsprung von 0 auf 100.0 U/min

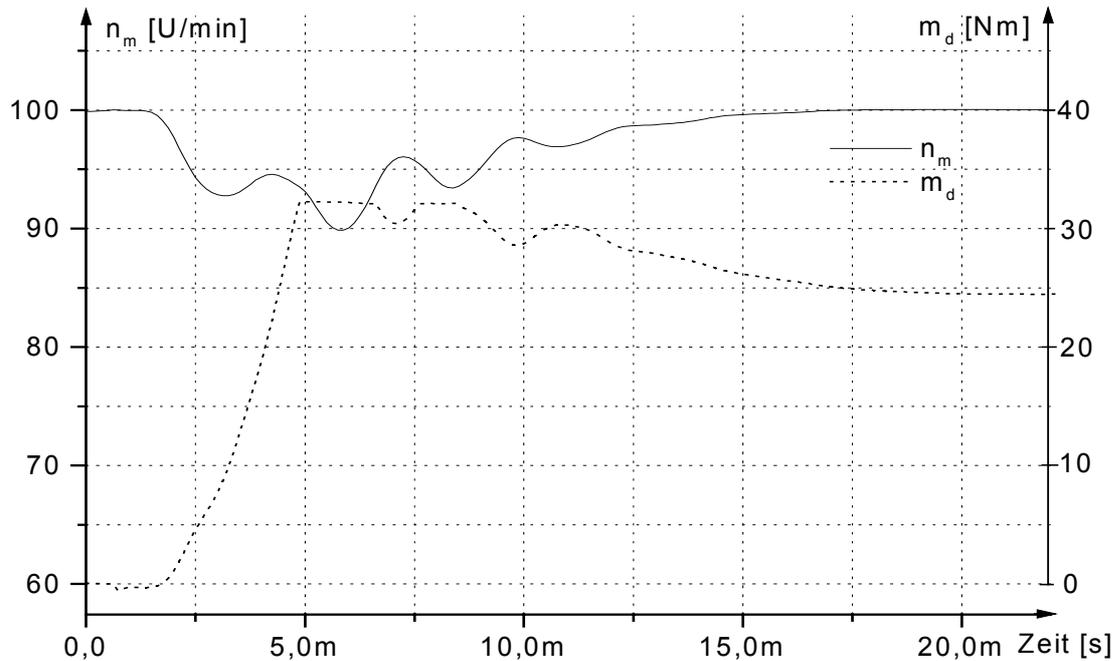


Abb. 7.23: Lastsprung von 0 auf 25 Nm bei einer Solldrehzahl von 100 U/min

Die Regelung bedämpft die Schwingungen ausreichend, solange genug Stellreserve vorhanden ist. Bei Auftreten der Stellgrößenbegrenzung (siehe Abb. 7.22, von  $t = 1$  ms bis  $t = 9$  ms) kann keine Ausregelung der Schwingungen mehr erfolgen. Eine Betrachtung der Pole der mit dem Riccati-Entwurf ausgelegten Regelung ermöglicht einen einfachen Vergleich dieses Entwurfs mit der im nächsten Kapitel erläuterten Polvorgabe und einen Vergleich mit dem PI-Regler und seinen Varianten. Die Pollage der oben untersuchten Regelung lautet im Laplace-Bereich:

$$\begin{aligned}
 & -296.26 + / - 5376.52 i \quad (\text{Schwingerpole}) \\
 & -514.34 + / - 2418.54 i \\
 & -303.92 + / - 276.16 i \quad (\text{Dynamikpole}) \\
 & -22803.17
 \end{aligned}$$

Die Pollage gibt auch Aufschluss über die Dämpfung der mechanischen Resonanzschwingungen. Die Resonanzfrequenz der Schwingerpole wird nur sehr schwach verändert.

Der sehr kleine Pol bei  $-22803.17$ , welcher von der Nachbildung des DMTC-Verfahrens herrührt, liegt deutlich links der Beobachterpole und erhöht die Stellgliedbelastung und die Systemunruhe.

Ein Riccati-Entwurf kann als Grundlage für eine manuelle Nachoptimierung des Reglers mit der Polvorgabe verwendet werden.

### 7.2.3 Auslegung des Zustandsreglers mit Hilfe der Polvorgabe

Der Zustandsregler stellt einen strukturoptimalen Regler dar. Es können theoretisch beliebige Pollagen mit dieser Reglerstruktur realisiert werden. Zu der vorgegebenen Polplatzierung werden dann die zugehörigen Reglerkoeffizienten berechnet. Dies wird im Anhang A9 kurz erläutert.

Das Hauptproblem des Entwurfs ist aber die Ermittlung einer geeigneten Pollage. Während man bei Systemen zweiter Ordnung anhand der Pollage noch auf das Einschwingverhalten schließen kann, ist es bei Systemen höherer Ordnung nicht mehr

unbedingt möglich. Als zusätzliches Problem tritt beim Zustandsregler die Stellgliedbeschränkung auf, denn diese bewirkt, dass manche ohne Begrenzung sehr guten Polkonfigurationen praktisch untauglich sind. Eine zu schnell ausgelegte Zustandsregelung kann leicht dazu führen, dass sie permanent zwischen der oberen und der unteren Stellgliedbegrenzung wechselt und somit ein instabiles Verhalten verursacht. Deshalb muss das exakte Verhalten der Regelung in der Simulation oder am Teststand untersucht werden.

Es bietet sich als Optimierungsverfahren wie auch beim Riccati-Entwurf ein schrittweises Ändern der Polkonfiguration mit anschließendem Simulieren und Auswerten der Ergebnisse an. Die in der Simulation als gut befundenen Parametersätze müssen dann am Teststand verifiziert werden. Darauf wird in Kapitel 9 noch genauer eingegangen.

Im Folgenden sollen einige Faustregeln bei der Auswahl der Polkonfiguration vorgegeben werden, um die Auslegung der Regelung zu vereinfachen. Die Wahl der Pole geschieht aufgrund der besseren Anschauung im Laplace-Bereich:

- Alle Pole des geschlossenen Regelkreises müssen einen negativen Realteil haben, da sonst das System nicht stabil ist.
- Die Pole der zeitkontinuierlichen offenen Regelstrecke sind ein Doppelpol bei Null, herrührend vom Integralanteil des Reglers und dem integralen Verhalten der Strecke. Hinzu kommt bei der zeitkontinuierlichen Näherung des DMTC-Verfahrens ein Pol auf der negativen reellen Achse. Diese Pole sind entscheidend für die Dynamik des Systems, da sie die kleineren Beträge aufweisen. Die zwei konjugiert komplexen Polpaare auf der imaginären Achse rühren von den zwei Resonanzstellen her und werden in dieser Arbeit Schwingerpole genannt. Eine Verschiebung dieser Pole ändert die Dämpfung oder die Frequenz der zugehörigen Schwingung. Das Last- und Führungsverhalten bleibt dabei allerdings nahezu gleich. Mit dieser Aufteilung ist eine grobe Trennung zwischen der Schwingungsdämpfung und dem Last- und Führungsverhalten möglich.
- Als Startwerte der Polnachoptimierung können die mit dem Riccati-Entwurf ermittelten Werte genommen werden. Dies garantiert ein gutes Startverhalten der Regelung, das mit Hilfe der Polvorgabe noch verbessert werden kann.
- Um die Stellgrößenbelastung und die Systemunruhe nicht unnötig zu erhöhen, empfiehlt es sich, den Pol der Nachbildung des DMTC-Verfahrens nicht allzu weit links der anderen Dynamikpole zu wählen. Da das DMTC-Verfahren zur Reglerauslegung nur stark genähert betrachtet wird, empfiehlt es sich außerdem, keine Reglerauslegung zu wählen, welche diesen Zustand zu stark gewichtet zurückführt.
- Eine Verschiebung der Pole weg von der ursprünglichen Lage beim offenen Regelkreis durch die Regelung erfordert Stellenergie. Je stärker das natürliche Verhalten der Strecke geändert wird, desto größer werden die Rückführparameter des Reglers. Eine sehr hohe Dynamik der Regelung erfordert meist sehr große Rückführungsverstärkungen und ist somit oftmals mit einer großen Belastung des Stellgliedes verbunden. Da jedes reale Stellglied beschränkt ist, tritt bei Erreichen dieser Grenze ein nichtlineares Verhalten auf. Im günstigsten Fall wird nur die Dynamik beschränkt, in ungünstigen Fällen treten Instabilitäten auf. Es kann generell gesagt werden, dass mit der Dynamik der Regelung auch die System-

unruhe ansteigt. Die Regelung reagiert nun heftig auf jede noch so kleine Störung oder Rauschen oder es können nichtmodellerte schwingungsfähige Systeme der realen Strecke angeregt werden. Es ist bei der Auslegung deshalb abzuwägen, welche Dynamik nötig und möglich ist.

- Der Einfluss der Resonanzschwingung mit der größeren Frequenz auf das Zeitverhalten der vorliegenden Strecke ist auch bei kleinem Realteil des Polpaares nur relativ schwach. Der Einfluss der anderen Schwingung ist deutlich stärker. Diese Beobachtung kann mit dem Litzschen Dominanzmaß für das System [Föl94], [Pah01] bestätigt werden. Beim Riccati-Entwurf wird dies automatisch berücksichtigt, da hierbei nur der Einfluss auf den Verlauf zählt. Dieses Polpaar wird dann auch weiter nach links gelegt als das andere mit geringerem Einfluss.
- Es kann festgehalten werden, dass eine starke Änderung der Resonanzfrequenzen der mechanischen Schwingung einen erheblichen Stelleinsatz erfordert. Die Verschiebung dieser Pole nach links hingegen und somit eine Erhöhung der Dämpfung ist vom Stellaufwand betrachtet meist deutlich einfacher. Es bietet sich an, die Schwingerpole nur zu negativeren reellen Werten bei konstantem Imaginärteil hin zu verschieben, da die Frequenz der Resonanzschwingung ohne Bedeutung ist, sofern sie schnell abklingt. Dies wird in [Gos98] für einen Zweimassenschwinger vorgeschlagen und im Anhang A10 für einem Dreimassenschwinger untersucht. Die Verschiebung der niederfrequenten Schwingerpole nach links im Laplace-Bereich beansprucht die Stellreserve außerdem geringer als eine entsprechende Verschiebung des höherfrequenten Polpaares.
- In diesem Teilkapitel wird davon ausgegangen, dass alle Parameter der Regelstrecke exakt bekannt sind. Dies ist in der Realität nicht so, weshalb eigentlich auch eine Robustheitsanalyse zum Regler- und Beobachterentwurf gehört. Diese wird in Teilkapitel 7.2.4 nachgeholt.

Aufgrund der Komplexität der Strecke, des Beobachters und der Regelung ist es leider nicht möglich, ein einfaches „Kochrezept“ zur Auslegung eines immer perfekten Zustandsreglers anzugeben. Es kann sicherlich nach relativ kurzer Zeit mit einem Riccati-Entwurf oder einer geschickten Polvorgabe eine passable Reglereinstellung gefunden werden, die vielen Anforderungen genügt. Ein sehr dynamischer und auf spezielle Anforderungen optimierter Hochleistungsregler ist allerdings nicht leicht zu finden und erfordert mehrmaliges Probieren und Simulieren. Die obigen Regeln vereinfachen und systematisieren diesen Vorgang jedoch erheblich, so dass von einem Entwurfsvorgang mit Hilfe der Polvorgabe gesprochen werden kann.

Der im Folgenden gewählte Regler wurde ohne spezielle Anforderung auf eine allgemein gute Dynamik hin optimiert. Seine Pole lauten bei Näherung des DMTC-Verfahrens durch ein Totzeitglied:

-300.00 + / - 5391.00 i (Schwingerpole)  
-1700.00 + / - 2491.00 i  
-707.00 + / - 707.00 i (Dynamikpole)  
-1000.00

Die entsprechenden Reglerkoeffizienten lauten:

$$K_{R1} + K_p = 10,390 Nms$$

$$K_{R2} = 1,904 Nms$$

$$K_{R3} = 9,565 Nms$$

$$K_{R4} = -20800,172$$

$$K_{R5} = -9006,352$$

$$K_{R6} = -0,389$$

$$T_I = 0,1337 ms / Nm$$

Bei einer genauen Betrachtung der Reglerpole und deren Vergleich mit den Polen des Beobachters fällt auf, dass die Pole des Reglers teilweise schon im Bereich der Beobachterpole liegen, obwohl der Beobachter deutlich schneller sein sollte, damit das Verhalten des Systems nur von den Reglerpolen maßgeblich beeinflusst wird. Soll allerdings eine hohe Dynamik erreicht werden, so müssen bei einem nur beschränkt schnellen Beobachter alle Pole des Systems gemeinsam betrachtet werden, bzw. die Pole des Reglers liegen nur noch geringfügig rechts der Beobachterpole. Durch weitere Veränderung der Pollage können natürlich noch beliebig viele andere Reglereinstellungen gefunden werden. Wenn man aber alle limitierenden Randbedingungen einhält, so ist das Verhalten dem der hier gewählten Regelung recht ähnlich. Somit sollen die folgenden Ergebnisse stellvertretend die Leistungsfähigkeit eines Reglerentwurfs mit Hilfe der Polvorgabe demonstrieren:

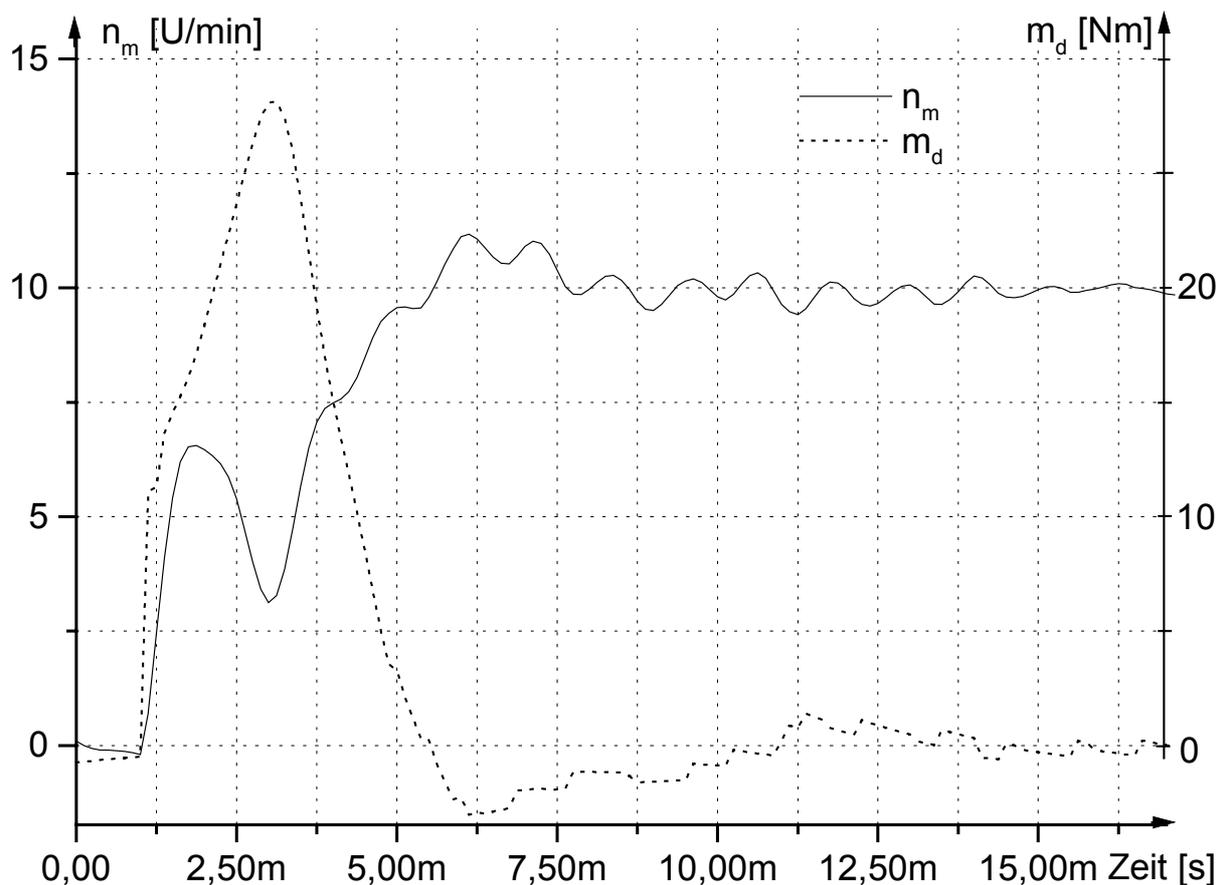


Abb. 7.24: Sollwertsprung von 0 auf 10.0 U/min

Bei einem Sollwertsprung von 0 auf 10 U/min tritt keine Stellgrößenbeschränkung auf, d. h. der Regler arbeitet immer im linearen Bereich. Der Schwingvorgang beim Sollwertsprung rührt vom nötigen Spannen der Federn des Dreimassenschwingers zur Drehmomentübertragung her.

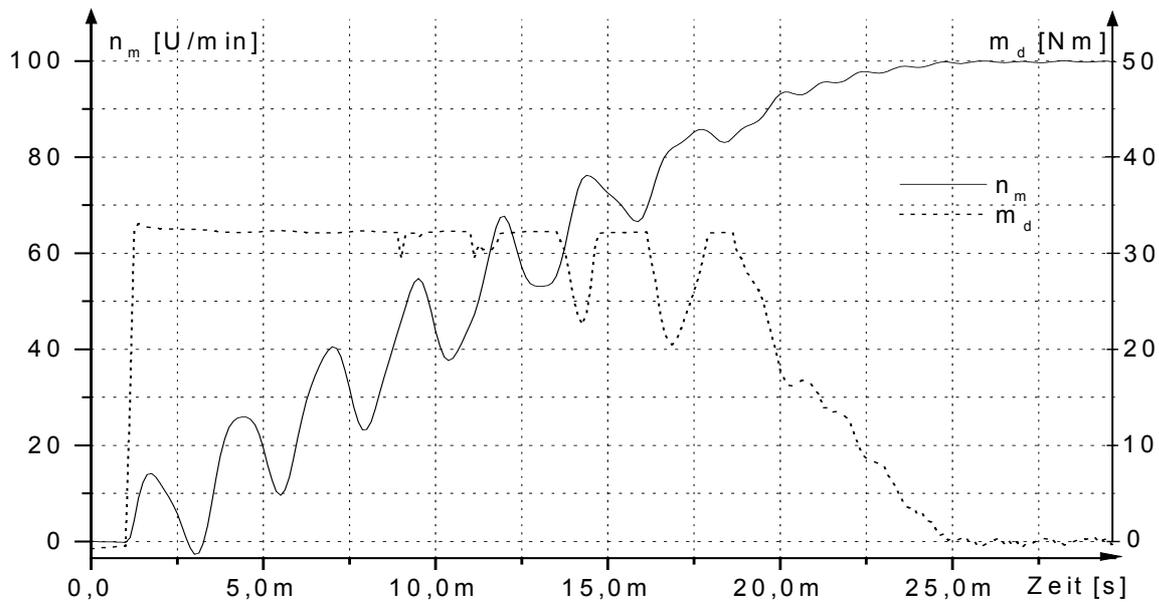


Abb. 7.25: Sollwertsprung von 0 auf 100.0 U/min

In Abb. 7.25 wird sofort die Stellgrößenbegrenzung erreicht, somit ist keine Dämpfung der Schwingungen mehr möglich. Aber schon bei ca. 8 ms beginnt der Zustandsregler die Schwingungen auszuregeln. Aufgrund der Stellgrößenbegrenzung dauert dies jedoch noch 10 ms.

Als nächstes soll das Lastverhalten des Zustandsreglers untersucht werden:

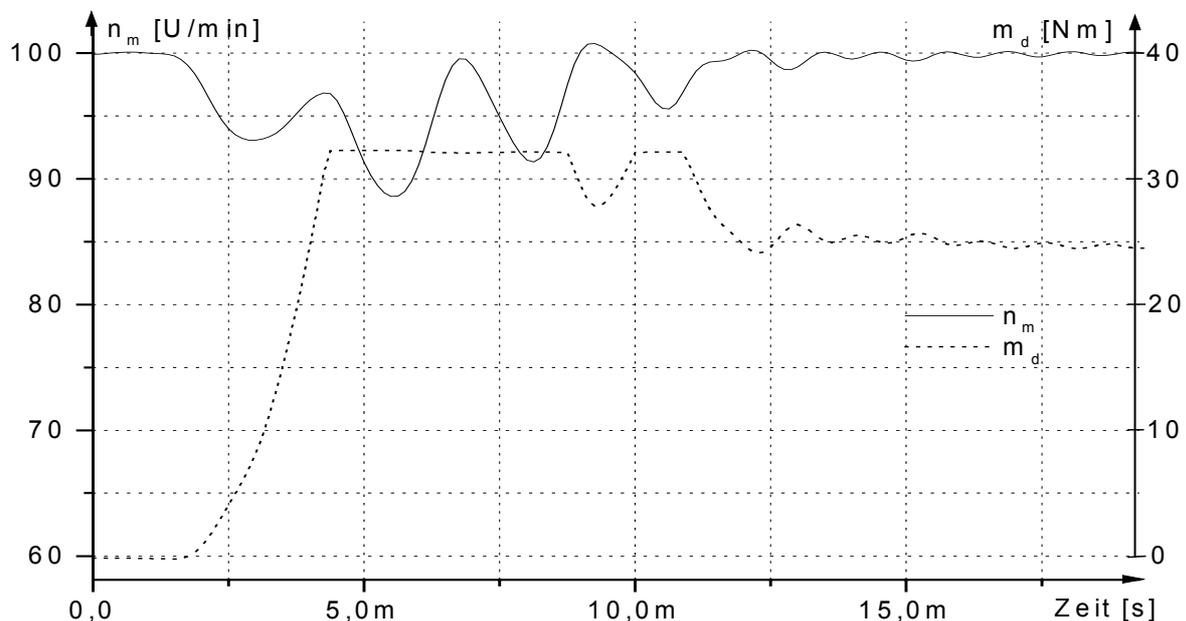


Abb. 7.26: Lastsprung von 0 auf 25 Nm

Man erkennt in Abb. 7.26, dass der Zustandsregler selbst bei kleinen Abweichungen zwischen dem Drehzahlsoll- und -istwert schnell mit dem maximalen Stellmoment reagiert und die Störung zügig ausregelt. Die hierbei auftretenden mechanischen Schwingungen können aufgrund der fehlenden Stellreserve nicht bedämpft werden. Der mit der Polvorgabe nachoptimierte Zustandsregler zeigt im Vergleich zum Riccati-Regler eine höhere Dynamik aber auch eine erhöhte Systemunruhe. Zusammenfassend kann gesagt werden, dass es möglich ist, mit einem Zustandsregler dieses System sehr gut und sehr dynamisch zu regeln.

Beim vorliegenden System treten bei bestimmten Polkonfigurationen Probleme mit der Stabilität der Zustandsregelung auf. Die Regelung zeigt trotz der Wahl stabiler Pole ein instabiles Verhalten, z. B. wenn alle Pole auf der negativen reellen Achse liegen. Dies wird durch die Stellgrößenbeschränkung verursacht. Das System wird bei Erreichen der Stellgrößenbeschränkung nichtlinear und die vorher gemachten Aussagen über die Stabilität verlieren ihre Gültigkeit. Es kann sogenanntes „Stellgliedflattern“ auftreten, d. h. der Regler gibt so große Ausgangswerte vor, dass das Stellglied von einer Begrenzung zur anderen schwingt. Dieses Verhalten sieht man schon deutlich in der Simulation. Bei Auftreten von Stabilitätsproblemen im Bereich der Stellgrößenbeschränkung muss versucht werden, die Stellgliedbeanspruchung zu senken, um wieder zu einem stabilen Verhalten der Regelung zu gelangen. Dies kann beim Riccati-Entwurf durch eine stärkere Gewichtung der Stellgröße erfolgen oder bei der Polvorgabe durch eine Verschiebung der Pole nach rechts. Die noch verbleibenden Probleme, z. B. der Robustheit und der Schwingungsbedämpfung bei Erreichen der Stellgrößenbeschränkung, werden in den folgenden Kapiteln behandelt.

### 7.2.4 Entwurf der Zustandsregelung auf Robustheit

Bei der Auslegung eines Zustandsreglers sind viele Dinge zu beachten. Dazu zählt auch die Robustheit bezüglich Parametervariationen oder falscher Parameter des Reglers und des Beobachters. Robust bedeutet in diesem Zusammenhang, dass bestimmte Regeleigenschaften auch bei erlaubten Streckenunsicherheiten noch erhalten bleiben. Mathematisch ausgedrückt lautet dies:

Es sei

$$\dot{\underline{x}}(t) = f(\underline{x}(t), u(t), \underline{q}, \underline{R}) \quad (7.15)$$

die allgemeine Darstellung eines Systems im Zustandsraum.

$$\underline{q} = (q_1, q_2, q_3, \dots, q_l)^T$$

ist ein Parametervektor, bei dem jeder Parameter  $q_n$  in einem Unsicherheitsintervall

$$q_n \in [q_n^-, q_n^+] \\ n = 1, \dots, l$$

liegt. Dieser Parametervektor spannt einen  $l$ -dimensionalen Raum  $\underline{Q}$  auf. Weist die Regelung für alle möglichen Parameterwerte aus diesem Raum  $\underline{Q}$  noch gewisse Eigenschaften - wie z. B. Stabilität auf - so nennt man den Regler robust. Hierbei wird der Regler bei Parameteränderungen nicht nachgeführt, sondern es wird ein fest eingestellter Regler verwendet.

Falls die Parameter der realen Strecke nicht mit den Parametern beim Beobachterentwurf übereinstimmen, ist das Separationstheorem verletzt. Dies wird im Anhang A12 hergeleitet.

Das Separationstheorem gilt auch bei exakt bekannten Parametern nur, solange keine zusätzlichen Glieder mit Zeitverhalten - z. B. Integrierer um eine bleibende Abweichung zwischen Beobachter und wahrer Strecke zu vermeiden - in der Beobachterrückführung auftreten. Ansonsten wird die  $\underline{A}$ -Matrix des Beobachters erweitert und stimmt nicht mehr mit der  $\underline{A}$ -Matrix der Strecke überein, was zur Aufhebung des Separationstheorems führt. Beim praktischen Entwurf hat das Hinzufügen des Integralanteils im Beobachter nur eine unwesentliche Verschiebung der Pole des Reglers und des Beobachters beim Zusammenschalten bewirkt.

Viel gravierender sind hier die Auswirkungen falscher Parameter. Es kann davon ausgegangen werden, dass der Regler und der Beobachter mit den gleichen falschen Parametern ausgelegt werden. Simulationen mit leicht falschen Parametern zeigen, dass der Beobachter der eigentlich kritischere Teil bezüglich der Robustheit ist. Die folgenden Abbildungen zeigen das Verhalten der Pole von Regler und Beobachter, falls die Parameter zur Beobachter- und Reglerauslegung bis zu 5 % von den korrekten Werten der Strecke abweichen. Die mit einem Kreis gekennzeichneten Werte entsprechen den korrekten Polen, die mit einem Kreuz gekennzeichneten Pole sind die Abweichungen bei + / -5 %. Als Ausgangspollage wurde der mit der Polvorgabe in Kapitel 7.2.3 ermittelte Entwurf genommen. Die Abweichungen wurden für die Darstellung logarithmisch erhöht.

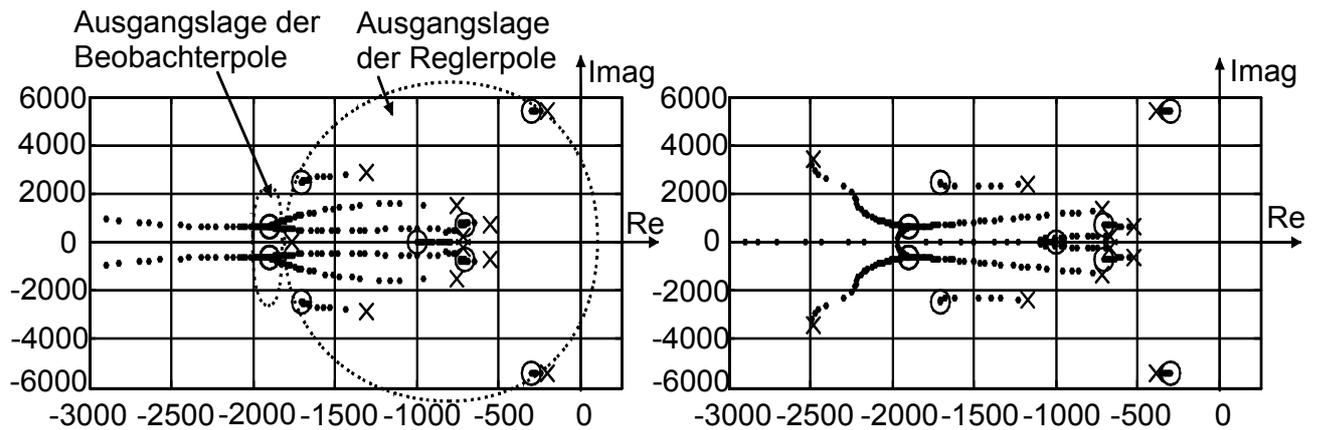


Abb.7.27 :  $\Theta_1$  der realen Strecke ist bis zu 5 % größer (links) als beim Reglerentwurf und bis zu 5 % kleiner (rechts) als beim Regler- und Beobachterentwurf

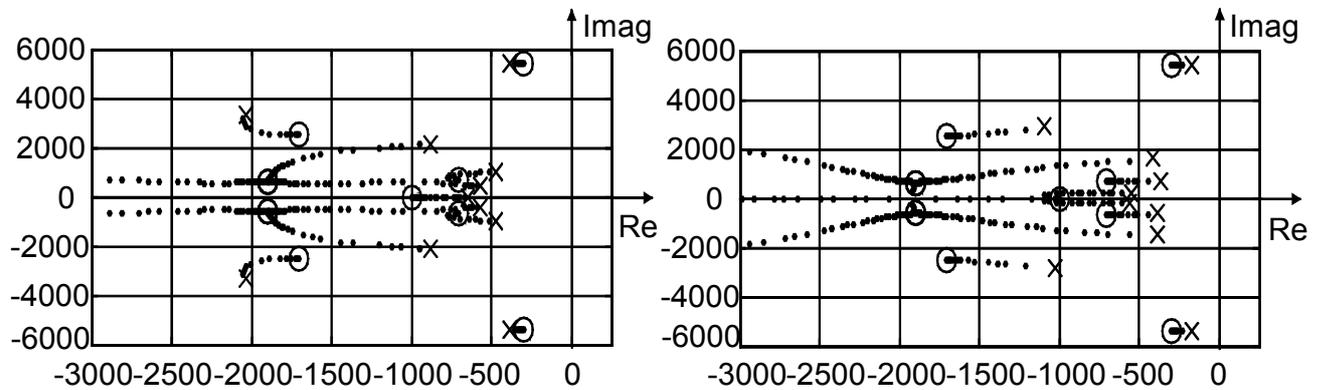


Abb.7.28 :  $\Theta_2$  der realen Strecke ist bis zu 5 % größer (links) als beim Reglerentwurf und bis zu 5 % kleiner (rechts) als beim Regler- und Beobachterentwurf

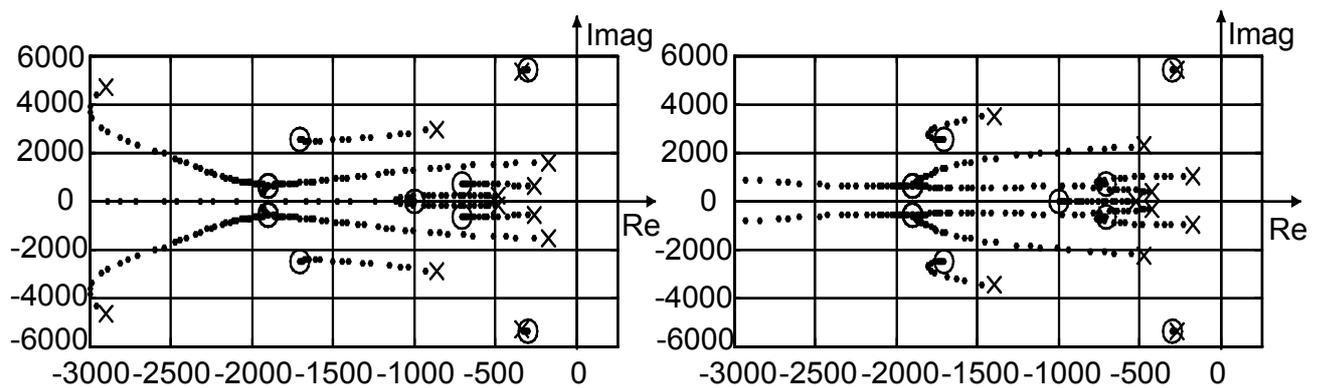


Abb.7.29 :  $\Theta_3$  der realen Strecke ist bis zu 5 % größer (links) als beim Reglerentwurf und bis zu 5 % kleiner (rechts) als beim Regler- und Beobachterentwurf

Als Folgerung daraus ergibt sich, dass beim Entwurf eines robusten Reglers der Beobachter mitentworfen werden muss. Das zu entwerfende System ist nun 13. Ordnung und wird auf der folgenden Seite dargestellt.

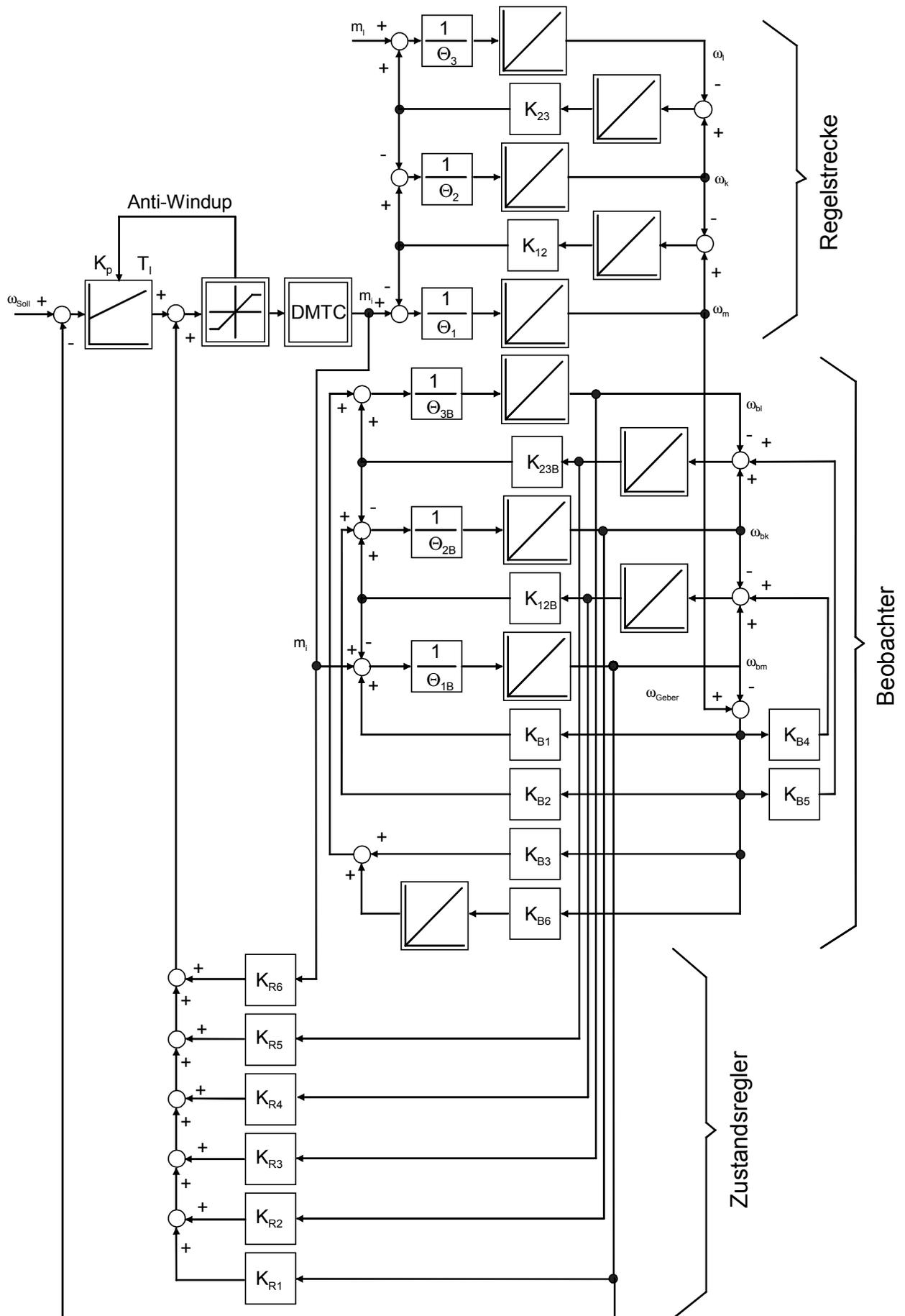


Abb. 7.30: Strukturbild von Regler, Regelstrecke und Beobachter

Bevor ein robuster Entwurf vorgenommen werden kann, muss natürlich die Parameterunsicherheit grob bekannt sein. Im Fall einer so hochdynamischen Regelung sind keine großen Parameterunsicherheiten zulässig, bzw. schon kleine Parameterfehler von ca. 5 % führen zu deutlichen Abweichungen zwischen berechneter und realer Pollage. Die Schätzung der Parameter in [Mül01] und [Mül02] für die verwendete Anlage erfolgt mit einer Genauigkeit von ca. 5 %. Diese Genauigkeit wird im Folgenden als Worst-Case-Abweichung angenommen.

Neben den strukturierten Unsicherheiten, d. h. die Struktur der Strecke ist bekannt und nur deren genaue Parameter sind es nicht, können auch unstrukturierte Unsicherheiten, bei welchen nichts Genaues über die Ursache der Modellunsicherheit bekannt ist, die Regelung negativ beeinflussen [Mül96]. Zu den unstrukturierten Unsicherheiten zählen nichtmodellerte Resonanzstellen des mechanischen Systems oder ein nichtideales Verhalten des Stellglieds. Es gibt nun verschiedene Regler- und Beobacherauslegungsarten, um das System robust gegen die verschiedenen Unsicherheiten zu machen. Bei strukturierten Unsicherheiten sind Algorithmen, welche die Pollage für bestimmte kritische Parametersätze optimieren [Föl94], bei unstrukturierten Unsicherheiten ist ein  $H_\infty$ -Entwurf sinnvoll anwendbar.

#### 7.2.4.1 Entwurf eines gegen falsche Streckenparameter robusten Systems

Zur Auslegung des Reglers und des Beobachters müssen die genauen Parameter bekannt sein. Im vorliegenden Fall sind die ermittelten Parameter aber mit einer Unsicherheit von  $+ / - 5\%$  behaftet [Mül02]. Diese werden mangels genauerer Parameter zur Regler- und Beobacherauslegung verwendet und es wird dann untersucht, ob die Regelung im Unsicherheitsbereich gewisse Eigenschaft behält, also robust ist.

In [Föl94] wird vorgeschlagen, die Optimierung des Reglers auf Robustheit durch eine Reduktion des Problems des kontinuierlichen möglichen Parameterbereichs auf ein Multi-Modell-System zu vereinfachen, d. h. statt des kontinuierlichen Bereichs werden nur mehrere diskrete Parametersätze (mehrere Modelle) - möglichst die kritischsten - bei der Regler- und Beobacherauslegung auf Robustheit betrachtet. Es wird eine Regler- und Beobacherauslegung mit einem Probiervorgehen gesucht, welche für alle diskreten Parametersätze die Lage der Pole in einem gewissen vorgegebenen Gebiet garantiert. Hierzu wird eine Straffunktion für Pole außerhalb des zulässigen Bereichs verwendet. Ein Problem des Verfahrens ist: Es setzt ohne mathematische Kontrolle voraus, dass die gewählten diskreten Parametersätze wirklich die kritischsten sind und dass nicht bei bestimmten Reglerauslegungen vielleicht andere nicht benutzte Parametersätze aus dem möglichen Parameterraum kritischer sind. Die Bilder der Polverschiebung in Abb. 7.27, 7.28 und 7.29 legen den Schluss nahe, dass die verwendeten Parametersätze – hier wurden Sätze mit allen Kombinationen der maximalen Abweichungen der Massenträgheiten von 5% und den als korrekt angenommenen Parametern mit den zugehörigen Federkonstanten gewählt - die kritischsten sind.

Um den Regler und den Beobachter auf Robustheit zu optimieren, wird immer ein Pol oder ein Polpaar bei korrektem Parametersatz pro Schritt um einen definierten Betrag in eine bestimmte Richtung verschoben. Bei der Auslegung des Zustandsreglers mit der Polvorgabe hat es sich als günstig erwiesen, die Schwingerpole der Strecke durch den Zustandsregler nur parallel zu der reellen Achse zu verschieben und nicht die Frequenz zu ändern, um mit einer möglichst geringen Stellgröße auszukommen. Dies wird auch hier beibehalten:

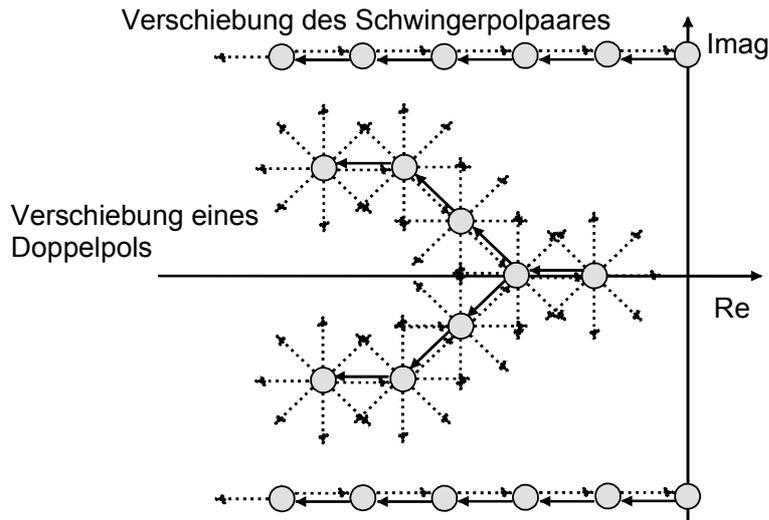


Abb. 7.31: Arten der Verschiebung für die einzelnen Pole (gestrichelt: mögliche Verschiebungen, durchgezogen: wirklich durchgeführte Verschiebungen)

Es soll als nächstes der Bereich, in welchem die Pole des Systems für alle möglichen Kombinationen der Streckenparameter liegen sollen, erläutert werden. Einmal soll ein Mindestabstand von der Imaginärachse eingehalten werden und beim zweiten Versuch soll sowohl ein Mindestabstand von der Imaginärachse als auch eine verbesserte Dämpfung und Dynamik bei niederen Frequenzen erreicht werden. Im Folgenden sind der erwünschte und der verbotene Polbereich dargestellt:

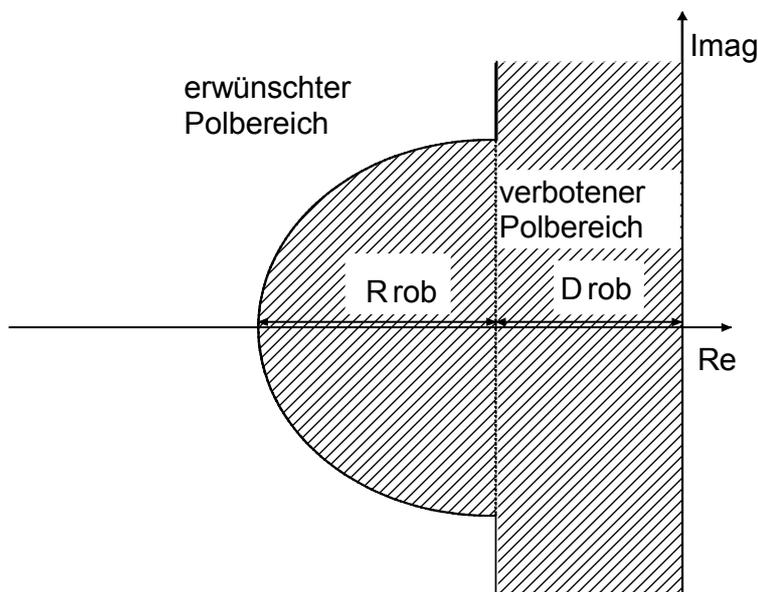


Abb. 7.32: Gewünschter Polbereich der Regelung mit minimalem Abstand zur Imaginärachse und guter Dämpfung im Bereich niedriger Frequenzen

Als Mindestabstand  $D_{rob}$  wurde 200 und als Kreisradius  $R_{rob}$  170 gewählt.

Als Kriterium zur Selektion wird ähnlich wie in [Föl94] eine Exponentialfunktion verwendet. Das Kriterium für die Einhaltung eines Mindestabstands der Pole  $\underline{p}(X)$  zur Imaginärachse lautet somit:

$$K_1 = \sum_{X=1}^{\max Pole} e^{(K_{F1} \cdot (\text{Real}(\underline{p}(X)) + D_{rob}))} \quad (7.16)$$

und das kombinierte Kriterium

$$K_2 = \sum_{X=1}^{\max Pole} (e^{(K_{F1} \cdot (\text{Real}(P(X)) + D_{rob}))} + e^{(-K_{F2} \cdot (|P(X) + D_{rob}| - R_{rob}))}) \quad (7.17)$$

Über die Faktoren  $K_{F1}$  und  $K_{F2}$  können die beiden Anteile des Kriteriums gewichtet werden. Dieses Kriterium hat den Vorteil, dass ein kleinerer Rückgabewert immer auf eine Verbesserung der Pollage von  $\underline{P}(X)$  deutet.

Es soll nun der gesamte Optimierungsalgorithmus dargestellt werden:

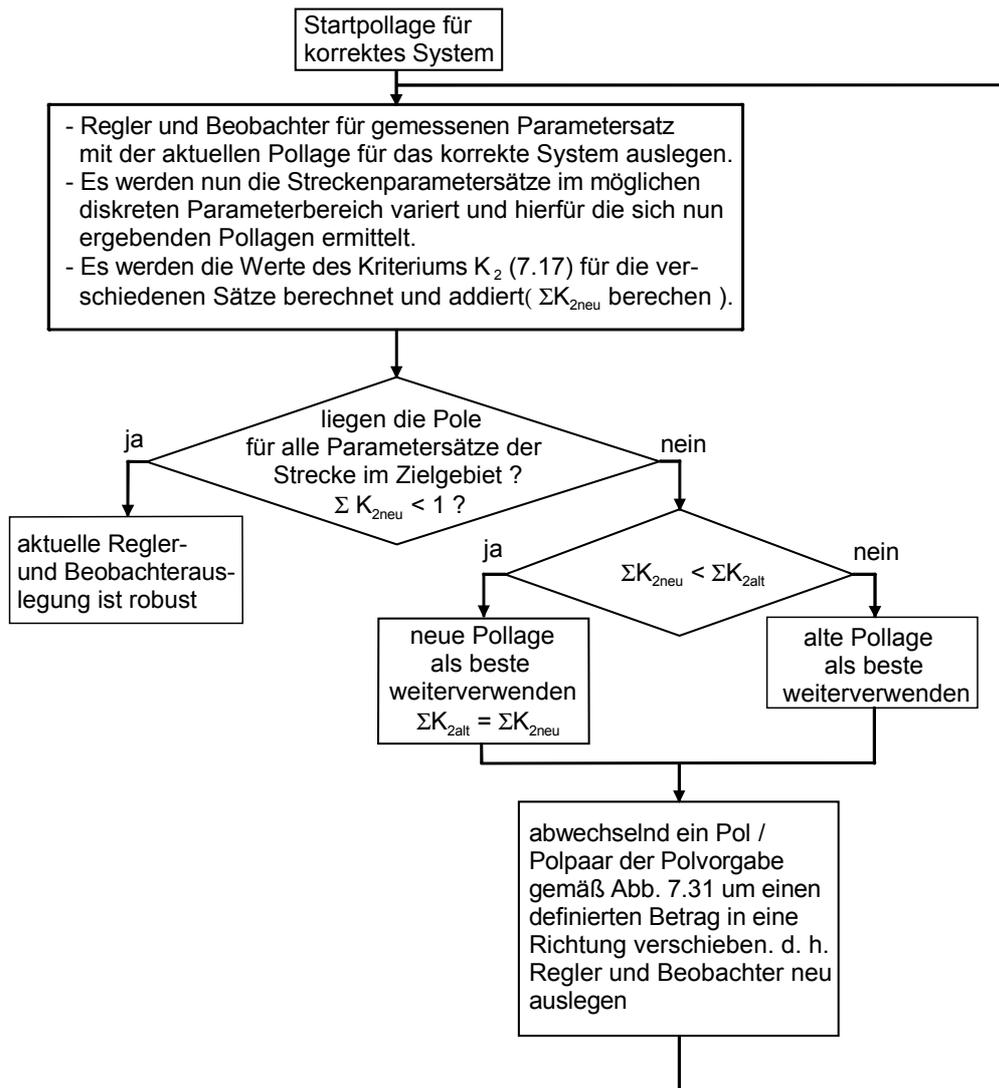


Abb. 7.33: Ablaufplan des Optimierungsvorgangs

Es wird von einem gemessenen oder sonst wie ermittelten Parametersatz ausgegangen und mit diesem der Regler und der Beobachter für eine Startpollage ausgelegt. Dann wird mit Hilfe des Kriteriums (7.17) untersucht, ob die Pole des gesamten Systems für alle möglichen Parametersätze für die Strecke im gewünschten Polbereich (Abb. 7.32) liegen. Hierbei werden die Regler- und Beobachterausslegung mit den gemessenen Parametern auf die möglichen verschiedenen Streckenkonfigurationen angewendet und die Ergebnisse von  $K_2$  aufsummiert. Falls die Pole bei allen möglichen Streckenparameterabweichungen im Zielgebiet liegen, wird der Algorithmus abgebrochen, das System ist robust. Falls nicht, wird die Pollage des

Systems für den korrekten Parametersatz gemäß Abb. 7.31 geändert und mit dieser neuen Pollage dann mit dem Kriterium (7.17) und der Summenbildung über die  $K_2s$  für den möglichen Parameterbereich untersucht, ob das System nun robust ist oder wenigstens näher am gewünschten Polgebiet (Abb. 7.32) liegt. Es wird dann die bessere Pollage gespeichert und iterativ so lange fortgefahren, bis die Pole für alle möglichen Parametervariationen im Zielbereich liegen. Es wird hierbei pro Variationsschritt nur ein Pol oder ein Polpaar des Systems verändert.

Es findet also immer eine Mutation statt. Mit einem Kriterium wird dann selektiert, ob sie besser oder schlechter als die bisherige beste Pollage ist und die schlechtere wird verworfen. Deshalb kann der Algorithmus auch als eine Art genetischer Optimierungsalgorithmus angesehen werden.

Dieses Verfahren hat allerdings auch Nachteile. Es ist nicht zur generellen Polvorgabe geeignet, sondern nur zur Nachoptimierung von vorgegebenen Polen. Der Grund hierfür liegt in möglichen lokalen Minima im Polbereich. Der Algorithmus könnte natürlich so erweitert werden, dass bei Erreichen eines lokalen Minimums, bei welchem noch nicht alle Pole im Zielbereich liegen, die Sprungweite so lange erhöht wird, bis das nächste Maximum überschritten wird. Dies erscheint aber nicht sinnvoll, da dann die Rechenzeit erheblich ansteigt und oftmals Pole mit sehr kleinen Realteilen auftreten. Die Startwerte der Pole sollten auf jeden Fall so gewählt werden, dass sie mit korrekten Parameterwerten zur Reglerauslegung im gewünschten Gebiet liegen.

Ein anderer Nachteil des Verfahrens ist, dass das DMTC-Verfahren nur als Näherung betrachtet werden kann. Eine Analyse auf Robustheit der Regelung gegen ein nicht exakt modelliertes Drehmomentregelverfahren ist leider nicht möglich. Diese Untersuchung kann nur mittels Simulation mit Berücksichtigung der Drehmomentregelung durchgeführt werden. Das Verfahren berücksichtigt keine Stellgrößenbeschränkung. Die ermittelte Pollage muss noch mit einer Simulation auf Stabilitätsprobleme aufgrund der Stellgrößenbeschränkung untersucht werden.

Der Algorithmus lieferte bei 5 % Maximalabweichung der Massenträgheiten eine Pollage für die Regler- und Beobachtersauslegung von

-1965.00 + / - 494.00i	(Beobachterpole)	( -1900.00 + / - 624.00i	(Kap. 5.3))
-1965.00 + / - 559.03i		( -1900.00 + / - 624.00i	(Kap. 5.3))
-1965.00 + / - 558.97i		( -1900.00 + / - 624.00i	(Kap. 5.3))
-370.04 + / - 5276.38i	(Schwingerpole)	( -300.00 + / - 5391.00i	(Kap. 7.2.3))
-1770.00 + / - 2502.10i		( -1700.00 + / - 2491.00i	(Kap. 7.2.3))
-1070.00	(Dynamikpole)	( -1000.00	(Kap. 7.2.3))
-765.00 + / - 630.00i		( -707.00 + / - 707.00i	(Kap. 7.2.3))

Hierbei wurden die Pole aus Kapitel 7.2.3 als Startwerte für den Regler und die aus Kapitel 5.3 als Startwerte für den Beobachter genommen. Die Werte wurden durch den Algorithmus nur noch geringfügig verändert, so dass auch der ursprüngliche Entwurf als relativ robust angesehen werden kann. Bei einem auf 150 verringerten Mindestabstand zur Imaginärachse  $D_{rob}$  erfüllt auch die ursprüngliche Polkonfiguration die Robustheitsanforderungen.

Das folgende Bild zeigt die Simulation eines Drehzahlsprungs von 0 auf 100 U/min und eines anschließenden Lastsprungs auf 25 Nm bei der oben genannten Pollage und korrekt angenommenen Streckenparametern bei der Regler- und Beobachtersauslegung.

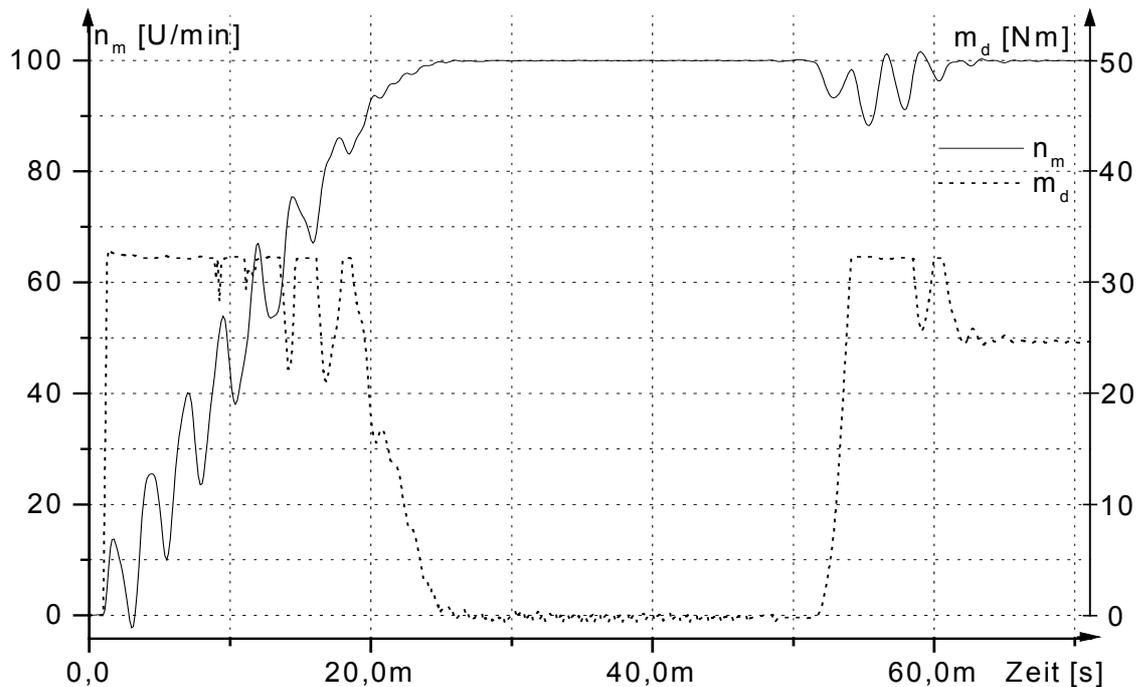


Abb. 7.34: Drehzahl und Drehmomentverlauf bei Simulation eines Sprungs der Soll-drehzahl bei 1 ms von 0 auf 100 U/min und eines Lastsprungs bei 51 ms von 0 auf 25 Nm

Ein großer Vorteil dieses Algorithmus ist, dass sowohl über die Vorgabe der Startpole als auch über die Einschränkung der Polverschiebungsrichtungen Einfluss auf die Lage der robusten Pole genommen werden kann. Somit kann ein robuster Entwurf mit einem Entwurf auf eine bestimmte Dynamik kombiniert werden. Es ist aber auch möglich einen Entwurf nachträglich auf Robustheit zu untersuchen.

### 7.2.4.2 Entwurf eines robusten Reglers durch Minimierung von Normen bei unstrukturierten Unsicherheiten

Die moderne Regelungstheorie befasst sich intensiv mit dem Entwurf robuster Regelungen [Mül96], [Mül93], [Mat92], [Chr97]. Ein gängiges Entwurfsverfahren ist der  $H_\infty$ -Entwurf, welcher ein zeitinvariantes lineares System anhand des  $\|\underline{G}(j\omega)\|_\infty$ -Gütekriteriums optimiert.

Die Optimierung erfolgt durch eine Minimierung der  $H_\infty$ -Norm mit folgender Form:

$$\|\underline{G}\|_\infty = \sup_{\omega} \bar{\sigma}[\underline{G}(j\omega)] \quad (7.18)$$

Hierbei ist  $\bar{\sigma}$  der größte singuläre Wert der Übertragungsfunktion  $\underline{G}(j\omega)$ . Eine einfache Berechnung von  $\bar{\sigma}$  ergibt sich bei Mehrgrößensystemen im Zustandsraum, wie sie im Folgenden betrachtet werden sollen. Mit  $\underline{G}$  als entsprechend zu  $\underline{G}(j\omega)$  gehörender Systemmatrix ergibt sich:

$$\bar{\sigma} = \sqrt{\lambda_{\max}[\underline{G}^* \underline{G}]} \quad (7.19)$$

$\lambda_{\max}[\underline{G}]$  steht hierbei für den maximalen Eigenwert der Matrix  $\underline{G}$  und  $\underline{G}^*$  für die konjugiert komplexe Transponierte von  $\underline{G}$ .

Der größte singuläre Wert stellt die maximale Verstärkung eines Eingangsvektors bei Multiplikation mit der Matrix  $\underline{G}(j\omega)$  dar.

Es wird also die maximale Verstärkung der Übertragungsfunktion oder der Systemmatrix auf einen möglichst kleinen Wert hin optimiert. Die Berechnungen hierzu können numerisch mit [Mat92] vorgenommen werden.

Häufiges Anwendungsgebiet für  $H_\infty$ -Regler ist die Luft- und Raumfahrttechnik bzw. die Flugdynamikregelung [Mat92] und die Verfahrenstechnik [Rai92].

Bei diesem Entwurf werden normalerweise nur unstrukturierte multiplikative Streckenunsicherheiten berücksichtigt. In [Pet01] wird ein  $H_\infty$ -Reglerentwurf zur Stabilisierung eines Zweimassenschwingers mit Lose verwendet. Es wird ein sogenannter Mixed-Sensitivity-Entwurf im Zustandsraum vorgenommen. Hierbei wird anhand von Gewichtsfunktionen ein geeigneter Regler entworfen. Dieser Regler hat selbst wiederum mindestens so viele eigene interne Zustände wie die Strecke und ein Eingangssignal – hier die Differenz zwischen der Soll- und Ist Drehzahl der Antriebsmaschine – und ein Ausgangssignal – hier das Sollmoment. Für die Nachbildung der Streckenzustände wird dann kein Beobachter wie bei einem gewöhnlichen Zustandsregler mehr benötigt. Dieses Entwurfsschema soll im Folgenden näher untersucht und auf den Dreimassenschwinger angewendet werden. Die Regelung soll aus einer Streckenübertragungsfunktion  $F_S$  und einer Reglerübertragungsfunktion  $F_R$  bestehen:

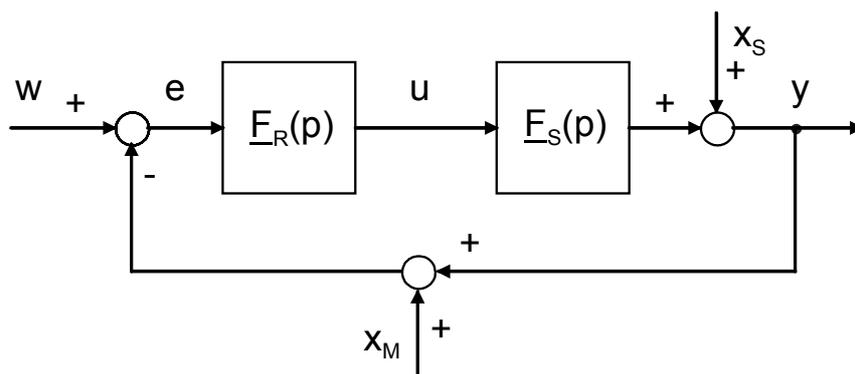


Abb. 7.35: Regelkreis mit Angriffspunkten der Störgrößen

Hierbei treten zwei wichtige Übertragungsfunktionen auf:  
Die Empfindlichkeitsfunktion

$$\underline{S} = \frac{\underline{Y}}{\underline{X}_S} = [\underline{I} + \underline{F}_S \cdot \underline{F}_R] \quad (7.20)$$

und die komplementäre Empfindlichkeitsfunktion

$$\underline{T} = \frac{\underline{Y}}{\underline{W} - \underline{X}_m} = (\underline{I} + \underline{F}_S \cdot \underline{F}_R)^{-1} \cdot \underline{F}_S \cdot \underline{F}_R = \underline{I} - \underline{S} \quad (7.21)$$

Dieses System wird einer linearen Fractionaltransformation [Chr97] unterworfen und um die frequenzabhängigen Gewichte  $\underline{W}_1$ ,  $\underline{W}_2$  und  $\underline{W}_3$  wie folgt erweitert:

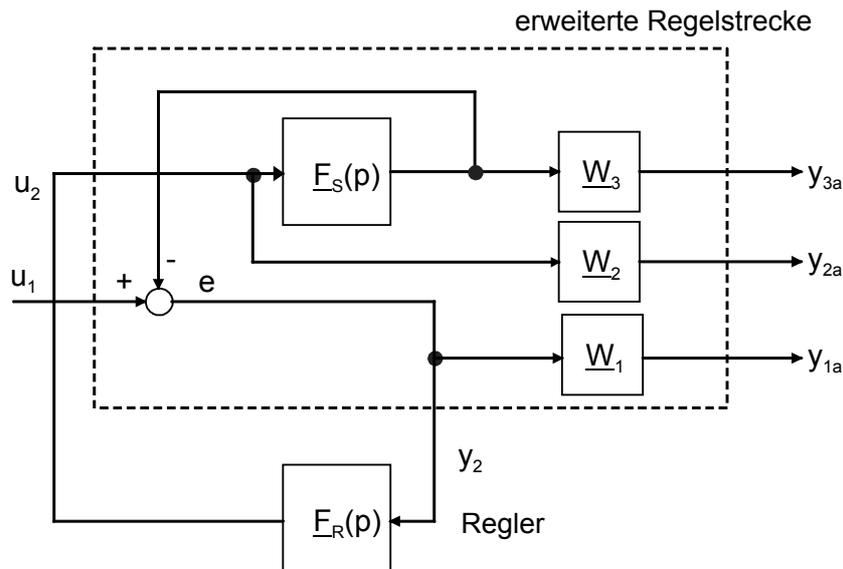


Abb. 7.36: Um die Gewichtsfunktionen erweiterte Regelung nach der Fraktionaltransformation

Die Reglerauslegung wird nun über die Wahl der Gewichtsfunktionen  $\underline{W}_1$ ,  $\underline{W}_2$  und  $\underline{W}_3$ , die frequenzabhängige Übertragungsfunktionen sein können, beeinflusst. Der Mixed-Sensitivity-Entwurf heißt so, weil hierbei versucht wird, den Regler auf mehrere Eigenschaften hin zu optimieren. Zuerst sollen aber die gewünschten Eigenschaften für den nominellen Fall, d. h. es gibt keine Streckenunsicherheiten, aufgeführt werden [Chr97], [Rai92]:

- Der Regler soll den Regelkreis stabilisieren. Dies bedeutet die Übertragungsfunktionen  $\underline{S}(p)$  und  $\underline{T}(p)$  müssen stabil sein.
- Der Regler soll im Nutzfrequenzbereich  $\Omega_N$  ein gutes Führungsverhalten garantieren und weitgehend Ausgangsstörungen unterdrücken:

$$\bar{\sigma}[\underline{S}(j\omega)] \ll 1, \omega \in \Omega_N \quad (7.22)$$

- Der Regler soll natürlich den Einfluss von Messrauschen und am Streckeneingang angreifenden Störungen in den Frequenzbereichen  $\Omega_M$  und  $\Omega_S$  auf die Regelgröße minimieren:

$$\bar{\sigma}[\underline{T}(j\omega)] \ll 1, \omega \in \Omega_M \quad (7.23)$$

$$\bar{\sigma}[\underline{S}(j\omega)\underline{F}_s(j\omega)] \ll 1, \omega \in \Omega_S \quad (7.24)$$

- Da nur eine beschränkte Stellgröße zur Verfügung steht, muss die nötige Stellgröße minimiert werden. Dies entspricht einer Beschränkung von:

$$\bar{\sigma}[\underline{F}_R(j\omega) \cdot \underline{S}(j\omega)]$$

Betrachtet man nun die einzelnen Forderungen, so stellt man fest, dass die Optimierung von  $\underline{S}(j\omega)$  der von  $\underline{T}(j\omega)$  entgegenwirkt. Ein Ausweg stellt die Optimierung der verschiedenen Übertragungsfunktionen in verschiedenen Frequenzbereichen dar [Chr97]. Es wird  $\underline{S}(j\omega)$  im niedrigen Frequenzbereich optimiert und  $\underline{T}(j\omega)$  im höheren. Bei niedrigeren Frequenzen soll ein gutes Führungsverhalten erreicht werden und bei

hohen Frequenzen eine gute Dämpfung der am Streckeneingang angreifenden Störeinflüsse und des Messrauschens.

Beim vorliegenden Entwurf können multiplikative Modellungenauigkeiten berücksichtigt werden:

$$\underline{E}_S = \underline{E}_{S0} \cdot (\underline{I} + \underline{\Delta}_M) \quad (7.25)$$

Hierbei stellt  $\underline{E}_{S0}$  die nominelle Strecke und  $\underline{\Delta}_M$  die multiplikative Ungenauigkeit dar. Damit auch das Regelungssystem mit eingeschränkten multiplikativen Modellfehlern noch robust stabil ist, muss das Kleinsignal-Theorem erfüllt sein. Dies lautet für Mehrgrößenregelungen:

$$\|\underline{\Delta}_M \underline{T}(j\omega)\|_\infty < 1 \quad (7.26)$$

Beim Mixed-Sensitivity-Entwurf wird die Optimierung der Übertragungsfunktionen in verschiedenen Frequenzbereichen über die Vorgabe der Gewichtsfunktionen  $\underline{W}_1$ ,  $\underline{W}_2$  und  $\underline{W}_3$  als frequenzabhängige Funktionen vorgenommen.

Somit ergibt sich als Gesamtoptimierungsproblem beim Mixed-Sensitivity-Entwurf [Chr97]:

$$\left\| \begin{array}{l} \underline{W}_1(j\omega) \cdot \underline{S}(j\omega) \\ \underline{W}_2(j\omega) \cdot \underline{F}_R(j\omega) \cdot \underline{S}(j\omega) \\ \underline{W}_3(j\omega) \cdot \underline{T}(j\omega) \end{array} \right\|_\infty \leq 1 \quad (7.27)$$

Die Gewichtsfunktion  $\underline{W}_1(j\omega)$  bewertet das Führungsverhalten,  $\underline{W}_2(j\omega)$  die Stellgliedbelastung und mit  $\underline{W}_3(j\omega)$  muss die multiplikative Modellunsicherheit bewertet werden.

Die Gewichtsfunktionen wurden folgendermaßen gewählt:

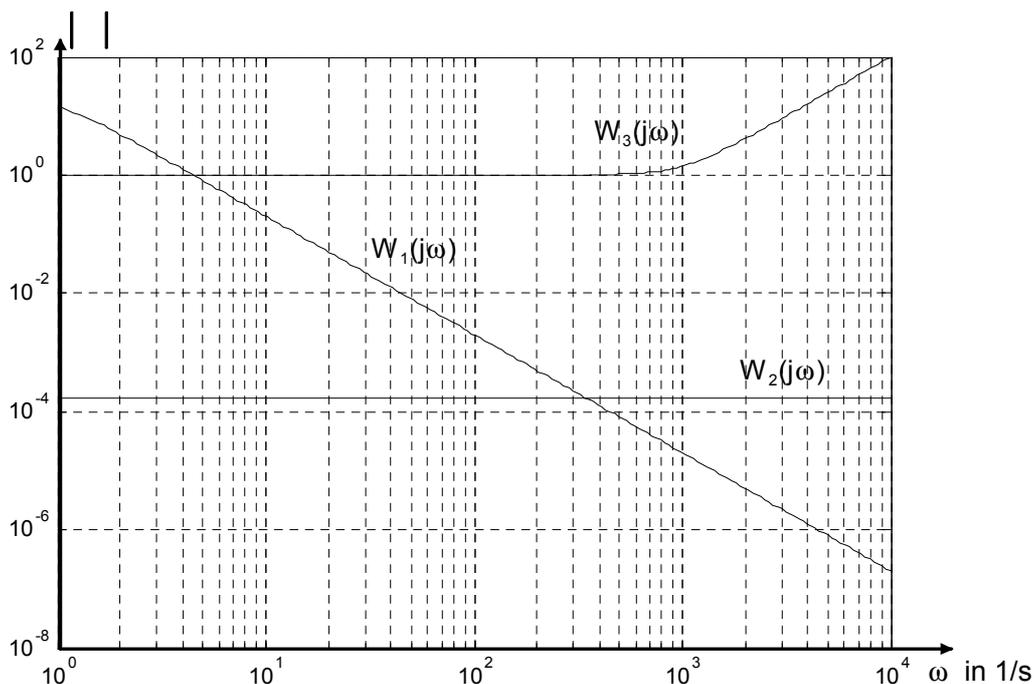


Abb. 7.37: Betrag der Gewichtsfunktionen  $\underline{W}_1$ ,  $\underline{W}_2$  und  $\underline{W}_3$  über der Frequenz

Um einen erfolgreichen  $H_\infty$ -Reglerentwurf durchführen zu können, muss die Regelstrecke noch entsprechend aufbereitet werden. Das Stellglied, hier das DMTC-Verfahren mit dem Umrichter und dem elektrischen Teil der Maschine, wird durch ein  $PT_1$ -Glied berücksichtigt und zur Strecke gezählt. Die numerische Berechnung mit [Mat92] fordert, dass die Übertragungsfunktion der Strecke keine Zähler- oder Nennernullstellen auf der imaginären Achse hat. Um dies zu erreichen, wird eine sehr schwache mechanische Dämpfung der Schwingung, wie sie real auch vorhanden ist, im Streckenmodell eingeführt. Um auch die Nennernullstelle im Nullpunkt der komplexen Ebene vom integralen Streckenverhalten zu eliminieren, wird einfach eine negative Rückführung der Drehzahl auf das Sollmoment eingeführt. Diese ergibt einen zusätzlichen Proportionalanteil, der im Regler realisiert werden muss, aber für den  $H_\infty$ -Entwurf zur Strecke gezählt werden kann. Mit diesem Vorgehen umgeht man geschickt die Problematik der Einführung einer bilinearen Transformation und die Notwendigkeit einer speziellen Wahl des Gewichts  $W_3$  [Mat92], um die Zähler- und Nennernullstellen zu eliminieren. Im Folgenden ist das Blockschaltbild der Strecke mit dem Drehmomentregelverfahren und der zusätzlichen Rückkopplung dargestellt:

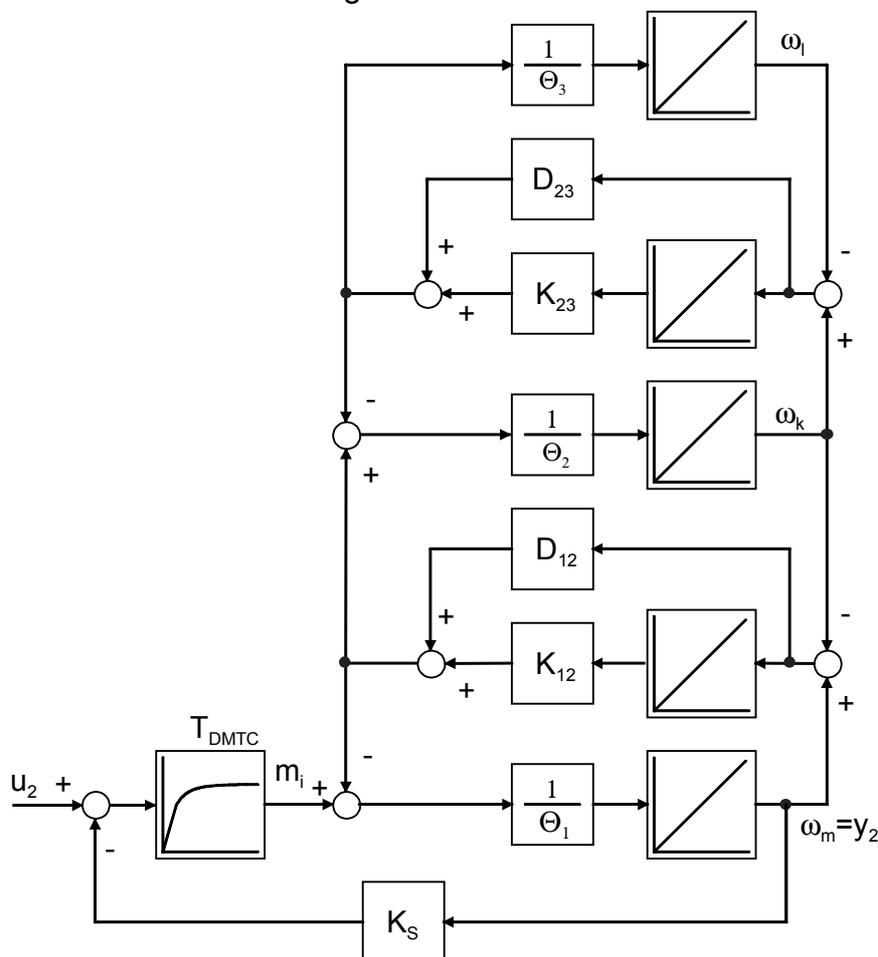


Abb. 7.38: Gesamte Strecke mit Dämpfung, Drehmomentreglung und der zusätzlichen Rückführung der Winkelgeschwindigkeit

Bei der praktischen Berechnung mit [Mat92] haben allerdings einige Randbedingungen erhebliche Probleme verursacht. Oftmals führten die gewählten Gewichtsfunktionen zu numerischen Problemen, nichtstabilen Reglern oder waren aus anderen Gründen nicht realisierbar. Die gefundenen stabilen Regler haben 7. und 9. Ordnung, das Gesamtsystem ist nun mit einem  $H_\infty$ -Entwurf mindestens 13. Ordnung.

Neben den rein rechtechnischen Problemen ist auch noch sehr schwierig, solche elementaren Dinge, wie eine gute Dämpfung der mechanischen Schwingungen, mit Gewichtsfunktionen zu beschreiben. Bei der Polvorgabe kann das einfach durch eine geschickte Verschiebung der resonanten Streckenpole nach links erfolgen. Beim  $H_\infty$ -Entwurf muss dies dann irgendwie in die Gewichtsfunktionen aufgenommen werden, was praktisch nur mit sehr großem Aufwand machbar ist.

Damit der Regler realisierbar bleibt, dürfen sich die frequenzabhängigen Durchlassbereiche von  $\underline{W}_1$  und  $\underline{W}_2$ , bzw.  $\underline{W}_3$  nicht überschneiden, da die Optimierungsziele der Übertragungsfunktionen gegensätzlich sind. Dies führt zu einer starken Verringerung der möglichen Dynamik der Führungs- und Störübertragungsfunktion der Regelung. Es muss aufgrund der Entwurfsart angenommen werden, dass der Einfluss der Parameterabweichungen zwischen der realen und der angenommenen Strecke mit der Frequenz zunimmt, bzw. dass das nichtideale Verhalten des Stellglieds mit steigender Frequenz zunimmt. Dies ist aber bei der realen Strecke nur sehr bedingt der Fall.

Die ermittelten  $H_\infty$ -Regler weisen hierbei immer noch eine bleibende Regelabweichung auf. Sie zeigen auch ein deutliches Überschwingen und eine nur relativ schwache Schwingungsdämpfung. Es tritt außerdem häufig eine Schwingneigung bei sehr niedrigen Frequenzen (unter 200 Hz) auf.

Folgende Abbildung zeigt das Regelverhalten des  $H_\infty$ -Reglers, welcher mit obigen Gewichtsfunktionen  $\underline{W}_1$ ,  $\underline{W}_2$  und  $\underline{W}_3$  ermittelt wurde:

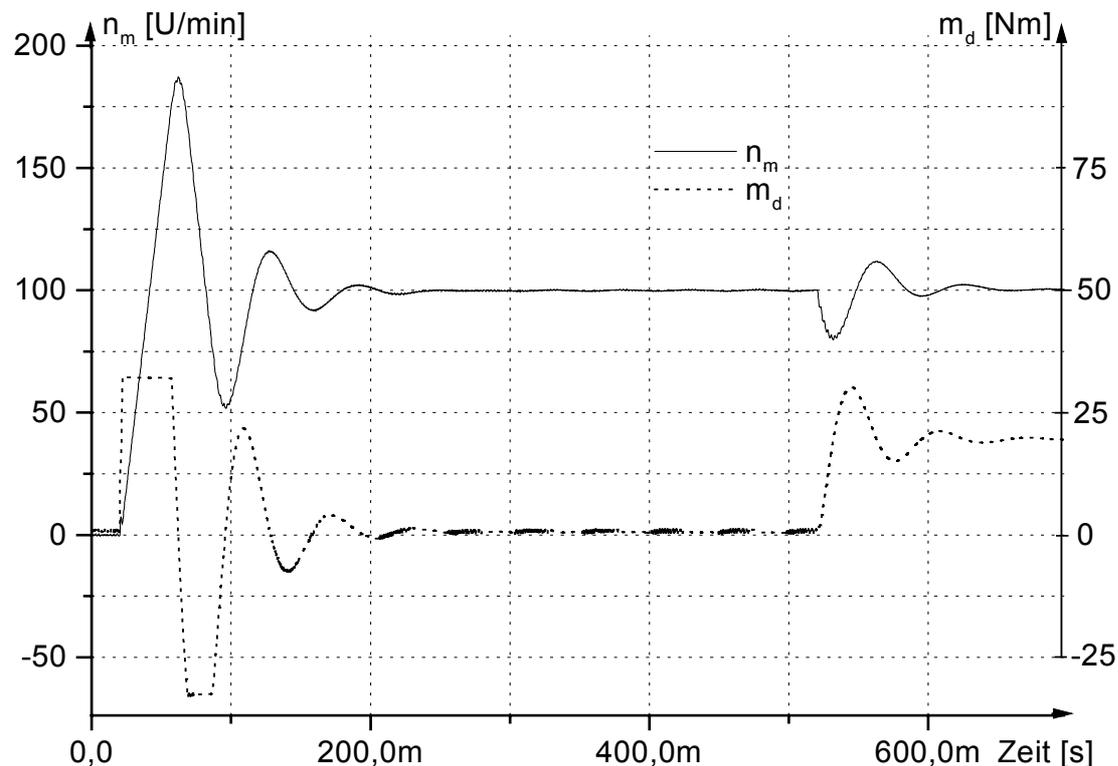


Abb. 7.39: Drehzahl und Drehmomentverlauf beim  $H_\infty$ -Regler bei einem Sollwertsprung auf 100 U/min und anschließendem Lastsprung auf 20 Nm

Da die  $H_\infty$ -Regler in der Simulation schon ein deutlich schlechteres Verhalten als die anderen Zustandsregler aufweisen, wurden sie am Teststand nicht untersucht.

### 7.2.5 Störgrößenaufschaltung beim Zustandsregler

Beim PI-Drehzahlregler konnte das Lastverhalten mit einer Störmomentaufschaltung verbessert werden. Dies legt es nahe, eine Störgrößenaufschaltung auch beim PI-Zustandsregler zu versuchen, trotz der in Kapitel 7.2 erwähnten Probleme dieser Aufschaltung.

Die folgende Darstellung zeigt die Aufschaltung des mit dem in Kapitel 5.3 beschriebenen Beobachter ermittelten Lastmoments:

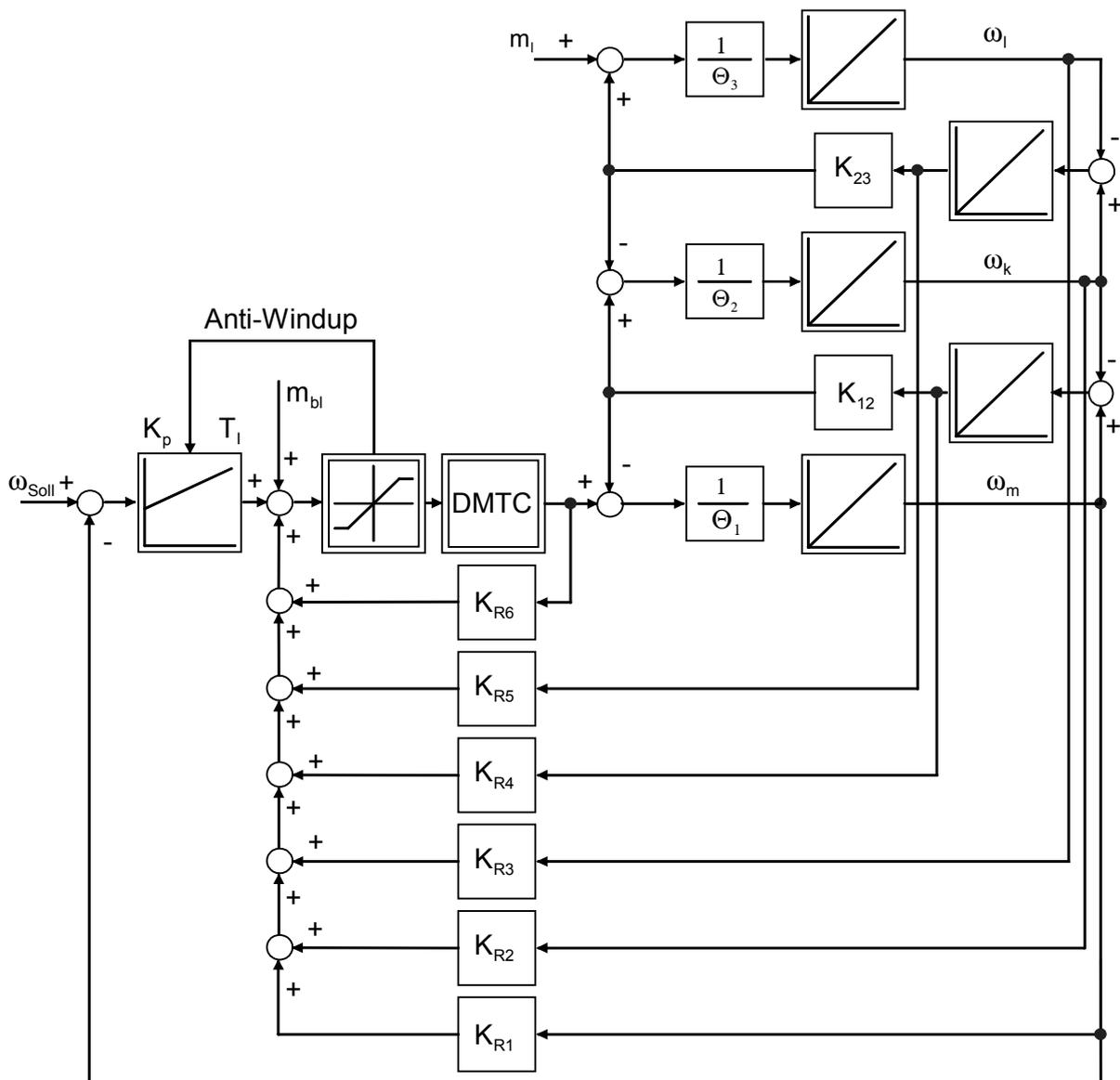


Abb. 7.40: Störgrößenaufschaltung beim PI-Zustandsregler

In der Simulation hat diese Aufschaltung nichts gebracht. Im Gegenteil, durch das nichtideale Einschwingen des beobachteten Lastmoments  $m_{bl}$  wird das Regelverhalten sogar verschlechtert [Pah01]. Selbst bei ideal ermittelbarem Lastmoment ist die Aufschaltung noch problematisch, da der Angriffspunkt des Lastmoments und des Antriebsmoments verschieden sind. In [Gos98] wird die Aufschaltung des Lastmoments mit einem für die spezielle Strecke empirisch ermittelten Faktor vorgeschlagen. Dies macht allerdings eine komplizierte Regelung noch aufwändiger. Im Folgenden wird diese Aufschaltung deshalb nicht weiter betrachtet.

### 7.2.6 Zustandsregler mit Differenzdrehzahlaufschaltung bei Auftreten der Stellgliedbegrenzung

Die Auslegung des Zustandsreglers erfolgt für ein lineares System. Die Antriebsmaschine kann aber nur ein bestimmtes Maximalmoment aufbringen. Wird dieses Moment und somit die Stellgrößenbegrenzung erreicht, so verhält sich das System nichtlinear. Die Stabilität des Systems bei Erreichen der Stellgrößenbeschränkung kann mit Simulationen untersucht werden. Sie ist die Minimalanforderung im Bereich der Stellgrößenbeschränkung. Allerdings ist bei Erreichen der Stellgliedbegrenzung aufgrund der fehlenden Stellreserve mit einem linear ausgelegten Zustandsregler keine aktive Schwingungsbedämpfung mehr möglich, selbst wenn das System noch stabil sein sollte.

Es kann ähnlich wie beim PI-Regler mit zwei Begrenzern erreicht werden, dass auch im Bereich der Stellgliedsättigung noch genug Reserve zum Ausregeln der mechanischen Schwingungen vorhanden ist. Eine geeignete Struktur sieht folgendermaßen aus:

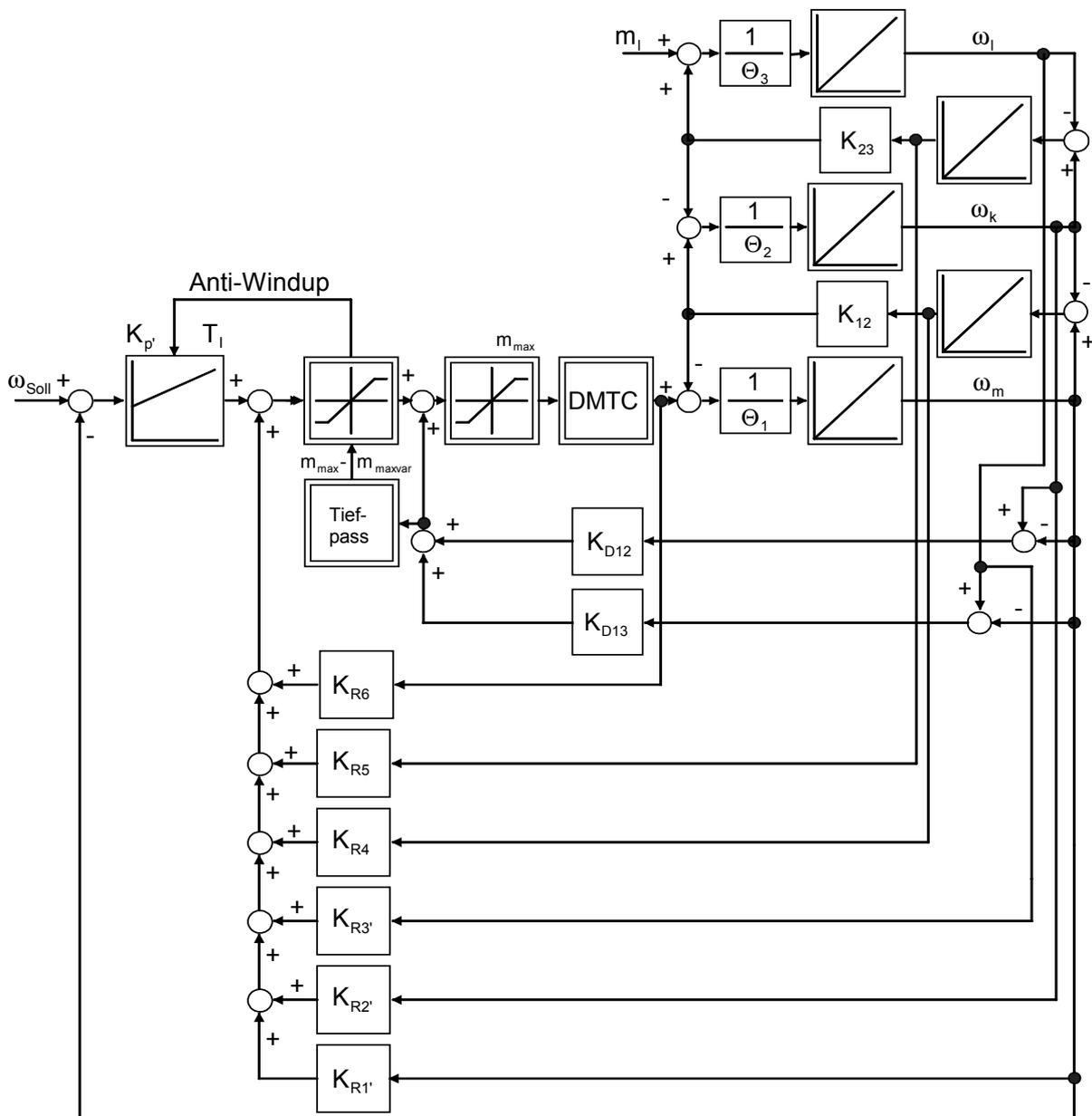


Abb. 7.41: Zustandsregler mit Differenzdrehzahlaufschaltung

Da es sich um einen Dreimassenschwinger handelt, müssen wieder zwei Differenzdrehzahlen verwendet werden.

Es wird hierbei ein für den linearen Bereich geeigneter Zustandsregler ausgelegt. Die Differenzdrehzahlen werden mit konstanten Faktoren gewichtet hinter dem ersten Begrenzer aufgeschaltet und diese Faktoren werden von den entsprechenden Reglerkoeffizienten, die vor dem ersten Begrenzer aufgeschaltet werden, wieder abgezogen:

$$\begin{aligned} K_{P'} + K_{R1'} &= K_P + K_{R1} - K_{D12} - K_{D13} \\ K_{R2'} &= K_{R2} + K_{D12} \\ K_{R3'} &= K_{R3} + K_{D13} \end{aligned} \quad (7.28)$$

Der Regler verhält sich im linearen Bereich außerhalb der Begrenzung wie der entsprechende Zustandsregler. In der Begrenzung dämpft die Differenzdrehzahlaufschaltung die noch vorhandenen mechanischen Schwingungen, während der restliche Regler einfach maximales Moment vorgibt.

Der erste Begrenzer muss der Differenzdrehzahlaufschaltung noch genügend Stellreserve zum Bedämpfen der Schwingungen einräumen. Es soll aber keine Stellreserve zur Schwingungsbedämpfung reserviert werden, die diese gar nicht benötigt. Es wird also die vom entsprechenden PI-Regler mit Differenzdrehzahlaufschaltung in Kapitel 7.1.1 bekannte variable Begrenzung verwendet.

In den folgenden Simulationsergebnissen ist der Verlauf von Drehzahl und Drehmoment beim oben beschriebenen Zustandsregler mit Differenzdrehzahlaufschaltung dargestellt. Als Regler wurde der in Kapitel 7.2.3 mit der Polvorgabe ermittelte Zustandsregler verwendet. Es wurden als Messwerte die Beobachterwerte (siehe Kapitel 5.3) verwendet:

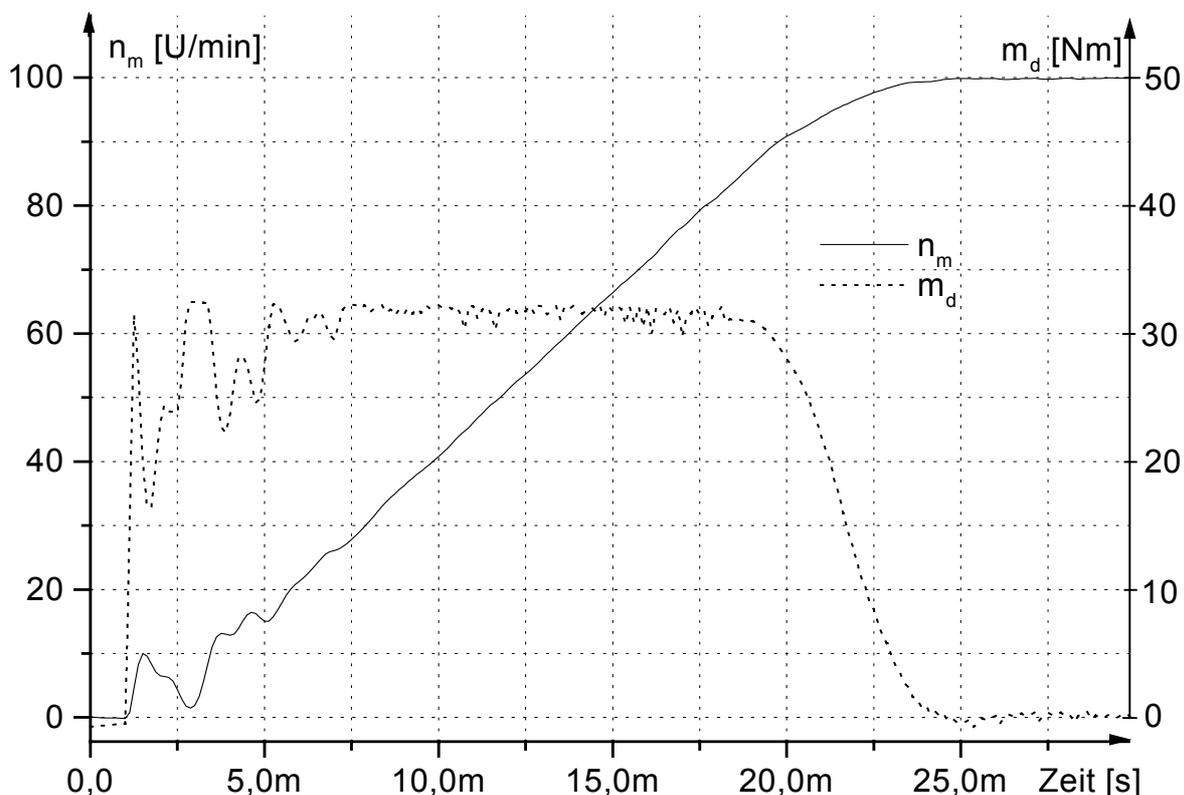


Abb. 7.42: Verlauf von Drehzahl und Drehmoment bei einem Sollwertsprung von 0 auf 100 U/min bei  $t = 1$  ms

Nach einem anfänglichen leichten Anschwingen direkt beim Sollwertsprung wird schon nach einer Schwingungsperiode die mechanische Resonanzschwingung fast ganz ausgeglet. Das kurze Anschwingen wird durch das schnelle Aufbringen eines Beschleunigungsmoments verursacht. Falls dies noch stört, kann durch Anwendung eines geeigneten Sollwertfilters [Wol89] das Anschwingen verringert werden. Neben dem Verhalten beim Sollwertsprung ist auch die Reaktion der Regelung auf einen Lastsprung interessant:

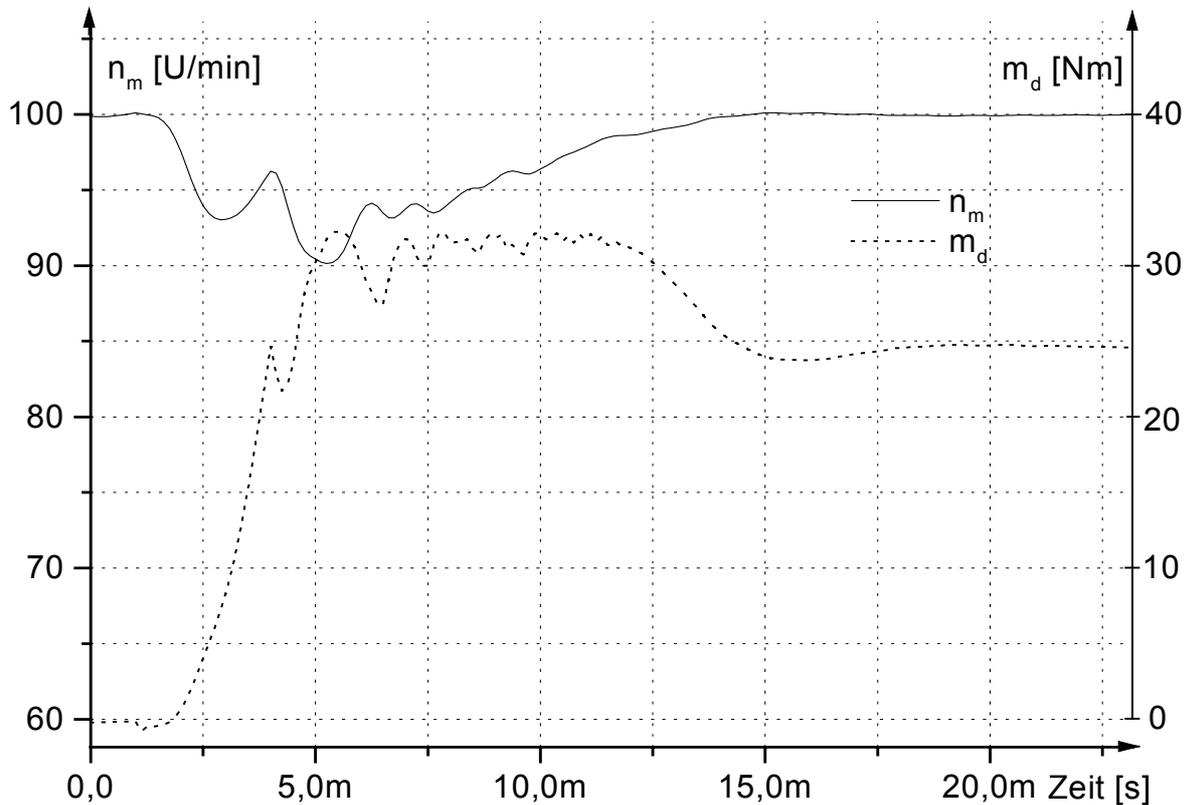


Abb. 7.43: Verlauf von Drehzahl und Drehmoment der Antriebsmaschine bei einem Lastsprung von 0 auf 25 Nm bei  $t = 1\text{ms}$

Bei der Betrachtung des Simulationsergebnisses des Lastsprungs erkennt man, dass bei der Differenzdrehzahlaufschaltung auch der Einbruch der Antriebsmaschinendrehzahl geringer als bei der entsprechenden Regelung ohne Differenzdrehzahlaufschaltung ist. Dies bedeutet, dass die Spitze des Drehzahleinbruchs gar nicht vom Lastmoment, sondern von der durch den Lastsprung erregten mechanischen Resonanzschwingung herrührt.

### 7.2.7 Zusammenfassung des Zustandsreglerentwurfs

Der Entwurf eines Zustandsreglers für eine so komplexe Strecke ist leider nicht einfach. Als Zusammenfassung der vorhergehenden Kapitel soll hier eine geeignete Vorgehensweise vorgeschlagen werden.

1. Erarbeitung der Anforderungen an den Regler: Hierbei sollte beachtet werden, nur so viel Dynamik wie nötig von der Regelung zu fordern und sie so langsam wie möglich auszulegen. Die Anforderungen an die Regelung, die Messwerterfassung und das Stellglied fallen in den Grenzbereich des momentan mit vertretbaren Mitteln Realisierbaren.

2. Ermittlung der Parameter des Systems: Bei Systemen mit so großen Anforderungen an die Dynamik, wie bei der aktiven Bedämpfung des Dreimassenschwingers, sind präzise Streckenparameter nötig. Diese ermittelten Parameter sollten eine maximale Abweichung von 5 % von den realen Werten nicht überschreiten. In [Mül02] werden geeignete Verfahren zur Parameterermittlung vorgestellt. Hierbei ist die Konstanz der Parameter im Betrieb eine unerlässliche Bedingung. Falls dies nicht gewährleistet werden kann, muss das gesamte System permanent identifiziert und nachgeführt werden. Dies ist bei einem so komplexen System sehr aufwändig. In einem solchen Fall bietet sich die Lösung mit PI-Drehzahlregler und Drehzahlermittlung mit Hilfe des Ferraris-Gebers als Lösung an, falls die damit erzielbare geringere Dynamik für die Anwendung ausreicht.

3. Auslegung des Beobachters: Diese kann wie in Kapitel 5.3 beschrieben vorgenommen werden. Die endgültige Auslegung muss am Teststand erfolgen, um die maximal mögliche Dynamik ohne eine unzulässig hohe Verstärkung von Störungen oder Rauschen zu erreichen.

4. Grobentwurf des Reglers mit dem Riccati-Entwurfsverfahren: Um ein Gefühl für das Verhalten des Systems zu bekommen, kann der Riccati-Entwurf mit verschiedener Gewichtung der Zustände verwendet werden. Die Ergebnisse sollten immer in der Simulation verifiziert werden oder es sollte zumindest die Stabilität bei Auftreten der Stellgrößenbeschränkung simulatorisch untersucht und falls nötig die Dynamik des Reglers verringert werden. Wenn die Reglereigenschaften schon den Anforderungen genügen, kann auf den nächsten Schritt, die Optimierung des Verhaltens mit der Polvorgabe, verzichtet werden.

5. Verbesserung des Entwurfs mit Hilfe der Polvorgabe: Mit diesem Verfahren ist es möglich, durch gezieltes Einbringen von Expertenwissen - z. B. dass es sinnvoll ist, nicht die Resonanzfrequenz der Schwingungen, sondern nur die Dämpfung derselben zu ändern - die Regelung noch zu optimieren. Die Ergebnisse sollten wieder durch Simulation bei Auftreten der Stellgrößenbeschränkung verifiziert werden.

6. Untersuchung der gefundenen Reglerpole auf Robustheit und eventuell ein robuster Entwurf bei Problemen mit unsicheren Parametern: Die Regelung hat sich als sehr empfindlich gegen falsche Streckenparameter gezeigt. Mit einer Robustheitsuntersuchung wie in Kapitel 7.2.4.1 kann der gemachte Entwurf überprüft und gegebenenfalls zum Erreichen von Mindestanforderungen auch nachoptimiert werden. Aufgrund der schlechten Ergebnisse und des sehr aufwändigen Entwurfalgorithmus bei einem  $H_\infty$ -Regler wird von seiner Verwendung beim vorliegenden Problem abgeraten.

7. Erweitern des gefundenen Zustandsreglers um die Differenzdrehzahlaufschaltung: Damit die Schwingungsdämpfung auch bei Erreichen der Stellgrößenbegrenzung immer noch möglich ist, kann der vorher gefundene Zustandsregler um eine Differenzdrehzahlaufschaltung mit zwei Begrenzern, einem variablen und einem festen, erweitert werden.

8. Untersuchung und eventuelle Nachoptimierung der geeigneten Regelstruktur am Teststand: Falls hierbei Probleme auftreten, kann ein Zurückspringen zu einem der vorderen Punkte empfehlenswert sein.

Die oben genannten Schritte geben eine systematische Vorgehensweise zur Auslegung eines Zustandsreglers für einen Dreimassenschwinger mit hohen Resonanzfrequenzen an. Dies kann auch auf andere ähnliche Strecken angewendet werden.

### 7.2.8 Vergleich zwischen Zustands- und PI-Regler

Mit dem Zustandsregler kann ein sehr gutes Regelverhalten realisiert werden. Die Ausregelzeiten von Lastsprüngen sind deutlich kürzer als z. B. bei einem PI-Drehzahlregler. Dies soll in den folgenden Simulationen gezeigt werden. Hierbei wird immer der Drehzahlverlauf der Antriebsmaschine der beiden Reglerstrukturen verglichen. Das Drehzahlsignal des PI-Reglers kann mit dem Beobachter aus Kapitel 5.2 gebildet werden und hat dessen sehr dynamische Charakteristik, welche allerdings nur mit sehr großem Aufwand nachgebildet werden kann. Aus diesem Grund wird die ideale Drehzahl der Maschine zur Regelung mit dem PI-Regler verwendet, während beim Zustandsregler die Signale aus dem Beobachter mit der Auslegung aus Kapitel 5.3 zur Regelung verwendet werden. Die in den folgenden Diagrammen dargestellten Drehzahlen sind aber in beiden Fällen die ideale Drehzahl der Antriebsmaschine.

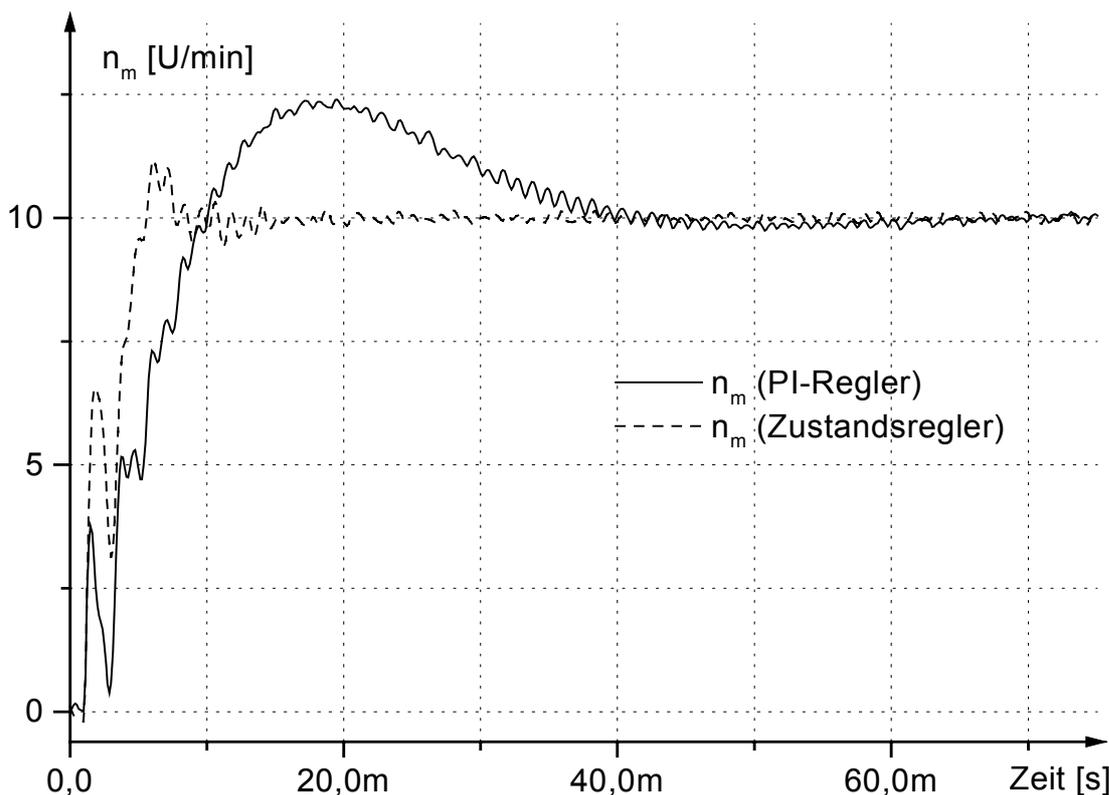


Abb. 7.44: Vergleich der Drehzahlen der Antriebsmaschine bei einem Sollwertsprung von 0 auf 10 U/min bei einem PI-Drehzahlregler und dem mit der Polvorgabe ausgelegten Zustandsregler

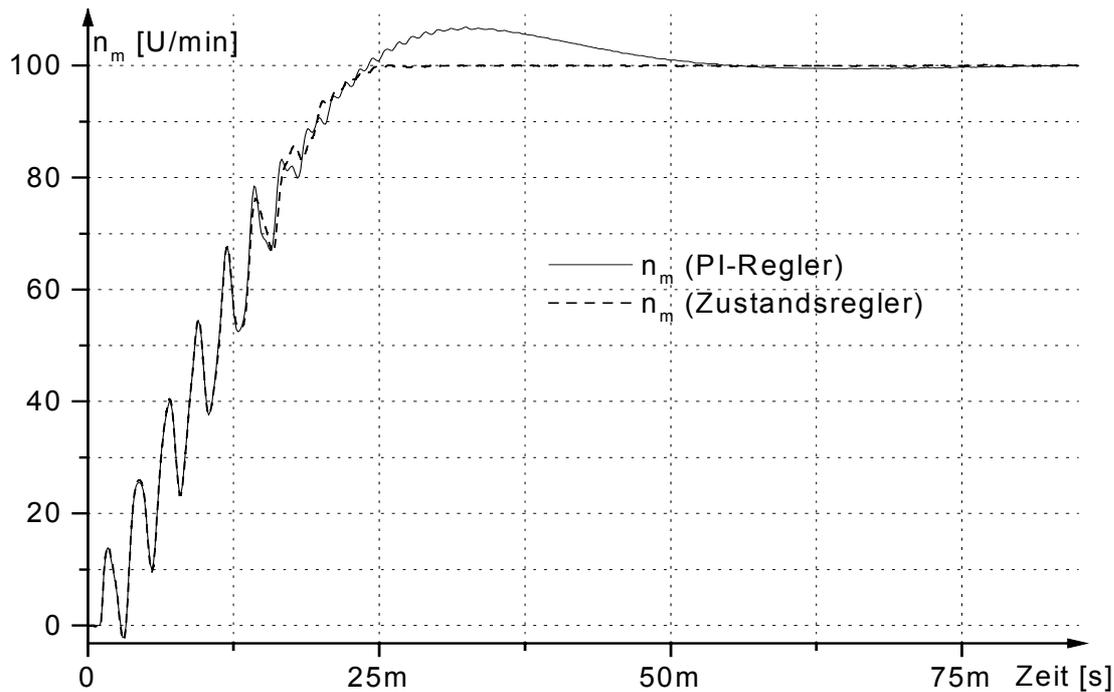


Abb. 7.45: Vergleich der Drehzahlen der Antriebsmaschine bei einem Sollwertsprung von 0 auf 100 U/min bei einem PI-Drehzahlregler und dem mit der Polvorgabe ausgelegten Zustandsregler

Man erkennt deutlich die bessere Dynamik und das bessere Regelverhalten des Zustandsreglers trotz der Verwendung der idealen Antriebsdrehzahl beim PI-Drehzahlregler. Dies wird bei einem Lastsprung noch deutlicher sichtbar. Hier setzt der PI-Drehzahlregler trotz einer relativ starken Abweichung nicht die gesamte Stellgröße zum Ausregeln des Drehzahleinbruchs ein, was zu einer deutlich langsameren Ausregelung des Drehzahleinbruchs führt.

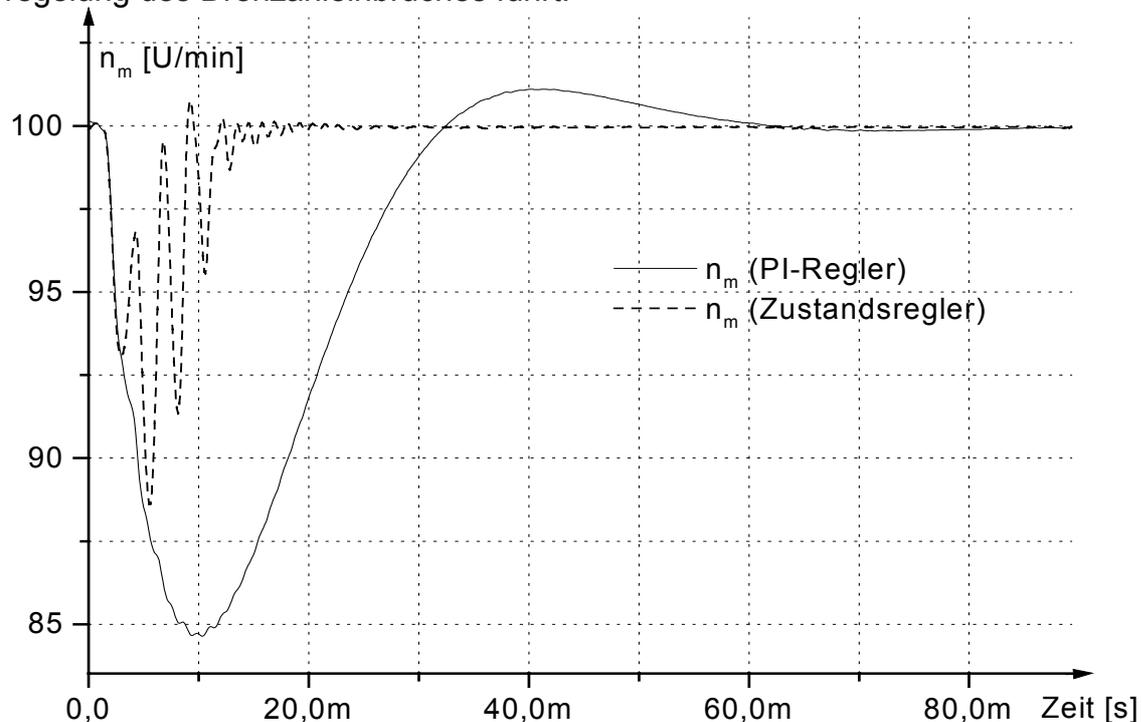


Abb. 7.46: Vergleich der Drehzahlen der Antriebsmaschine bei einem Lastsprung von 0 auf 25 Nm bei einem PI-Drehzahlregler und dem mit der Polvorgabe ausgelegten Zustandsregler

Es fällt in Abb. 7.46 auf, dass beim PI-Regler keine resonanten Schwingungen beim Lastsprung auftreten. Dies lässt sich durch das Nichterreichen der Stellgrößenbegrenzung beim PI-Regler erklären. Man erkennt außerdem, dass der Zustandsregler das Störmoment trotz der Verzögerungen durch den Beobachter deutlich schneller ausregelt als der PI-Drehzahlregler.

Es ist außerdem möglich, die Dämpfung bestimmter Resonanzfrequenzen mit dem Zustandsregler gezielt zu erhöhen. Dies erkennt man in obigen Abbildungen anhand des schnelleren Ausregelns der Schwingungen. Hierfür ist allerdings ein deutlich größerer Entwurfs- und Parameterermittlungsaufwand nötig. Die Streckenparameter sollten außerdem konstant sein. Der Einsatz mathematischer Analysesoftware [Mat93] vereinfacht den Entwurf deutlich, so dass die Hauptschwierigkeit beim Zustandsreglerentwurf nicht mehr in der Lösung komplizierter Gleichungen besteht, sondern im Verständnis der Strecke und der Verfahren zur Reglerauslegung.

Es ist also entsprechend der Aufgabe und der Streckengegebenheiten abzuwägen, welche Struktur einzusetzen ist.

## 8. Aufbau des Teststandes

Zur Untersuchung der im Vorigen genannten Verfahren ist ein geeigneter Testaufbau nötig. Der in [Fla99] benutzte Teststand wurde hierzu modernisiert und erweitert. Hauptprobleme des alten Teststandes waren die mangelnde Rechenleistung des Signalprozessorsystems und die mechanisch ungünstig angebrachte Lageerfassung. Das neue System basiert auf einem Standard-PC mit PentiumII-Prozessor mit einer Taktfrequenz von 233 MHz als Regelungsrechner. Es verfügt über eine neue Lageerfassung und einen zusätzlichen Ferraris-Beschleunigungsgeber mit entsprechender Auswertung.

### 8.1 Einsatz von PCs zur Echtzeitverarbeitung

Aufgrund der großen und sehr billig verfügbaren Rechenleistung kommerzieller Standard-PCs bietet es sich an, solch einen Rechner auch als Plattform zur Erprobung von neuen rechenintensiven Regelungsverfahren zu verwenden. Diese Rechner sind ihrer normalen Anwendung als Bürorechner entsprechend darauf zugeschnitten, im Mittel einen hohen Datendurchsatz und eine hohe Rechenleistung zur Verfügung zu stellen. Die Anforderung an einen Regelungsrechner, nämlich in einer vorhersagbaren, sehr kurzen Zeit auf bestimmte Ereignisse zu reagieren, erfordert einige Anpassungen und Erweiterungen. In der Antriebsregelung und Leistungselektronik sind meist nur sehr kurze Abtastzeiten, hier  $T_z = 125\mu\text{s}$ , zulässig und es ist ein starres Abtastraster zur Messwerterfassung und Spannungsvektorausgabe an den Umrichter nötig.

Sehr kurze Interruptlatenzzeiten und eine hohe Rechenleistung und somit kurze Abtastzeiten sind auf einem modernen PC-Prozessorsystem nur mit spezieller Software realisierbar. Am Teststand wurde ein 32-Bit-Cross-Compiler [Ont98] verwendet, welcher den Rechner nach dem Bootvorgang im Protected-Mode betreibt und ohne Scheduler die Regelungssoftware in Ring Null oder Drei des Prozessors ausführt. Während der Ausführung der Regelungssoftware werden alle Interrupteingänge des Rechnersystems außer dem von der Timerkarte zum Aufruf der Regelungsroutine bedienten verriegelt. Dies garantiert, dass maximale Interruptlatenzzeiten von ca.  $3,5\mu\text{s}$  eingehalten werden und gleichzeitig die volle Prozessorleistung zur Abarbeitung der Regelungsroutine zur Verfügung steht [Faß99]. Aufgrund des Prozessoraufbaues mit verschiedenen Cache-Speicherstufen ist es empfehlenswert, keine Software außer der Regelungsroutine selbst abzuarbeiten, selbst dann nicht, wenn der Prozessor auf einen neuen Interrupt wartet und nichts zu tun hat, da „falsche“ Daten im Cache-Speicher die Ausführungsdauer der Regelungssoftware deutlich erhöhen können. Der Cache-Speicher muss dann neu geladen werden, was sehr zeitaufwändig ist.

Die zeitlich präzise Auslösung der Lageerfassung ist sehr wichtig, da die Drehzahl durch Differenzenbildung aus der Lage gebildet wird und jegliche Schwankungen besonders bei kleinen Abtastzeiten das Drehzahlsignal verfälschen. Dies lässt sich nur über Hardware-Signale mit einer speziellen Timerkarte lösen. Die Timerkarte im ISA-Format wurde speziell zu diesem Zweck aufgebaut [Eic98]. Sie löst in konstantem Zeitraster  $T_z$  die Lageerfassung und die Strom- und Spannungserfassung aus und ruft die Regelungssoftware über einen Interrupt auf. Nach Ablauf der Totzeit  $T_{\text{TotR}}$  gibt die Timerkarte den in der Zwischenzeit von der Regelungssoftware berechneten ersten Spannungsvektor über Lichtwellenleiter an den Umrichter aus. Die folgenden Spannungsvektoren werden nach Ablauf von variablen ebenfalls von der Regelungssoftware vorgegeben Zeiten an den Umrichter gesendet. Falls während

$T_{\text{TotR}}$  keine Werte auf die Karte geschrieben werden, löst ein Watchdog eine Fehlermeldung aus und die Umrichterfreigabe wird gesperrt. Die folgende Darstellung zeigt das Timingschema der Regelung:

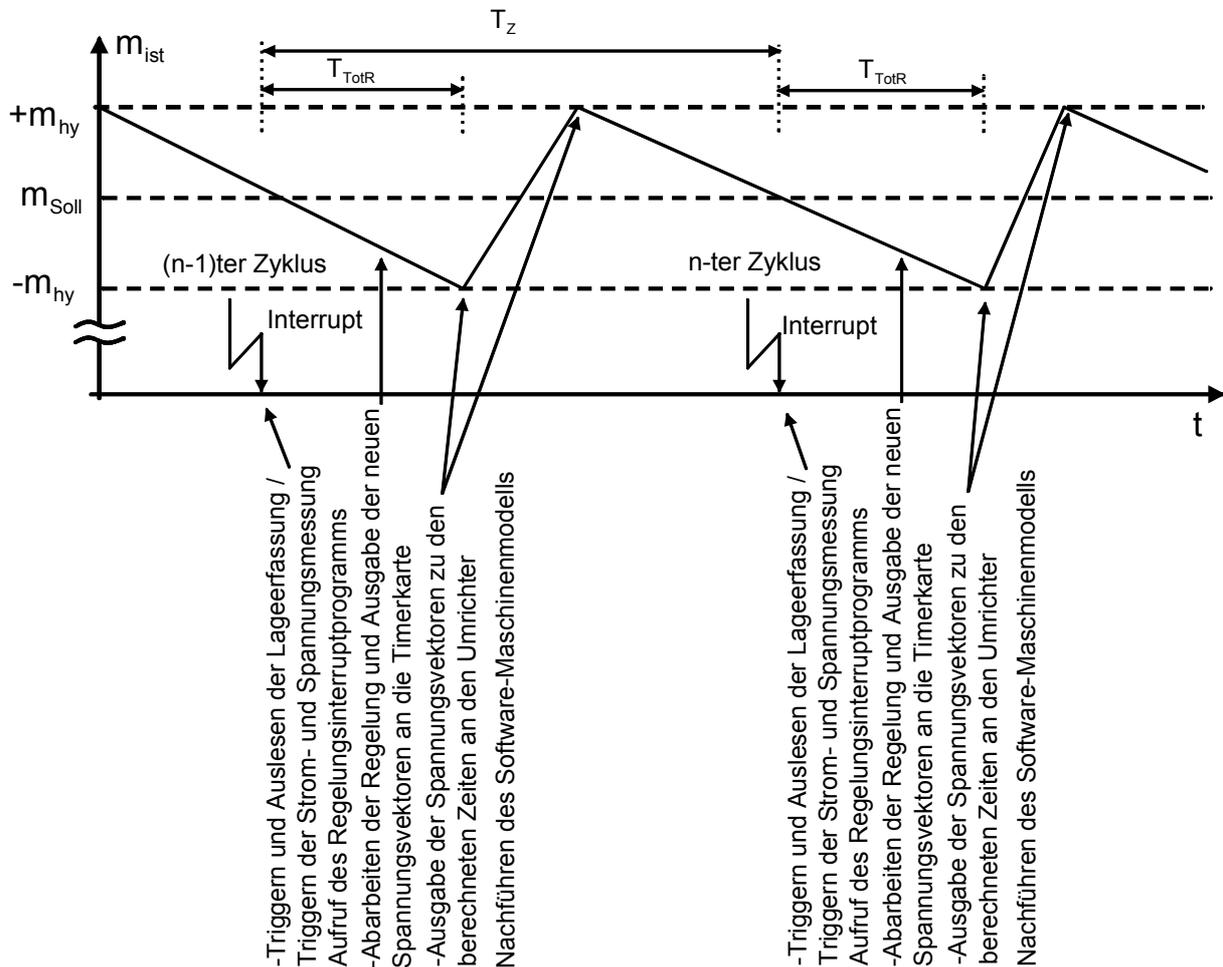


Abb. 8.1: Timingschema der kompletten Regelung

Die Erfassung der Lage von Antriebs- und Lastmaschine, der Beschleunigung der Antriebsmaschine, der Umrichterzwischenkreisspannung und zweier Maschinenströme erfolgt ebenfalls über ISA-Einsteckkarten.

## 8.2 Übersicht über den gesamten Aufbau

Im Folgenden soll kurz der Teststand in seiner Gesamtheit dargestellt werden, um einen Überblick über das System zu geben [Faß99].

Der mechanische Teil besteht aus den zwei gekoppelten Maschinen, der Antriebsasynchronmaschine des Typs BBC QS-100-3B3 [ABB90] mit einer Nennleistung von 5 kW und der Gleichstromlastmaschine des Typs Piller GML 112.17 V [Pil90] mit einer Nennleistung von 15 kW und den entsprechenden angebauten Gebern. Dies sind antriebsmaschinenseitig ein inkrementaler Sinus-Kosinus-Lagegeber des Typs ERN180 mit 5000 Perioden pro Umdrehung [Hei98] und ein Ferraris-Beschleunigungsgeber des Typs ACC93 [Hüb01]. Als Lagegeber auf der Lastseite wird ein ROD486 Sinus-Kosinus-Inkrementalgeber [Hei98] mit ebenfalls 5000 Perioden pro Umdrehung eingesetzt.

Zur Versorgung der Asynchronantriebsmaschine wird ein dreiphasiger Pulsrichter des Typs REFU 317/42 [REF89] verwendet, dessen IGBT-Treiber direkt über Lichtwellenleiter von der Timerkarte aus angesteuert werden. Vom Umrichter wird neben den Leistungsmodulen mit den entsprechenden Treibern nur noch die Überwachungselektronik und die Netzeinspeiseeinheit verwendet.

Für die Nachführung des Maschinenmodells des DMTC-Verfahrens werden die Zwischenkreisspannung  $U_{ZK}$  des Umrichters und zwei Phasenströme  $I_R$  und  $I_S$  ermittelt.

Zur Ansteuerung der Gleichstromlastmaschine wird ein Vier-Quadranten-Gleichstromsteller mit einer Ankerstromregelung und einer Sollwertvorgabe verwendet. Die Speisung dieses Stellers erfolgt über den Gleichspannungszwischenkreis des dreiphasigen Pulsrichters.

Die folgende Darstellung zeigt den Aufbau:

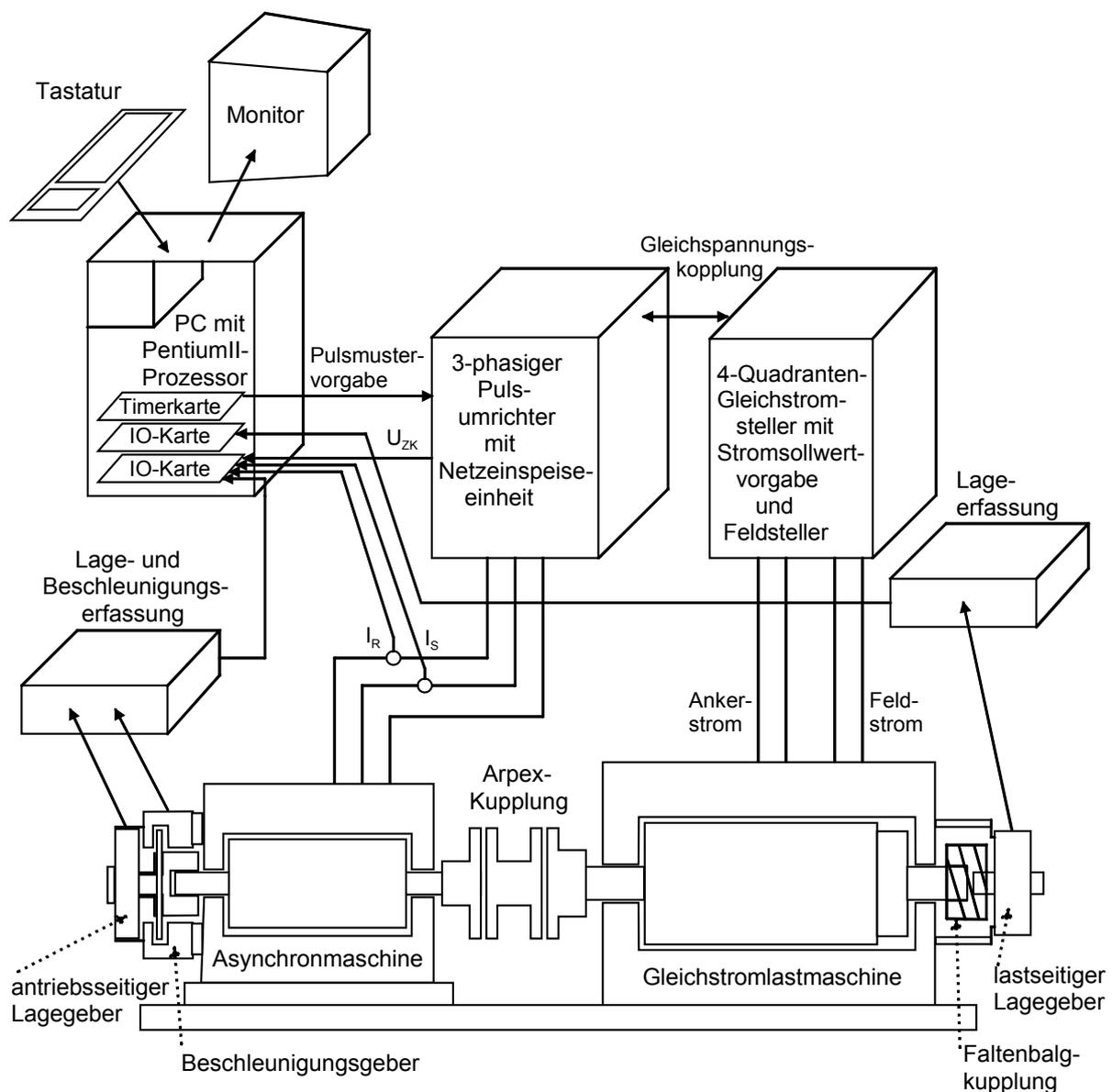


Abb. 8.2: Schema des Gesamtaufbaus

Die genauen technischen Daten des Aufbaus sind im Anhang T angegeben.

## 9. Messergebnisse

In diesem Kapitel werden die in der Arbeit untersuchten Verfahren, Regler und Beobachter zur aktiven Schwingungsbedämpfung am in Kapitel 8 erläuterten Teststand untersucht und die Messergebnisse präsentiert. Da der in dieser Arbeit beschriebene Bereich sehr umfangreich ist, können nur die wichtigsten Aspekte gezeigt und erläutert werden.

### 9.1 Drehzahlbeobachter unter Verwendung des Beschleunigungsgebers

Die rauscharme Drehzahlnachbildung mit geringer Phasenverschiebung stellt für die Schwingungsbedämpfung eine sehr wichtige Voraussetzung dar. Zur reinen Drehzahlermittlung kann der in Kapitel 5.2 beschriebene Drehzahlbeobachter verwendet werden. Mit diesem Beobachter wurden keine Simulationen durchgeführt, da hier die entscheidenden Einflussfaktoren, das nichtideale Verhalten des Lage- und des Ferraris-Beschleunigungsgebers, nur mit sehr großem Aufwand nachgebildet werden können.

Durch die in Kapitel 5.2 beschriebene Drehzahlnachbildung werden die negativen Effekte des realen Geberverhaltens reduziert.

Die folgenden Messungen zeigen das nachgebildete Drehzahlsignal  $n_{DB}$  des Beobachters im Vergleich zur durch Differenzenbildung aus der Lage generierten Drehzahl  $n_{Geber}$  in verschiedenen Arbeitsbereichen. Hierzu wird als Drehzahlregler ein PI-Regler mit einem  $K_P$  von 10 Nms und einem  $T_I$  von 1 ms eingesetzt. Als Drehzahlsignal zur Regelung wird die tiefpassgefilterte differenzierte Lage des Lagegebers verwendet. Es findet also keine aktive Schwingungsbedämpfung statt, was sich in deutlich sichtbaren Schwingungen äußert.

Zuerst soll das Verhalten bei großen Drehzahlsprüngen untersucht werden.

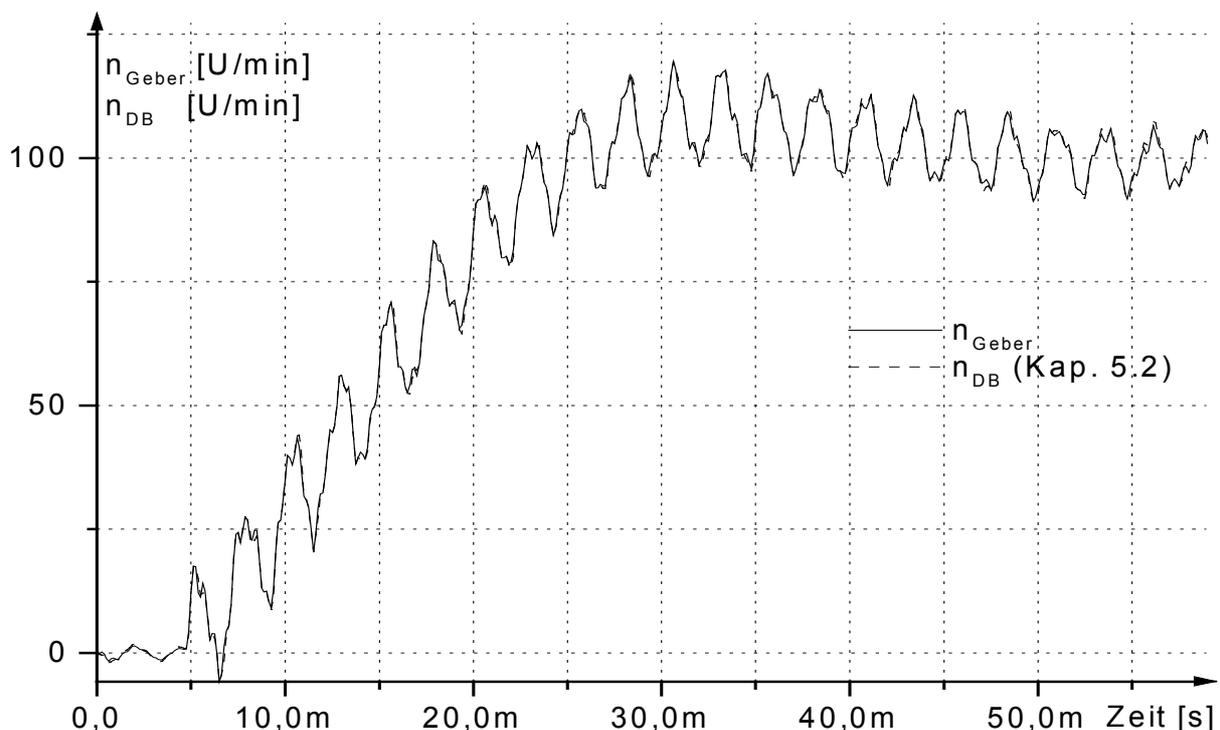


Abb. 9.1.: Verlauf von beobachteter Drehzahl  $n_{DB}$  und differenzierter Lage  $n_{Geber}$  bei einem Sprung der Drehzahl von 0 auf 100 U/min

Man erkennt im Großsignalverhalten keinen großen Unterschied zwischen den zwei Drehzahlen. Die beobachtete Drehzahl folgt der differenzierten Lage sehr gut. Nun soll auch das stationäre Verhalten untersucht werden. Das Kleinsignalverhalten ist ebenso wichtig, da eventuell auftretende Schwingungen hier schon deutlich sichtbar sein müssen, damit sie erfolgreich aktiv bedämpft werden können.

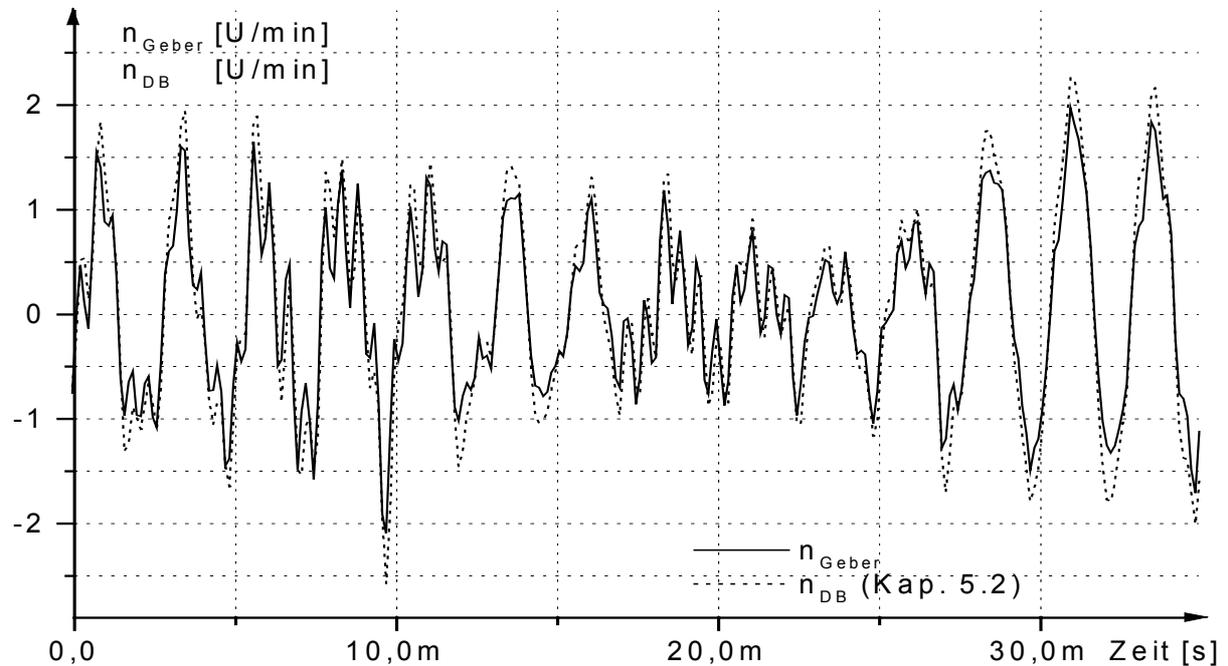


Abb. 9.2.: Verlauf von beobachteter Drehzahl und differenzierter Lage bei Drehzahl 0 U/min

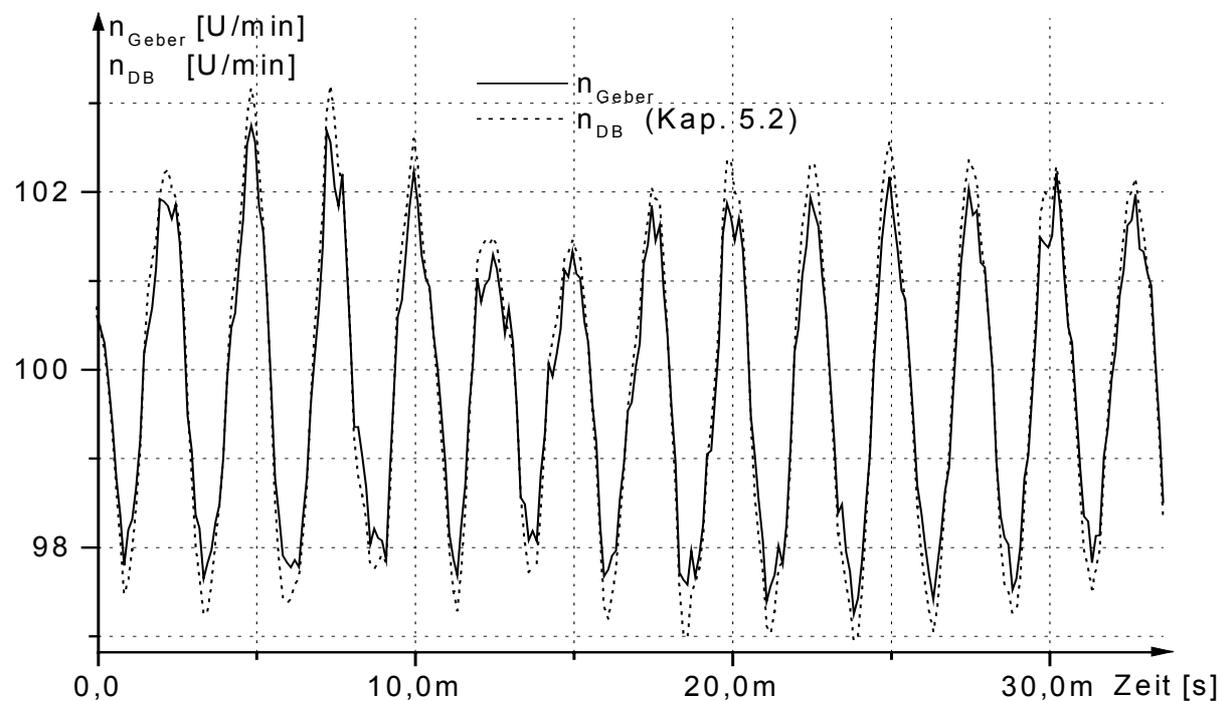


Abb. 9.3.: Verlauf von beobachteter Drehzahl und differenzierter Lage bei Drehzahl 100 U/min

Der Beobachter liefert durch die Integration ein stetiges Ausgangssignal  $n_{\text{DB}}$ . Gleichzeitig werden die Resonanzschwingungen noch stärker nachgebildet. Es ist

auch eine leichte Phasenverschiebung der nachgebildeten Drehzahl gegenüber der differenzierten Lage sichtbar. Diese ist aber klein genug, um eine Rückkopplung irgendwelcher Resonanzen zu verhindern.

Die Resonanzschwingungen zwischen Lagegebergehäuse und Lagerschild der Maschine werden hier so schwach angeregt, dass sie nicht sichtbar sind. Sie würden aber schon bei kleinem  $K_P$  und direkter Verwendung der differenzierten Lage zur Drehzahlregelung störend auftreten.

Der obige Drehzahlbeobachter stellt also wie gewünscht eine Art Drehzahlfilter mit sehr geringer Phasenverschiebung dar.

## 9.2 Messtechnische Verifizierung des Beobachters für das gesamte mechanische System

Eine andere Möglichkeit ein hochdynamisches Drehzahlsignal zur Regelung ohne einen zusätzlichen Sensor zu bekommen, stellt der Beobachter für den gesamten Dreimassenschwinger dar. Es wird hier der in Kapitel 5.3 ausgelegte Beobachter mit Polen bei  $P_{1,2,3} = -1900.00 + 624.50 i$  und  $P_{4,5,6} = -1900.00 - 624.50 i$  untersucht.

Ein Vorteil dieses Beobachters ist, dass für einen Zustandsregler alle nötigen Zustände des Systems ebenfalls zur Verfügung gestellt werden.

Auf der B-Seite der Lastmaschine ist auch ein Lagegeber angebracht. Mit dessen Lagesignal kann durch Differenzenbildung ein Drehzahlsignal erzeugt werden, welches zur Überprüfung der Leistungsfähigkeit des Beobachters verwendet werden kann. Der Geber ist mit einer Faltenbalgkupplung mit einer mechanischen Resonanzfrequenz von ca. 800 Hz an den Gleichstrommaschinenrotor gekuppelt. Diese Schwingung ist im Messsignal für die Lastmaschinendrehzahl sichtbar.

Zur Drehzahlregelung wird der oben beschriebene PI-Regler mit dem gleichen gefilterten Drehzahlsignal verwendet.

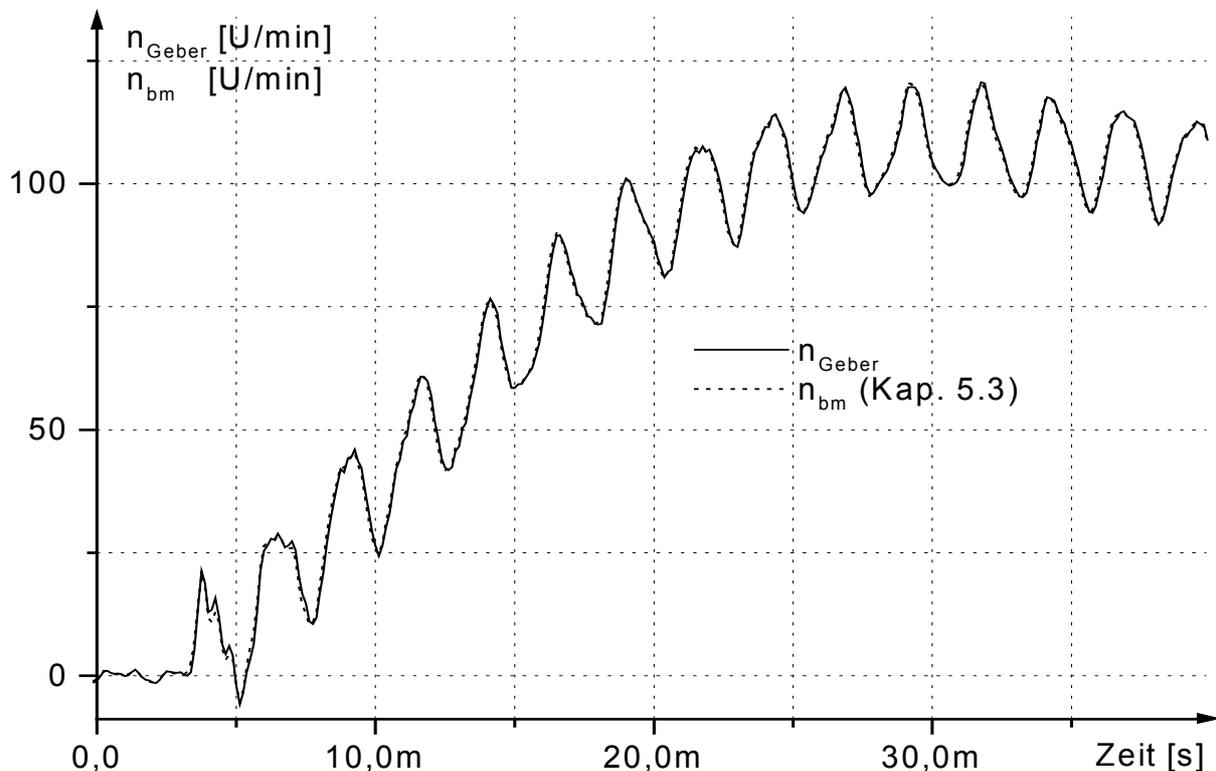


Abb. 9.4: Verlauf von beobachteter Antriebsmaschinendrehzahl und differenzierter Lage der Antriebsmaschine bei einem Drehzahl sprung von 0 auf 100 U/min

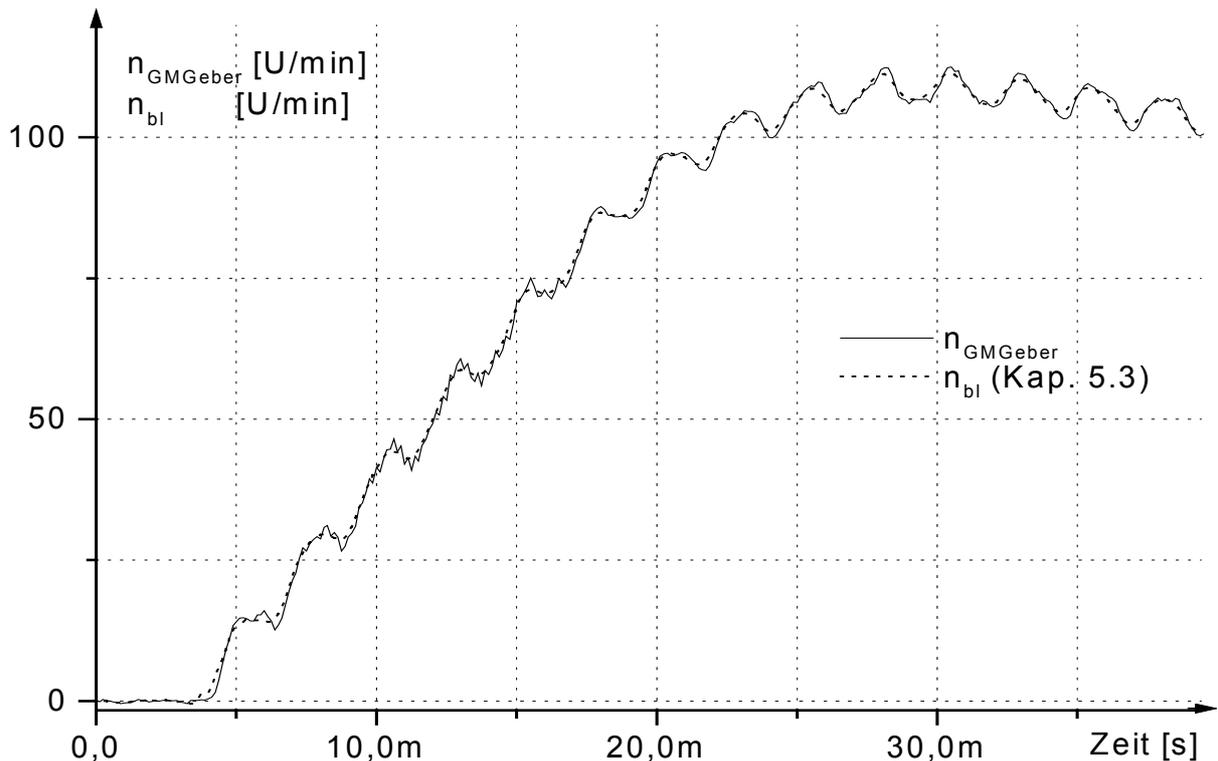


Abb. 9.5: Verlauf von beobachteter Lastmaschinendrehzahl und differenzierter Lage der Lastmaschine bei einem Drehzahlssprung von 0 auf 100 U/min

Man erkennt, dass die beobachteten Signale bei einem Sollwertsprung mit den Drehzahlmesswerten sehr gut übereinstimmen. In Abbildung 9.4 ist fast kein Unterschied zwischen der nachgebildeten und der mit dem Geber gemessenen Drehzahl der Antriebsmaschine im Großsignalbereich zu erkennen.

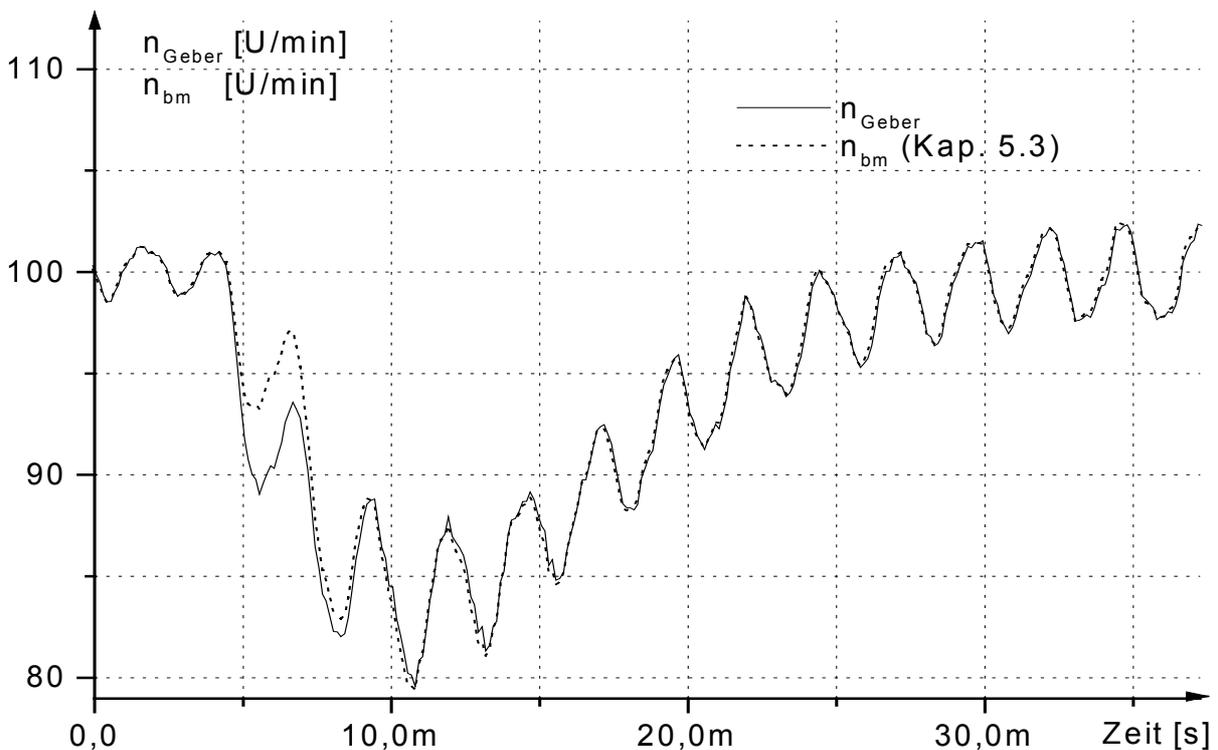


Abb. 9.6: Verlauf von beobachteter Antriebsmaschinendrehzahl und differenzierter Lage der Antriebsmaschine bei einem Lastsprung von 0 auf 30 Nm

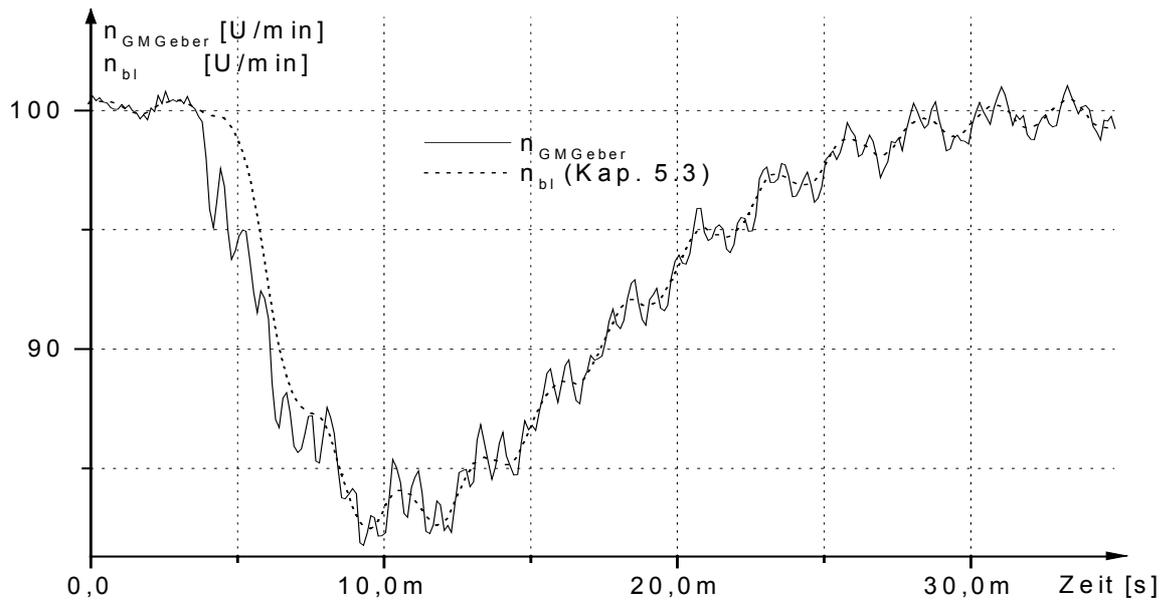


Abb. 9.7: Verlauf von beobachteter Lastmaschinendrehzahl und differenzierter Lage der Lastmaschine bei einem Lastsprung von 0 auf 30 Nm

Bei einem Lastsprung in Abb. 9.6 und 9.7 sind ca. 3 ms lang deutliche Unterschiede zwischen den beobachteten Werten und den gemessenen Drehzahlen vorhanden. Dies ist verständlich, da der Beobachter erst über die Messung von dem Ereignis Lastsprung erfährt. Verwendet man einen PI-Drehzahlregler, so reagiert dieser langsamer bei einem Lastsprung als bei Verwendung des Beobachters aus 5.2. Dies beeinträchtigt aber in keiner Weise die Stabilität der Regelung.

Der Beobachter wurde in Kapitel 5.3 simuliert, da bei dem komplexen System das Einschwingverhalten auch bei ideal angenommenem Lagegeber aufschlussreich ist. Die hier gezeigten Messungen bestätigen die Simulation.

Eine simulatorische Untersuchung im stationären Betrieb ist allerdings wenig sinnvoll, da das nichtideale und nichtmodellerte Verhalten des Lagegebers deutlich in Erscheinung tritt. Diese Messungen werden im Folgenden gezeigt:

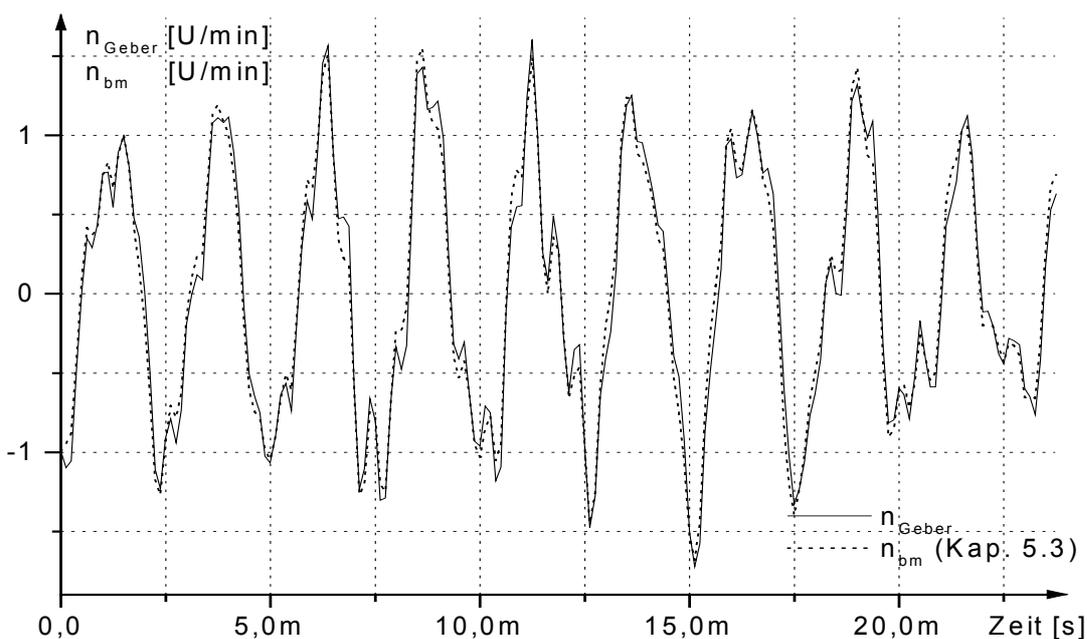


Abb. 9.8: Verlauf von beobachteter Antriebsmaschinendrehzahl und differenzierter Lage der Antriebsmaschine bei einer Drehzahl von 0 U/min

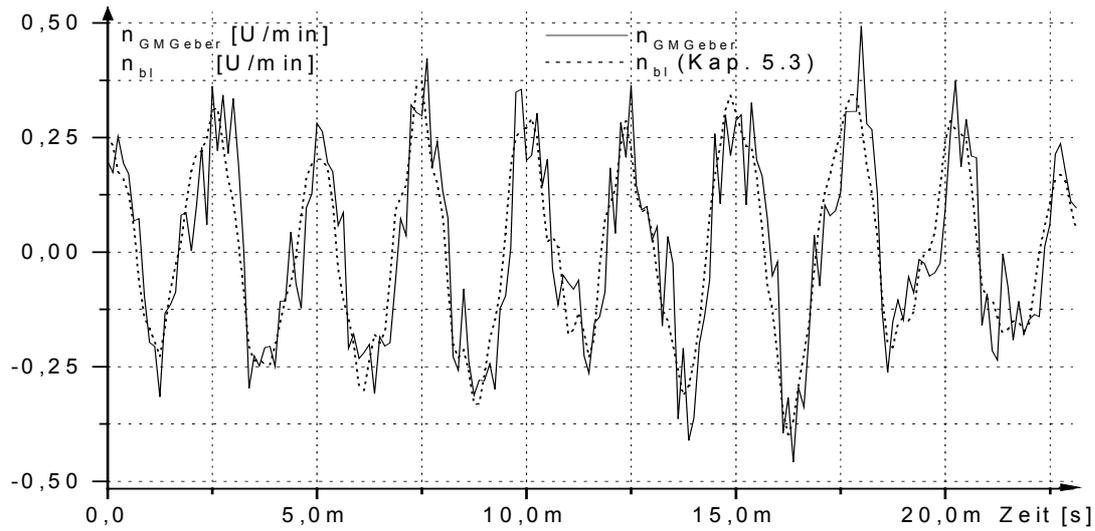


Abb. 9.9: Verlauf von beobachteter Lastmaschinendrehzahl und differenzierter Lage der Lastmaschine bei einer Drehzahl von 0 U/min

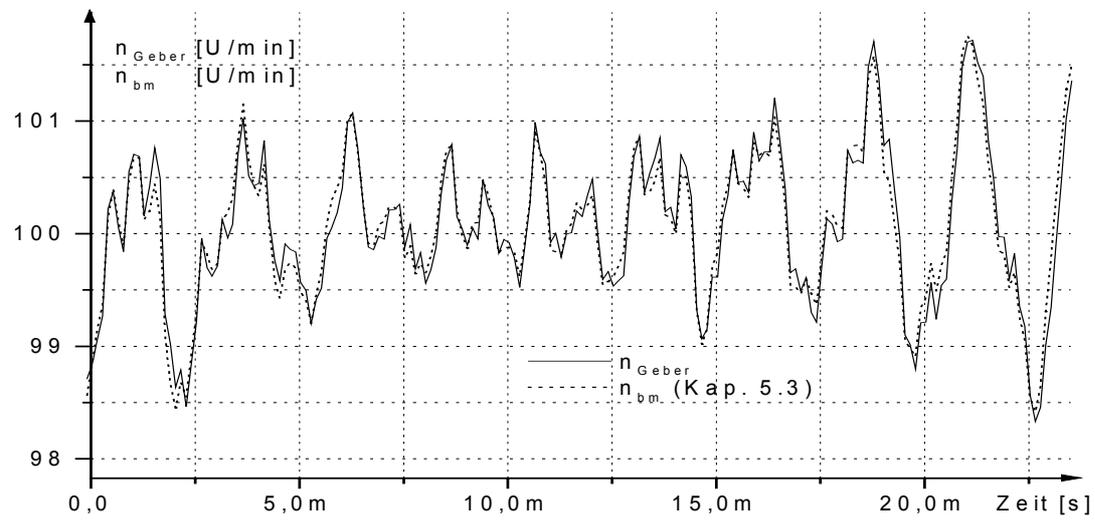


Abb. 9.10: Verlauf von beobachteter Antriebsmaschinendrehzahl und differenzierter Lage der Antriebsmaschine bei einer Drehzahl von 100 U/min

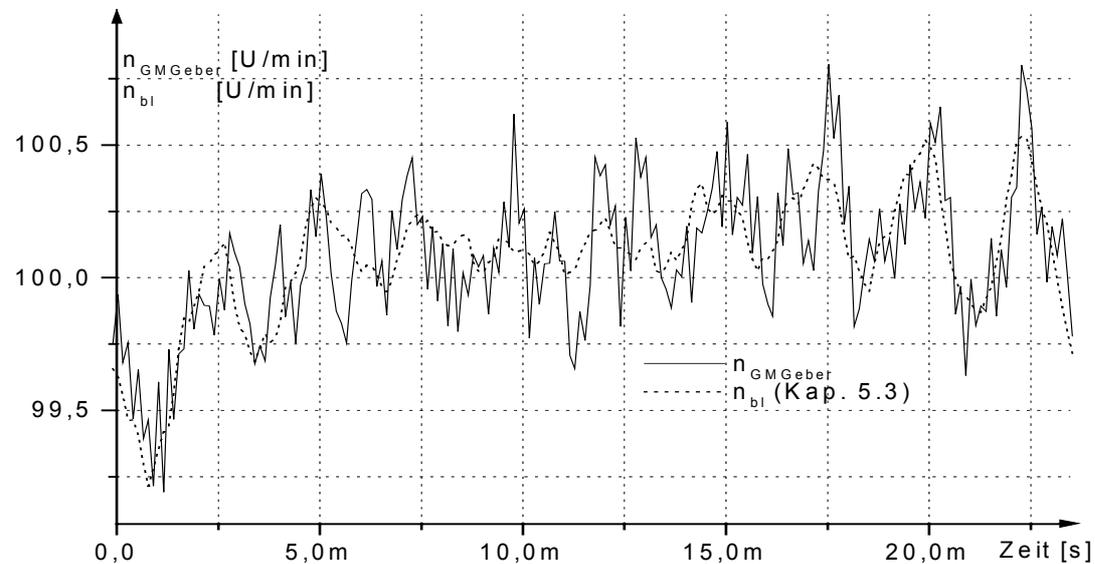


Abb. 9.11: Verlauf von beobachteter Lastmaschinendrehzahl und differenzierter Lage der Lastmaschine bei einer Drehzahl von 100 U/min

Bei der Betrachtung der stationären Drehzahlverläufe erkennt man die Filterwirkung des Beobachters in verschiedenen Drehzahlbereichen.

Es ist wiederum eine leichte Phasenverschiebung zwischen den gemessenen Drehzahlen und den entsprechenden beobachteten Werten bei Änderungen des Antriebsmoments vorhanden. Hierbei eilen die beobachteten Werte leicht vor. Dies kommt daher, dass die Lagemessung ein Totzeitverhalten aufweist, welches das Modell bei Verwendung des mit dem DMTC-Verfahren prädierten Drehmoments nicht hat.

### 9.3. Untersuchung des PI-Drehzahlreglers zur aktiven Schwingungsdämpfung am Teststand

In diesem Kapitel wird die Leistungsfähigkeit der wichtigsten Reglerstrukturen zur aktiven Schwingungsdämpfung am Teststand untersucht.

Als einfachste Variante wird zuerst der PI-Drehzahlregler an dem in Kapitel 8 beschriebenen Teststand vermessen. Das zur Regelung verwendete Drehzahlsignal ist das ungefilterte Drehzahlsignal  $n_{DB}$  der Antriebsmaschine, welches dem Beobachter mit Verwendung des Beschleunigungsgebers (Kap. 5.2) entnommen wird. Als Regler wird ein PI-Regler mit einer Proportionalverstärkung  $K_p$  von 10 Nms und einer Integrationszeitkonstante von 1 ms verwendet.

Das Regelverhalten des Systems kann grob in zwei Bereiche unterteilt werden, die untersucht werden sollen: Das Großsignalverhalten mit Erreichen der Stellgrößenbegrenzung und das Kleinsignalverhalten. Dies geschieht am einfachsten anhand von verschiedenen großen Sollwertsprüngen. In den folgenden Abbildungen ist zuerst der Verlauf von Drehzahl und Drehmoment bei einem Sollwertsprung von 0 auf 10 U/min, also das Kleinsignalverhalten der Regelung, dargestellt.

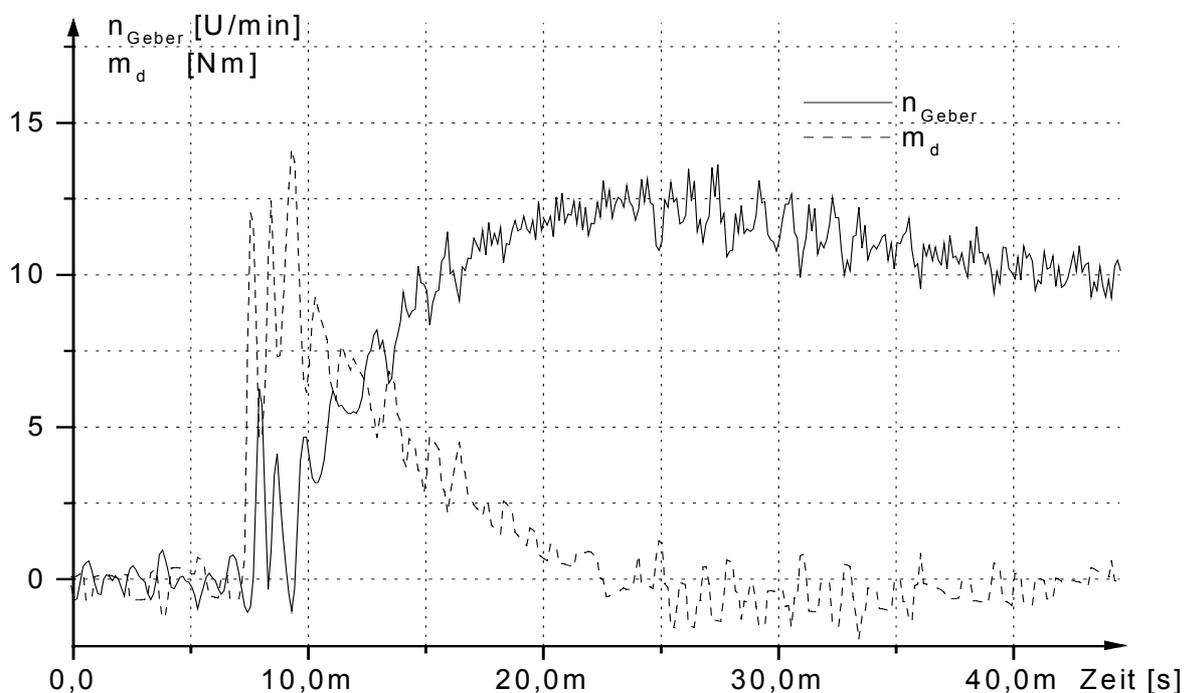


Abb. 9.12: Verlauf von Drehzahl und Drehmoment bei einem Sollwertsprung von 0 auf 10 U/min mit dem PI-Drehzahlregler

Man erkennt, dass im Stationärbetrieb keine mechanischen Resonanzschwingungen auftreten. Um die Kupplung und die Lastmaschine zu beschleunigen, müssen die

Federn des Dreimassenschwingers gespannt werden. Dies sieht man als kurzen Einschwingvorgang direkt nach dem Sollwertsprung. Mit einem Sprung des Drehzollsollwerts von 0 auf 100 U/min soll das Großsignalverhalten untersucht werden:

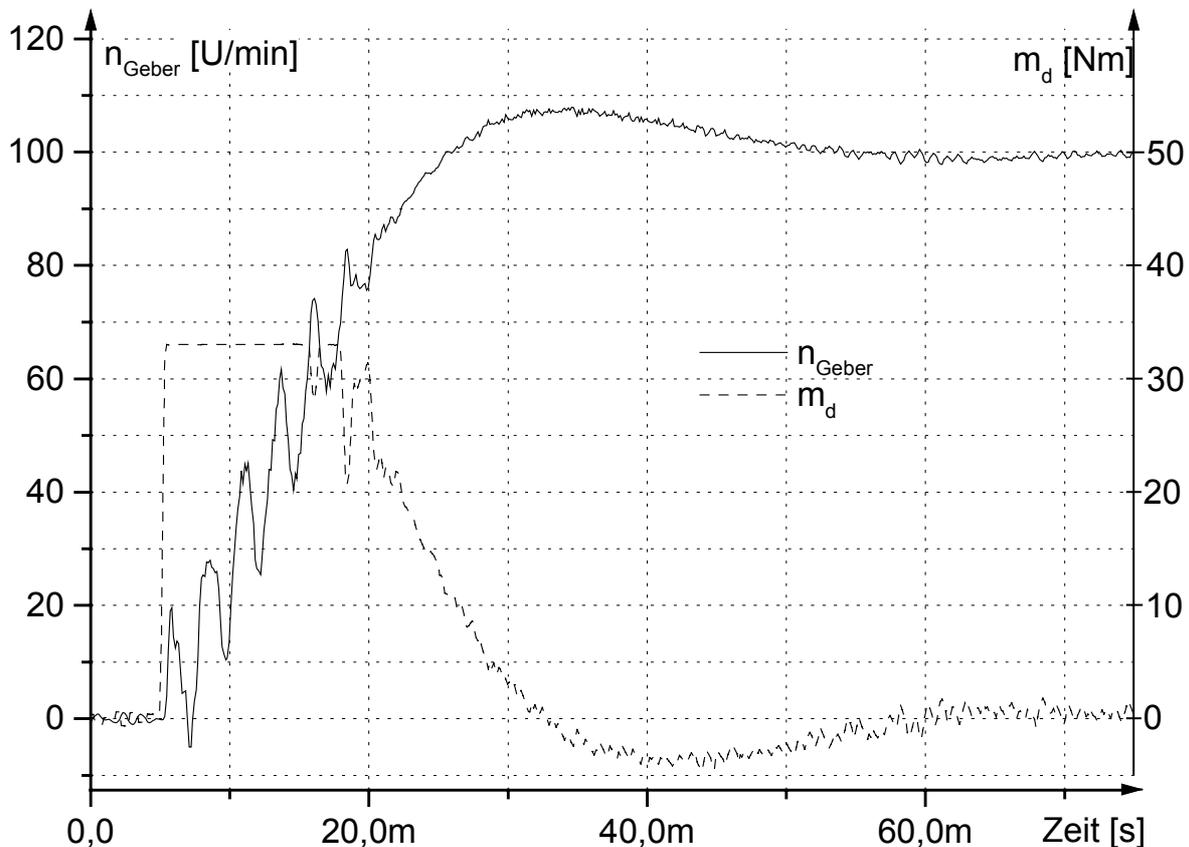


Abb. 9.13: Verlauf von Drehzahl und Drehmoment bei einem Sollwertsprung von 0 auf 100 U/min mit dem PI-Drehzahlregler

Man erkennt, dass bei Auftreten der Stellgrößenbegrenzung zum Zeitpunkt  $t = 5$  ms keine aktive Bedämpfung der mechanischen Schwingungen mehr möglich ist und dass das System anschwingt. Sobald allerdings die Stellgrößenbegrenzung zum Zeitpunkt  $t = 18$  ms wieder verlassen wird, werden die Schwingungen vom Regler ausgeregelt und sind im Stationärzustand nicht mehr sichtbar.

Man erkennt bei beiden Sollwertsprüngen ein Überschwingen des Reglers. Dies kann durch ein Vergrößern der Reglerproportionalverstärkung  $K_P$  oder eine Verkleinerung der Integrationszeitkonstante  $T_I$  reduziert werden, was allerdings das Lastverhalten verschlechtert. Aufgrund der nichtideal steifen Ankopplung des Lagegebers an den Maschinenrotor kann beim oben beschriebenen Drehzahlbeobachter mit Hilfe des Beschleunigungsgebers (Kap. 5.2) nur ein  $K_P$  von 10 Nms eingestellt werden. Ein größeres  $K_P$  verursacht eine starke Aufweitung des Drehzahlbands. Wird das differenzierte Lagesignal direkt benutzt, ist nur ein  $K_P$  von max. 0,8 Nms einstellbar. Verwendet man den Beobachter für das gesamte mechanische System (Kap. 5.3) kann die Proportionalverstärkung  $K_P$  des Reglers sogar auf 16 Nms erhöht werden. Diese Vergrößerung von  $K_P$  hat aber bei Laststößen ein deutlich langsames Ausregeln eines Lastsprungs zur Folge als mit dem gewählten PI-Regler. Die folgende Messung des Verhaltens bei einem Lastsprung von 0 auf ca. 25 Nm wird mit einem PI-Regler mit einem  $K_P$  von 10 Nms vorgenommen.

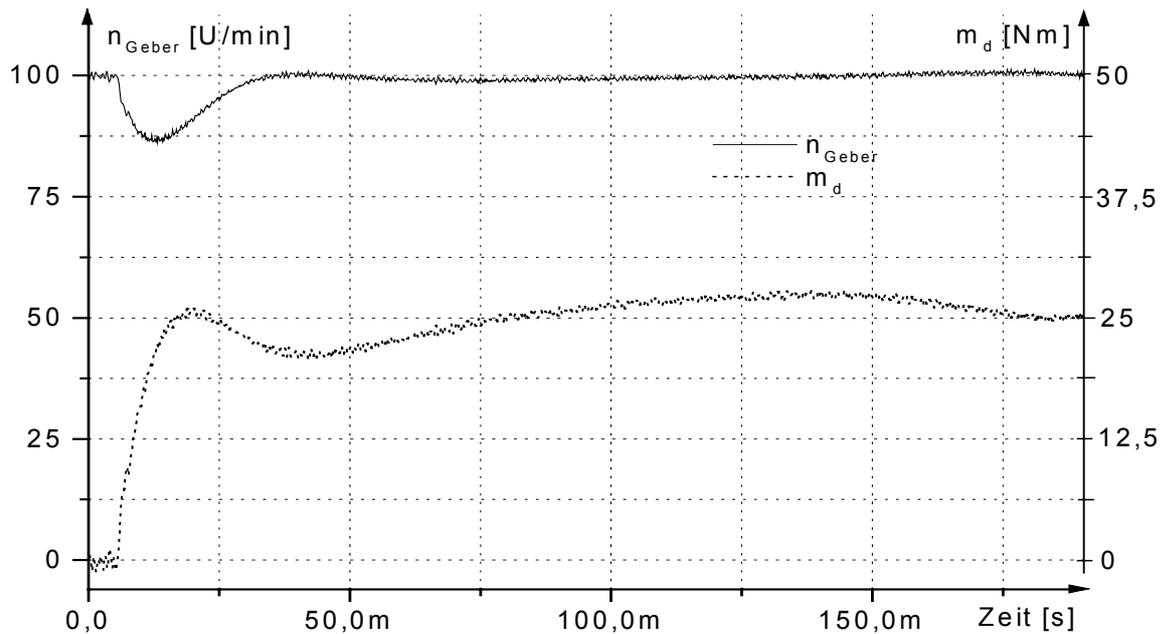


Abb. 9.14: Verlauf von Drehzahl und Drehmoment bei einem Lastsprung von 0 auf ca. 25 Nm bei 100 U/min mit dem PI-Drehzahlregler

Man erkennt deutlich, dass der PI-Drehzahlregler nicht die ganze zur Verfügung stehende Stellreserve von 33 Nm ausnutzt, um den Drehzahleinbruch auszuregeln. Ein anderes Kriterium zur Beurteilung der Regelung stellt die Breite des Drehzahlbandes im Stationärbetrieb dar. Diese ist natürlich stark von der unterlagerten Drehmomentregelung abhängig, gibt aber trotzdem Aufschluss über die Systemunruhe durch die Regelung und deren Reaktion auf Abweichungen aufgrund von Geberfehlern, Störungen und anderem nichtidealem Verhalten der Anlage. Bei Verwendung des Drehzahlsignals des Beobachters aus Kapitel 5.2 zur Regelung ist das Drehzahlband nicht über den gesamten Drehzahlbereich konstant. Es hat sich der Bereich bei ca. 80-100 U/min als besonders kritisch herausgestellt. Die folgende Messung zeigt die stationäre Drehzahl bei 100 U/min:

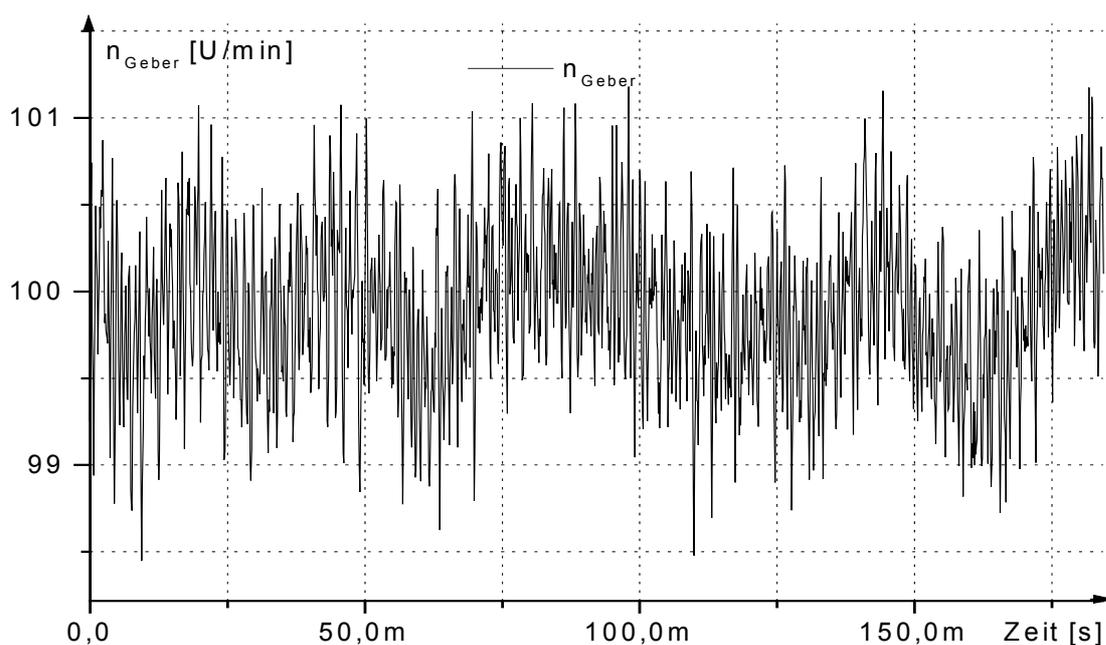


Abb. 9.15: Verlauf der Drehzahl bei stationärer Drehzahl von 100 U/min mit dem PI-Drehzahlregler

Neben hochfrequenten Resonanzen der Geberankopplung und Messfehlern sind auch Schwingungen mit Vielfachen der Feldfrequenz im Drehzahlsignal in Abbildung 9.15 sichtbar. Die Ursache sind Sektorübergänge beim DMTC-Verfahren und Umrichterunsymmetrien. Eine Abhilfe könnten Maßnahmen wie in [Wes99a] und [Wes99b] bringen.

Die Dämpfung des Systems mit PI-Regler kann durch eine Differenzdrehzahlaufschaltung wie in Kapitel 7.1.1 beschrieben erhöht werden. Der Regler besteht nun aus einem PI-Drehzahlregler mit einem  $K_p$  von 10 Nms und einem  $T_I$  von 1 ms mit einer mit einem Faktor  $K_{DD12}$  und  $K_{DD13}$  von 9 Nms gewichteten Differenzdrehzahlaufschaltung wie in Abb. 7.12 gezeigt. Die Pole der Führungsübertragungsfunktion dieses Systems ergeben sich dann zu:

$$\begin{aligned} & -116.29 + / - 5291.53i \\ & -1802.02 + / - 1687.79i \\ & -81.69 + / - 103.47i \end{aligned}$$

Damit die Schwingungsbedämpfung mit der Differenzdrehzahlaufschaltung auch in allen Betriebsbereichen aktiv ist, muss eine gewisse Regelreserve hierfür bereitgestellt werden. Dies wird mit der in Abb. 7.13 dargestellten variablen Begrenzung realisiert.

Bei diesem Regler werden nicht nur die Antriebsmaschinendrehzahl sondern auch die Kupplungs- und die Lastmaschinendrehzahl benötigt. Es muss deshalb der Beobachter für das gesamte mechanische System zur Zustandsnachbildung verwendet werden. Die Auslegung des Beobachters ist die in Kapitel 5.3 beschriebene. Die folgenden Messergebnisse zeigen den Verlauf von Drehmoment und Drehzahl bei einem Sollwertsprung von 0 auf 100 U/min:

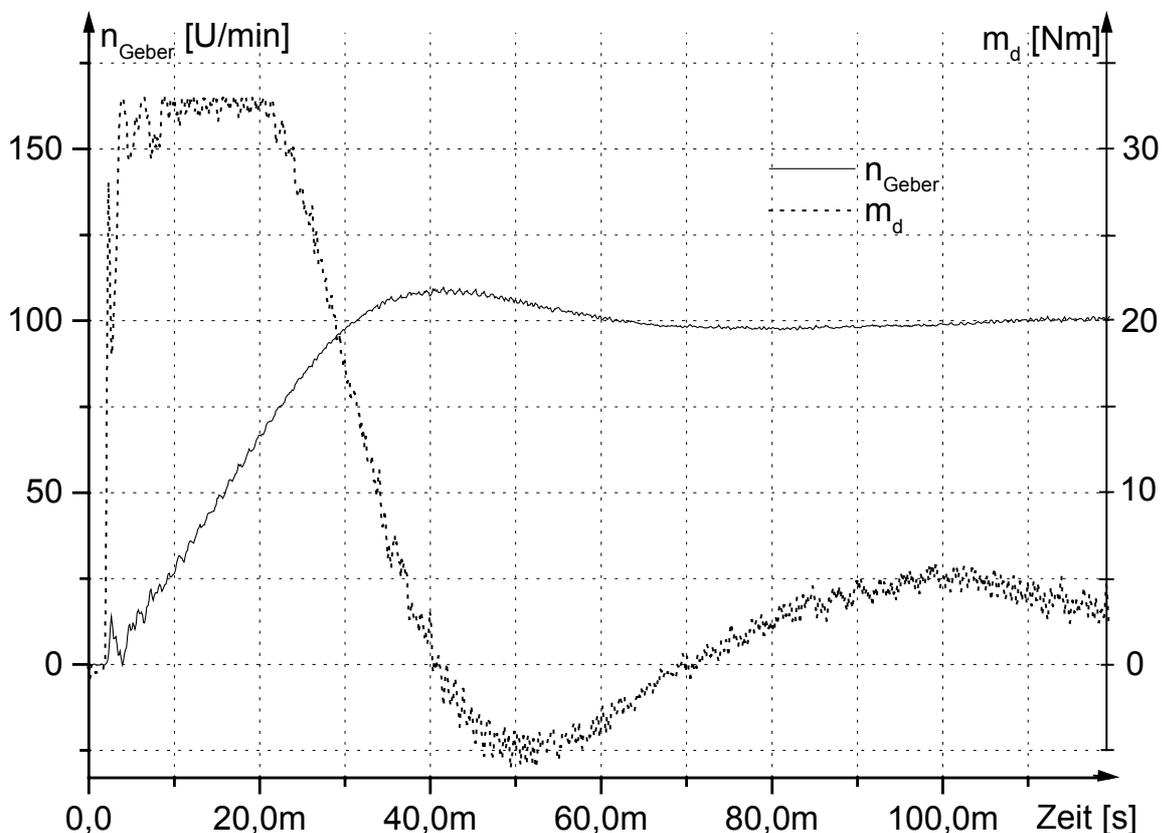


Abb. 9.16: Verlauf von Drehzahl und Drehmoment bei einem Sollwertsprung von 0 auf 100 U/min mit dem beschriebenen erweiterten PI-Drehzahlregler

Es ist deutlich sichtbar, dass selbst im Bereich der Drehmomentbegrenzung immer noch genügend Stellreserve zur Schwingungsbedämpfung reserviert wird. Es tritt nur die kleine Startschwingung zu Beginn des Sollwertsprunges, also ein Spannen der Federn des Dreimassenschwingers zur Drehmomentübertragung, auf.

Diese Differenzdrehzahlaufschaltung führt allerdings zu einer geringeren Drehzahlsteifigkeit.

#### 9.4 Untersuchung des Zustandsreglers am Teststand

In diesem Teilkapitel soll der PI-Zustandsregler untersucht werden. Hierzu wird der in Kapitel 7.2.3 mit der Polvorgabe ausgelegte Regler mit Polen bei

-300.00 +/- 5391.00 i (Schwingerpole)  
 -1700.00 +/- 2491.00 i  
 -707.00 +/- 707.00 i (Dynamikpole)  
 -1000.00

als Drehzahlregler verwendet.

Die Zustände werden mit dem in Kapitel 5.3 beschriebenen Zustandsbeobachter nachgebildet.

Beim Zustandsregler wird wie beim PI-Drehzahlregler sowohl das Klein- als auch das Großsignalführungsverhalten am Teststand untersucht. Dies geschieht analog wie beim PI-Drehzahlregler mit verschiedenen großen Sprüngen der Soll Drehzahl.

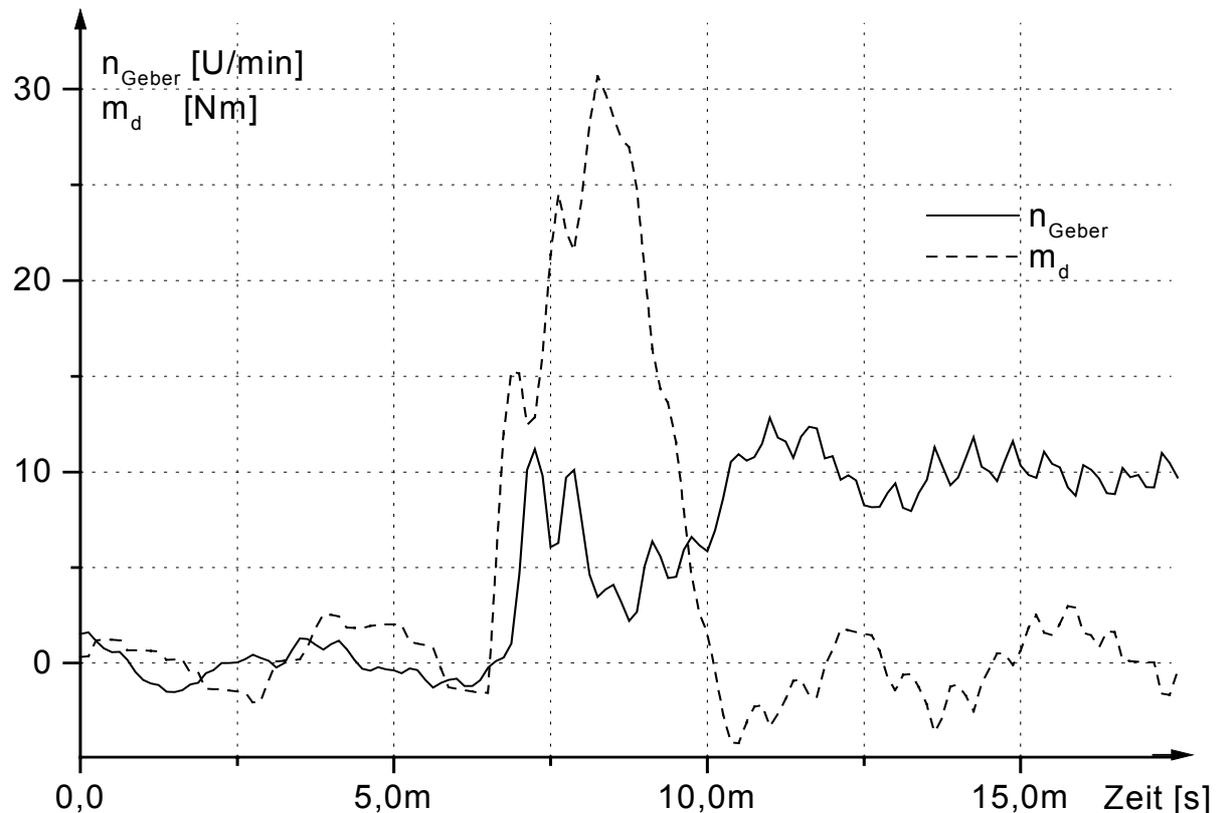


Abb. 9.17: Verlauf von Drehzahl und Drehmoment bei einem Sollwertsprung von 0 auf 10 U/min mit dem Zustandsregler

Im Vergleich zum PI-Regler sieht man die höhere Dynamik und das geringere Überschwingen der Drehzahl. Der Regler setzt hierzu eine mehr als doppelt so große

Stellgröße ein als der PI-Regler, was bewirkt, dass der Einschwingvorgang beim Sollwertsprung deutlich heftiger ausfällt.

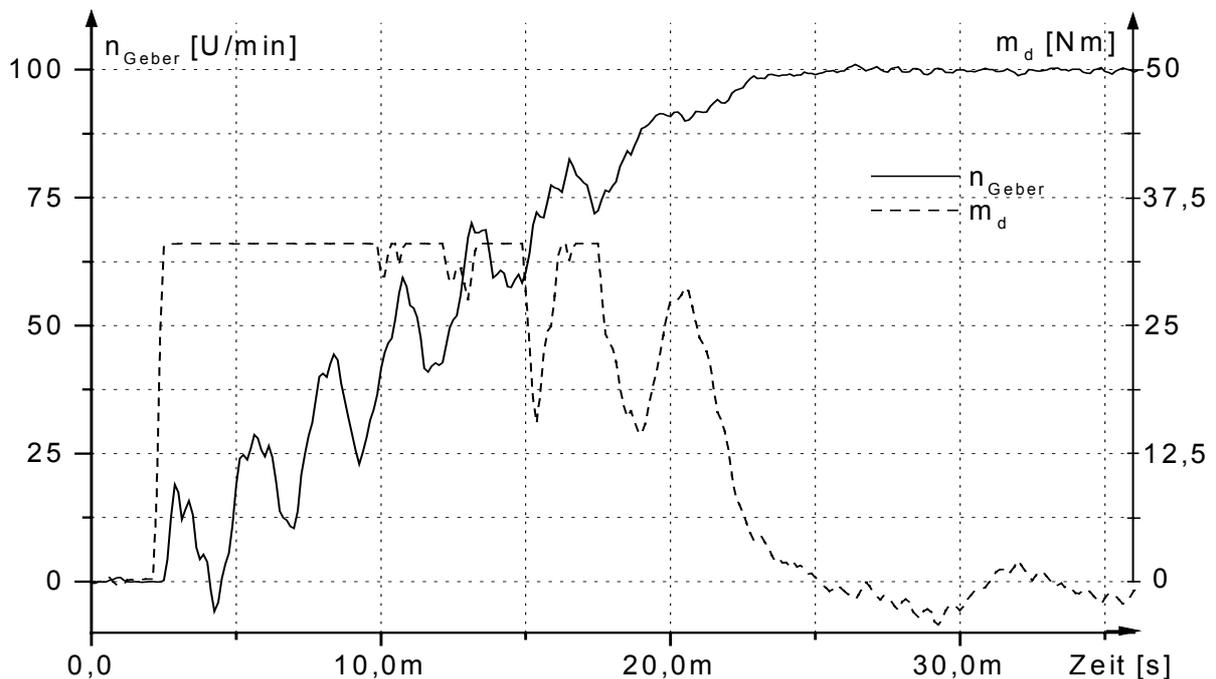


Abb. 9.18: Verlauf von Drehzahl und Drehmoment bei einem Sollwertsprung von 0 auf 100 U/min mit dem Zustandsregler

Es ist wieder deutlich erkennbar, dass bei Auftreten der Stellgrößenbegrenzung keine Schwingungsbedämpfung mehr möglich ist und dass die Schwingungen sehr schnell ausgeregelt werden, sobald wieder Stellreserve hierfür vorhanden ist.

Ein anderer für das Reglerverhalten charakteristischer Verlauf von Drehzahl und Drehmoment ist der bei einem Lastsprung:

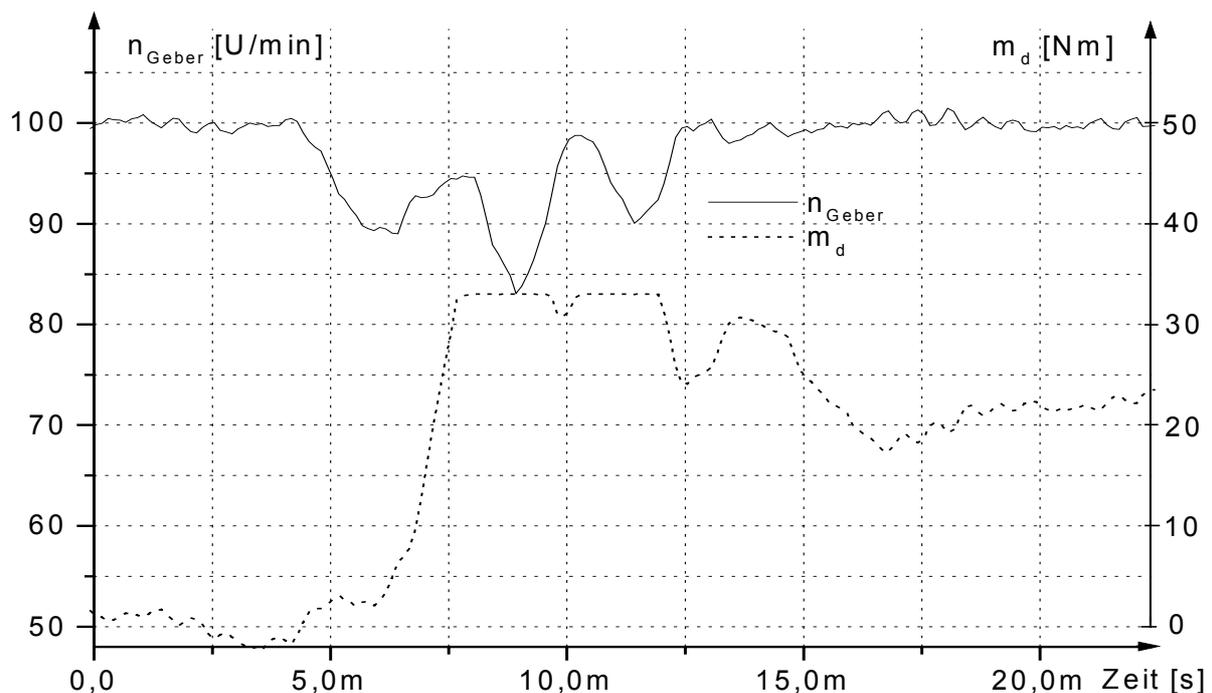


Abb. 9.19: Verlauf von Drehzahl und Drehmoment bei einem Lastsprung von 0 auf 25 Nm mit dem PI-Zustandsregler

Man erkennt, dass der Zustandsregler mit maximalem Moment den Lastsprung ausregelt. Er erreicht dies deutlich schneller als der PI-Drehzahlregler, trotz der zusätzlichen Verzögerung des Beobachters aus Kapitel 5.3. Aufgrund der Stellgrößenbegrenzung treten hierbei Resonanzschwingungen auf.

Beim Zustandsregler gibt es nicht wie beim PI-Drehzahlregler einen ausgeprägten stationären Drehzahlbereich, in welchem sich das Drehzahlband aufweitet. Es wird deshalb aus Gründen der Vergleichbarkeit dieselbe Drehzahl wie beim PI-Drehzahlregler verwendet.

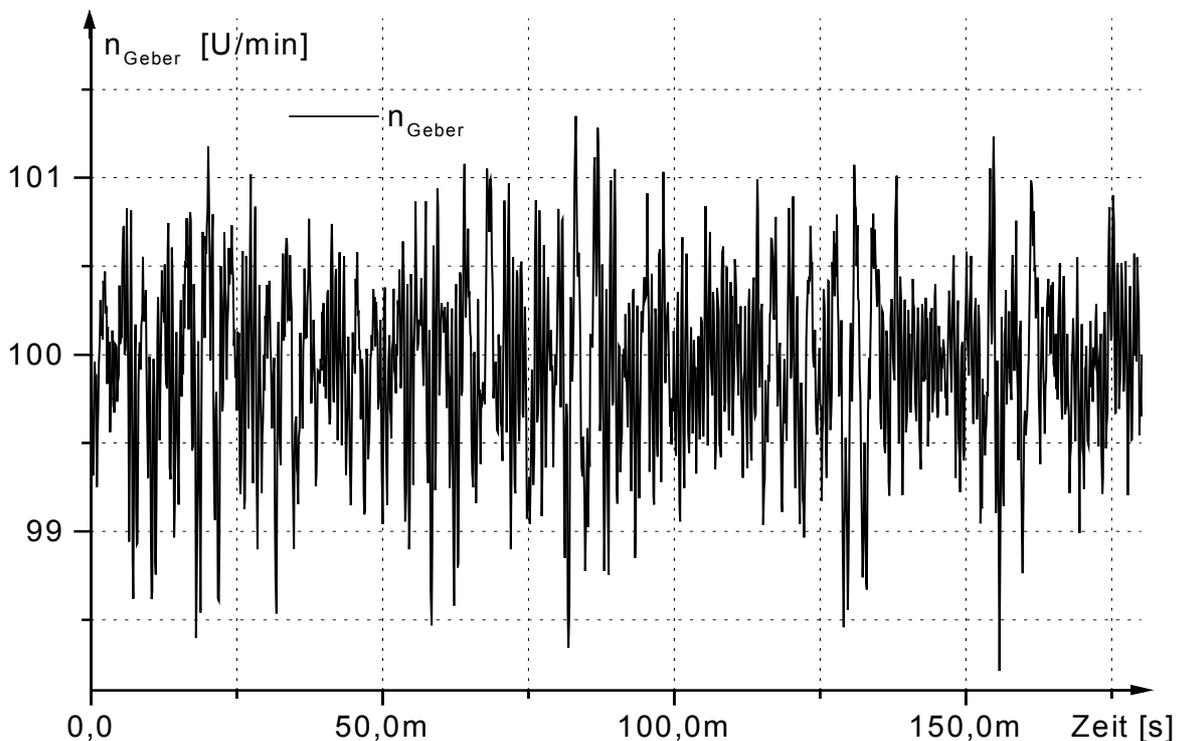


Abb. 9.20: Verlauf von Drehzahl von Antriebs- und Lastmaschine und Drehmoment bei stationärer Drehzahl von 100 U/min mit dem Zustandsregler

Das Drehzahlband ist etwas breiter als beim PI-Drehzahlregler. Dies kommt dadurch zustande, dass durch die sehr hohe Dynamik des Zustandsreglers neue mechanische Mehrmassenschwingersysteme angeregt werden. Es treten Schwingungen zwischen dem Maschinenbett und dem Gehäuse der Asynchronmaschine und zwischen Anbauteilen und dem Gehäuse derselben auf. Das hat nichts mit dem Regler zu tun, sondern zeigt einfach die mechanischen Grenzen des Antriebssystems. Soll eine Anregung dieser Schwingungen vermindert werden, muss die Dynamik des Reglers deutlich verringert werden, oder es muss ein steiferer mechanischer Aufbau gewählt werden. Die Drehzahlschwankungen aufgrund des nichtidealen Verhaltens des unterlagerten DMTC-Verfahrens werden mit dem Zustandsregler deutlich verringert. Bei Erreichen der Drehmomentbegrenzung ist auch beim Zustandsregler keine aktive Bedämpfung der Schwingungen mehr möglich. Um dies doch zu bewerkstelligen, kann wie in Kapitel 7.2.6 beschrieben ein Zustandsregler mit integrierter Differenzdrehzahlaufschaltung verwendet werden. Außerhalb der Stellgrößenbeschränkung arbeitet dieser Regler als ganz normaler Zustandsregler. Bei Auftreten der Stellgliedersättigung wird über einen variablen Begrenzer noch genug Stellreserve zur Schwingungsbedämpfung mit der Differenzdrehzahlaufschaltung bereitgestellt. Die folgenden Messungen zeigen diese Regelung am Teststand bei einem Sollwert und einem Lastsprung.

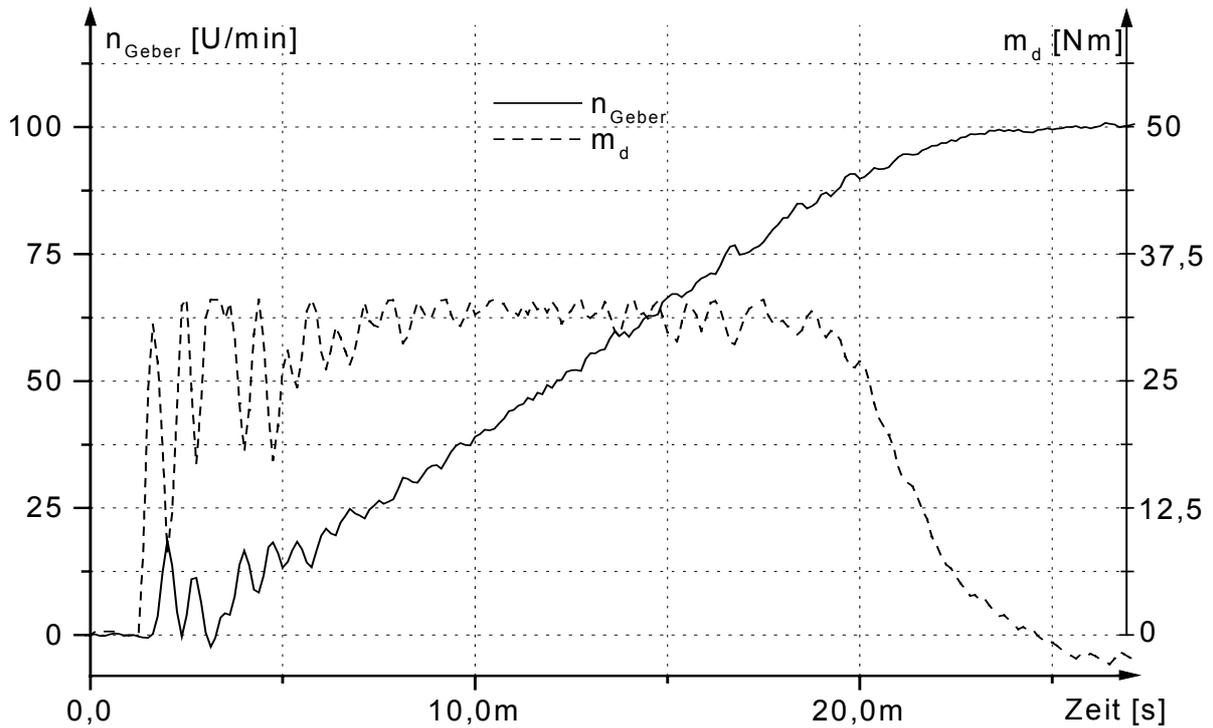


Abb. 9.21: Verlauf von Drehzahl und Drehmoment bei einem Sollwertsprung von 0 auf 100 U/min mit dem beschriebenen Zustandsregler mit Differenzdrehzahlauflaufschaltung bei Stellgrößenbeschränkung

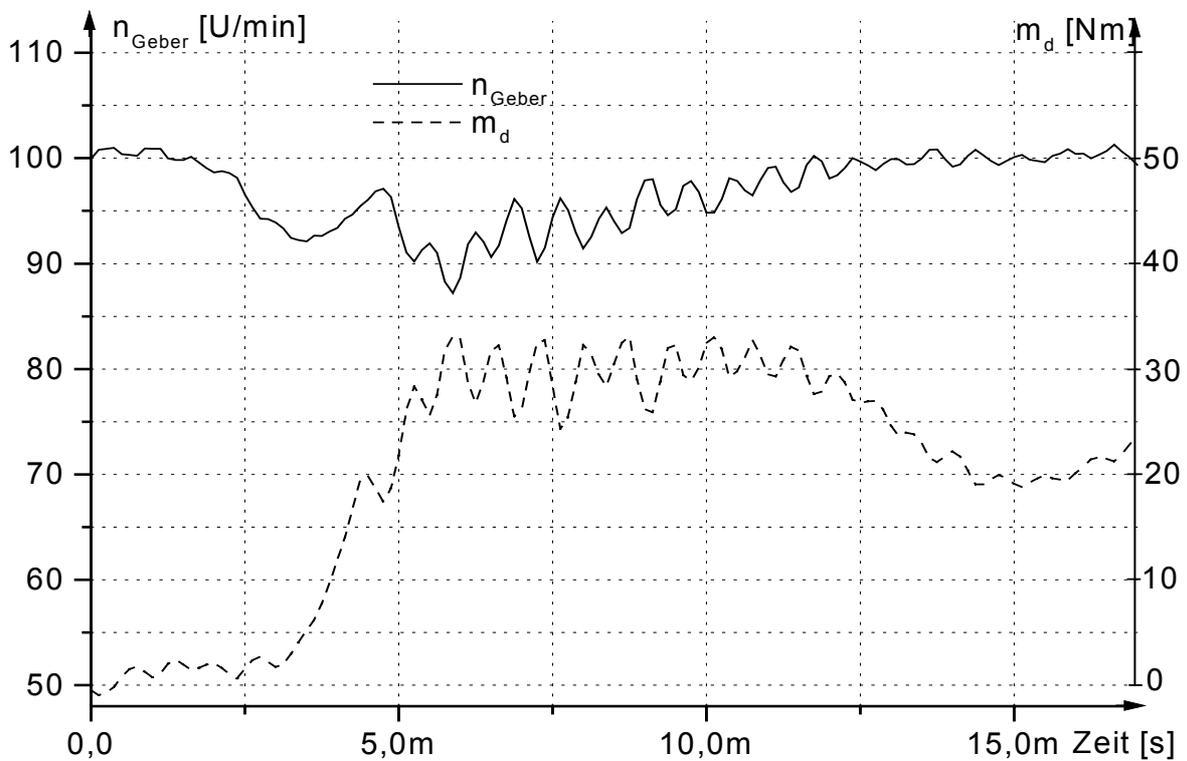


Abb. 9.22: Verlauf von Drehzahl und Drehmoment bei einem Lastsprung von 0 auf 25 Nm mit dem beschriebenen Zustandsregler mit Differenzdrehzahlauflaufschaltung bei Stellgrößenbeschränkung

Man erkennt, dass beim Sollwertsprung die Schwingungen auch im Bereich der Drehmomentbegrenzung noch bedämpft werden. Es findet lediglich ein Spannen der Federn zu Beginn des Sollwertsprungs statt.

Beim Lastsprung ist der Drehzahleinbruch bei Verwendung der Differenzdrehzahl-aufschaltung deutlich geringer, da der Einbruch in Abb. 9.19 auch teilweise von einer anklingenden Schwingung herrührt. Allerdings dauert der gesamte Ausregelvorgang etwas länger als ohne die Aufschaltung, da hierfür ebenfalls Stellreserve benötigt wird.

Vergleicht man die Messungen mit den entsprechenden Simulationen, so kann man feststellen, dass die Simulationen mit den realen Messungen gut übereinstimmen. Treten Unterschiede auf, dann meist aufgrund von nichtmodellierten Erscheinungen des realen Antriebs. Hier sind dies besonders nichtmodellerte mechanische schwingungsfähige Systeme, die durch einen dynamischen Zustandsregler angeregt werden.

Abschließend kann gesagt werden, dass die Messungen belegen, dass selbst so hochdynamische und komplexe Systeme wie der Dreimassenschwinger mit geeigneten Verfahren noch aktiv bedämpft und sehr dynamisch geregelt werden können. Es werden auch die Grenzen, z. B. die mechanische Festigkeit des Antriebs und die Messgenauigkeit des an der Anlage Möglichen, aufgezeigt.

## 10. Zusammenfassung und Ausblick

Das Hauptgebiet dieser Arbeit ist die aktive Dämpfung mechanischer Schwingungen im Antriebsstrang und die Ertüchtigung der unterlagerten Drehmomentregelung als eine Voraussetzung hierfür.

Es werden verschiedene Regelungen für einen Dreimassenschwinger bestehend aus Antriebsmaschine, Lastmaschine und Kupplung mit Resonanzfrequenzen bei 396,5 und 858 Hz entworfen, simuliert und am Teststand auf ihre Tauglichkeit untersucht. Mechanische Systeme mit so hohen Resonanzfrequenzen treten im Bereich der Servo-Antriebstechnik oder bei hochdynamischen Spindelantrieben auf.

Eine einfache Struktur, mit der solch ein schwingungsfähiges System gedämpft werden kann, ist ein PI-Drehzahlregler für die Antriebsmaschine. Der hierfür nötige hochdynamische rausch- und störungsarme Drehzahlwert mit geringer Phasenverschiebung wird ohne Kenntnis der schwingungsfähigen Strecke nur mit einem Beobachter für die Antriebsmaschine unter Verwendung eines Lage- und eines Ferraris-Beschleunigungsgebers ermittelt. Da es mit einem PI-Drehzahlregler nur möglich ist, Strecken mit geeigneten Trägheitsverhältnissen, das heißt das Trägheitsmoment der Last ist größer als das der Antriebsmaschine, zu dämpfen, muss mit einer Differenzdrehzahlschaltung die Dämpfung eventuell erhöht werden. Diese Reglerstrukturen bieten keine hohe Dynamik, sie sind aber einfach in der Auslegung und robust.

Falls eine dynamischere Drehzahlregelung erwünscht ist, so bietet sich der Einsatz eines PI-Zustandsreglers an. Zur Auslegung des Reglers wird in dieser Arbeit neben dem klassischen Riccati-Entwurf noch eine spezielle Auslegungsart für Mehrmassenschwinger mit Hilfe der Polvorgabe vorgestellt.

Damit eine dynamische Zustandsregelung funktioniert, muss ein entsprechender Beobachter hochdynamische rausch- und störungsarme Signale für alle benötigten Zustände des Dreimassenschwingers liefern. Dies ist möglich unter Benutzung der Antriebsmaschinendrehzahl und des Modellmoments der direkten Drehmomentmittelwertregelung. Sowohl zur Reglerauslegung als auch zur Beobachterausslegung müssen die Parameter der Regelstrecke sehr genau bekannt sein. Es wird deshalb in dieser Arbeit ein robuster Entwurf vorgestellt, welcher auch bei nicht ganz korrekten Streckenparametern noch ein gutes Regelverhalten garantiert.

Da keinerlei Tiefpassfilter bei der Messwertermittlung verwendet werden, ist die Dynamik der Drehzahlregelung sehr hoch. Dies ist nötig, um die hohen mechanischen Resonanzfrequenzen aktiv dämpfen zu können.

Eine sehr hochdynamische Drehzahlregelung macht nur Sinn mit einer ausreichend schnellen unterlagerten Drehmomentregelung. Bei der in [Fla99] beschriebenen ursprünglichen Variante des DMTC-Verfahrens kann, bei erzwungenen oder erwogenen Flussstützungen, ein Zyklus lang ein falsches Drehmoment eingestellt werden, was zu Anregung von unerwünschten Drehzahlschwankungen führt. In dieser Arbeit wurde deshalb ein komplett neuer Flussregler mit Zyklusdreiteilung entwickelt. Mit dieser Verbesserung ist es möglich, in jedem Zyklus den Fluss zu stützen und das gewünschte Drehmoment einzustellen, was eine Grundvoraussetzung zur aktiven Schwingungsbedämpfung hochfrequenter mechanischer Schwingungen ist.

Um den Einsatz des DMTC-Verfahrens in der Praxis zu erleichtern, werden verschiedene Verfahren zur automatischen Bestimmung der elektrischen Parameter des Asynchronmaschinenmodells in dieser Arbeit vorgestellt. Diese Verfahren liefern die zum Betrieb der Drehmomentregelung nötigen elektrischen Parameter mit ausreichender Genauigkeit ohne zusätzliche Änderungen am Aufbau. Hierzu wird allerdings ein Umrichtermodell benötigt.

Es ist mit modernen Drehmomentregelverfahren und IGBT-Pulsumrichtern möglich, hochfrequente Schwingungen komplexer Regelstrecken erfolgreich aktiv zu dämpfen. Hierzu eignet sich besonders ein PI-Zustandsregler, der noch zusätzlich eine sehr hohe Dynamik bei der Drehzahlregelung ermöglicht. Da die Dynamik durch die fehlende mechanische Steifigkeit der Antriebsmaschine am untersuchten Teststand beschränkt wird, sollte in einer zukünftigen Untersuchung noch geklärt werden, wie weit die Dynamik des Reglers bei einem geeigneten Maschinenaufbau erhöht werden kann.

Für die Auslegung des Zustandsreglers und des zugehörigen Beobachters müssen die Parameter der Strecke genau bekannt sein. Die Strecke darf sich außerdem im Betrieb der Anlage nicht ändern. In einer zusätzlichen Arbeit könnte eine automatische Parameterermittlung und Nachführung mit zugehöriger Regler- und Beobachterberechnung untersucht werden. Dies würde den praktischen Einsatz der Regelung erleichtern.

## 11. Synopsis of thesis

### Active damping of mechanical resonance in servo systems with the Direct Mean Torque Control (DMTC)

Mechanical resonance is often a problem in drive systems and there are numerous publications on this subject in traction or steel mill applications with resonant frequencies below 100 Hz. In servo systems however these frequencies can be far above 100 Hz. The used plant consists of a three inertia system formed of the induction machine as the actuator, the coupling and the dc load machine with resonant frequencies at 396.5 Hz and 858 Hz. This system cannot be reduced to a two inertia system without a significant loss of dynamic. The controller, the measurement of the system states and the actuator therefore got to be very fast. Solutions for this are given in the work.

The simplest method of active damping of the oscillations is a PI-speed controller. This is possible if the inertia increases when it is farer away from the actuator and if a high dynamic speed signal without significant phase lag is available. Because of noise, disturbance and not modelled mechanical resonancies of the incremental encoder fixing, it is impossible to use the differentiated position signal without filtering. The use of a lowpass filter for the speed signal increases the phase lag too much or prohibits an active damping. The generation of the speed signal is possible with the help of an observer of the actuator. The acceleration must be measured with a Ferraris acceleration sensor. This acceleration is then integrated and compared to the differentiated position signal of an incremental encoder. With this comparison the observer feedback is generated. The speed signal of the observer is used directly for control. A method to design the PI-controller is also described in the work.

Another possibility to control the plant is a state controller. With the help of this controller you can theoretically place the poles of the system at any desired position. In practical realisation of the control that is not possible because of some limitations. The most important one is the saturation of the actuator. If the controller is too fast, the whole system jumps from one actuator saturation to the other. That can cause an instable behaviour of the system. But also without these limitations it is not easy to choose the right pole configuration to get the wanted behaviour of the control.

A suitable method to rate the controller which is described more detailed in the work is the following: First the design is done by a Riccati-design of the controller. The pole positions found are then taken as starting points for an optimization by pole placement. It can be shown that a change of frequency of the resonant oscillations needs a lot of actuator power. Therefore only the damping of these resonant oscillations is increased. Afterwards the design has to be verified by simulation and measurement at the set-up.

The states of the system have to be known for a state control. A suitable solution is the use of an observer of the three inertia system. Therefore and for the design of the state controller the parameters of the controlled plant must be known rather exactly. Especially the observer reacts sensitively to wrong parameters of the plant. Therefore a robust design of the observer and the controller has to be done together. A possibility to do this is the algorithm described in this work. Starting with a good pole configuration for exactly known parameters the algorithm varies the poles with expert's knowledge. A set of worst-case parameter variations is defined and then every new pole configuration is examined with a special criterion if the poles are also in the desired area for the wrong parameters. This procedure is repeated until all poles are in the right area.

A  $h_{inf}$ -control, another robust design algorithm, is investigated in this work only very shortly because of its very poor dynamic behaviour.

But not only the measurement and the controller have to be fast, this is also true for the actuator, here the induction machine, the inverter and the Direct Mean Torque Control algorithm (DMTC). The original DMTC uses only one voltage vector and one zero vector per cycle. The switching time is calculated in a way that the torque below the set point value and above has the same amount. The algorithm therefore needs a prediction of the torque and flux propagation in future with a model of the induction machine.

At low speed and low torque it can be necessary to increase the flux significantly. But if you can use only two vectors you got to neglect the torque for one cycle. The wrong torque accelerates the rotor which has to be corrected in the next cycles. To avoid this effect this work uses sometimes two voltage vectors and one zero vector. At the beginning of the cycle the algorithm increases the flux with a constant short voltage vector if necessary. The DMTC calculates the switching instant and the voltage vectors for precise torque control for the rest of the cycle time. With this combination it is possible to keep the flux near to the set value and to control the torque too.

The DMTC-algorithm needs a model of the induction machine as mentioned above. The parameters of this model must be estimated if they are not exactly known. Changes of the set-up configuration for parameter measurement are extremely unwanted because of additional effort and cost. Therefore the here used algorithms work with the normal configuration.

The first parameter estimated is the stator resistance. This is simply done by keeping the stator current constant with the inverter and a current control and measuring the voltage and current. The resistance can then be calculated by a division.

The main inductance is identified by a comparison of the stator currents of the model and the measured currents of the machine at no-load operation.

The leakage inductance and the rotor resistance are still unknown. Their determination can be done again by a model machine comparison while the inverter feeds voltage jumps to the machine.

The stator and rotor resistances are varying with temperature. Therefore it is necessary to correct them at normal operation. In this work there is an algorithm described doing this with the help of a field orientation.

The work shows a method to control also complicated plants with high resonant frequencies with PI- or state control and explains the measurement or generation of the necessary states. Several improvements of the DMTC-algorithm are also mentioned. The measured results are shown for the most important controllers and methods.

## 12. Literaturverzeichnis

- [ABB90] ABB: Datenblatt zur BBC-Asynchronmaschine QS112-3, 1990
- [ABB95] CD-ROM der Firma ABB: ACS 600 with Direct Torque Control, Version 2.2, 1995
- [Ack88] J. Ackermann: Abtastregelung, dritte Auflage, Springer-Verlag, 1988
- [Ada99] J. Adamy: Regelungstechnik 2, Vorlesungsskript, IAT, TU Darmstadt, 1999
- [Ans99] W. Anshütz: PECSIM, Power Electronics Circuit Simulation, Benutzerhandbuch, Version F02, SRT, TU Darmstadt, 1999
- [Bec99] H. Beck: Aktive Schwingungsbedämpfung in Triebachsen mittels selbststellender Zustandsregelungen, eb Elektrische Bahnen 97, 1999
- [Bin98] A. Binder: Elektrische Maschinen und Antriebe<sup>1</sup> und 2, Vorlesungsskript, EW, TU Darmstadt, 1998/1999
- [Bla71] F. Blaschke: Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Drehfeldmaschine, Diss. TU Braunschweig, 1973
- [Chr97] R. Christmann: Exemplarischer Entwurf eines  $H_\infty$ -Reglers, Automatisierungstechnik 45 (1997), 1997
- [Dat91] D. Dat: Diskrete Zustandsregelung von Drehstromantrieben mit elastischer mechanischer Übertragung, Diss. TU Dresden, 1991
- [Den81] A. Denne, H. Rausch, W. Friese: Aufnehmer zur Messung schnellveränderlicher Drehbeschleunigungen und Drehmomente, TM Technisches Messen 48, 1981
- [Dep85] M. Depenbrock: Direkte Selbstregelung (DSR) für hochdynamische Drehfeldantriebe mit Stromrichterspeisung, etzArchiv, Bd. 7, 1985
- [Dha94] R. Dhaouadi, K. Kubo, M. Tobise: Analysis and Compensation of Speed Drive Systems with Torsional Loads, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 3, May/June, 1994
- [Eil00] G. Ellis, R. Lorenz: Resonant Load Control Methods for Industrial Servo Drives, IEEE IAS Annual Meeting Rome, 2000
- [Eut00] T. Eutebach: Ein Beitrag zur Bedämpfung von Torsionsschwingungen in hochdynamischen Industrieantrieben, Diss. Uni Siegen, 2000
- [Faß01a] J. Faßnacht, P. Mutschler: An observer to improve the speed signal using a Ferraris acceleration sensor, EPE 2001 Graz, 2001

- [Faß01b] J. Faßnacht, P. Mutschler: Benefits and limits of using an acceleration sensor in actively damping of high frequent mechanical oscillations, IEEE, IAS Annual meeting 2001 Chicago, 2001
- [Faß99] J. Faßnacht, P. Mutschler: Der PC als Echtzeit-Regelungsrechner in der Entwicklungsphase neuer Antriebsregelungen, SPS/IPC/Drives Nürnberg, 1999
- [Fla99] E. Flach: Direkte Regelung des Drehmomentmittelwertes einer Induktionsmaschine, Diss. TU Darmstadt, 1999
- [Fle00] Flender: Technical handbook, A. Friedr. Flender AG, Bocholt, 2000
- [Föll94] O. Föllinger: Regelungstechnik: Einführung in die Methoden und ihre Anwendung, Hüthig-Verlag, 1994
- [Gam93] H. Gambach: Servoantriebe mit unterlagerter Zweipunktregelung ihrer Drehbeschleunigung, Diss. Uni Stuttgart, 1993
- [Gos98] M. Goslar: Ein Beitrag zur anwendungsorientierten Zustandsregelung elektrischer Hochleistungsantriebe, Diss. TU Clausthal, 1998
- [Gur98] S. Gurian: Resonance Compensation, GE Industrial Control Systems, 27.07.1998, 1998
- [Has69] K. Hasse: Zur Dynamik drehzahl geregelter Antriebe mit stromrichter gespeisten Asynchron-Kurzschlussmaschinen, Diss. TU Darmstadt, 1969
- [Has94] K. Hasse: Regelung in der Antriebstechnik, Vorlesungsskript, SRT, TU Darmstadt, 1994
- [Has98] K. Hasse: Einführung in die Regelungstechnik, Vorlesungsskript, SRT, TU Darmstadt, 1998
- [Hei92] G. Heinemann: Selbsteinstellende feldorientierte Regelung für einen asynchronen Drehstromantrieb, Diss. TU Braunschweig, 1992
- [Hei98] Heidenhain: Inkrementale Drehgeber, Verkaufsprospekt der Fa. Heidenhain, 1997
- [Hil01] B. Hiller, W. Lehner: Verbesserung der Regelgüte durch Ferraris-Sensoren, Antriebstechnik 40 (2001) Nr. 4
- [Hip85] P. Hippe, Ch. Wurmthaler: Zustandsregelung: Theoretische Grundlagen und anwendungsorientierte Regelungskonzepte, Springer-Verlag 1985
- [Hor94] Y. Hori, H. Iseki, K. Sugiura: Basic Consideration of Vibration Suppression and Disturbance Rejection Control of Multi-inertia System using SFlac, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 4, July/August 1994

- [Hor99] Y. Hori, H. Sawada, Y. Chun: Slow Resonance Ratio Control for Vibration Suppression and Disturbance Rejection in Torsional System, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, No. 1 February, 1999
- [Hös99] B. Höscheler: Erhöhung der Genauigkeit bei Wegmesssystemen durch selbstlernende Kompensation systematischer Fehler, SPS/IPC/Drives 1999, 1999
- [Hüb01] Hübner Elektromaschinen: ACC93 Hübner Beschleunigungssensor, Vorab-Datenblatt, Hübner Elektromaschinen Berlin, 2001
- [Ise87] R. Isermann: Digitale Regelsysteme 1+2, Springer-Verlag, 1987
- [Ise88] R. Isermann: Identifikation dynamischer Systeme 1+2 Springer Verlag, 1988
- [Jän89] M. Jänecke, R. Kremer, G. Steuerwald: Direct Self-Control (DSC), A Novel Method of Controlling Asynchronous Machines in Traction Applications, EPE 1989 Aachen, 1989
- [Jor75] H. Jordan, V. Klíma, K. Kovács: Asynchronmaschinen, Vieweg, 1975
- [Kaz91] M. Kazmierkowski: Novel Space Vector Based Current Controllers for PWM-Inverters, IEEE Transactions on Power Electronics, Januar 1991
- [Kir99] R. Kirchberger, B. Hiller: Oversamplingverfahren zur Verbesserung der Erfassung von Lage und Drehzahl an elektrischen Antrieben mit inkrementellen Gebersystemen, SPS/IPC/Drives 1999, 1999
- [Kla92] N. Klaes: Identifikationsverfahren für die betriebspunktabhängigen Parameter einer wechselrichtergespeisten Induktionsmaschine, Diss. Uni Bochum, 1992
- [Lor93] H. Lorenz: Selbsteinstellende Zustandsregelung von Drehstromstellantrieben, Diss. TU Dresden, 1993
- [Mat92] R. Chiang, M. Safonov: Matlab, Robust Control Toolbox, The Math Works Inc., August 1992
- [Mat93] The Math Works Inc.: Matlab, User's guide, 1993
- [Mül01] I. Müller: Estimation of the Mechanical Parameters of a stiff Three-Inertia-Drive, PCIM 2001, 2001
- [Mül02] I. Müller: Two Reliable Methods for Estimating the Mechanical Parameters of a Rotating Three-Inertia System, EPE-PEMC 2002, 2002
- [Mül93] K. Müller: Minimale Realisierung von stationär genauen  $H_2 / H_\infty$ -Reglern, Automatisierungstechnik 41, 1993
- [Mül95] G. Müller: Theorie elektrischer Maschinen, VCH-Verlag, 1996
- [Mül96] K. Müller: Entwurf robuster Regelungen, Teubner-Verlag, 1996

- [Mut97] P. Mutschler: Leistungselektronik 1, Vorlesungsskript, SRT, TU Darmstadt, 1997
- [Ont98] On Time: User's Manual RTTarget-32 Version 2.1, On Time Informatik GmbH, 1998
- [Pet01] K. Peter, I. Schöling, B. Orlik: Robust State-Feedback  $H_\infty$  Control of a Nonlinear Two-Mass System, IEEE, IAS Annual meeting 2001 Chicago, 2001
- [Pil90] Piller: Technische Spezifikation für Gleichstrom-Nebenschluss-Motor GML112.17V, Anton Piller GmbH, 1990
- [Pro94] A. Probst: Untersuchungen zur Verbesserung des Lastverhaltens elektrischer Antriebe am Beispiel einer mikrorechnergeregelten Asynchronmaschine, Diss. TU Darmstadt, 1994
- [Rai92] J. Raisch, E. Gilles: Reglerentwurf mittels  $H_\infty$ -Minimierung – Eine Einführung, at Automatisierungstechnik 40 (1992) 3 und 40 (1992) 4
- [Rat73] E. Raatz: Der Einfluss von elastischen Übertragungselementen auf die Dynamik geregelter Antriebe, Techn. Mitteilungen, AEG-Telefunken, 63, 1973
- [REF89] REFU Elektronik: REFU317 Antriebsumrichter, Verkaufsprospekt der Firma REFU Elektronik, 1989
- [Sch87] H. Schierling: Selbsteinstellendes und selbstanpassendes Antriebsregelsystem für die Asynchronmaschine mit Pulswechselrichter, Diss. TU Darmstadt, 1987
- [Sch94] D. Schröder: Elektrische Antriebe 1 + 2, Springer-Verlag 1994 und 1995
- [Sch96] F. Schütte, S. Beineke, M. Henke, H. Grotstollen: Drehzahlregelung eines elastischen Zweimassensystems mit On-line-Identifikation lastseitiger Reibung und aktiver Schwingungsdämpfung bei Stellgrößenbegrenzung, SPS/IPC/Drives 1996, 1996
- [Sin95] B. Singer: Adaptive Regelung eines Vorschubsystems mit nicht messbaren Störgrößen, Diss. TU Darmstadt, 1995
- [Sug96] K. Sugiura, Y. Hori: Vibration Suppression in 2- and 3-Mass System Based on the Feedback of Imperfect Derivative of the Estimated Torsional Torque, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 43, No.1, February 1996
- [Tak86] I. Takahashi, T. Noguchi: A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor, IEEE Transactions on Industry Applications, September, October 1986
- [Unb00] H. Unbehauen: Regelungstechnik II, Vieweg Verlag, 2000
- [Vuk98] S. Vukosavic, M. Stojic: Suppression of Torsional Oscillations in a High-Performance Speed Servo Drive, IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol. 45, No.1, February 1998

[Wes99a] V. Wesselak, N. Kllaßen, F. Bauer: Self-Learning Control of Pulse Converter Nonlinearities, EPE 1999 Lausanne, 1999

[Wes99b] V. Wesselak, N. Kllaßen, F. Bauer: Application of a Self-Learning Observer for Disturbance Compensation in Drive Control, PCIM 1999 Nürnberg, 1999

[Wol89] U. Wolff: Antriebsregelung bei Wellentorsion, Diss. TU Darmstadt, 1989

[Zha00] G. Zhang, J. Furusho: Speed Control of Two-Inertia System by PI/PID Control, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 3, June 2000

## Studien- und Diplomarbeiten des Instituts für Stromrichtertechnik und Antriebsregelung

[Bra98] Martin Brand: Aufbau eines Analogteils für die Lageerfassung einer Maschine, Studienarbeit, SRT, TU Darmstadt, 1998

[Eic98] Jörg Eichhorn: Aufbau einer PC-Steckkarte mit Timern und Ausgaberegistern für den ISA-Bus, Studienarbeit, SRT, TU Darmstadt, 1998

[Hin01] Christian Hinkelmann: Parameteradaption zur Modellkorrektur bei der Asynchronmaschine, Diplomarbeit, SRT, TU Darmstadt, 2001

[Hof97] Rolf Hoffmann: Verbesserung eines Verfahrens zur direkten Regelung des Drehmomentmittelwertes einer Asynchronmaschine, Diplomarbeit, SRT, TU Darmstadt, 1997

[Pah01] Dieter Pahlke: Untersuchung strukturumschaltender Regler zur aktiven Bedämpfung eines Dreimassenschwingers, Diplomarbeit, SRT, TU Darmstadt, 2001

[Rei00] Max Reinhard: Erweiterung einer bestehenden Lageerfassung um eine Beschleunigungserfassung mit Ferrarissensor, Studienarbeit, SRT, TU Darmstadt, 2000

[Reu01] Jan Reucker: Auslegung einer Zustandsregelung zur Bedämpfung eines Dreimassenschwingers, Diplomarbeit, SRT, TU Darmstadt, 2001

[Wel01] Horst Welker: Parameteradaption bei der Asynchronmaschine zur Modellbildung, Studienarbeit, SRT, TU Darmstadt, 2001

## Anhang

### A1. Berechnung der Einschaltdauer mit dem Mittelwertverfahren [Fla99]

Das folgende Diagramm zeigt einen typischen Zyklus beim Flächengleichheitsverfahren:

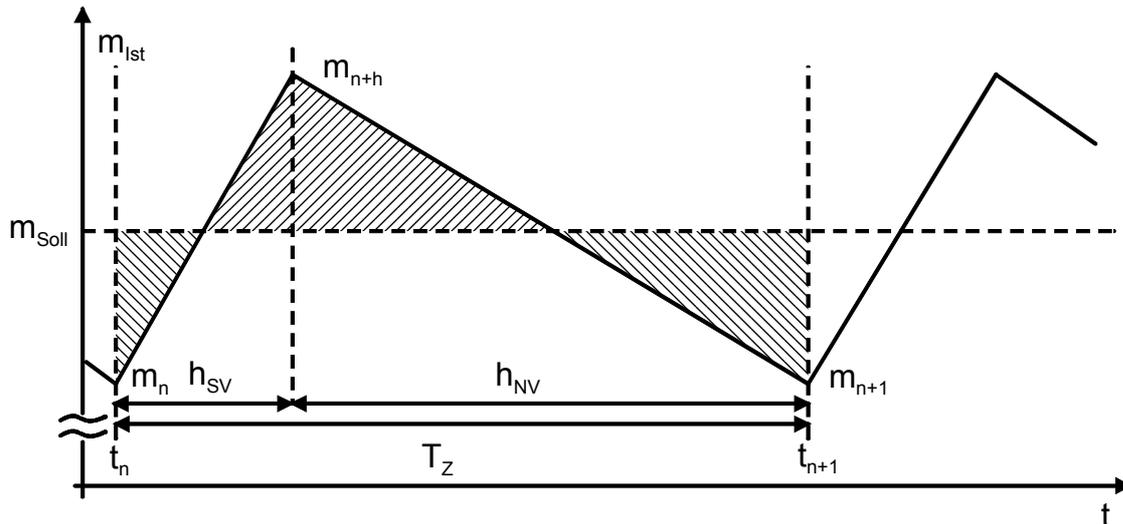


Abb. A1.1: Zyklus beim Flächengleichheitsverfahren

Zur Berechnung der Einschaltdauer des Spannungsvektors wird der Mittelwert des Momentes während des Spannungsvektors ausgehend vom Startwert  $m_n$  ermittelt. Hierfür erhält man mit einer linearen Näherung:

$$\bar{m}_{SV} = (m_n + m_{n+h}) / 2 \quad (\text{A1.1})$$

Für den zweiten Teilschritt, also während des Nullvektors, ergibt sich ein mittleres Moment von

$$\bar{m}_{NV} = (m_{n+h} + m_{n+1}) / 2 \quad (\text{A1.2})$$

Die nötigen Augenblickswerte des Momentes zu den Umschaltzeitpunkten  $m_{n+1}$  und  $m_{n+h}$  erhält man durch die lineare Prädiktion

$$m_{n+1} = m_n + \bar{m}_{SV} \cdot h_{SV} + \bar{m}_{NV} \cdot (T_Z - h_{SV}) \quad (\text{A1.3})$$

$$m_{n+h} = m_n + \bar{m}_{SV} \cdot h_{SV} \quad (\text{A1.4})$$

Der Mittelwert des Momentes berechnet sich aus diesen beiden Mittelwerten über die Teilschritte mit

$$\bar{m}_Z = \left( \bar{m}_{SV} \cdot h_{SV} + \bar{m}_{NV} \cdot (T_Z - h_{SV}) \right) / T_Z \quad (\text{A1.5})$$

Es ergibt sich also folgende Formel zur Berechnung des Umschaltzeitpunkts durch Auflösen der Gleichungen A1.1, A1.2, A1.3, A1.4 und A1.5 nach  $h_{SV}$ :

$$h_{SV} = T_Z - \sqrt{T_Z^2 + \frac{2 \cdot (m_n - m_{Soll}) \cdot T_Z + m_{NV} \cdot T_Z^2}{m_{SV} - m_{NV}}} \quad (A1.6)$$

## A2. Berechnung der Einschaltdauer mit dem Endwertverfahren [Fla99]

Beim Endwertverfahren wird versucht, die Einschaltdauer der Spannungsvektoren so zu wählen, dass am Zyklusende der stationäre Endwert erreicht wird:

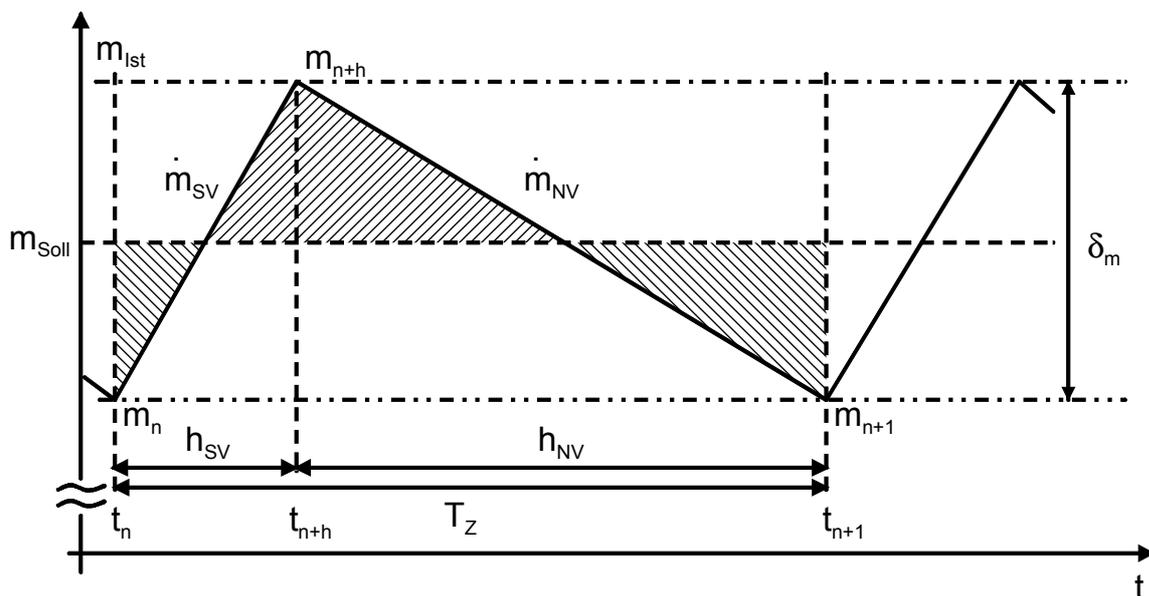


Abb. A2.1: Zyklus beim Endwertverfahren

Damit hierbei wiederum der Wert des Istmoments der Asynchronmaschine im Mittel über einen Zyklus im Stationärbetrieb dem Sollmoment entspricht, wird eine scheinbare Hysteresebreite  $\delta m$  aus dem Ansatz der Flächengleichheit ermittelt:

$$\delta m = m_{SV} \cdot h_{SV} = -m_{NV} \cdot h_{NV} = -m_{NV} \cdot (T_Z - h_{SV}) \quad (A2.1)$$

oder nach der Eliminierung von  $h_{SV}$ :

$$\delta m = -\frac{m_{SV} \cdot m_{NV}}{m_{SV} - m_{NV}} \cdot T_Z \quad (A2.2)$$

Der Betragswert des Drehmoments am Ende des neuen Zyklus  $m_{End}$  ist um die halbe scheinbare Hysteresebreite kleiner als der Betragswert des Sollmoments. Er ergibt sich zu

$$m_{n+1} = m_{End} = m_{Soll} - \frac{1}{2} \cdot \delta m = m_n + m_{SV} \cdot h_{SV} + m_{NV} \cdot h_{NV} \quad (A2.3)$$

Durch Auflösen nach  $h_{SV}$  mit  $h_{NV} = T_Z - h_{SV}$  ergibt sich:

$$h_{SV} = \frac{m_{Soll} - m_n - \frac{1}{2} \cdot \delta m - T_Z \cdot m_{NV}}{m_{SV} - m_{NV}} \quad (A2.4)$$

Mit (2.8) erhält man:

$$h_{SV} = \frac{m_{Soll} - m_n - T_Z \cdot m_{SV}}{m_{SV} - m_{NV}} + T_Z \cdot \frac{m_{SV} \cdot m_{NV}}{2 \cdot (m_{SV} - m_{NV})^2} \quad (A2.5)$$

Dies ist die Einschaltdauer des Spannungsvektors.

### A3. Das zur Parameterermittlung verwendete Umrichtermodell

Die einfache Modellierung des Stromrichters mit idealen Schaltern ist für den normalen Betrieb geeignet, aber für eine Parameterbestimmung völlig unzureichend, siehe auch [Kla92]. Die Dioden und IGBTs haben unterschiedliche Durchlasswiderstände und Durchlassspannungen. Es liegt also je nach leitendem Bauelement beim gleichen Spannungsvektor ein anderes Potential an den Umrichterausgangsklemmen an. In der folgenden Darstellung wird dies durch die verschiedenen Widerstände und Spannungsquellen in Serie zum idealen Schalter oder der idealen Diode berücksichtigt:

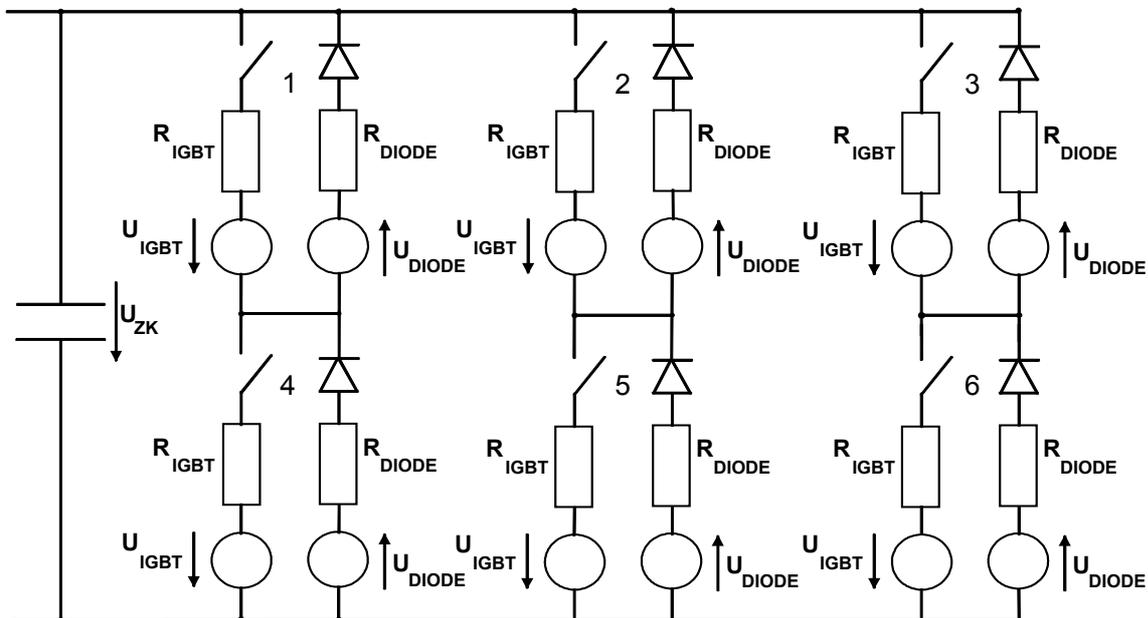


Abb. A3.1: Verwendetes Umrichtermodell

Aufgrund eines Defekts wurde ein IGBT des hier verwendeten Umrichters [REF89] ausgetauscht und der neue IGBT zeigt ein anderes Ausschaltverhalten als die anderen Leistungshalbleiter [Hin01]. Je nach Umschaltvorgang kann dies bewirken, dass Zwischenvektoren geschaltet werden. Das bedeutet, dass aufgrund verschiedener Ein- und Ausschaltdauern der Halbleiterbauelemente bei Umschaltvorgängen kurzzeitig unerwünschte Spannungsvektoren von der Dauer der Zeitdifferenzen zwischen

den Umschaltungen der einzelnen Halbleiter an der Maschine anliegen. Es können bei 6 IGBTs theoretisch bei einem Umschaltvorgang maximal 5 Zwischenvektoren auftreten. Dies ist besonders bei sehr kurzen Einschalt Dauern der IGBTs, z. B. im Leerlauf der Maschine bei niedriger Drehzahl, ein Problem, da hier der Fehler leicht 10% der gesamten Spannungszeitfläche erreicht. Bei der Parameterermittlung macht sich dies dann sehr störend bemerkbar. Das zur Korrektur verwendete Umrichtermodell [Wei01], [Hin01] muss neben den unterschiedlichen Durchlassspannungen und Durchlasswiderständen der IGBTs und der Dioden die verschiedenen Umschaltzeiten und Zwischenvektoren nachbilden. Hiermit werden auch die Verriegelungszeiten des Umrichters richtig berücksichtigt.

Nachdem bekannt ist, welche Umrichterparameter benötigt werden, müssen diese ermittelt werden.

Die Durchlasswiderstände und Durchlassspannungen können dem Datenblatt der IGBTs entnommen werden. Zur Ermittlung der Ein- und Ausschaltverzögerungen für das Stromrichtermodell wird der reale Spannungsverlauf der IGBTs beim Ein- und Ausschalten im Stromrichter gemessen [Hin01]. Im Modell können nur schlagartige Kommutierungen der Halbleiterbauelemente berücksichtigt werden, da ansonsten der Rechenaufwand immens wird. Die realen Umschaltungen weisen aber leider ein Zeitverhalten wie in der folgenden Darstellung grob gezeigt auf. Die im Umrichtermodell verwendeten Verzögerungszeiten werden deshalb so berechnet, dass die Spannungsfehlerfläche beim Einschalten oder Ausschalten richtig modelliert wird. Die folgende Darstellung zeigt den genäherten realen Verlauf der Spannung sowie die Näherung mit gleicher Spannungsfehlerfläche:

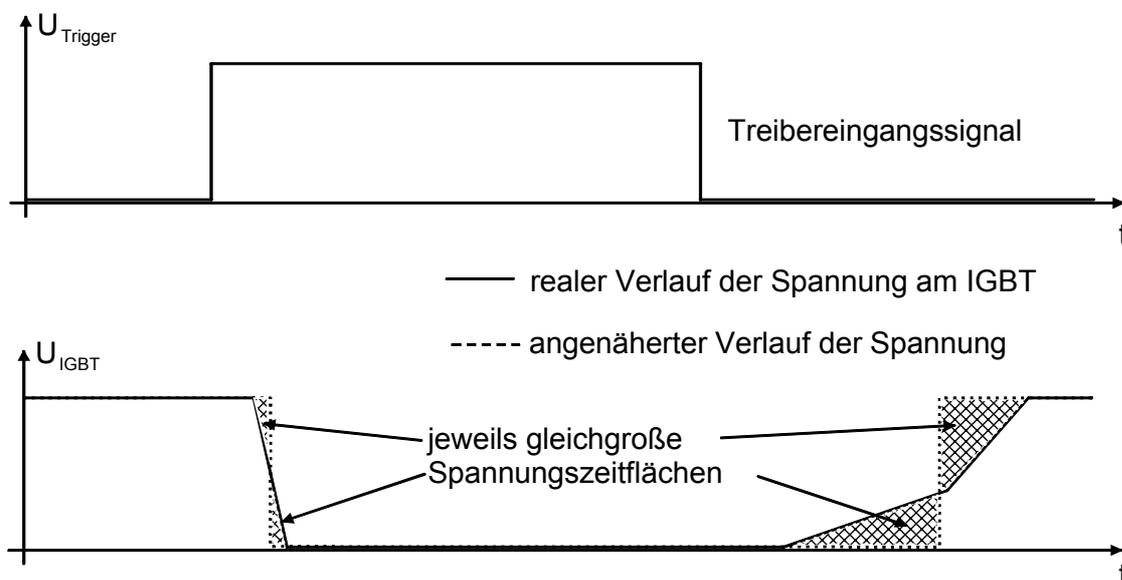


Abb. A3.2: Realer Verlauf der Blockierspannung beim Schalten eines IGBTs und verwendete Näherung für den Blockierspannungsverlauf im Modell und das zugehörige Treibereingangssignal

Diese Vorgehensweise ist gerechtfertigt, da für die Auswirkungen der Ständerspannungsvektoren auf den Stromverlauf in der Maschine im Mittel die entsprechenden Spannungszeitflächen entscheidend sind und nicht der exakte Verlauf zu jedem Zeitpunkt.

Der Spannungsmittelwert über einen Zyklus berechnet sich dann als Summe über alle Spannungsvektoren multipliziert mit dem Verhältnis von deren Einschaltdauer zur Zyklusdauer. Dieser Wert kann zur Parameterermittlung verwendet werden.

Als Messwert für das Maschinenmodell wird die Zwischenkreisspannung zu Zyklusbeginn genommen. Die Zwischenkreisspannung ist natürlich variabel, aber die Zyklusdauer ist kurz im Gegensatz zur Änderungsgeschwindigkeit der Zwischenkreisspannung, so dass kein entscheidender Fehler entsteht.

#### A4. Grundlagen der Zustandsregelung

Mit Zustandsgröße wird eine Variable bezeichnet, die den Zustand eines Energiespeichers des Systems kennzeichnet. Diese Werte sind wie alle energie kennzeichnenden Größen stetig und sie beschreiben zusammen den aktuellen Zustand eines linearen Systems vollständig.

Eine ausführlichere Einführung in diese Thematik findet sich in [Hip85], [Ada99] oder [Föl94].

Generell gibt es mehrere Darstellungsarten für Zustandsregelungen beziehungsweise allgemein für Systeme im Zustandsraum. Zustandsregelungen können mit Übertragungsfunktionen oder mit Matrizen im Zustandsraum beschrieben werden. Übertragungsfunktionen, z. B. Führungs- oder Störübertragungsfunktionen, sind oftmals für den Betrachter anschaulicher. Das hierzu gehörige Strukturbild ist auch anschaulicher als die Darstellung der Struktur mit Matrizen. Hingegen ist die numerische Berechnung mit Matrizen meist deutlich einfacher und es gibt hierfür auch zahlreiche fertige Algorithmen und Programmsysteme [Mat93]. Deshalb soll die Matrixendarstellung kurz erläutert werden.

Bei der Matrixendarstellung werden alle Zustandsgrößen zu einem Zustandsvektor  $\underline{x}(t)$  zusammengefasst und es ergeben sich folgende zeitkontinuierliche Differentialgleichungen erster Ordnung für ein System mit einer Eingangsgröße und einer Ausgangsgröße:

$$\dot{\underline{x}}(t) = \underline{A} \cdot \underline{x}(t) + \underline{B} \cdot u(t) \quad (\text{A4.1})$$

$$y(t) = \underline{C}^T \cdot \underline{x}(t) + D \cdot u(t) \quad (\text{A4.2})$$

Dabei wird  $\underline{A}$  als Systemmatrix,  $\underline{B}$  als Steuermatrix und  $\underline{C}$  als Beobachtungsmatrix bezeichnet. Falls die Steuergröße  $u(t)$  direkten Einfluss auf die Ausgangsgröße  $y(t)$  hat, nimmt die Durchgangsmatrix  $D$  einen Wert ungleich Null an.

Das oben mit Differentialgleichungen beschriebene System kann im zeitkontinuierlichen Zustandsraum folgendermaßen grafisch dargestellt werden:

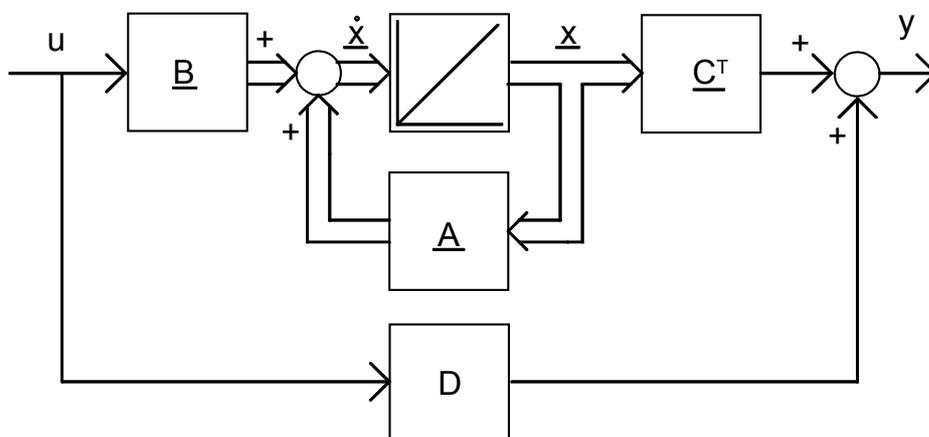


Abb. A4.1: Grafische Darstellung eines zeitkontinuierlichen Systems mit einer Eingangs- und einer Ausgangsgröße im Zustandsraum

Aufgrund der recht kleinen Zeitkonstanten der Regelung im Vergleich zur Abtastzeit muss die eigentliche Regelung zeitdiskret realisiert werden. Hierzu gibt es zwei Möglichkeiten: Die Regelung kann zeitkontinuierlich ausgelegt werden und dann werden die Reglermatrizen diskretisiert oder das System wird diskretisiert und dann wird der Regler im Zeitdiskreten ausgelegt.

Eine Wertediskretisierung ist bei der hohen Auflösung des Rechnersystems nicht nötig.

Es wird hierbei angenommen, dass die Abtastfrequenz und somit die Abtastdauer konstant sind. Die zugehörigen zeitdiskreten Differenzgleichungen lauten dann:

$$\underline{x}((n+1)T_z) = \underline{A}_d(T_z) \cdot \underline{x}(nT_z) + \underline{B}_d(T_z) \cdot u(nT_z) \quad (\text{A4.3})$$

$$y(nT_z) = \underline{C}_d^T \cdot \underline{x}(nT_z) + D_d \cdot u(nT_z) \quad (\text{A4.4})$$

Die Matrizen sind die zeitdiskreten Äquivalenten zu obigen Differentialgleichungen. Äquivalent bedeutet in diesem Zusammenhang, dass sich das zeitdiskrete System zu den Abtastzeitpunkten gleich verhält wie das entsprechende zeitkontinuierliche, falls das Abtasttheorem nicht verletzt wird, d. h. die größte auftretende Signalfrequenz ist nicht größer als die halbe Abtastfrequenz des Systems. Treten höhere Frequenzen im System auf, so müssen diese durch einen Tiefpass unterdrückt werden. Wie sich das System zwischen den diskreten Abtastzeitpunkten verhält, wird in der zeitdiskreten Darstellung nicht beschrieben.

Grafisch dargestellt sieht das System folgendermaßen aus:

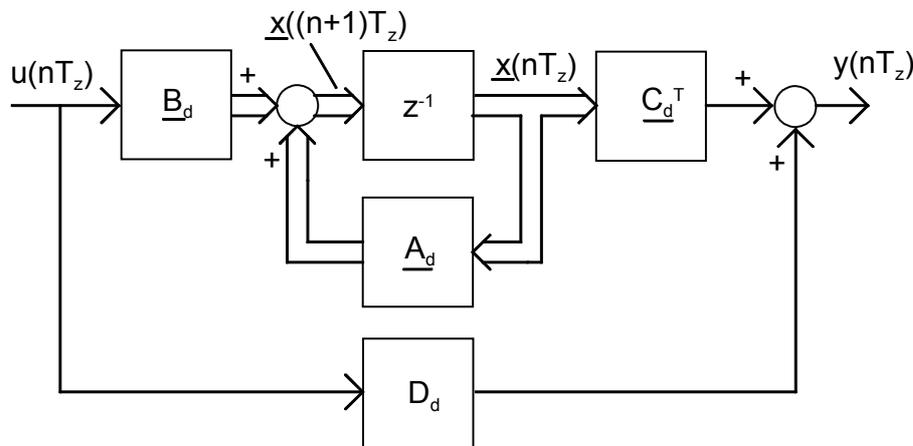


Abb. A4.2: Darstellung eines zeitdiskreten Systems im Zustandsraum

Die Transformation der Systemgleichungen vom zeitkontinuierlichen Laplace-Bereich in den zeitdiskreten z-Bereich erfolgt mit der sogenannten z-Transformation:

$$z = e^{sT_z} \quad (\text{A4.5})$$

Die Systemmatrix  $\underline{A}$  und die Steuermatrix  $\underline{B}$  werden hierbei in von der Abtastzeit abhängige Matrizen  $\underline{A}_d$  und  $\underline{B}_d$  gemäß [Unb00]

$$\underline{A}_d(T_z) = e^{AT_z} \quad (\text{A4.6})$$

$$\underline{B}_d(T_z) = (e^{AT_z} - I) \cdot A^{-1} \cdot B \quad (\text{A4.7})$$

überführt. Die Beobachtungsmatrix  $\underline{C}^T$  und die Durchgangsmatrix  $D$  bleiben hingegen in beiden Systemen erhalten.

Die praktische Transformation der Matrizen kann einfach numerisch mit Matlab [Mat93] durchgeführt werden.

Die meisten Methoden im zeitkontinuierlichen Zustandsraum, wie der Reglerentwurf mit Polvorgabe oder der Riccati-Entwurf oder die Untersuchungen eines Systems auf Steuerbarkeit und Beobachtbarkeit, können entsprechend auch auf zeitdiskrete Systeme angewendet werden.

Bisher wurden nur Systeme ohne expliziten Regler betrachtet. Dieser kann entweder in der Systemmatrix  $\underline{A}$  und der Steuermatrix  $\underline{B}$  integriert sein oder gesondert wie in der folgenden Darstellung ausgeführt werden. Hierbei wird wie in der Realität die Regelstrecke zeitkontinuierlich dargestellt und der Regler zeitdiskret realisiert. Die Zustände werden mit einem Abtaster diskretisiert und mit einem Halteglied wieder zu bestmöglichen kontinuierlichen äquivalenten Werten umgeformt.

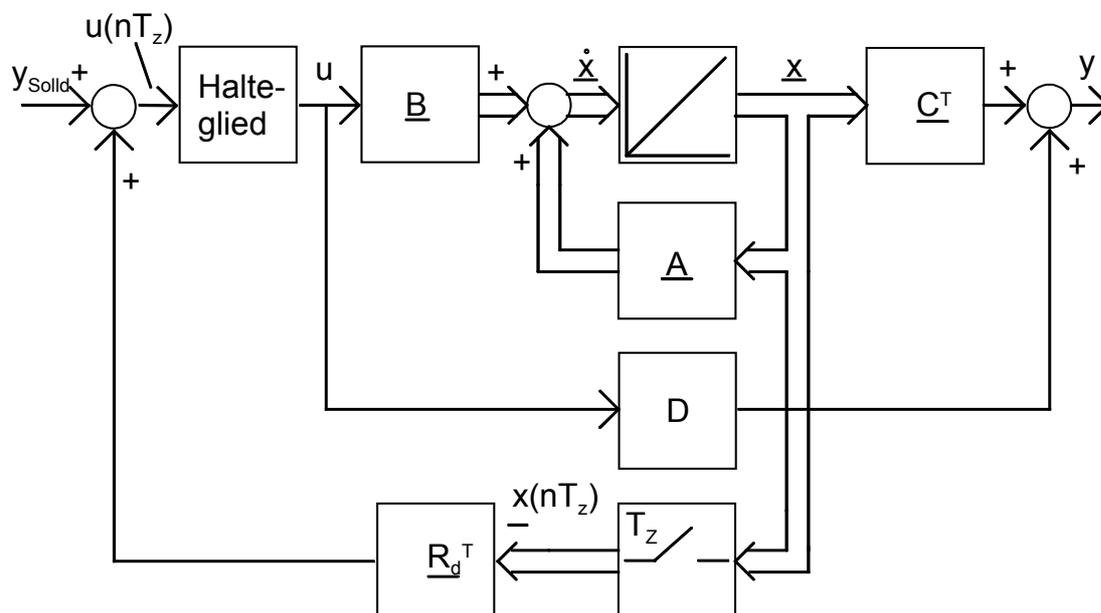


Abb. A4.3: Zeitkontinuierliche Regelstrecke mit zeitdiskretem Regler

Die Systemgleichungen des geschlossenen Kreises lauten nun in zeitdiskreter Darstellung:

$$\underline{x}((n+1)T_z) = (\underline{A}_d(T_z) + \underline{B}_d(T_z) \cdot \underline{R}_d^T) \cdot \underline{x}(nT_z) + \underline{B}_d(T_z) \cdot y_{Soll,d}(nT_z) \quad (\text{A4.8})$$

$$y(nT_z) = \underline{C}^T \cdot \underline{x}(nT_z) + D \cdot u(nT_z) \quad (\text{A4.9})$$

Auf einen Tiefpass vor dem Abtaster, um das Abtasttheorem zu garantieren, wurde hier wie auch bei der in der Arbeit untersuchten Regelung verzichtet. Bei einer Lageerfassung mit einem Sinus-Kosinus-Lagegeber und der entsprechenden Elektronik [Bra98] und [Rei00] ist keine Tiefpassfilterung des analogen Lagesignals möglich, da die Lage erst digital gebildet wird.

Das Gebiet der zeitkontinuierlichen und zeitdiskreten Zustandsregelung ist sehr komplex und diese kurze Einführung hat den Bereich nur sehr knapp angeschnitten, eine ausführlichere Behandlung findet sich in [Föl94], [Hip85], [Ise87] und [Ack88].

Der Zustandsregler stellt einen strukturoptimalen Regler dar. Bei einer Zustandsregelung sind die Pole theoretisch frei wählbar und somit ist die Dämpfung der Regelung auch bei ungünstigen Trägheitsverhältnissen nahezu beliebig einstellbar. Die Dynamik der Regelung ist im Idealfall in weiten Grenzen vorgebar. Der Hauptnachteil des Zustandsreglers ist die aufwändige und komplizierte Auslegung und die oft fehlende Möglichkeit, Regler im praktischen Betrieb „von Hand nachzuoptimieren“. Dies ist neben der oftmals ebenfalls aufwändigen Beschaffung der aktuellen Systemzustände der Hauptgrund, warum der Zustandsregler in der Praxis der Antriebsregelung momentan nur eine untergeordnete Rolle spielt. Ein Zustandsregler kann nur sehr dynamisch ausgelegt werden und somit seine optimale Struktur ausspielen, falls die Streckenparameter genau bekannt sind. Diese sind jedoch oft nur ungenau ermittelbar oder ändern sich im Betrieb. Der Regler muss deshalb für einen festgelegten Parameterbereich robust sein, um in der Praxis brauchbar zu sein. Die Theorie der Zustandsregelung beruht auf linearen Systemen. Da jedes reale Stellglied eine Begrenzung und somit bei Erreichen eine Nichtlinearität aufweist, muss der Regler auch in dieser Grenzsituation noch zumindest stabil arbeiten.

## A5. Beobachtbarkeit eines Systems

Als Kriterium kann [Unb00] verwendet werden:

Ein lineares System,  $\dot{\underline{x}} = \underline{A} \cdot \underline{x} + \underline{B} \cdot u$ ,  $y = \underline{C}^T \cdot \underline{x} + D \cdot u$ , ist vollständig beobachtbar, falls bei bekannter äußerer Einwirkung  $\underline{B} \cdot u$  und  $D \cdot u$  und bekannten Matrizen  $\underline{A}$  und  $\underline{C}$  aus dem Ausgangsvektor  $y(t)$  über ein endliches Zeitintervall auf den Anfangszustand  $\underline{x}(t_0)$  eindeutig geschlossen werden kann. Mathematisch kann die vollständige Beobachtbarkeit mit der folgenden Beobachtbarkeitsmatrix bestimmt werden:

$$\underline{M}_B = \begin{bmatrix} \underline{C} \\ \underline{C} \cdot \underline{A} \\ \vdots \\ \underline{C} \cdot \underline{A}^{n-1} \end{bmatrix} \quad (\text{A5.1})$$

Der Rang dieser Matrix muss gleich  $n$  der Anzahl der Zustände der Strecke sein, damit das System beobachtbar ist.

## A6. Steuerbarkeit eines Systems

Die vollständige Steuerbarkeit der Regelstrecke, d. h. ein System kann durch geeignete Wahl des Steuervektors von jedem Anfangszustand in jeden Endzustand überführt werden, kann auf verschiedene Arten [Fö194] überprüft werden. In dieser Arbeit wurde das Kriterium von Kalman [Fö194] verwendet:

Ein System  $\dot{\underline{x}} = \underline{A} \cdot \underline{x} + \underline{B} \cdot u$ ,  $y = \underline{C}^T \cdot \underline{x} + D \cdot u$  mit konstantem  $\underline{A}$  und  $\underline{B}$  ist vollständig steuerbar, falls die Vektoren  $\underline{B}$ ,  $\underline{A} \cdot \underline{B}$ , ...,  $\underline{A}^{n-1} \cdot \underline{B}$  linear unabhängig sind oder falls der Rang der Steuerbarkeitsmatrix  $\underline{M}_S = [\underline{B}, \underline{A} \cdot \underline{B}, \underline{A}^2 \cdot \underline{B}, \dots, \underline{A}^{n-1} \cdot \underline{B}]$  gleich  $n$  ist.

Das System des Dreimassenschwingers ist steuer- und beobachtbar.

## A7. Zeitdiskrete Realisierung eines Totzeitglieds

Die zeitdiskrete Realisierung einer Totzeit, die kleiner oder gleich der Dauer eines Abtastschrittes ist, kann bei einem System ohne Durchgangsmatrix  $D$  gemäß [Ack88] sehr einfach durch das Hinzufügen eines zusätzlichen zeitdiskreten Zustands erfolgen:

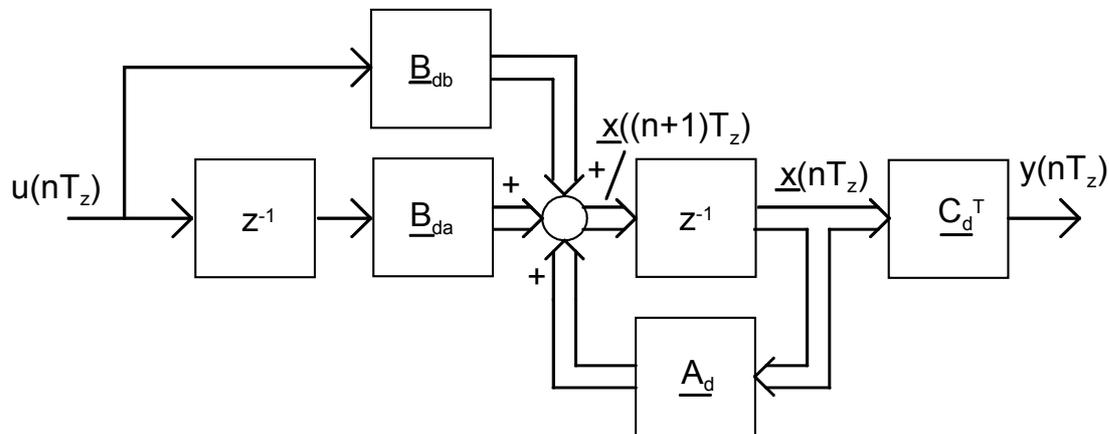


Abb. A7.1: Realisierung einer Stellgliedverzögerung kleiner ein Abtastschritt [Ack88]

Die Steuermatrix  $\underline{B}$  teilt sich nun in zwei Matrizen auf, die gemäß [Ack88] bei  $T_{Tot} < T_Z$  folgendermaßen berechnet werden:

$$\underline{B}_{db} = \underline{B}_d(T_Z - T_{Tot}) \quad (A7.1)$$

$$\underline{B}_{da} = \underline{B}_d(T_Z) - \underline{B}_{db} \quad (A7.2)$$

Die folgende Abbildung zeigt den anschaulichen Hintergrund dieser Näherung. Da es keine Zwischenschritte zwischen zwei Abtastzeitpunkten gibt, wird einfach die Amplituden-Zeitfläche über die Wahl einer passenden Amplitude des Signals in der Näherung (rechtes Bild) gleich der Fläche bei der realen Totzeit (linkes Bild) gemacht.

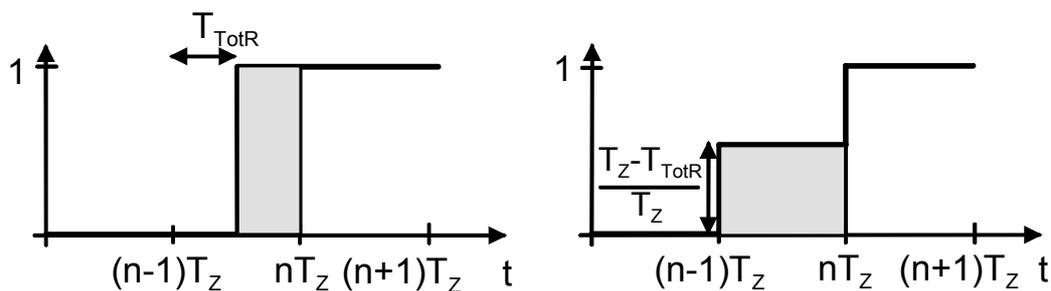


Abb. A7.2: Anschaulicher Zusammenhang der Näherung nach [Ack88], linkes Bild realer Verlauf bei Totzeit, rechtes Bild Verlauf des Signals in der Näherung

## A8. Riccati-Entwurf

Beim Riccati-Entwurf wird ein quadratisches Gütekriterium optimiert. Die hierbei auftretenden quadratischen Differentialgleichungen heißen Riccati-Gleichungen, was den Namen des Reglerentwurfs erklärt.

Eine ausführlichere Behandlung des Riccati-Entwurfs findet sich in [Föl94]. Die Beschreibung hier orientiert sich an diesem Standardwerk der Regelungstechnik.

Bei einem Sollgrößensprung von  $x_{i0}$  auf Null folgt die Istgröße  $x_i$  in realen Systemen nichtideal, wie folgende Darstellung zeigt:

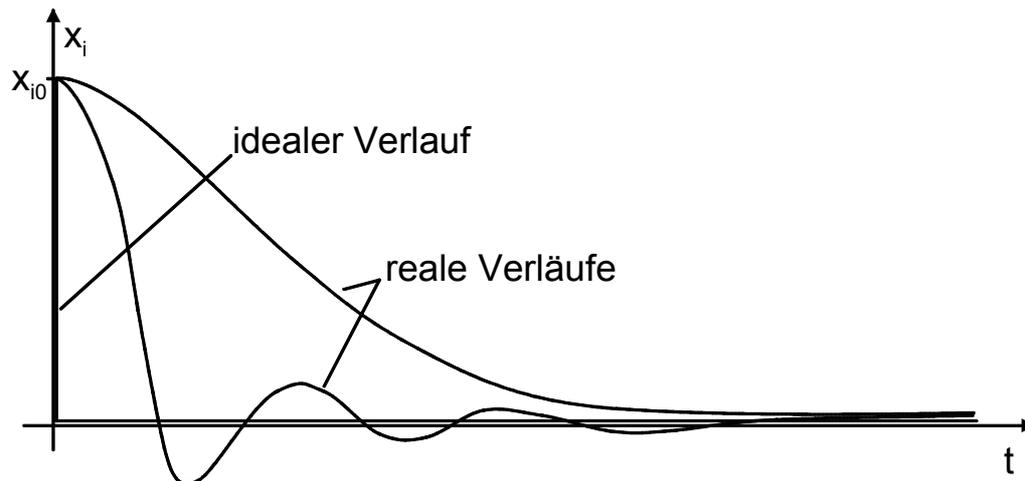


Abb. A8.1: Zeitverläufe einer Zustandsgröße bei einem Sollwertsprung [Föl94]

Als Optimierungskriterium für die Reglerauslegung kann das Integral über den quadrierten Unterschied zwischen dem realen Verlauf und dem Sollwertverlauf von  $x_i$  verwendet werden:

$$J_i = \int_{t=0}^{\infty} x_i^2(t) dt \quad (\text{A8.1})$$

Die Regelung arbeitet nun umso optimaler, d.h. der reale Verlauf folgt besser dem idealen, je kleiner der Wert des Gütemaßes  $J_i$  ist. Hierbei ist zu beachten, dass durch die Quadrierung einmal sichergestellt wird, dass auch Schwingungen um den Sollwert als Abweichungen erkannt werden und zum anderen größere Abweichungen vom Sollwert stärker gewichtet werden als kleine. Da es sich um ein Integralkriterium über einen Zeitraum handelt, können kurze, nadelförmige, sehr starke Abweichungen trotzdem zu einer besseren Erfüllung des Kriteriums führen als langdauernde kleine Abweichungen. Das exakte Reglerverhalten muss nach dem Entwurf noch simuliert und bewertet werden, um die Brauchbarkeit des Entwurfs zu verifizieren.

Eine Zustandsregelung hat aber nicht nur eine sondern mehrere Zustandsvariablen, so dass das Gütekriterium auf alle angewendet werden muss.

Um nun die Optimierung beeinflussen zu können und somit eine individuelle Reglerauslegung zu ermöglichen, können die einzelnen Zustände verschieden gewichtet werden. Dies geschieht sinnvollerweise mit einer konstanten positiv semidefiniten Gewichtungsmatrix  $\underline{Q}$ . Bei den in dieser Arbeit betrachteten Regelungssystemen handelt es sich um Eingrößensysteme. Es tritt also nur eine Stellgröße auf. In realen Systemen ist diese immer beschränkt und das Erreichen der Stellgrößenbegrenzung führt zu einem nichtlinearen Verhalten, so dass die Stellgröße ebenfalls bei der Reg-

lerauslegung mit der Größe  $S$  gewichtet berücksichtigt werden sollte. Es ergibt sich folgendes Gütekriterium für ein System 7. Ordnung, wie es z. B. die Regelung des Dreimassenschwingers darstellt:

$$J = \frac{1}{2} \int_{t=0}^{\infty} [\underline{x}^T(t) \underline{Q} \underline{x}(t) + u(t) S u(t)] dt \quad (\text{A8.2})$$

mit

$$\underline{Q} = \begin{pmatrix} q_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q_5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q_6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q_7 \end{pmatrix} \quad (\text{A8.3})$$

Die Matrix  $\underline{Q}$  verfügt in obiger Darstellung nur über Elemente in der Hauptdiagonalen. Dies bedeutet, es werden keine Mischterme zwischen zwei Zustandsgrößen sondern nur die einzelnen getrennt gewichteten Zustandsgrößen verwendet. Theoretisch könnte man jede beliebige andere positiv semidefinite Matrix als Gewichtungsmatrix verwenden. Dies würde das System aber deutlich komplizierter machen und die anschauliche Vorgabe der Matrix  $\underline{Q}$  erschweren, da dann auch die Verkopplung von zwei Zuständen gewichtet wird. Wird nun für irgendeinen Zustand ein größeres  $q_i$  gewählt, so wird dieser Zustand bei der Berechnung des Gütemaßes stärker gewichtet.

Die praktische Reglerauslegung erfolgt dermaßen, dass ein Regler gesucht wird, welcher das Gütemaß  $J$  minimiert. Dieser wird dann als optimaler Regler bezeichnet und hat die bekannte Form:

$$\underline{u} = -\underline{R}^T \cdot \underline{x} \quad (\text{A8.4})$$

Die Auslegung erfolgt wie oben erwähnt über die Wahl der Gewichtungsfaktoren der Matrix  $\underline{Q}$ . Entscheidend hierfür ist das Verhältnis der Gewichtungsfaktoren zueinander und zum Stellgrößengewichtungsfaktor  $S$ . Wird ein  $q_i$  deutlich stärker gewichtet als die anderen, so wird ein Regler gesucht, welcher das Integral über die quadrierte Differenz zwischen dem Verlauf dieses Zustands und dem idealen Verlauf deutlich stärker minimiert.

Eine Reglerauslegung oder eine Optimierung für ein System 7. Ordnung, wie es hier vorliegt, ist geschlossen fast nicht möglich. Die praktische Auslegung wird deshalb einfach numerisch mit [Mat93] vorgenommen. Der allgemeine Lösungsweg wird in [Föl94] vorgestellt.

## A9. Polvorgabe

Zur Berechnung der Reglerkoeffizienten bei der Polvorgabe setzt man die Regler-rückführung in die Systemgleichungen ein und erhält so das neue Differentialgleichungssystem des geschlossenen zeitkontinuierlichen Kreises:

$$\dot{\underline{x}}(t) = (\underline{A} - \underline{B} \cdot \underline{R}^T) \cdot \underline{x}(t) + \underline{B} \cdot y_{\text{Soll}} \quad (\text{A9.1})$$

$(\underline{A} - \underline{B} \cdot \underline{R}^T)$  stellt nun die Systemmatrix dar. Das zugehörige charakteristische Polynom lautet:

$$\det(\underline{A} - \underline{B} \cdot \underline{R}^T - \lambda \cdot \underline{I}) = 0 \quad (\text{A9.2})$$

Die Koeffizienten des charakteristischen Polynoms werden nun mit denen des Wunschpolynoms verglichen

$$P(p) = (p - p_1) \cdot (p - p_2) \cdot \dots \cdot (p - p_n) \cdot \quad (\text{A9.3})$$

Mit einem Koeffizientenvergleich lassen sich die Regler-rückführungen berechnen. Die praktische numerische Berechnung kann einfach mit [Mat93] ausgeführt werden.

## A10. Modifikation der Polsensitivitätsanalyse für einen Dreimassenschwinger

Um mit einem möglichst geringen Stellgliedeinsatz eine maximale Dämpfung der Resonanzschwingungen zu erreichen, wird untersucht, welche Änderung des Imaginärteils der Pole bei einer Verschiebung um ein konstantes  $\Delta x$  nach links zu möglichst kleinen Rückführkoeffizienten führt.

Theoretisch kann dieser Zusammenhang über die Polsensitivität  $\varepsilon$ , d. h. die Verschiebbarkeit eines Pols durch die Änderung der Rückführung, dargestellt werden:

$$\varepsilon_i^k = \frac{\partial p_k}{\partial R_i} \quad (\text{A10.1})$$

Da dieser Zusammenhang nichtlinear und sehr stark von der aktuellen Pollage abhängig ist, wird in [Gos98] eine stückweise iterative numerische Polverschiebung als praktische Lösung vorgeschlagen. Dieses Verfahren wurde für die vorliegende Strecke modifiziert.

Hierbei wird immer in die Richtung der größten Polsensitivität gegangen, um die Schwingerpole mit möglichst kleinen Rückführungsvektoren nach links zu verschieben und somit die Dämpfung der Schwingung zu erhöhen. Im Folgenden soll diese Vorgehensweise auf das hier vorliegende Problem angewendet werden.

Zuerst werden die Pole für eine geeignete Dynamik vorgegeben und dann die Schwingerpole verschoben.

Da zwei Polpaare verschoben werden können und der stellaufwandsoptimale Verschiebevektor des einem Polpaars von der Lage des anderen abhängt, muss geklärt werden, wie die Verschiebung sinnvollerweise vorgenommen wird. Da der Ein-

fluss des niederfrequenten Polpaars auf den Zeitverlauf der Drehzahlen bei dem vorliegenden System deutlich größer ist, wird zuerst dieses Polpaar bei jedem Verschiebeschritt um einen frei wählbaren konstanten Faktor  $dk$  ( $0 < dk < 1$ ) weiter nach links verschoben als das höherfrequente. Die gesamte Verschiebung ist abgeschlossen, sobald beide Polpaare eine ausreichende Dämpfung aufweisen.

Die folgende Darstellung zeigt die Verschiebung eines Pols stellvertretend für ein Polpaar:

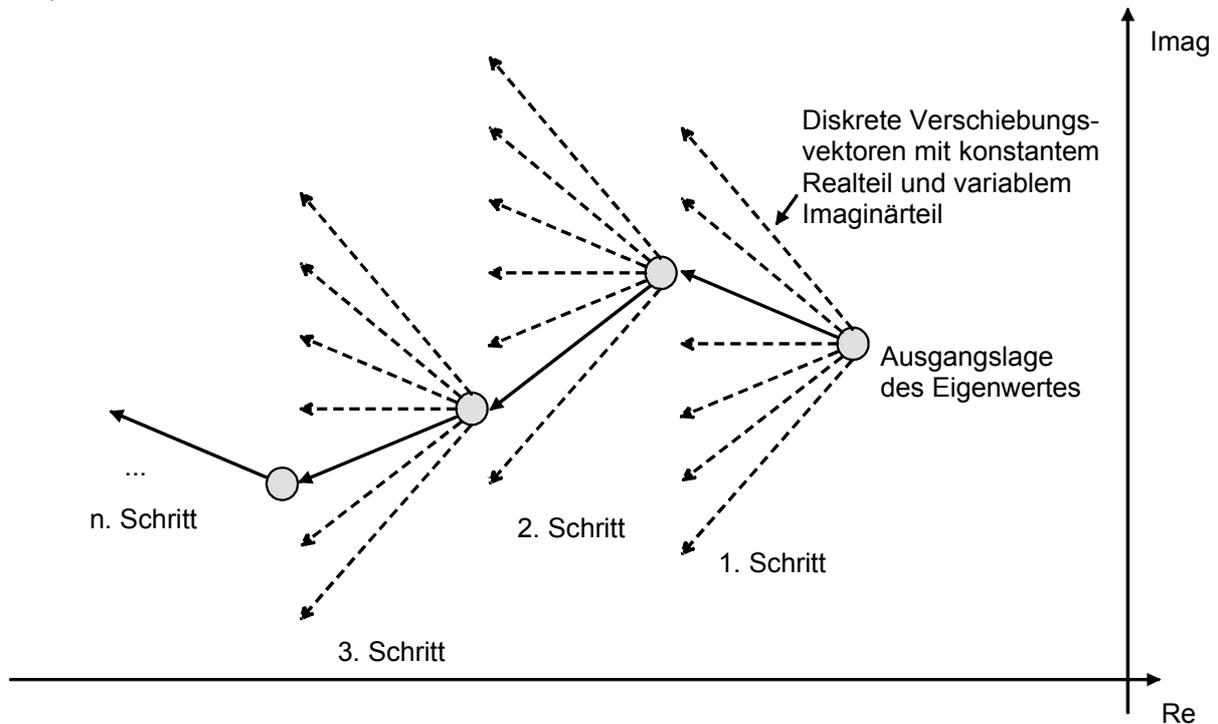


Abb. A10.1: Vorgehensweise bei der iterativen Polverschiebung anhand der kleinsten Stellgrößenerhöhung dargestellt für einem Pol

Bei jedem Schritt werden wie in obiger Darstellung gezeigt mehrere diskrete Verschiebungsvektoren durchprobiert und der geeignetste ausgesucht.

Eine Erhöhung der einzelnen Rückführparameter ist nur bedingt ein gutes Maß für die Stellgliedbelastung, da eigentlich die Summe entscheidend für die resultierende Belastung ist. Es wird die Summe über die Beträge aller Rückführungen als Kriterium für die möglichst optimale Verschiebung gewählt:

$$\frac{\Delta K}{\Delta x} = \left| \frac{\Delta(K_{R1} + K_P)}{\Delta x} \right| + \left| \frac{\Delta K_{R2}}{\Delta x} \right| + \dots + \left| \frac{\Delta I / T_I}{\Delta x} \right| \quad (\text{A10.2})$$

$\Delta x$  ist der Auflösungsfaktor bei der Linksverschiebung des niederfrequenten Schwingerpolpaars. Mit  $dk$  kann hieraus die Auflösung der Verschiebung des höherfrequenten Schwingerpolpaars berechnet werden.

Das folgende mit [Mat93] erstellte Diagramm gibt die Orte aller Pole bei der Verschiebung an:

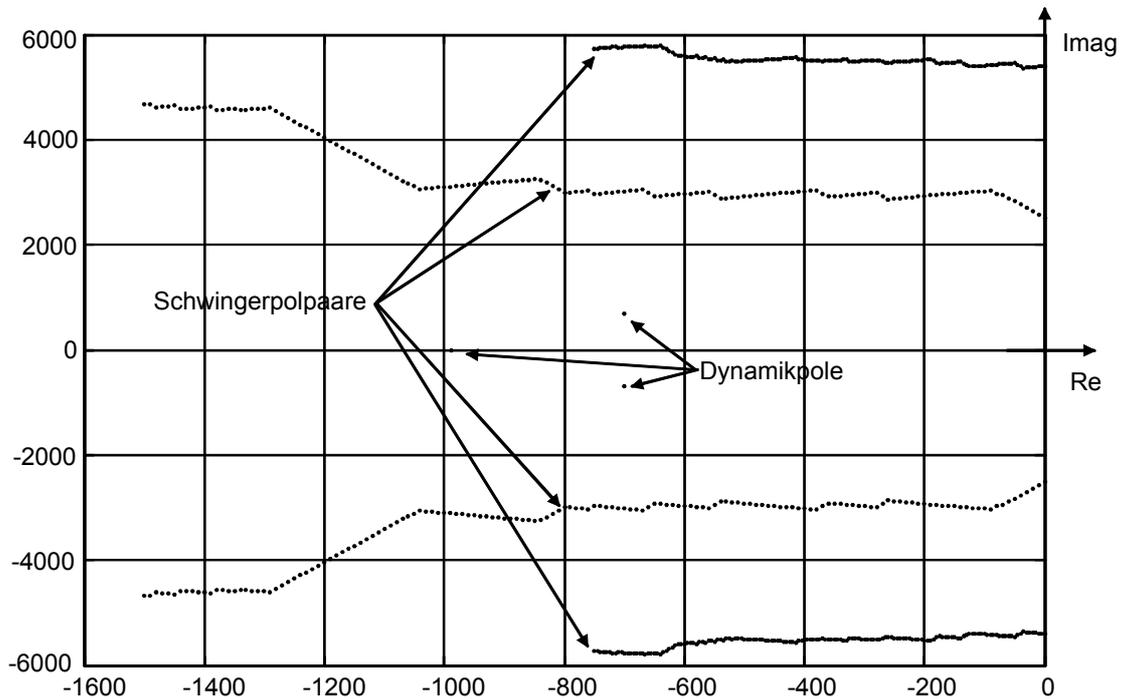


Abb. 10.2: Bild der Polverschiebung bei der vorliegenden Strecke

Für andere Werte von  $\Delta x$  und  $d_k$  ergibt sich natürlich ein anderer Verlauf der Polverschiebung, aber trotzdem ist die Annahme der einfachen Linksverschiebung der Schwingerpole bei der Polvorgabe als grobe Faustregel geeignet.

## A11. Beobachter

Anschaulich betrachtet stellt ein Beobachter ein Modell der zu beobachtenden Strecke dar, welche dieselben Eingangsgrößen erhält wie die reale Strecke, falls diese verfügbar sind. Es wird dann das Ausgangssignal des Beobachters mit dem entsprechenden Messsignal der Strecke verglichen und damit eine Korrektur des Beobachters vorgenommen. Dadurch wird erreicht, dass sich das Verhalten des Modells auch bei Parameterfehlern, falschen Anfangswerten oder einfach nicht nachgebildeten Störeinflüssen an das Verhalten der realen Strecke annähert.

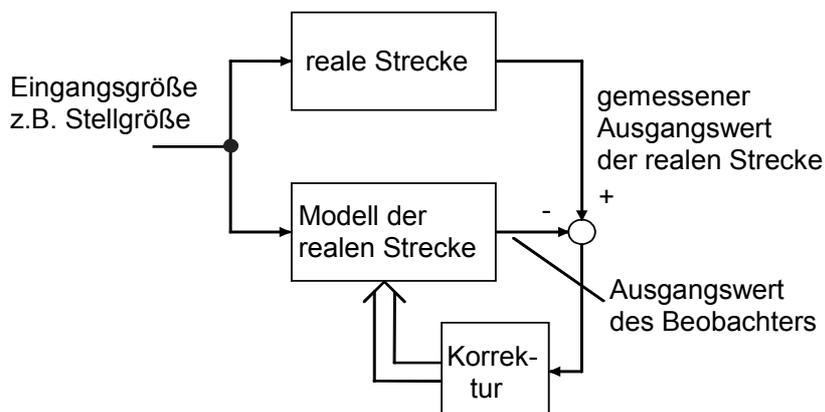


Abb. A11.1: Grobstruktur eines Beobachters

Die Auslegung des Einschwingverhaltens erfolgt über die geeignete Wahl der Korrektur.

Der Beobachter sollte schneller sein als der zugehörige Regler, d. h. seine Pole sollten weiter links in der komplexen Ebene liegen als die der Regelung, da sonst die Beobachterpole und nicht die Reglerpole als dominierende Pole das Regelverhalten maßgeblich beeinflussen. Ein zu schnell ausgelegter Beobachter zeigt differenzierendes Verhalten und führt zu Rauschverstärkung und übermäßiger Systemunruhe.

Die Thematik der Zustandsnachbildung mit einem Beobachter ist sehr komplex und kann hier nur sehr kurz angeschnitten werden. Eine ausführlichere Erläuterung findet sich in [Föl94], [Hip85] und [Ise88].

## A12. Separationstheorem

Das Separationstheorem [Föl94] besagt, dass das Hinzufügen eines Beobachters bei Benutzung richtiger Streckenparameter die Pole der Regelung nicht beeinflusst. Es kommen lediglich die neuen Pole des Beobachters zu den Polen der Regelung hinzu.

Falls die Parameter der realen Strecke nicht mit den Parametern beim Beobachterentwurf übereinstimmen, so ist das Separationstheorem verletzt. Im Folgenden wird dies hergeleitet und gesagt, was dies für den Entwurf bedeutet.

Zuerst die Untersuchung mit korrekten bekannten Streckenparametern.

Es wird von folgender Beschreibung des Systems mit dem Beobachter ausgegangen:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{\hat{x}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{A} & -\underline{B} \cdot \underline{R} \\ \underline{L} \cdot \underline{C} & \underline{A} - \underline{L} \cdot \underline{C} - \underline{B} \cdot \underline{R} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x \\ \hat{x} \end{bmatrix} \quad (\text{A12.1})$$

Nach Bildung der Determinante erhält man:

$$\begin{bmatrix} p \cdot \underline{I} - \underline{A} & \underline{B} \cdot \underline{R} \\ -\underline{L} \cdot \underline{C} & p \cdot \underline{I} - \underline{A} + \underline{L} \cdot \underline{C} + \underline{B} \cdot \underline{R} \end{bmatrix} = 0 \quad (\text{A12.2})$$

Nach der Addition der zweiten Spalte zur ersten ergibt sich:

$$\begin{bmatrix} p \cdot \underline{I} - \underline{A} + \underline{B} \cdot \underline{R} & \underline{B} \cdot \underline{R} \\ p \cdot \underline{I} - \underline{A} + \underline{B} \cdot \underline{R} & p \cdot \underline{I} - \underline{A} + \underline{L} \cdot \underline{C} + \underline{B} \cdot \underline{R} \end{bmatrix} = 0 \quad (\text{A12.3})$$

Wird die erste Zeile von der zweiten subtrahiert, so erhält man:

$$\begin{bmatrix} p \cdot \underline{I} - \underline{A} + \underline{B} \cdot \underline{R} & \underline{B} \cdot \underline{R} \\ \underline{0} & p \cdot \underline{I} - \underline{A} + \underline{L} \cdot \underline{C} \end{bmatrix} = 0 \quad (\text{A12.4})$$

Es tritt links unten eine Nullmatrix auf, das bedeutet die Pole der Regelung und des Beobachters sind unabhängig und die Determinante ergibt sich zu:

$$|p \cdot \underline{I} - (\underline{A} - \underline{B} \cdot \underline{R})| \cdot |p \cdot \underline{I} - (\underline{A} - \underline{L} \cdot \underline{C})| = 0 \quad (\text{A12.5})$$

Nun wird untersucht, ob dies auch noch bei Parameterunterschieden zwischen der realen Strecke und dem Beobachterentwurf gilt:

$$\begin{bmatrix} \underline{x} \\ \hat{\underline{x}} \end{bmatrix} \cdot = \begin{bmatrix} \underline{A} & -\underline{B} \cdot \underline{R} \\ \underline{L} \cdot \underline{C} & \hat{\underline{A}} - \underline{L} \cdot \underline{C} - \underline{B} \cdot \underline{R} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{x} \\ \hat{\underline{x}} \end{bmatrix} \quad (\text{A12.6})$$

mit der Determinante

$$\begin{bmatrix} p \cdot \underline{I} - \underline{A} & \underline{B} \cdot \underline{R} \\ -\underline{L} \cdot \underline{C} & p \cdot \underline{I} - \hat{\underline{A}} + \underline{L} \cdot \underline{C} + \underline{B} \cdot \underline{R} \end{bmatrix} = 0 \quad (\text{A12.7})$$

Die Addition der zweiten Spalte zur ersten ergibt nun:

$$\begin{bmatrix} p \cdot \underline{I} - \underline{A} + \underline{B} \cdot \underline{R} & \underline{B} \cdot \underline{R} \\ p \cdot \underline{I} - \hat{\underline{A}} + \underline{B} \cdot \underline{R} & p \cdot \underline{I} - \hat{\underline{A}} + \underline{L} \cdot \underline{C} + \underline{B} \cdot \underline{R} \end{bmatrix} = 0 \quad (\text{A12.8})$$

Die Subtraktion der ersten Zeile von der zweiten ergibt:

$$\begin{bmatrix} p \cdot \underline{I} - \underline{A} + \underline{B} \cdot \underline{R} & \underline{B} \cdot \underline{R} \\ \underline{A} - \hat{\underline{A}} & p \cdot \underline{I} - \hat{\underline{A}} + \underline{L} \cdot \underline{C} \end{bmatrix} = 0 \quad (\text{A12.9})$$

Da jetzt bei verschiedenen Parametersätzen die linke untere Ecke der Determinanten nicht mehr Null ist, werden durch den Beobachter auch die Pole der Regelung beeinflusst und umgekehrt. Das Separationstheorem ist verletzt und die Regelung und der Beobachter müssen zusammen betrachtet werden, was den Entwurf erschwert.

## Anhang T: Technische Daten des Versuchstands

### T.1 Antriebsmaschine

BBC-Asynchronmaschine QS100

Nennleistung:	5 kW
Nennzahl:	1500 U/min
max. Drehzahl:	7000 U/min
Nennmoment:	33 Nm
Hauptinduktivität:	66 mH
Statorstreuinduktivität:	1.56 mH
Rotorstreuinduktivität:	1.59 mH
Statorwiderstand:	0.79 $\Omega$
Rotorwiderstand:	0.76 $\Omega$

(Alle Werte sind Datenblattwerte laut [ABB90] .)

### T.2 Antriebsmaschinenseitiger Stromrichter Refu 317/42 [REF89]

Leistung:	42 kVA
Nennausgangsstrom:	64.0 A
Nennausgangsspannung:	415 V
Maximale Schaltfrequenz:	8 kHz

Dieser Umrichter wurde dahingehend verändert, dass die Schaltbefehle für die IGBT-Module direkt von der Timerkarte über Lichtwellenleiter auf die Treiberplatine eingespeist werden. Vom Stromrichter wird also neben dem Leistungsteil mit der Netzeinspeisung nur noch die Überwachungslogik weiterbenutzt.

### T.3 Antriebsmaschinenseitige Lageerfassung

Heidenhain ERN100 mit Sinus-Kosinus-Spannungsausgang und nachgeschalteter Vierfachauswertung und Arctan-Interpolation

Periodenanzahl / Umdrehung:	5000
mech. Resonanz der Gehäusefixierung:	ca. 1250 Hz
Auflösung der Lageerfassung:	2.0480.000 Schritte / Umdrehung

### T.4 Antriebsmaschinenseitiger Beschleunigungsgeber

Hübner Ferrarisgeber ACC93 mit einem Verstärker des Typs HEAG 163 (Daten mit Aluminiumscheibe gem. Hersteller [Hüb01].)

Versorgungsspannung:	+/-15V
Amplitude des Ausgangssignals:	+/-10 V
Empfindlichkeit:	max. 1 mV / 0.001 m/s <sup>2</sup>
Bandbreite:	ca. 1 kHz

Der Geber wird allerdings mit einer Messingscheibe betrieben, für die sich eine größere Bandbreite und eine geringere Empfindlichkeit ergibt.

## T.5 Regelungsrechner

### Standard Tower-PC

Prozessor:	Intel PentiumII mit 233 MHz
Hauptspeicher:	32 MB RAM
Betriebssystem (Regelung):	RTTarget32
(Auswertung):	DOS / Windows NT 4.0
Erweiterungskarten:	Timerkarte
	2 Karten zur Kommunikation mit Lageerfassungen und Messwerterfassung von Zwischenkreisspannung und Phasenströmen

## T.6 Lastmaschine

### fremderregte Gleichstrommaschine Piller GML 112.17V

Nennleistung:	15 kW
Grunddrehzahlbereich:	0-3250 U/min
Feldschwächbereich:	3250-8000 U/min
Ankernennstrom:	42 A
Ankerinduktivität:	ca. 3.5 mH
Erregerstrom:	ca. 2,4 A

## T.7 Lastmaschinenseitiger 4-Quadranten-Gleichstromsteller mit PI-Stromregelung und unterlagerter Pulsweitenmodulation

Nennstrom:	50 A
Nennleistung:	28 kVA

## T.8 Lastmaschinenseitige Lageerfassung

Heidenhain Sinus-Kosinus-Lagegeber mit Spannungsausgang des Typs ROD486 mit nachgeschalteter Vierfachauswertung und Arctan-Interpolation

Periodenanzahl / Umdrehung:	5000
mech. Resonanz der Geberwellenkopplung:	ca. 800 Hz
Auflösung der Lageerfassung:	2.0480.000 Schritte / Umdrehung

## T.9 Mechanische Parameter des Dreimassenschwingers

$$\Theta_1 = 0.0073028 \text{ kgm}^2$$

$$\Theta_2 = 0.0081225 \text{ kgm}^2$$

$$\Theta_3 = 0.0450746 \text{ kgm}^2$$

$$K_{12} = 79835.3 \text{ Nm}$$

$$K_{23} = 99848.5 \text{ Nm}$$

$$\text{Resonanzfrequenzen: } f_{R1} = 396.5 \text{ Hz} \quad f_{R2} = 858.0 \text{ Hz}$$

$$\text{Antiresonanzfrequenzen: } f_{N1} = 153.5 \text{ Hz} \quad f_{N2} = 770.0 \text{ Hz}$$

## Lebenslauf

Jochen Faßnacht, geboren am 24.05.1971 in Schramberg

Familienstand: ledig

Ausbildung und beruflicher Werdegang

- 1978-1982    Grundschule  
              *Berneckschule in Schramberg*
- 1982-1991    Gymnasium  
              *Gymnasium Schramberg*
- 1991-1992    Grundwehrdienst  
              *Fernmeldeinstandsetzung 4.InstBtl 10, Sigmaringen*
- 1992-1997    Studium der Elektrotechnik  
              *Vertiefungsrichtung „Technische Elektronik“*  
              *Universität Stuttgart*
- seit 12.1997    Wissenschaftlicher Mitarbeiter  
              *Institut für Stromrichtertechnik und Antriebsregelung*  
              *Technische Universität Darmstadt*