

Identifikationsmethoden für die automatisierte Inbetriebnahme und Zustandsüberwachung elektrischer Antriebe

Vom Fachbereich Elektrotechnik und Informatik der
Universität Siegen

zur Erlangung des akademischen Grades

**Doktor der Ingenieurwissenschaften
(Dr.-Ing.)**

genehmigte Dissertation

von

Diplom-Ingenieur Sebastian Villwock

aus Siegen

- 1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Mario Pacas
- 2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Bernd Orlik
- Vorsitzender: Prof. Dr. rer. nat. Rainer Patsch

Tag der mündlichen Prüfung: 18. September 2007

Vorwort

Die vorliegende Arbeit ist während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe der Universität Siegen entstanden und wurde durch die in Hameln ansässige Firma Lenze gefördert.

An dieser Stelle möchte ich mich ganz besonders bei meinem Doktorvater Herrn Prof. Dr.-Ing. Mario Pacas, dem Leiter des Instituts für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe, bedanken, der mir in den Jahren unserer Zusammenarbeit immer wieder wertvolle Anregungen gegeben und dadurch entscheidend zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen hat.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Bernd Orlik von der Universität Bremen danke ich für die Übernahme des Koreferats und für das meiner Arbeit entgegengebrachte Interesse.

Herrn Prof. Dr. rer. nat. Rainer Patsch möchte ich für die Übernahme der Leitung des Promotionsverfahrens danken.

Weiterhin möchte ich mich bei meinen ehemaligen Kollegen des Instituts für die angenehme Zusammenarbeit und ihre Unterstützung bedanken, die sie mir in den gemeinsamen Jahren zuteil werden ließen.

Stellvertretend für alle Mitarbeiter des Arbeitsbereichs Entwicklung Servo Drives der Firma Lenze möchte ich mich bei Herrn Dr.-Ing. Thomas Eutebach und Herrn Dipl.-Ing. Manfred Tinebor für viele wertvolle Diskussionen bedanken.

Mein Dank gilt außerdem den von mir betreuten ehemaligen Studenten, die im Rahmen ihrer Diplom- und Studienarbeiten wertvolle Beiträge geleistet haben.

Im privaten Umfeld danke ich meiner Frau Andrea und meiner Mutter für ihre vielfältige Unterstützung. Ihre Geduld war für mich eine wichtige Quelle, aus der ich stets Ruhe und Kraft schöpfen durfte.

Sebastian Villwock

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	III
Inhaltsverzeichnis	V
Formelzeichen und Abkürzungen	VII
1 Einleitung	1
1.1 Stand der Technik.....	2
1.1.1 Identifikation linearer Mehrmassensysteme.....	2
1.1.2 Diagnose von Wälzlagerschäden.....	5
1.1.3 Identifikation mechanischer Lose.....	8
1.2 Motivation und Ziel der Arbeit	10
2 Identifikation von Mehrmassensystemen	12
2.1 Struktur der Identifikationsprozedur	12
2.2 Modellierung von Mehrmassensystemen.....	14
2.2.1 Zweimassensysteme	15
2.2.2 Drei- und Mehrmassensysteme	22
2.3 Signalverarbeitung.....	25
2.3.1 Erzeugung und Eigenschaften der Testfunktion.....	25
2.3.2 Schätzung der spektralen Leistungsdichte.....	33
2.3.3 Messkonfigurationen	41
2.4 Numerische Berechnung der Systemparameter	45
2.4.1 Die Fehlerfunktion.....	46
2.4.2 Levenberg-Marquardt-Algorithmus	47
2.4.3 Bestimmung der Startwerte	53
2.5 Zusammenfassung.....	55
3 Zustandsüberwachung verschleißender Maschinenelemente	56
3.1 Diagnose von Wälzlagerbeschädigungen.....	58
3.1.1 Konstruktion und Kenngrößen	58
3.1.2 Klassifizierung und Ursachen von Lagerschäden	62
3.1.3 Diagnose von Wälzlagerschäden mittels Frequenzgangmessung	64
3.2 Identifikation losebehafteter Antriebe.....	74
3.2.1 Modellierung losebehafteter Antriebssysteme	74
3.2.2 Einfluss der Lose auf die Frequenzgangmessung	78
3.2.3 Bestimmung mechanischer Lose im Zeitbereich	81
3.3 Zusammenfassung.....	85
4 Realisierung von Inbetriebnahme- und Überwachungsverfahren	86
4.1 Automatisierte Inbetriebnahme	86
4.2 Zustandsüberwachung	88
4.3 Zusammenfassung.....	93
5 Experimentelle Untersuchungen	94
5.1 Aufbau und Struktur der Laboranlage.....	94

5.1.1	Elektrisches Teilsystem.....	94
5.1.2	Mechanik.....	96
5.2	Ergebnisse zur Identifikation von Zweimassensystemen.....	99
5.2.1	Frequenzgangmessung im offenen Regelkreis.....	100
5.2.2	Frequenzgangmessung im geschlossenen Drehzahlregelkreis.....	102
5.2.3	Frequenzgangmessung während des laufenden Betriebs.....	105
5.2.4	Korrelogramm- und Welch-Verfahren im Vergleich.....	106
5.2.5	Identifikation verschiedener mechanischer Systeme.....	108
5.2.6	Berechnung der Systemparameter.....	108
5.3	Ergebnisse zur Identifikation von Drei- und Mehrmassensystemen.....	111
5.3.1	Frequenzgangmessung im offenen Regelkreis.....	112
5.3.2	Frequenzgangmessung im geschlossenen Drehzahlregelkreis.....	113
5.3.3	Identifikation verschiedener mechanischer Systeme.....	114
5.3.4	Parametrierung des PRBS-Generators.....	117
5.3.5	Anforderungen an die Positionserfassung.....	124
5.3.6	Frequenzgangmessung bei Belastung.....	125
5.4	Ergebnisse zur Diagnose von Lagerschäden.....	126
5.4.1	Breitbandige Beschädigung.....	126
5.4.2	Beschädigung des Außenrings.....	128
5.4.3	Beschädigung des Innenrings.....	132
5.5	Ergebnisse zur Identifikation mechanischer Lose.....	135
5.5.1	Frequenzgangmessung eines losebehafteten Antriebsstrangs.....	135
5.5.2	Ergebnisse bei Verwendung eines lastseitigen Gebers.....	137
5.5.3	Parameterstudie zur Bestimmung unterschiedlicher Loseweiten.....	139
5.5.4	Auswertung des Positionssignals.....	141
5.5.5	Anforderung an die Positionserfassung.....	142
5.6	Zusammenfassung.....	143
6	Zusammenfassung.....	144
7	Abstract.....	146
8	Literaturverzeichnis.....	147
9	Anhang - Daten der Versuchsaufbauten.....	161
9.1	Elektrische Systeme.....	161
9.1.1	Daten der verwendeten Synchronmaschinen.....	161
9.1.2	Drehgeber.....	162
9.1.3	Wechselrichter.....	162
9.2	Vibrationssensor.....	163
9.3	Mechanische Teilsysteme.....	164
9.3.1	Daten des in Kapitel 5.2 - 5.4 verwendeten mechanischen Aufbaus.....	164
9.3.2	Zeichnungen der in Kapitel 5.5 verwendeten Klauenkupplung.....	167
	Lebenslauf.....	173

Formelzeichen und Abkürzungen

Allgemeingültige Festlegungen:

x_{\max}	maximal zulässiger oder möglicher Wert der Größe x
x_{\min}	minimal zulässiger oder möglicher Wert der Größe x
x_N	Nennwert oder Bemessungswert der Größe x
x^*	Sollwert der Größe x ; konjugiert komplexe Größe
\hat{x}	Schätzwert der Größe x oder Amplitude des Signals x
\vec{x}	kennzeichnet Vektoren
\mathbf{X}	kennzeichnet Matrizen
X	Fourier-Transformierte des Zeitsignals $x(t)$

Formelzeichen und Symbole:

a_k	Koeffizienten einer Übertragungsfunktion
A	Hesse Matrix
A_0	Fläche unterhalb der AKF des PRBS
A_{mod}	modifizierte Hesse Matrix
$c_{\delta,a}$	Faktor der Hertzschen Druckfläche am Außenring
$c_{\delta,b}$	Faktor der Hertzschen Druckfläche der Berührungspartner
$c_{\delta,i}$	Faktor der Hertzschen Druckfläche am Innenring
C	Federkonstante; Konstante
C_δ	Faktor der Gesamtverformung
d	normierte Materialdämpfung der Feder; Korrekturvektor für Parameter-Fitting
d_a	Lagerdurchmesser bis Kontaktpunkt Außenring
d_i	Lagerdurchmesser bis Kontaktpunkt Innenring
d_k	Käfigdurchmesser
d_w	Wälzkörperdurchmesser
D	Materialdämpfung der Feder

e	Regeldifferenz
E	Elastizitätsmodul
f	Frequenz
f_{AR}	charakteristische Frequenz für Außenringschaden
\tilde{f}_{AR}	genäherte charakteristische Frequenz für Außenringschaden
f_{ares}	mechanische Antiresonanzfrequenz
f_{IR}	charakteristische Frequenz für Innenringschaden
\tilde{f}_{IR}	genäherte charakteristische Frequenz für Innenringschaden
f_n	mechanische Drehfrequenz des Antriebs
f_{res}	mechanische Resonanzfrequenz
$f_{S,AR,v}$	Vielfache der charakteristischen Außenringfrequenz
$f_{S,IR,v}$	Vielfache der charakteristischen Innenringfrequenz
$f_{SB,\ell}$	Frequenz des linken Seitenbands
$f_{SB,r}$	Frequenz des rechten Seitenbands
f_T	Abtastfrequenz
F	Fehlerschranke
G	Schubmodul
$G(j\omega)$	Frequenzgang
$G_M(s)$	Modellübertragungsfunktion
$G_{mech}(s)$	Übertragungsfunktion des mechanischen Systems
$G_{mess}(j\omega)$	gemessener Frequenzgang
$G_{nrs}(s)$	Übertragungsfunktion des nicht steifen mechanischen Systems
$G_R(j\omega)$	Frequenzgang eines Reglers
$G_{R,\omega}(s)$	Übertragungsfunktion des Drehzahlreglers
$G_{ref}(j\omega)$	Referenzfrequenzgang
$G_{rs}(s)$	Übertragungsfunktion des steifen mechanischen Systems
$G_S(j\omega)$	Frequenzgang einer Regelstrecke

$G_{\text{sys}}(s)$	Übertragungsfunktion des Gesamtsystems
$G_{\text{wi}}(s)$	Übertragungsfunktion des geschlossenen Stromregelkreises
$i_q(t)$	drehmomentbildende Stromkomponente
I	Einheitsmatrix
I_p	Flächenträgheitsmoment der Torsionswelle
J_L	Trägheitsmoment der Last
J_M	Trägheitsmoment des Motors
k	normierte Zeit
K	Anzahl Teilsignalfolgen
K_L	veränderliche Verstärkung bzw. Steigung
K_p	Reglerparameter, Proportionalverstärkung
ℓ	Länge der Torsionswelle
L	Anzahl Messwerte einer Teilsignalfolge
$m_F(t)$	Federmoment, bezogen auf M_N
$m_L(t)$	Lastmoment, bezogen auf M_N
$m_M(t)$	Antriebsmoment, bezogen auf M_N
M	Anzahl Messwerte
$M_F(t)$	Federmoment
$M_L(t)$	Lastmoment
$M_M(t)$	Antriebsmoment
M_N	Nenn Drehmoment
n	Anzahl Schieberegisterstufen (Bits)
$n_L(t)$	Lastdrehzahl in min^{-1}
$n_M(t)$	Motordrehzahl in min^{-1}
N	Periodendauer des PRBS; Anzahl Frequenzgangdatenpunkte
$N(s)$	Nennernormpolynom
$P_{M,uu}$	Periodogramm der M-Punkte-Folge $u(k)$
$P_{M,uy}$	Periodogramm der M-Punkte-Folgen $u(k)$ und $y(k)$

P_{uu}^W	Periodogramm nach Welch für die M-Punkte-Folge $u(k)$
P_{uy}^W	Periodogramm nach Welch für die M-Punkte-Folgen $u(k)$ und $y(k)$
Q	Belastung
Q_r	Radiale Belastung
r_a	Lagerradius bis Kontaktpunkt Außenring
r_i	Lagerradius bis Kontaktpunkt Innenring
r_k	Käfigradius
S_{uu}	Wirkleistungsdichte
S_{uy}	Kreuzleistungsdichte
t	Zeit
t_{ab}	Ablösezeitpunkt
t_{an}	Anschlagzeitpunkt
t_{anr}	Anregelzeit
t_{ausr}	Ausregelzeit
T	Messzeit
T_C	normierte Federkonstante
T_H	Hochlaufzeit
T_L	Hochlaufzeit der Last
T_M	Hochlaufzeit des Motors
T_N	Reglerparameter, Nachstellzeit
T_p	Periodendauer
T_{si}	Ersatzzeitkonstante des geschlossenen Stromregelkreises
T_t	Taktzeit des PRBS
T_Σ	Gesamthochlaufzeit
u	Eingangsgröße
u_i	Teilsignalfolge von $u(k)$
$u_{i,w}$	mit einer Fensterfunktion multiplizierte Teilsignalfolge u_i
\ddot{u}	normierte Überschwingweite

v_a	Tangentialgeschwindigkeit des Außenrings
v_i	Tangentialgeschwindigkeit des Innenrings
v_k	Tangentialgeschwindigkeit des Käfigs
$w(t)$	Führungsgröße
$w(k)$	Fensterfunktion
$w_{Bl}(k)$	Blackman-Fenster
$w_{Hm}(k)$	Hamming-Fenster
$w_{Hn}(k)$	Hanning-Fenster
y	Ausgangsgröße, Regelgröße
y_i	Teilsignalfolge von $y(k)$
$y_{i,w}$	mit einer Fensterfunktion multiplizierte Teilsignalfolge y_i
z	Anzahl der Wälzkörper; Geberinkrement
$z(t)$	Störsignal
α_k	Zählerkoeffizienten einer Übertragungsfunktion
α_L	Steigungswinkel
β_k	Nennerkoeffizienten einer Übertragungsfunktion
δ	Gesamtverformung der Kontaktpartner
δ_b	Verformung der Berührungspartner
δ_r	Verschiebung in radialer Richtung
$\delta(t)$	Dirac-Impuls
$\delta(\varphi)$	Winkelabhängige Verformung
Δf_{SB}	Frequenzabstand des Seitenbandes von der Mittenfrequenz
$\Delta \Phi_{M,max}$	maximale Auslenkung
$\Delta \omega_M$	Regeldifferenz der Motorwinkelgeschwindigkeit
$\Delta \omega_{res}$	Verschiebung der Resonanzkreisfrequenz
ε	Lose
ε_r	radiales Lagerspiel

2ε	Loseweite
ζ_k	Schrittweite
θ	Druckwinkel
κ	Faltungskoeffizient für diskrete Signale
λ	skalärer Gewichtungsfaktor beim Levenberg-Marquardt-Algorithmus
ν	Schubbeiwert bzw. Schubzahl; Frequenz
ξ	Dämpfungsgrad
σ_i	Korrekturfaktor
τ	Faltungskoeffizient
φ	Winkel
2φ	Lastzone
$\Phi_F(t)$	Position der Torsionswelle hinter der Lose
$\Phi_L(t)$	mechanischer Lastwinkel
$\Phi_M(t)$	mechanischer Motorwinkel
Φ_{uu}	Autokorrelationsfunktion
Φ_{uy}	Kreuzkorrelationsfunktion
χ^2	quadratische Fehlerfunktion
ω	Kreisfrequenz
ω_0	Eigenkreisfrequenz
ω_{ares}	Antiresonanzkreisfrequenz
$\omega_L(t)$	Lastwinkelgeschwindigkeit bezogen auf Ω_N
$\omega_M(t)$	Motorwinkelgeschwindigkeit bezogen auf Ω_N
ω_{res}	Resonanzkreisfrequenz
ω'_{res}	verschobene Resonanzkreisfrequenz
Ω	Kreisfrequenz, normiert auf die Abtastfrequenz
Ω_{AR}	charakteristische Kreisfrequenz für Außenringschaden
Ω_a	mechanische Winkelgeschwindigkeit des äußeren Laufrings
Ω_{IR}	charakteristische Kreisfrequenz für Innenringschaden

Ω_i	mechanische Winkelgeschwindigkeit des inneren Laufrings
Ω_k	mechanische Käfigwinkelgeschwindigkeit
$\Omega_L(t)$	mechanische Lastwinkelgeschwindigkeit
$\Omega_M(t)$	mechanische Motorwinkelgeschwindigkeit
Ω_N	mechanische Nennwinkelgeschwindigkeit
Ω_n	mechanische Winkelgeschwindigkeit des Antriebs
\varnothing	Durchmesser der Torsionswelle
∇	Nabla-Operator

Abkürzungen:

ANN	Artificial Neural Network
DFT	Diskrete Fourier-Transformation
DMS	Dreimassensystem bzw. Dreimassenschwinger
FDD	Fehler-Detektion und -Diagnose
IV-Methode	Methode der Instrumentellen Variablen
LSB	Least Significant Bit
LZI	linear zeitinvariant
MCSA	Motor Current Signature Analysis
MSB	Most Significant Bit
PLL	Phasenregelkreis
RLS	Recursive Least Squares Method
PRBS	Pseudo Rausch Binär Signal (engl. <i>Pseudo Random Binary Signal</i>)
USB	Universal Serial Bus
VZ1-Glied	Verzögerungsglied erster Ordnung
ZMS	Zweimassensystem bzw. Zweimassenschwinger
$\Omega_M^* = \text{PRBS}$	Einspeisung des PRBS über die Drehzahlschnittstelle als Führungsgröße gemäß Bild 2.24
$\Omega_M^* = \text{konst}$	Einspeisung des PRBS über die Drehmomentschnittstelle als Störgröße gemäß Bild 2.25

Nicht aufgeführte Formelzeichen oder abweichende Definitionen mit abschnittsweiser Gültigkeit werden im Text erläutert.

1 Einleitung

Automatisierte Produktionsmaschinen und Fertigungsanlagen, wie beispielsweise Druck-, Papier-, Kunststoff-, Verpackungsmaschinen oder Walzwerke werden üblicherweise mit einer Vielzahl von geschwindigkeits- und lagegeregelten elektrischen Antrieben ausgestattet. Mit Blick auf einen wirtschaftlich effizienten Betrieb solcher Anlagen verfolgt man stets das Ziel, die Produktivität so weit wie möglich zu erhöhen. Die Steigerung der Produktionsgeschwindigkeit bei gleich bleibender Prozessqualität stellt dabei stets hohe Anforderungen an das Regelverhalten der elektrischen Antriebe. Komplexere Regelverfahren und verbesserte Streckenmodelle werden zur Hilfe gezogen, denn die Optimierung des Regelverhaltens verlangt zunehmend eine genaue Beschreibung des dynamischen Verhaltens des realen Systems durch Modelle für die Reglerparametrierung.

Die heute erreichbare Antriebsdynamik führt allerdings oft zu neuen Herausforderungen hinsichtlich des Gesamtsystems. I. Allg. wird die Verbindung zwischen der elektrischen Antriebsmaschine und der Arbeitsmaschine, z.B. ein Haspeldorn oder eine Druckwalze, durch elastische Wellen und Kupplungen realisiert. Derartige Mehrmassensysteme sind schwingungsfähig. Die Kräfte bzw. Drehmomente, die vom elektrischen Antrieb auf die angetriebene Mechanik ausgeübt werden, weisen erhebliche Steilheiten auf und lassen unerwünschte Schwingungen bis hin zur Instabilität in Erscheinung treten. In einigen Fällen begegnet man der Resonanzproblematik in der Antriebstechnik mit einer reduzierten Reglerverstärkung, wobei dann die mögliche Dynamik des Antriebs nicht ausgenutzt wird. Fortgeschrittene Regelstrukturen setzen exakte Kenntnisse der Strecke und deren Parameter voraus. Die Anzahl an einzustellenden Regelparametern ist dementsprechend höher. Die Systemparameter müssen daher aus den Konstruktionsdaten bekannt sein oder bei der Inbetriebsetzung experimentell ermittelt werden. Bei hochwertigen Regelungen bleibt vielfach nur die Option, die Inbetriebnahme der einzelnen Antriebe von gut qualifizierten Fachkräften durchführen zu lassen. Da jedoch sowohl die erforderliche Inbetriebnahmezeit als auch die nötige menschliche Arbeitskraft heutzutage zu den erheblichsten Kostenfaktoren zählen, die im Zuge einer Projektierung zu berücksichtigen sind, ist die Entwicklung selbstidentifizierender Antriebe und selbsteinstellender Regelungen ein bedeutungsvolles Forschungsthema [Kra-04]. Insbesondere für Antriebe kleiner und mittlerer Leistungen sind die Inbetriebnahmekosten, die durch den Einsatz von Fachpersonal vor Ort entstehen, vielfach nicht tragbar.

Neben der Systemidentifikation für die automatisierte Inbetriebnahme von Anlagen behandelt die vorliegende Arbeit die Zustandsüberwachung, engl. *Condition Monitoring*, und Fehlerdiagnose von Antrieben und konzentriert sich hier auf zwei wichtige Fälle: das Auftreten dominanter Lose und schadhafter Lagerungen im Antriebsstrang. Durch die frühzeitige Erkennung von Veränderungen der Systemeigenschaften können Fehler identifiziert werden und ungeplante Anlagenstillstände verhindert und daraus resultierende teure Produktionsausfälle vermieden werden.

Die Entwicklung selbsteinstellender, sog. „intelligenter“ Antriebe [Bra-99] wird erst dadurch ermöglicht, dass der klassische Frequenzumrichter heute mit sehr leistungsfähiger Hardware zur Signalverarbeitung ausgestattet wird. Auf diese Weise werden erst seit einigen Jahren die Rahmenbedingungen für die standardmäßige Implementierung komplexer Algorithmen zur Signalverarbeitung und Parameterberechnung geschaffen.

1.1 Stand der Technik

Die vorliegende Arbeit behandelt zum einen die Identifikation linearer Mehrmassensysteme (Kapitel 2) und zum anderen im Kontext der Zustandsüberwachung verschleißender Maschinenelemente (Kapitel 3) die Diagnose von Wälzlagerschäden und die Identifikation mechanischer Lose. Die Erörterung des Stands der Technik ist in folgende Abschnitte gegliedert.

1.1.1 Identifikation linearer Mehrmassensysteme

Die Identifikation der mechanischen Eigenschaften von Antrieben ist ein klassisches Thema. Im Laufe der vergangenen ca. 25 Jahre sind vor dem Hintergrund der Realisierbarkeit einer Implementierung unterschiedliche Identifikationsstrategien für verschiedene Anwendungen entwickelt worden.

Roether [Roe-86] verwendet die in [Schw-80] vorgestellte Zeitbereichsmethode Instrumentelle-Variablenverfahren (IV) zur Modellierung von Mehrkörpersystemen. Juen [Jue-86] verwendet diese Methode zur Modellierung einer Großantennenachse. Im Kontext von adaptiven Regelungen arbeitet Brickwedde [Bri-85] mit *Recursive Least Squares* Algorithmen (RLS) zur Ermittlung eines Prozessmodells.

Östring et al. [ÖGN-03] modellieren einen sechsachsigen Industrieroboter als Dreimassenschwinger (DMS). Die Identifikation erfolgt im geschlossenen Positionsregel-

kreis. Dabei wird das Testsignal einem konstanten Positionssollwert überlagert. Die Anregung erfolgt sowohl mit Chirp- als auch mit Sinussignalen. Hier wird auf die *System Identification Toolbox* von Matlab/Simulink und externe Geräte zurückgegriffen, um ein Modell des Roboters auf Basis des gemessenen Motorwinkelpositionssignals und des Drehmomentensollwerts zu berechnen.

Eine sehr ähnliche Vorgehensweise zur Nachbildung der Roboterdynamik ist in den Dissertationen von Neumann [Neu-95] und Schütte [Scht-97] nachzulesen. Auch hier werden Matlab/Simulink-Funktionen und ebenfalls externe Geräte für die Fourier-Analyse eingesetzt.

Mutschler und Müller [MM-02] stellen zwei Methoden zur Parameterbestimmung von Dreimassensystemen vor. Bei dem ersten Verfahren handelt es sich um das *ARMAX-Model (Auto-Regression with Moving Average and eXtra inputs)*. Hierbei wird durch eine *Least Squares Estimation* die diskrete Übertragungsfunktion bestimmt.

Bei dem alternativen Verfahren wird die FFT (*Fast Fourier-Transformation*) des Beschleunigungssignals graphisch ausgewertet. Andere Signale, wie beispielsweise die Testfunktion, finden bei der Bestimmung der Systemparameter keine Berücksichtigung. Der Antrieb wird durch Superposition von verschiedenen Sinussignalen mit unterschiedlicher Frequenz, unterschiedlicher Phase und gleicher Amplitude angeregt. Anhand der Pol- und Nullstellen sowie der Gesamtträgheitskonstanten erfolgt die analytische Bestimmung der Parameter des DMS. Vom Gebrauch iterativ arbeitender Algorithmen wird dabei bewusst Abstand genommen, weil Konvergenzprobleme infolge unzureichend guter Startwerte befürchtet werden.

Eutebach et al. erproben und vergleichen vier Verfahren zur Identifikation eines Zweimassenschwingers (ZMS) [Eut-00], [PJE-00], [EP-99].

Bei der analytischen Vorgehensweise erfolgt zunächst die Bestimmung des Gesamtträgheitsmoments durch einen Hochlaufversuch, indem ein nahezu sprungförmiges Solldrehmoment in das System eingeprägt wird. Mittels der als bekannt vorausgesetzten Motorhochlaufzeit und dem bekannten Beschleunigungsmoment gelingt die Bestimmung des lastseitigen Trägheitsmoments. Anhand der gedämpften Schwingung der Drehzahlsprungantwort erfolgt die Berechnung der Federkonstanten und der Schwingfrequenz auf analytischem Weg. Die Anwendung dieses Verfahrens ist bei ungünstigen Massenverhältnissen u.U. nicht möglich [Eut-00], da während der gesamten Messzeit eine ausreichende Signalamplitude gewährleistet sein muss.

Ähnlich wie in [MM-02] wird die Resonanzfrequenz bei Eutebach ebenfalls durch Fourier-Analyse bestimmt. Während Mutschler und Müller den Antrieb durch Super-

position verschiedener Sinusfunktionen anregen, wird hier das Geschwindigkeitssignal während eines Hochlaufversuchs aufgezeichnet. Die Resonanzfrequenz wird durch die Fourier-Analyse des einmal nach der Zeit differenzierten Geschwindigkeitssignals erkennbar.

Alternativ wird die Identifikation der Resonanzfrequenz mit Hilfe eines Phasenregelkreises (PLL) vorgestellt. Dabei wird die Verstärkung des Drehzahlregelkreises so lange erhöht bis der Regelkreis instabil wird und eine Dauerschwingung einsetzt. Der Phasenregelkreis detektiert dann ein periodisches Verhalten der Regelgröße. Bei dieser Methode ist allerdings die hohe Beanspruchung der Mechanik infolge der Dauerschwingung zu bedenken.

Die Resonanzfrequenzbestimmung mittels eines durchstimmbaren Bandpassfilters ist ebenfalls Gegenstand der Arbeiten von Eutebach [Eut-00]. Allerdings muss der Antrieb während der gesamten Messdauer schwingen. Hinzu kommt, dass der Erkennungsprozess der Amplitudenüberhöhung sehr lange dauert. Für die Bestimmung der Resonanzfrequenz ist ein großer Rechenaufwand erforderlich. Diese Berechnungen müssen online erfolgen.

In [APHT-06] werden die Parameter eines ZMS im z -Bereich durch bilineare Transformation bestimmt, um eine mit Blick auf Störeinflüsse kritische Beschleunigungsmessung zu vermeiden. Die Anwendung dieser Methode verlangt allerdings die Voraussetzung, dass kein lastseitiges Drehmoment auftritt.

Im Kontext der automatisierten Identifikation und Reglerinbetriebnahme elektrischer Antriebe mit schwingungsfähiger Mechanik sind zahlreiche Veröffentlichungen von Grotstollen, Beineke, Schütte, Wertz et al. anzuführen: [SBHG-96], [BSG-97a], [BSG-97b], [SBRG-97], [WSGB-97], [BSWG-97], [BWSGF-98], [WB-99], [WFBFUZZ-99], [Bei-00], [Schü-02].

In [SBHG-96], [BSG-97a], [BSG-97b], [SBRG-97], [Bei-00] werden die mechanischen Parameter durch eine Online-Schätzung unter Verwendung von Basisfunktionsnetzwerken und Erweiterten Kalman Filtern ermittelt.

Darüber hinaus werden in den anderen genannten Publikationen von Grotstollen et al. weitere Verfahren für die schematisierte Parameteridentifikation der angekuppelten Mechanik in Betracht gezogen und miteinander verglichen. Hierbei handelt es sich um folgende Methoden: Vierstufiges Hilfsvariablenverfahren, *Least Squares* Schätzungen und Frequenzganganalysen. Unter ihnen stellt die Frequenzganganalyse die robusteste Option gegenüber Störungen und Modellunsicherheiten dar [WFBFUZZ-99].

Für die Identifikation eines ZMS wird der Antrieb mit Pseudo Rausch Binär Signalen (PRBS) stimuliert. Die geeignete Parametrierung dieser speziellen Testfunktion wird

als eine zentrale Schwierigkeit der gesamten Identifikationsprozedur erkannt [WBFBUZZ-99], weil die Einstellung des Testsignalgenerators durch zwei Parameter einen außerordentlich großen Einfluss auf die Qualität des Identifikationsergebnisses hat. Wertz et al. umgehen die das Testsignal betreffende Problematik durch eine Vielzahl von Messungen, wobei die beiden Generatorparameter systematisch variiert werden, ohne eine gezielte Einstellung des PRBS-Generators vorzunehmen. Für jeden aufgezeichneten I/O-Datensatz muss die Frequenzgangfunktion allerdings einzeln berechnet werden. Die Eingangsgröße ist das Motordrehmoment und die Ausgangsgröße ist die Motordrehzahl. Die einzelnen Frequenzgangfunktionen erhält man aus dem Quotienten aus Kreuz- und Wirkleistungsdichte [Schü-02], [Ise-91], [UR-87]. Diese Leistungsdichtespektren ergeben sich aus der Fourier-Transformation der Auto- und Kreuzkorrelationsfunktion (AKF, KKF). Nachdem sämtliche Frequenzgangfunktionen berechnet worden sind, werden diese anschließend gemittelt, um Störeinflüsse zu reduzieren.

Zur Bestimmung der Systemparameter wird das Simplexverfahren von Nelder und Mead eingesetzt.

Turschner [Tur-02] behandelt die Identifikation von digital zustandsregelten elektrischen Antrieben in der Walzwerktechnik. Die Mechanik wird ebenfalls als ZMS modelliert. Bei dieser Anwendung genügt es, die Identifikationsprozedur nach erfolgtem Walzenwechsel durchzuführen, so dass bei der Entwicklung des Identifikationsverfahrens die Ausführung der Identifikation während des Walzvorgangs nicht berücksichtigt werden muss. Ebenso wie bei den oben zitierten Arbeiten von Grotstollen erfolgt die Anregung des Antriebs mit PRBS. Zur Bestimmung der Systemparameter anhand der gemessenen Zeitsignale werden zunächst rekursive Methoden der kleinsten Fehlerquadrate (*Recursive Least Square Methods*, RLS) und die Hilfsvariablenmethode alias Methode der Instrumentellen Variablen (IV-Methode) verwendet und auch miteinander kombiniert. Die Identifikation ist allerdings erheblichen Einschränkungen unterworfen. Die RLS-Methode eignet sich beispielsweise nicht für die Identifikation im geschlossenen Drehzahlregelkreis. Deshalb arbeitet Turschner im Weiteren mit evolutionären Algorithmen, die sich am natürlichen Evolutionsprozess orientieren.

1.1.2 Diagnose von Wälzlagerschäden

Auf dem Gebiet der Lagerschadenserkennung und -diagnose sind verschiedene Verfahren bekannt, die auf der Messung unterschiedlicher physikalischer Größen basieren. Folgende Beschreibung des Stands der Diagnosetechnik ist nach der Erfassung der Messgrößen gegliedert.

Vibrationsbasierte Verfahren

Die Detektion von Lagerfehlern anhand der gemessenen Maschinenvibration weist gute Genauigkeit auf und ist geeignet, Fehler frühzeitig zu erkennen. Die Vibrationsanalyse ist sowohl in der Industrie verbreitet als auch Gegenstand neuerer Forschungsarbeiten [SHH-02], [SHH-04c], [LCTH-00], [SHH-06]. Die Schwingungen können durch Vibrationssensoren, z.B. am Lagergehäuse, aufgezeichnet werden. In Abhängigkeit der Drehzahl eignen sich besonders der Schwingweg, die Schwinggeschwindigkeit oder die Schwingbeschleunigung als Messgrößen [TP-87]. Allerdings ist der Einsatz der Beschleunigungssensoren sehr kostspielig [Blö-06], [Ben-00], [SHH-04b], so dass die Fehlerdiagnose mittels Vibrationsanalyse besonders bei sicherheitsrelevanten Anlagen zum Einsatz kommt [Blö-06], [Ben-00], [Vas-93], [ACT-05]. Deshalb ist im Hinblick auf die Wirtschaftlichkeit nach alternativen Strategien zu suchen, die ausschließlich mit der standardmäßig im Antrieb vorhandenen Sensorik auskommen.

Diagnose durch Messung von Körperschall

Mechanische Fehler verursachen außer Vibrationen auch eine erhöhte Geräuschemission [Wir-98]. In [RSGM-02] wird ein Verfahren vorgestellt, bei dem für die Diagnose von Lagerschäden die Körperschallerzeugung von Wälzlagern modelliert wird. Übertragungsfunktionen beschreiben hierbei das Verhalten des Systems vom Ort der Anregung zum Aufnahmeort des Messsignals. Bei dieser Modellierung werden N Körperschallsignale aufgezeichnet und anschließend gemittelt, um so den Pegel des Nutzsignals gegenüber dem des Störsignals zu vergrößern. Ein ganz entscheidender Nachteil bei der in [RSGM-02] vorgestellten parallelen Messwerterfassung ist der hohe messtechnische Aufwand für die Aufzeichnung von N Körperschallsignalen mit N Sensoren.

Diagnose durch Messung der Maschinenströme

Motor Current Signature Analysis, kurz MCSA, ist eine weit verbreitete Diagnose-technik zur Erkennung von Motorfehlern. Mit diesem Verfahren werden Windungsschlüsse und Rotorstabbrüche etc. diagnostiziert. Der interessierte Leser sei hinsichtlich der im Rahmen dieser Arbeit nicht behandelten Beschädigungen elektrischer Maschinen wie Rotorstabbrüche etc. auf die einschlägige Literatur [TD-98], [CTD-86], [KS-90], [OHG-00], [BVT-99] verwiesen.

Aktuellere Forschungsarbeiten verfolgen das Ziel, das MCSA-Verfahren auf die Diagnose von Motorlagerschäden anzuwenden [Blö-06], [KB-05], [SHH-04b], [OHS-03], [Lin-03], [LAP-02], [YK-99], [SLHSF-95], [SHKB-95], [Fil-95].

Bei der Lagerüberwachung besteht der entscheidende Vorteil von MCSA gegenüber der Vibrationsanalyse darin, dass kostspielige Sensoren nicht erforderlich sind [SHH-

04b], [SHKB-95]. Die Strommessung ist für die meisten Antriebe aus regelungs- oder sicherheitstechnischen Gründen ohnehin implementiert [OHS-03], [KB-05]. Die erfolgreiche Detektion von Lagerschäden mit MCSA findet ihre physikalische Ursache nicht wie bei der Vibrationsmessung in den mechanischen Schwingungen der Anlage, sondern in einer Relativbewegung zwischen Rotor und Stator aufgrund des Schadens [SHH-04a], [OHS-03]. Beim Überrollen der schadhaften Stelle im Lager entsteht eine radiale Bewegung des Lagers, die wiederum zu einer radialen Verschiebung des Rotors gegenüber dem Stator und damit zu einer Luftspaltexzentrizität führt, die die Statorströme der Maschine beeinflusst [Ben-00], [OHS-03], [SHKB-95], [ACT-05], [CTD-86].

Problematisch ist die Anwendung von MCSA bei der Diagnose von Lagerfehlern allerdings insofern, dass die Fehlersignale nur vergleichsweise kleine Amplituden besitzen und deshalb Schwierigkeiten bei deren Erkennung im Stromspektrum entstehen [OHS-03], [SHH-04a], [SHH-04b].

Die auf die Messsignale anzuwendenden Analysemethoden werden in deterministische und nicht deterministische Verfahren unterteilt [Lin-03]. In der Literatur kommt besonders häufig die Fourier-Analyse der Messsignale zur Anwendung [OHS-03], [SHKB-95], [Fil-95]. Bei der reinen Fourier-Analyse tritt die Schwierigkeit auf, die nur sehr geringen Amplituden, die infolge der Beschädigung entstehen, eindeutig und zuverlässig als Fehlermerkmale zu erkennen [YK-99], [SHKB-95]. Dieser Problematik begegnen Schoen et al. [SLHSF-95] mit der Verwendung künstlicher Intelligenz in Form von neuronalen Netzwerken, engl. *Artificial Neural Network*, kurz ANN. In [LCTH-00] wird diese Vorgehensweise auf gemessene Vibrationssignale angewendet. Lindh macht deutlich, dass ANN fallspezifisch arbeiten und deshalb für Diagnosezwecke problematisch sein können, wenn andere Einflüsse die Anzeige von Fehlerzuständen auslösen, obwohl kein Schadensfall vorliegt [Lin-03]. Als mögliche Alternative nennt Lindh *Fuzzy Logic*, die unscharfe Zustände kennt. Der Einsatz von adaptiven statistischen Zeit-Frequenzverfahren wird in der Literatur ebenfalls untersucht [YK-99]. Dieser trainingsbasierte Ansatz verlangt allerdings ein außerordentlich umfangreiches und aufwendiges Training des Algorithmus im normalen Betriebszustand der Anlage [NTL-05].

Bei allen hier zitierten Veröffentlichungen zu MCSA kommen ausschließlich Motorlager von Asynchronmaschinen zur Untersuchung. Diese besitzen im mittleren Leistungsbereich gemäß [Fis-04] eine sehr kleine Luftspaltbreite von nur einigen zehntel Millimetern, was die Diagnose basierend auf der Änderung der magnetischen Flussdichte im Luftspalt der Maschine entscheidend begünstigt. Eine Aussage darüber, ob diese Vorgehensweise auch z.B. für Synchronmaschinen, deren Luftspaltbreite deutlich größer ist oder sogar auf Lagerungen außerhalb der Antriebsmaschine übertragbar

ist, kann den oben genannten Quellen nicht ausdrücklich entnommen werden und erscheint vor dem beschriebenen physikalischen Hintergrund sehr zweifelhaft.

Lagerüberwachung durch Temperaturmessung

In gewissen Grenzen stellt die Überwachung der Lagertemperatur eine Alternative zu den bisher genannten Möglichkeiten dar. Insbesondere eine Erhöhung der Reibung im Lager führt dazu, dass die Temperatur im Lager gegenüber der normalen Betriebstemperatur ansteigt [BEHW-95]. So kann zwar eine Überwachung des Schmiermittelzustands der Lagerung realisiert werden, jedoch sind singuläre Beschädigungen, die beispielsweise infolge von Materialermüdung in Erscheinung treten, nicht erkennbar. Außerdem verlangt die Temperaturüberwachung die Verwendung von empfindlichen Messaufnehmern, wie Thermoelementen oder Thermistoren [TD-98].

Lagerüberwachung durch Ölpartikelanalyse

Die Erkennung von Verschleißerscheinungen in ölgeschmierten Lagerungen ist mit Hilfe einer Analyse des Schmiermittels möglich [BEHW-95]. Ein in den Ölkreislauf integrierter Sensor misst die Menge der Verschleißpartikel im Schmierstoff. Die Atomabsorptionsspektroskopie stellt zwar ein sehr empfindliches Verfahren dar, wird jedoch nur bei besonders kritischen Anwendungen eingesetzt, z.B. im Flugzeugbau [BEHW-95]. Die Lagerüberwachung durch Ölanalyse findet allerdings nur in derartigen Sonderfällen Anwendung [TD-98]. Sie wird hier nur der Vollständigkeit halber erwähnt.

1.1.3 Identifikation mechanischer Lose

Zur Identifikation mechanischer Lose sind in der Literatur ebenfalls mehrere Ansätze bekannt. Specht stellt in [Spe-86] und [Spe-89] eine Methode zur Ermittlung des Getriebe spiels eines Robotergelenks vor, die im Wesentlichen auf einer Mustererkennung im Ankerstrom fußt.

Durch den Wechsel zwischen Kraftschluss und entkoppeltem Zustand des Antriebs kommt es beim Ablöse- und Anschlagvorgang zu einer Änderung des Massenträgheitsmoments, welche im Ankerstrom erkennbar ist. Der Roboter wird mittels niederfrequenter Sinus- und Dreieckssignale über die Drehzahlschnittstelle des Antriebsregelgeräts stimuliert. Der Ablösezeitpunkt wird hierbei unabhängig von der Messung allein durch die jeweilige Eingangssignalf orm festgelegt. Durch den Einsatz dieser unterschiedlichen Testsignale mit jeweiliger Festlegung des Ablösezeitpunkts erzielt man Abschätzungen des Getriebe spiels nach oben und nach unten. Der Anschlagzeitpunkt wird hingegen aus dem gemessenen Ankerstromverlauf bestimmt.

Die Anwendung dieser Vorgehensweise setzt allerdings voraus, dass die Drehzahlregelung dem eingespeisten Sollwertprofil sehr genau und ohne Verzögerung folgen kann, denn die Berechnung der Lose erfolgt durch Integration des Drehzahlsollwertprofils unter Annahme einer konstanten Lastdrehzahl für das Durchfahren der Lose.

Die experimentelle Bestimmung des Getriebespiels erfolgt durch Aufnahme von mehreren Messreihen für die verschiedenen Signalformen für variierende Signalamplituden und Frequenzen.

Gebler und Holtz erörtern in [GH-98] zwei weitere Zeitbereichsverfahren zur Bestimmung der Loseweite. Bei der ersten Methode wird zunächst sichergestellt, dass sich das Getriebe zu Beginn der Identifikationsprozedur im Kraftschluss befindet. Nach Festlegung eines Nullpunkts führt der Antrieb eine sehr kleine Bewegung in entgegengesetzte Richtung infolge eines Drehmomentimpulses aus. Dadurch entsteht eine kleine Winkelverdrehung des Motors gegenüber der Lastseite, die im Falle sehr kleiner Impulse geringer als das Spiel ist. Diese Prozedur wird bei schrittweiser Erhöhung der Amplitude so lange wiederholt, bis die Winkelverdrehung infolge des Drehmomentimpulses die Größe der Loseweite erreicht hat.

Bei der zweiten in [GH-98] vorgestellten Strategie handelt es sich um ein quasi-stationäres Verfahren. Das System wird durch ein dreieckförmiges Drehzahlsollwertsignal angeregt. Anschlag- und Ablösezeitpunkt werden aus der ersten Ableitung des Stromsignals nach der Zeit bestimmt. Die Loseweite ergibt sich als Differenz der an diesen Zeitpunkten ermittelten Motorpositionswerte. Für diese Vorgehensweise ist eine sehr exakte Bestimmung der beiden Zeitpunkte von entscheidender Bedeutung.

In den Arbeiten von Strobl und Schröder [SS-98], [Str-99], [Sch-00] wird mit neuronalen Netzwerken und Beobachterstrukturen gearbeitet, um die Kennlinie der Lose nachzubilden. Es werden zwei Beobachterstrukturen vorgestellt. Bei der Identifikation der Nichtlinearität mittels eines lastseitigen Beobachters ist das vollständige Wissen über die Parameter und die Struktur der Lastseite (z.B. Trägheiten etc.) erforderlich [Str-99]. Für den Fall, dass dieses Wissen nicht verfügbar ist, wird alternativ die Anwendung eines vergleichbar arbeitenden Identifikationsverfahrens mit motorseitigem Beobachter vorgeschlagen. Allerdings bedingt diese Vorgehensweise die Messung der lastseitigen Position.

In der Arbeit von Schäfer [Sch-93] werden zwei weitere Vorgehensweisen zur Bestimmung der Loseweite behandelt. Die erste Methode kommt mit der Messung der motorseitigen Position aus. Die Lose wird durch das Verhältnis des Wellenmoments zur Federkonstanten der Torsionswelle abgeschätzt. Ist jedoch nicht gewährleistet, dass sich die Position der Last aufgrund von Reibung während der Identifikationspro-

zedur nicht verändert, gelingt die Ermittlung des Spiels mit diesem Verfahren nicht [Sch-93]. Für diesen Fall beschreibt Schäfer eine alternative Vorgehensweise, die allerdings die zusätzliche Messung der lastseitigen Position verlangt.

Eine sehr ähnliche Strategie wird auch in [JP-02] erörtert.

Grotstollen et al. [BWSGF-98] untersuchen den Einfluss der Lose auf die Identifikation elastischer Mechaniken. Der Antrieb wird mit Drehmomentsprüngen beaufschlagt und *Fuzzy Logic* angewendet. Es wird zwischen spielfreien Systemen, Systemen mit nur wenig Lose und dominant losebehafteten Antrieben unterschieden, wobei die Berechnung der Loseweite nicht erfolgt.

In [AR-73], [Tur-02] und [BT-07] wird der Einfluss der Lose auf den Frequenzgang einer elastischen Mechanik beschrieben. Diese Arbeiten werden in Abschnitt 3.2.2 detaillierter erörtert.

1.2 Motivation und Ziel der Arbeit

Das Ziel der vorliegenden Forschungsarbeit ist die Entwicklung von geeigneten deterministischen Verfahren zur Identifikation und Diagnose des mechanischen Systems einachsiger elektrischer Antriebe. Die hier vorgestellten Identifikationsstrategien stellen einen Beitrag zur automatisierten Inbetriebnahme und zur Entwicklung von Zustandsüberwachungssystemen dar. Die Verfahren verarbeiten dabei ausschließlich die standardmäßig im Antriebsregelgerät vorhandenen Informationen. Somit werden nur der Motorstrom und die motorseitige mechanische Drehgeschwindigkeit mit Hilfe eines Inkrementalgebers gemessen.

Die Systemidentifikation ist zwar Gegenstand zahlreicher Arbeiten, jedoch sind wichtige Aspekte, wie z.B. die erforderliche Geberauflösung, theoretisch und experimentell fundierte Untersuchungen bzgl. des Einflusses des Testsignals auf die Identifikation, die Ausführung der Identifikation bzw. Diagnose im laufenden Betrieb der Anlage, etc., für die standardmäßige Implementierung solcher Methoden auf dem *Embedded Control System* nicht in ausreichendem Maß erforscht. Die automatische Ausführung solcher Identifikations- und Diagnoseprozeduren verlangt die Kenntnis vieler Details die letztlich für die Zuverlässigkeit und für den sicheren Betrieb notwendig sind. Für die auszuführenden Berechnungen sind aus der Nachrichtentechnik und Mathematik deutlich leistungsfähigere Methoden als die bisher in der Antriebstechnik eingesetzten bekannt. Die vorliegende Arbeit ist in Kooperation mit der Industrie verlaufen.

Zur Identifikation von Mehrmassensystemen werden in dieser Arbeit leistungsfähige Verfahren der digitalen Signalverarbeitung und der numerischen Mathematik eingesetzt: die Welch-Methode und der Levenberg-Marquardt-Algorithmus.

Der zweite Teil dieser Forschungsarbeit widmet sich der Erkennung von Veränderungen der mechanischen Eigenschaften, z.B. als Folgeerscheinung von Verschleiß. Im Fokus der Untersuchungen stehen losebehaftete Antriebe und Beschädigungen von Wälzlagern. Anhand von Simulationen und Laborversuchen wird gezeigt, dass sowohl Beschädigungen von Wälzlagern als auch eine signifikante Vergrößerung der Lose durch eine Frequenzgangmessung detektierbar sind. Zur Ermittlung der Loseweite wird ein deterministisches Zeitbereichsverfahren vorgestellt, das an einer Laboranlage erfolgreich erprobt worden ist.

Anschließend an die mathematischen und methodischen Betrachtungen in den Kapiteln 2 und 3 befasst sich das 4. Kapitel mit verschiedenen Gesichtspunkten zur Realisierung von Inbetriebnahme- und Überwachungsrouninen in elektrischen Antrieben.

2 Identifikation von Mehrmassensystemen

Die Systemidentifikation befasst sich mit der mathematischen Modellierung von dynamischen Systemen, basierend auf gemessenen Daten des Systems [Lju-99]. Ziel der Identifikation ist es, das dynamische Verhalten des betrachteten Systems mathematisch zu beschreiben. In den Bereichen Naturwissenschaft und Technik sind die Anwendungen von Identifikationsmethoden bzw. die Aufgaben der Modellierung realer Systeme sehr vielfältig und keineswegs auf elektrische Antriebe beschränkt.

2.1 Struktur der Identifikationsprozedur

In der Literatur kommt den Modellparametern im Kontext der Systemidentifikation eine besondere Bedeutung zu. Deshalb unterscheidet man oft folgende zwei Gruppen von Modellen [Lan-90], [PS-01]:

- Parametrische Modelle
- Nicht parametrische Modelle

Neben dieser Unterscheidung gibt es in der Literatur alternative Klassifizierungen der verschiedenen Identifikationsmethoden [Ise-88], jedoch ist die obige Einteilung für das hier vorgestellte Identifikationsverfahren besonders sinnvoll.

Bei nicht parametrischen Modellen sind die Systemparameter nicht direkt zugänglich, sondern sind beispielsweise in Form von Antwortfunktionen, Ortskurven, Frequenzgangkurven oder Wertetabellen implizit im Modell enthalten.

Parametrische Modelle stellen die charakteristischen Systemgrößen, die so genannten Parameter, in Form von Differential- bzw. Differenzgleichungssystemen im Zeitbereich oder im Frequenzbereich als Übertragungsfunktion dar.

Die Formulierung der Modellgleichungen zur Ermittlung des parametrischen Modells resultiert in der Regel aus einer theoretischen Analyse, deren Ausgangspunkt oft physikalische Grundgleichungen wie Erhaltungssätze für Energie, Masse und Impuls sowie Sätze über das Gleichgewicht von Kräften und Drehmomenten bilden. Dafür ist eine qualitative Vorstellung über die dynamischen Vorgänge innerhalb des betrachteten Systems erforderlich. In Abschnitt 2.2 werden die Modellgleichungen für die untersuchten elastisch gekoppelten Mehrmassensysteme unter Verwendung von mechanischen Grundgleichungen beschrieben. Daraus lässt sich die Darstellung der Regelstrecke in Form von Übertragungsfunktionen und durch Blockschaltbilder herleiten.

Ausgehend vom realen System ist das Identifikationsverfahren in zwei Schritte gegliedert [PVE-04b]. Der erste Schritt ist die Bestimmung des nicht parametrischen Modells als Frequenzgang. An die Frequenzgangmessung schließt sich der zweite Identifikationsschritt an. Dieser liefert gemäß der in Bild 2.1 gezeigten Struktur der Identifikationsprozedur die Systemparameter. Die Berechnung der Parameter (Parameter-Fitting) geschieht durch Verarbeitung der zuvor ermittelten Frequenzgangdaten.

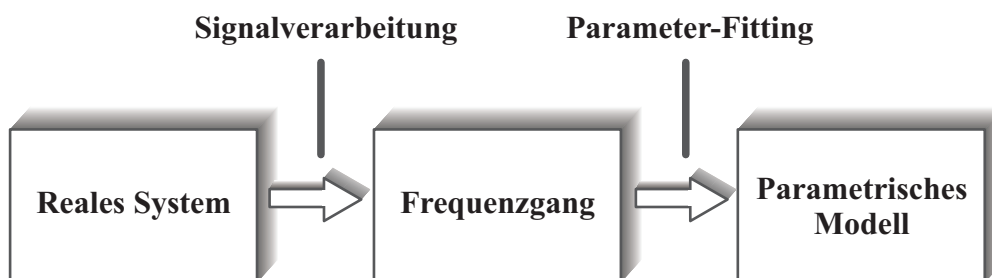


Bild 2.1: Struktur der Identifikationsprozedur

Während für das Parameter-Fitting die Annahme einer bestimmten Modellstruktur erforderlich ist, kann bei der Bestimmung des Frequenzgangs darauf verzichtet werden [Ise-88]. Die Frequenzgangmessung ist ein besonders interessanter Zwischenschritt der Identifikationsprozedur, weil die Komplexität des Systems ohne a priori Kenntnisse graphisch darstellbar ist und so einen guten qualitativen Überblick über das Systemverhalten verschafft, bevor die Berechnung des parametrischen Modells daran anschließt. Außerdem ist der ermittelte Frequenzgang sehr gut geeignet, um das nachfolgend ermittelte parametrische Modell zu validieren. Je besser die nicht parametrische Modellierung gelingt, desto einfacher und zuverlässiger gestaltet sich die Bestimmung der Systemparameter.

Wie in Bild 2.2 dargestellt ist, wird das System zur Bestimmung des Frequenzgangs mit einer Testfunktion $u(t)$ angeregt. Das Eingangssignal $u(t)$ und das Ausgangssignal $y(t)$, die Systemantwort, werden gemessen. Eine besonders große Bedeutung kommt hierbei der gewählten Testfunktion zu. Wie sich später zeigen wird, hat die Wahl der Testfunktion entscheidenden Einfluss auf die Identifikation.

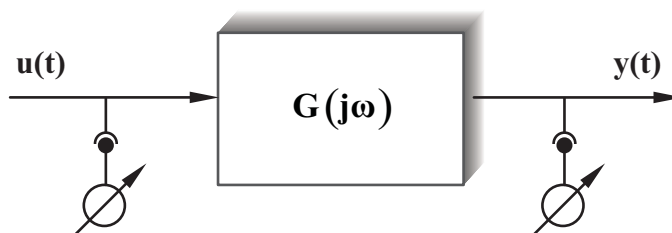


Bild 2.2: System mit Eingangssignal $u(t)$ und Ausgangssignal $y(t)$

Die Erzeugung und die besonderen Eigenschaften des in dieser Arbeit verwendeten Testsignals sowie Methoden der digitalen Signalverarbeitung zur Berechnung des Frequenzgangs und die Berechnung der Systemparameter ist Gegenstand der folgenden Ausführungen.

2.2 Modellierung von Mehrmassensystemen

Bei der Beschreibung eines realen Systems durch ein Modell ist stets abzuwägen, wie viele Details der Realität durch das Modell nachzubilden sind. Die Beachtung vieler Einzelheiten spiegelt die Realität einerseits zunehmend exakt wider, führt jedoch andererseits schnell zu einem sehr komplexen mathematischen System, das nur mit erheblichem Aufwand zu handhaben ist. Daher sollte auf die Modellierung marginaler Details, die nicht maßgeblich zum Systemverständnis beitragen, verzichtet werden. Für die Festlegung der Komplexität des Modells eines Systems gibt es keine allgemeingültigen Regeln. Über sie muss jeweils im Einzelfall entschieden werden.

Die Regelstrecke eines elektrischen Antriebs besteht aus einem elektrischen und einem mechanischen Subsystem. Die Systemidentifikation konzentriert sich in dieser Arbeit auf das mechanische Teilsystem.

Die Mechanik des Antriebs ist in der Regel zunächst als ein Mehrmassensystem anzusehen. Eine sehr einfache Modellstruktur zur Beschreibung der Mechanik ist das Einmassensystem. Dabei handelt es sich um ein System erster Ordnung. Diese sehr grobe Approximation ist besonders gut geeignet, wenn zwischen Arbeits- und Antriebsmaschine eine nahezu ideale starre Verbindung vorliegt. Für eine Vielzahl der industriellen Anwendungen genügt dieses einfache Modell. Es erweist sich jedoch spätestens dann als unzureichend, sobald Resonanzeffekte in Erscheinung treten. Um das komplexere System analysieren zu können, ist eine Erhöhung der Modellordnung erforderlich und führt zum Modell des Zweimassenschwingers (ZMS).

Dieser Ansatz wird u.a. für viele Produktionsmaschinen und zum Beispiel zur Modellierung von Walzwerken, Papiermaschinen und auch zur Nachbildung des Antriebsstrangs von Lokomotiven gewählt, um diese zwecks Reglersynthese analytisch zu beschreiben. Diese und andere Beispiele für elastisch gekoppelte Antriebssysteme zeigen, dass Zwei- und Dreimassenmodelle in einem sehr breiten Anwendungsbereich Verwendung finden und machen damit die Bedeutung dieses Ansatzes zur Modellierung realer Systeme deutlich. Dieser Betrachtung stehen die Methode der finiten Elemente u.ä. gegenüber.

Die Modellierung der Mechanik als Dreimassenschwinger (DMS) stellt eine noch detailgetreuere Systembeschreibung dar. Jedoch ist dieser Ansatz im Sinne des oben erläuterten Kompromisses zwischen erforderlicher Genauigkeit und hoher Komplexität des Modells in einigen Fällen nicht optimal. Besonders im Hinblick auf die Reglersynthese ist das Zweimassenmodell, das lediglich die dominante Resonanzfrequenz der Mechanik berücksichtigt, häufig ausreichend [Schü-02].

In einigen praktischen Fällen treten zusätzliche Nichtlinearitäten auf, die ihre physikalische Ursache zum Beispiel in Reibungseffekten und Losen haben. Die Modellierung und Identifikation mechanischer Lose wird gesondert in Abschnitt 3.2.1 behandelt.

2.2.1 Zweimassensysteme

Bild 2.3 zeigt ein Zweimassensystem. Die Antriebs- und die Lastmaschine sind durch eine elastische Welle miteinander verbunden. Somit ist die Welle bei entsprechender Anregung in der Lage zu tordieren und es entsteht ein schwingungsfähiges System. Der Einfluss von Durchmesser und Länge der Torsionswelle sowie der Einsatz von Hohlwellen auf die Resonanzfrequenz der Mechanik wird in [VBL-05] am Beispiel von Papiermaschinen analysiert.



Bild 2.3: Schematische Darstellung eines Zweimassensystems

Um diese Torsionsschwingungen zu bedämpfen und den Betrieb der Anlage in der Nähe der Resonanz zu vermeiden, ist eine zuverlässige Kenntnis über das System und im Besonderen über die Resonanzfrequenz von essentieller Bedeutung. Ein Betrieb ist besonders kritisch, wenn die mechanische Resonanzfrequenz in der Bandbreite des Drehzahlregelkreises liegt.

Bild 2.4 zeigt das Modell der elastischen Verbindung und stellt somit den ersten Abstraktionsschritt vom realen System zu dessen Beschreibung durch ein entsprechendes Modell dar.

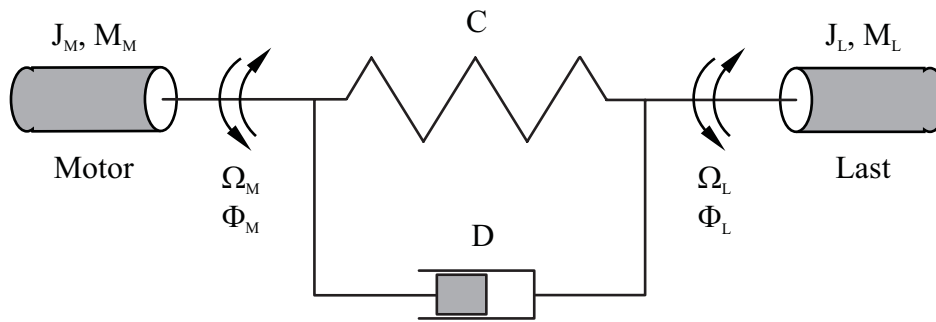


Bild 2.4: Modell einer elastischen Verbindung

Die Torsionswelle wird im Modell durch die Parallelschaltung eines Feder- und eines Dämpfungsglieds beschrieben. Das Dämpfungselement, in Bild 2.4 mit D bezeichnet, spiegelt die innere Werkstoffreibung der elastischen Verbindung wider. Die Feder wird als masselos angenommen.

Das folgende Gleichungssystem beschreibt die Mechanik:

$$\frac{d^2\Phi_M}{dt^2} = \ddot{\Phi}_M = \frac{1}{J_M} \cdot (M_M - M_F) \quad (2.1)$$

$$\frac{d^2\Phi_L}{dt^2} = \ddot{\Phi}_L = \frac{1}{J_L} \cdot (M_F - M_L) \quad (2.2)$$

$$M_F = C \cdot (\Phi_M - \Phi_L) + D \cdot (\dot{\Phi}_M - \dot{\Phi}_L) \quad (2.3)$$

Dabei sind

- J_M das polare Trägheitsmoment des Antriebs,
- J_L das polare Trägheitsmoment der Lastmaschine,
- M_M das von der Antriebsmaschine erzeugte Drehmoment,
- M_F das Drehmoment, das von der Feder auf die Lastmaschine einwirkt (Federmoment),
- M_L das von außen auf das System einwirkende Brems- bzw. Lastmoment,
- Φ_M der mechanische Drehwinkel der Antriebsmaschine,
- Φ_L der mechanische Drehwinkel der Lastmaschine,
- C die Federkonstante,
- D die innere Dämpfung der Welle.

Die Gleichungen (2.1) und (2.2) spiegeln die Newtonsche Grundgleichung der Mechanik für rotatorische Bewegungen wider. Sie berücksichtigen die unterschiedlichen Winkelgeschwindigkeiten auf Motor- und Lastseite. Gleichung (2.3) beschreibt die torsionsfähige Welle.

Aus dem obigen Gleichungssystem ergibt sich das in Bild 2.5 dargestellte Blockschaltbild des mechanischen Systems. Die Massen werden jeweils durch einen Integrator nachgebildet. Die Summe in (2.3) zeigt sich im Blockschaltbild in der Parallelschaltung des differenzierenden Gliedes mit dem Proportionalelement. Die beiden übrigen Integratoren berücksichtigen den Zusammenhang $\Omega = \frac{d\Phi}{dt}$ für Motor- und Lastseite.

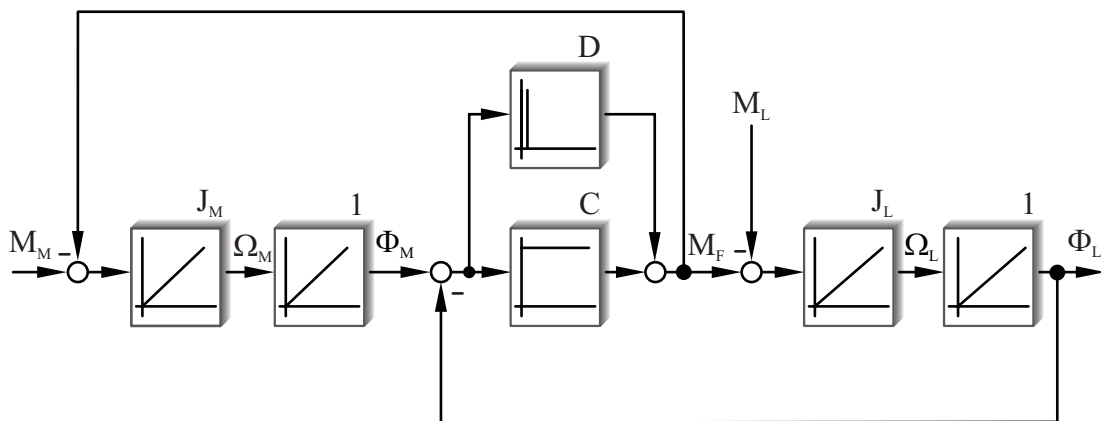


Bild 2.5: Blockschaltbild des Zweimassensystems

Die bis hier noch nicht erläuterten Größen sind

- Ω_M Motorwinkelgeschwindigkeit,
- Ω_L Lastwinkelgeschwindigkeit.

Unter Berücksichtigung des elektrischen Teilsystems, bestehend aus der elektrischen Antriebsmaschine sowie dem zugehörigen Stellglied, kann das Blockschaltbild des Gesamtsystems hergeleitet werden:

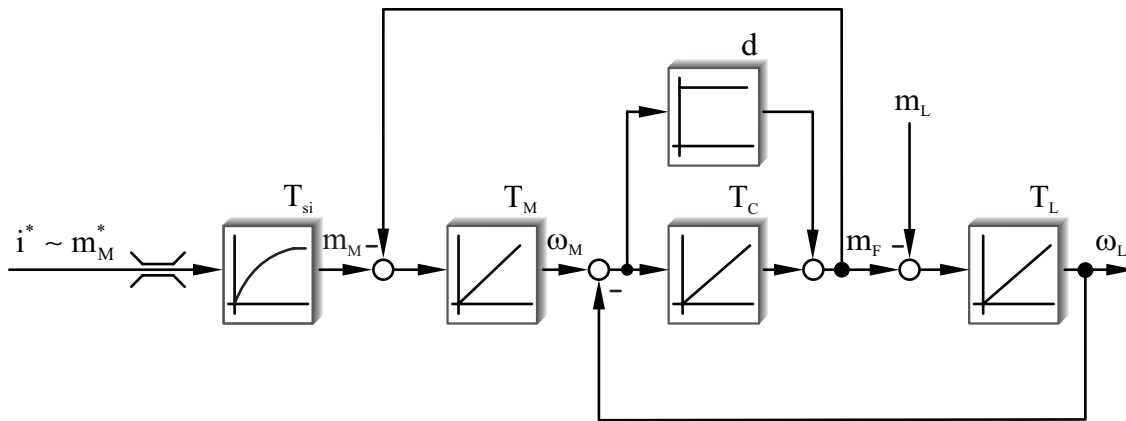


Bild 2.6: Blockschaltbild des gesamten Systems

Der geschlossene Stromregelkreis wird im Blockschaltbild (Bild 2.6) durch ein Verzögerungsglied erster Ordnung mit der Zeitkonstante T_{si} berücksichtigt. Die Modellierung des Stromregelkreises durch ein System erster Ordnung stellt üblicherweise eine ausreichende Approximation dar. Man erkennt in Bild 2.6, dass entsprechend der folgenden Gleichungen eine Normierung auf das Nennmoment M_N und auf die Motornennwinkelgeschwindigkeit Ω_N durchgeführt worden ist:

$$\text{- Hochlaufzeit des Motors} \quad T_M = J_M \cdot \frac{\Omega_N}{M_N} \quad (2.4)$$

$$\text{- Hochlaufzeit der Last} \quad T_L = J_L \cdot \frac{\Omega_N}{M_N} \quad (2.5)$$

$$\text{- Gesamthochlaufzeit} \quad T_\Sigma = T_M + T_L \quad (2.6)$$

$$\text{- Bezogene Federkonstante} \quad T_C = \frac{1}{C} \cdot \frac{M_N}{\Omega_N} \quad (2.7)$$

$$\text{- Bezogene Federdämpfung} \quad d = D \cdot \frac{\Omega_N}{M_N} \quad (2.8)$$

In Bild 2.6 wird im Gegensatz zum vorigen Bild 2.5 die bezogene Darstellung der Signale ω_M , ω_L , m_M , m_L , m_F angegeben.

Die Mechanik wird in Bild 2.6 durch vier Elemente beschrieben: Die beiden Integratoren, die durch die Hochlaufzeitparameter T_M und T_L gekennzeichnet sind, stehen analog zu Bild 2.5 für die Beschleunigung der Massen. Die Parallelschaltung des übrigen

Integrators mit dem Proportionalelement spiegelt das Feder-Dämpfer-System gemäß Bild 2.4 wider. Die Begrenzung der Stellgröße i^* bzw. m_M^* berücksichtigt den Maximalstrom, den der dreiphasige Wechselrichter ausgeben kann (s. Bild 2.6).

Ausgehend von dem mit bezogenen Größen beschrifteten Blockdiagramm in Bild 2.6 kann nun folgende Übertragungsfunktion des Systems $G_{\text{sys}}(s)$ angegeben werden.

$$G_{\text{sys}}(s) = G_{\text{wi}}(s) \cdot G_{\text{mech}}(s) \quad (2.9)$$

$$G_{\text{sys}}(s) = \frac{\omega_M(s)}{m_M^*(s)} = \underbrace{\frac{1}{1+s \cdot T_{\text{si}}}}_{G_{\text{wi}}(s)} \cdot \underbrace{\frac{1}{s \cdot (T_M + T_L)}}_{G_{\text{rs}}(s)} \cdot \underbrace{\frac{T_L \cdot T_C \cdot s^2 + d \cdot T_C \cdot s + 1}{\frac{T_L \cdot T_C \cdot T_M}{T_M + T_L} \cdot s^2 + d \cdot T_C \cdot s + 1}}_{G_{\text{nrs}}(s)} \quad (2.10)$$

Die Übertragungsfunktion des gesamten Systems in (2.10) besteht aus drei Faktoren $G_{\text{rs}}(s)$, $G_{\text{nrs}}(s)$ und $G_{\text{wi}}(s)$. $G_{\text{wi}}(s)$ ist die Übertragungsfunktion des elektrischen Teilsystems. Der Term $G_{\text{rs}}(s)$ (rs: „*rigid system*“) stellt dabei die Übertragungsfunktion der starren Verbindung mit der Gesamthochlaufzeit T_Σ dar. Ausgehend von T_Σ erhält man mit M_N und Ω_N das Gesamtträgheitsmoment J_Σ der Mechanik. Die Übertragungsfunktion $G_{\text{nrs}}(s)$ beschreibt den schwingungsfähigen Teil der Mechanik (nrs: „*non rigid system*“).

Zur einfacheren mathematischen Handhabung, besonders mit Blick auf die Berechnung der Parameter in Abschnitt 2.4, soll bereits an dieser Stelle der Parametervektor $\vec{a} = [a_1, a_2, a_3]^T$ eingeführt werden, der die Koeffizienten von $G_{\text{nrs}}(s)$ zusammenfasst. Die Komponenten von \vec{a} stellen sich gemäß der Gleichungen (2.11) bis (2.13) dar.

$$a_1 = \frac{T_M \cdot T_L \cdot T_C}{T_M + T_L} \quad (2.11)$$

$$a_2 = d \cdot T_C \quad (2.12)$$

$$a_3 = T_L \cdot T_C \quad (2.13)$$

Auf den hier eingeführten Parametervektor \vec{a} wird im Zuge der Parameterbestimmung wieder zurückgegriffen.

Der Ausdruck $G_{\text{nrs}}(s)$ kann unter Verwendung der Beziehungen (2.4) bis (2.8) auch durch die Trägheitsmomente sowie durch die nicht bezogenen Größen C und D ausgedrückt werden. Es resultiert folgende Darstellung für $G_{\text{nrs}}(s)$:

$$G_{\text{nrs}}(s) = \frac{\frac{J_L}{C} \cdot s^2 + \frac{D}{C} \cdot s + 1}{\frac{J_M \cdot J_L}{(J_M + J_L) \cdot C} \cdot s^2 + \frac{D}{C} \cdot s + 1} \quad (2.14)$$

Die Übertragungsfunktion aus (2.14) kann mit dem Zusammenhang $s = j\omega$ in den Frequenzgang überführt werden. Der Frequenzgang ist somit als ein Spezialfall der Übertragungsfunktion auf der imaginären Achse zu verstehen. Damit ergibt sich der Frequenzgang $G_{\text{nrs}}(j\omega)$ zu

$$G_{\text{nrs}}(j\omega) = \frac{\frac{J_L}{C} \cdot (j\omega)^2 + \frac{D}{C} \cdot j\omega + 1}{\frac{J_M \cdot J_L}{(J_M + J_L) \cdot C} \cdot (j\omega)^2 + \frac{D}{C} \cdot j\omega + 1} \quad (2.15)$$

Das Bodediagramm des ZMS in Bild 2.7 zeigt die charakteristische Resonanzüberhöhung bei ω_{res} sowie die Antiresonanzstelle bei ω_{ares} im Amplitudengang.

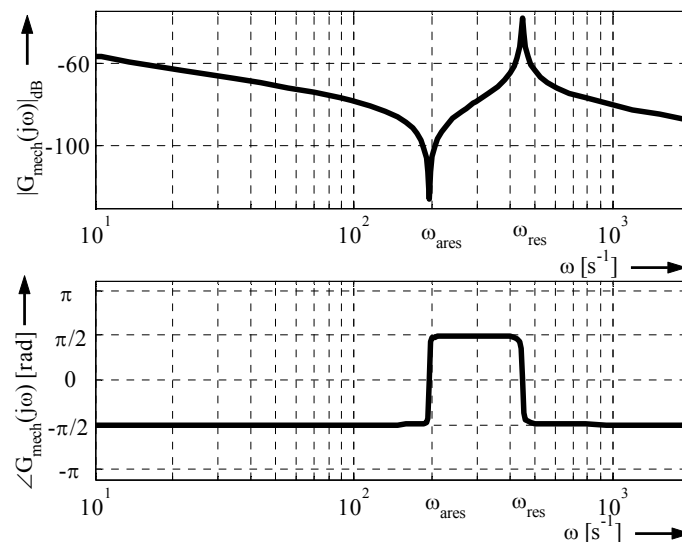


Bild 2.7: Bode-Diagramm eines Zweimassensystems

Resonanz- und Antiresonanzstelle kommen im Phasengang in Form einer Phasendrehung von 180° zum Ausdruck.

In den Bereichen $\omega < \omega_{\text{ares}}$ und $\omega > \omega_{\text{res}}$ ist eine Vereinfachung der Systembeschreibung zulässig. Für $\omega < \omega_{\text{ares}}$ gilt

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} G_{\text{nrs}}(j\omega) = 1. \quad (2.16)$$

Somit ist das mechanische System im Bereich kleiner Frequenzen durch den Term $\frac{1}{J_{\Sigma} \cdot s}$ beschrieben und als Einmassensystem aufzufassen.

Für Frequenzen oberhalb der Resonanzfrequenz wird das mechanische System durch das Motorträgheitsmoment bzw. durch den Term $\frac{1}{J_M \cdot s}$ beschrieben, denn es gilt

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} G_{\text{nrs}}(j\omega) = \frac{J_{\Sigma}}{J_M}. \quad (2.17)$$

Die Gleichung zur Bestimmung der Resonanzfrequenz f_{res} ergibt sich in Abhängigkeit der Streckenparameter durch Koeffizientenvergleich [Sch-01] zu

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{J_M + J_L}{J_M \cdot J_L} \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{T_M + T_L}{T_M \cdot T_L \cdot T_C}}, \quad (2.18)$$

indem das Nennerpolynom des biquadratischen Terms der Übertragungsfunktion aus (2.14), das den Einfluss der elastischen Welle widerspiegelt, auf das folgende Normpolynom zweiter Ordnung mit $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{res}}$ gebracht wird:

$$N(s) = \frac{1}{\omega_0^2} \cdot s^2 + \frac{2 \cdot \xi}{\omega_0} \cdot s + 1 \quad (2.19)$$

ξ ist der Dämpfungsgrad.

Die Anwendung derselben Vorgehensweise auf das Zählerpolynom von (2.14) liefert für die Antiresonanzfrequenz den Zusammenhang

$$f_{\text{ares}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{C}{J_L}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_L \cdot T_C}}. \quad (2.20)$$

Die Drehsteifigkeit C fasst etliche mechanische Parameter in folgender Weise zusammen [SGH-98]:

$$C = \frac{G \cdot I_p}{\ell} = \frac{E \cdot I_p}{2 \cdot (1 + \nu) \cdot \ell} \quad (2.21)$$

Darin bedeuten

- E Elastizitätsmodul,
- G Schubmodul,
- I_p Flächenträgheitsmoment der Torsionswelle,
- ℓ Länge der Torsionswelle,
- ν Schubbeiwert bzw. Schubzahl.

2.2.2 Drei- und Mehrmassensysteme

Im vorangegangenen Abschnitt 2.2.1 wurde mit dem Zweimassenschwinger ein grundlegendes mechanisches System vorgestellt, welches jedoch in einigen Fällen zur hinreichend genauen Beschreibung eines realen Antriebs nicht ausreicht. Die Modellierung einer Regelstrecke als Dreimassenschwinger stellt letztlich eine Erweiterung des Blockschaltbilds in Bild 2.6 für den ZMS um eine zweite elastische Welle und eine dritte Masse dar [Sch-01]. Bild 2.8 zeigt das Blockschaltbild eines DMS mit bezogenen Größen ohne das VZ1-Glied zur Nachbildung des Stromregelkreises.

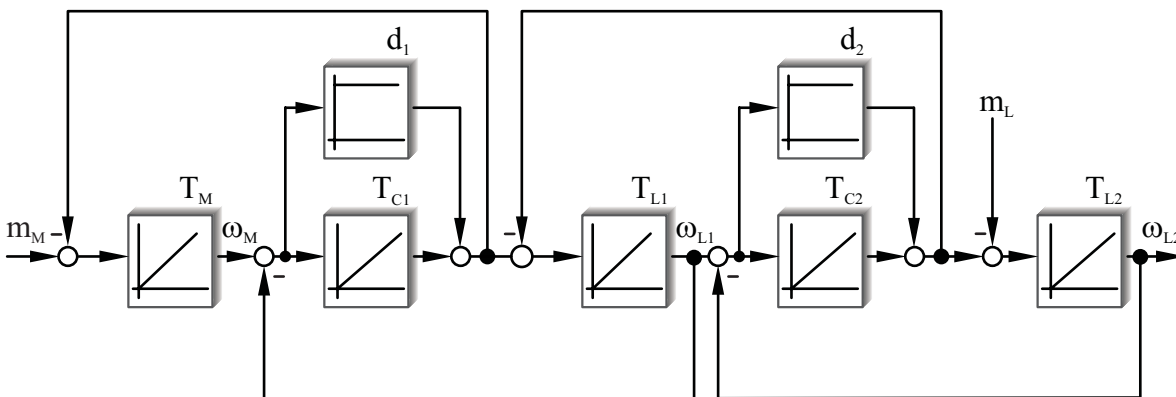


Bild 2.8: Blockschaltbild eines Dreimassensystems

Dabei sind

- T_{L1} die Hochlaufzeit der ersten Last,
- T_{L2} die Hochlaufzeit der zweiten Last,
- T_{C1} bezogene Federkonstante der ersten Torsionswelle,
- T_{C2} bezogene Federkonstante der zweiten Torsionswelle,
- d_1 bezogene Federdämpfung der ersten Torsionswelle,
- d_2 bezogene Federdämpfung der zweiten Torsionswelle.

Analog zum ZMS beschreibt das Gleichungssystem (2.22) bis (2.24) das DMS:

$$\frac{d^2\Phi_M}{dt^2} = \ddot{\Phi}_M = \frac{1}{J_M} \cdot \left(-C_1 \cdot (\Phi_M - \Phi_{L1}) - D_1 \cdot (\dot{\Phi}_M - \dot{\Phi}_{L1}) + M_M \right) \quad (2.22)$$

$$\frac{d^2\Phi_{L1}}{dt^2} = \ddot{\Phi}_{L1} = \frac{1}{J_{L1}} \cdot \left(C_1 \cdot (\Phi_M - \Phi_{L1}) + D_1 \cdot (\dot{\Phi}_M - \dot{\Phi}_{L1}) - C_2 \cdot (\Phi_{L1} - \Phi_{L2}) - D_2 \cdot (\dot{\Phi}_{L1} - \dot{\Phi}_{L2}) \right) \quad (2.23)$$

$$\frac{d^2\Phi_{L2}}{dt^2} = \ddot{\Phi}_{L2} = \frac{1}{J_{L2}} \cdot \left(C_2 \cdot (\Phi_{L1} - \Phi_{L2}) + D_2 \cdot (\dot{\Phi}_{L1} - \dot{\Phi}_{L2}) - M_L \right) \quad (2.24)$$

Die Übertragungsfunktion des DMS gestaltet sich deutlich komplexer als die des ZMS. Sie lautet

$$G_{\text{mech}}(s) = \frac{\omega_M(s)}{m_M^*(s)} = \frac{1}{\underbrace{T_\Sigma \cdot s}_{G_{rs}(s)}} \cdot \frac{a_7 \cdot s^4 + a_6 \cdot s^3 + a_5 \cdot s^2 + a_4 \cdot s + 1}{\underbrace{a_3 \cdot s^4 + a_2 \cdot s^3 + a_1 \cdot s^2 + a_4 \cdot s + 1}_{G_{nrs}(s)}}, \quad (2.25)$$

wobei jetzt T_Σ die Summe aller drei Hochlaufzeiten $T_\Sigma = T_M + T_{L1} + T_{L2}$ ist. Die Koeffizienten a_k , $k=1, \dots, 7$ von $G_{\text{mech}}(s)$ in (2.25) sind auch hier analog zur obigen Betrachtung des ZMS im Parametervektor $\bar{a} = [a_1, \dots, a_7]^T$ zusammengefasst:

$$a_1 = d_1 d_2 T_{C1} T_{C2} + \frac{T_{L2} (T_M + T_{L1}) \cdot T_{C2}}{T_\Sigma} + \frac{T_M (T_{L1} + T_{L2}) \cdot T_{C1}}{T_\Sigma} \quad (2.26)$$

$$a_2 = \frac{T_{C1} T_{C2}}{T_\Sigma} \cdot (d_1 T_{L2} (T_M + T_{L1}) + d_2 T_M (T_{L1} + T_{L2})) \quad (2.27)$$

$$a_3 = \frac{T_M T_{L1} T_{L2} T_{C1} T_{C2}}{T_\Sigma} \quad (2.28)$$

$$a_4 = d_1 T_{C1} + d_2 T_{C2} \quad (2.29)$$

$$a_5 = d_1 d_2 T_{C1} T_{C2} + T_{L2} T_{C2} + (T_{L1} + T_{L2}) \cdot T_{C1} \quad (2.30)$$

$$a_6 = ((d_1 + d_2) T_{L2} + d_2 T_{L1}) \cdot T_{C1} T_{C2} \quad (2.31)$$

$$a_7 = T_{L1} T_{L2} T_{C1} T_{C2} \quad (2.32)$$

In den Gleichungen (2.26) bis (2.32) sind die Koeffizienten a_k der Übertragungsfunktion in (2.25) durch die physikalischen Parameter definiert.

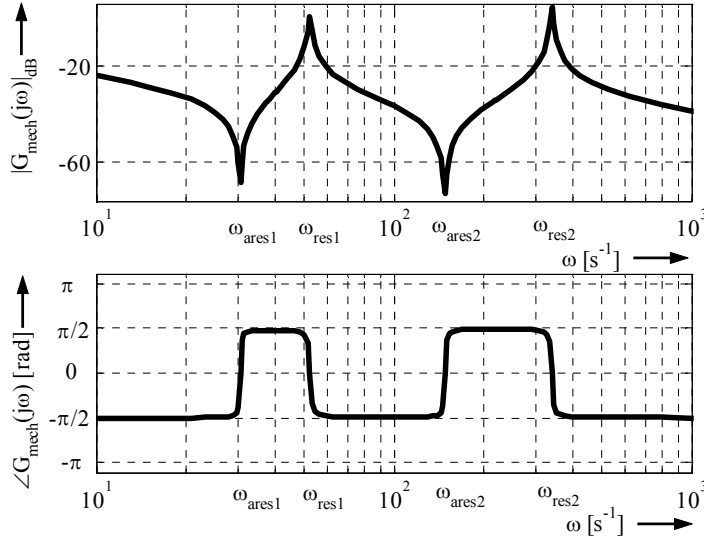


Bild 2.9: Bodediagramm eines Dreimassenschwingers

Wie Bild 2.9 deutlich macht, weist das Bodediagramm des DMS zwei Resonanz- und Antiresonanzstellen auf.

Die Lage der beiden Resonanzstellen lässt sich aus den folgenden Gleichungen berechnen:

$$\omega_{res1} = \sqrt{\frac{C_1 \cdot \frac{J_M + J_{L1}}{J_M \cdot J_{L1}} + \frac{C_2 \cdot \frac{J_{L1} + J_{L2}}{J_{L1} \cdot J_{L2}}}{2} - \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{C_1 \cdot \frac{J_M + J_{L1}}{J_M \cdot J_{L1}} + \frac{C_2 \cdot \frac{J_{L1} + J_{L2}}{J_{L1} \cdot J_{L2}}}{2} \right)^2 - C_1 C_2 \cdot \frac{J_\Sigma}{J_M J_{L1} J_{L2}}} \quad (2.33)$$

$$\omega_{res2} = \sqrt{\frac{C_1 \cdot \frac{J_M + J_{L1}}{J_M \cdot J_{L1}} + \frac{C_2 \cdot \frac{J_{L1} + J_{L2}}{J_{L1} \cdot J_{L2}}}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{C_1 \cdot \frac{J_M + J_{L1}}{J_M \cdot J_{L1}} + \frac{C_2 \cdot \frac{J_{L1} + J_{L2}}{J_{L1} \cdot J_{L2}}}{2} \right)^2 - C_1 C_2 \cdot \frac{J_\Sigma}{J_M J_{L1} J_{L2}}} \quad (2.34)$$

Der Vergleich der Systemgleichungen für die bis hierher vorgestellten Modelle des ZMS und DMS zeigt einen erheblichen Unterschied im Hinblick auf die Komplexität der Systembeschreibung. In der vorliegenden Dissertation werden sowohl ZMS als auch DMS untersucht. Eine weitere Erhöhung der Ordnung des Systems durch Berücksichtigung einer vierten oder fünften Masse sowie der entsprechenden Torsionswellen verläuft nach demselben Prinzip wie hier. Eine dritte Torsionswelle hätte ein drittes Resonanz-/Antiresonanzfrequenzpaar im Bodediagramm zur Folge. Diese Vorgehensweise lässt sich allgemein auf einen n -Massenschwinger erweitern.

2.3 Signalverarbeitung

2.3.1 Erzeugung und Eigenschaften der Testfunktion

Die wichtigsten Anforderungen an eine automatisch ausführbare Identifikationsprozedur sind ein sicherer Betrieb, eine hohe Zuverlässigkeit sowie eine gute Genauigkeit. Zunächst erscheint es nahe liegend, das System mit sinusförmigen Testsignalen anzuregen und die gemessenen Signale mit Hilfe der orthogonalen Korrelation auszuwerten. Diese recht einfache Vorgehensweise weist jedoch einige sehr erhebliche Nachteile auf: Bei harmonischer Anregung müssen geeignete Anregungsfrequenzen ausgewählt werden. Hierzu müssen die Antiresonanz- und die Resonanzfrequenz des Systems bekannt sein. Die dominante Resonanzfrequenz liegt üblicherweise unterhalb von 300 Hz [VS-98]. Andernfalls ist zu befürchten, dass bei ungünstiger Vorgabe der Frequenzen, die charakteristischen Stellen, Antiresonanz- und Resonanzfrequenz, nur sehr schwach oder möglicherweise gar nicht ausgemessen werden. Die Sinusanregung ist insbesondere hinsichtlich einer sicheren Ausführung problematisch, wenn das System infolge fehlender a priori Kenntnis über die Resonanzfrequenz, mit genau dieser Frequenz angeregt wird. In diesem Fall sind gravierende Folgen bis hin zur Zerstörung der Anlage zu befürchten. Ein weiterer erheblicher Nachteil der harmonischen Anregung besteht darin, dass jede Messung nur genau einen Punkt des Frequenzgangs liefert. D.h. für die Ermittlung eines jeden Punktes des Frequenzgangs wäre eine eigene Messung durchzuführen, wobei jeweils die Einschwingdauer abzuwarten wäre, bevor die Signalaufzeichnung beginnen könnte. Somit führt die harmonische Anregung zu einer beachtlich langen Datenaufzeichnung. Die Durchführung während des laufenden Betriebs der Anlage wäre so ebenfalls nicht möglich. Bei Anregung des Systems mit Pseudo Rausch Binär Signalen genügt eine einzige Messung, bei der die beschriebene Resonanzproblematik nicht auftritt.

In [Ise-88] wird grundsätzlich empfohlen, Testsignale künstlich zu erzeugen, weil die im Betrieb auftretenden Signale die zu identifizierenden Prozesse in der Regel nicht in ausreichendem Maß anregen. Generell sollten Testsignale folgenden Anforderungen genügen:

- einfache und reproduzierbare Erzeugung
- einfache mathematische Beschreibung
- Realisierbarkeit mit der gegebenen Stelleinrichtung
- Anwendbarkeit auf das zu identifizierende System
- gute Anregung der interessierenden Dynamik des Systems

Im vorliegenden Fall wird, wie oben bereits erläutert, zusätzlich eine sichere, zuverlässige und automatische Durchführung der Identifikation des Antriebs gefordert.

Bild 2.10 gibt eine Übersicht über häufig verwendete Testsignale zur Identifikation dynamischer Systeme.

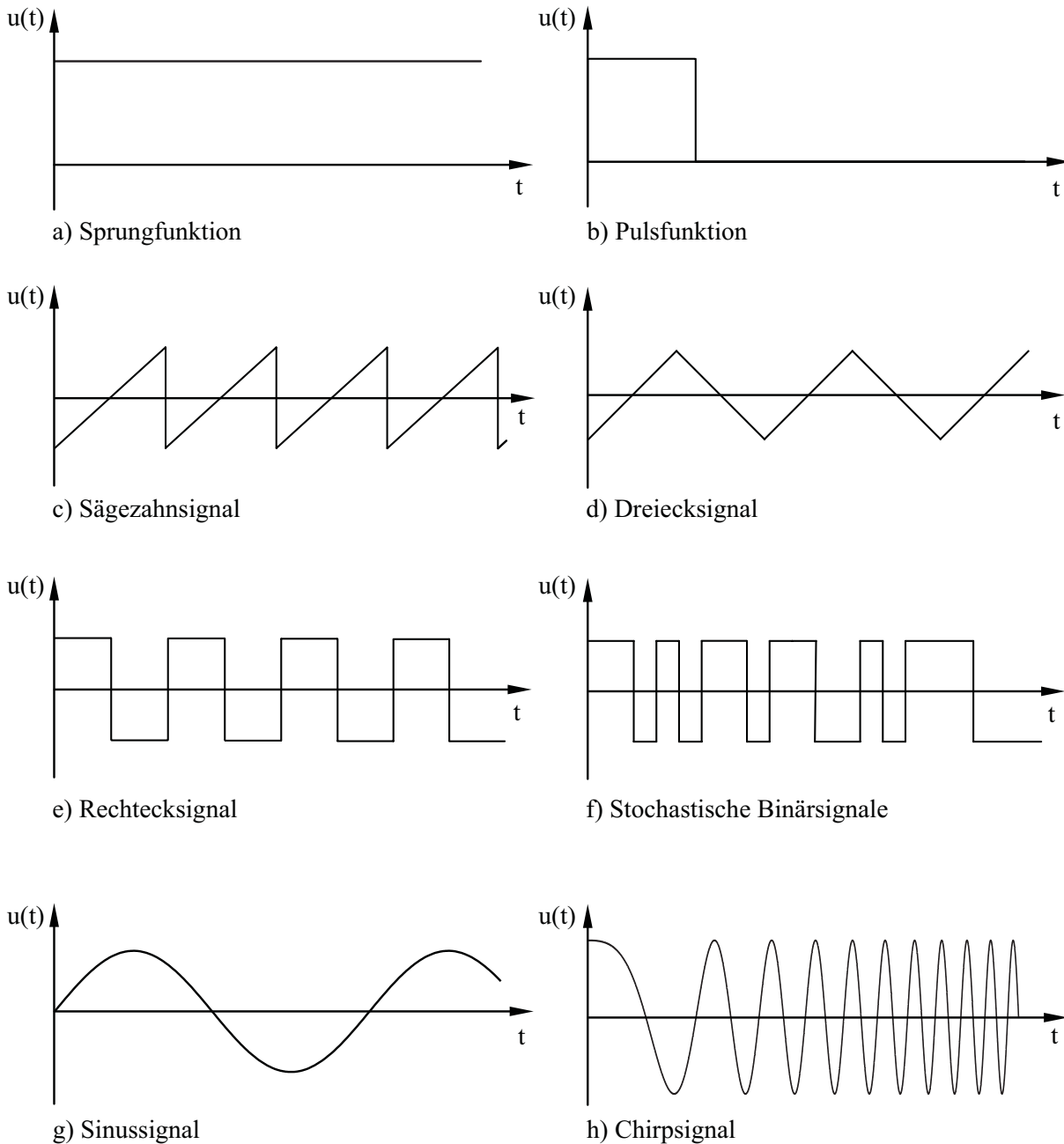


Bild 2.10: Häufig verwendete Testsignale zur Identifikation dynamischer Systeme

Das Pseudo Rausch Binär Signal (PRBS), welches einen Spezialfall unter den stochastischen Binärsignalen darstellt, ist sehr gut für die hier gestellten Anforderungen

geeignet, denn PRBS weisen besonders gute Eigenschaften auf, die im Folgenden erörtert werden.

Bereits der Name Pseudo Rausch Binär Signal (engl. *Pseudo Random Binary Signal*) weist darauf hin, dass es sich bei diesem Signal nicht um ein stochastisches Signal im klassischen Sinne handelt, sondern dass es nur ein *pseudo*, also ein scheinbar stochastisches Signal ist. Die Besonderheit des multifrequenten Testsignals ist seine Periodizität. Das PRBS wird aufgrund dessen letztlich zu einem deterministischen Signal. Zur Erzeugung des PRBS haben sich unter den möglichen Verfahren zwei im Kontext der Systemidentifikation durchgesetzt [Str-75]:

- Erzeugung des PRBS durch quadratische Residuen
- Erzeugung des PRBS mit Hilfe eines n-stufigen Schieberegisters

Bild 2.11 zeigt das Prinzip des PRBS-Generators unter Verwendung eines n-stufigen Schieberegisters.

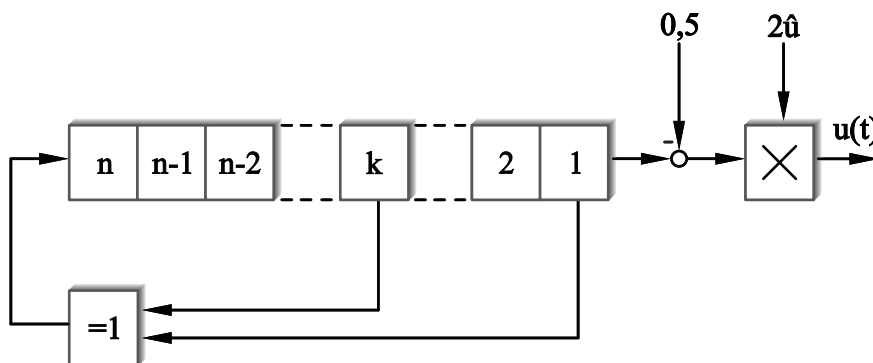


Bild 2.11: PRBS-Generator

Die Elemente des Registers werden nach dem Zeitintervall T_t um eine Stufe nach rechts geschoben. Das daraus resultierende LSB (*least significant bit*) wird für die Signalerzeugung verwendet. Das neu entstehende MSB (*most significant bit*) ergibt sich als Ausgang einer Antivalenzverknüpfung. Hierbei ist es wichtig zu wissen, welche Elemente des Schieberegisters zurückzukoppeln sind. Dies hängt von der Anzahl n der gewählten Schieberegisterstufen ab. Bild 2.12 gibt die Zuordnung der zurückzukoppelnden Bits in Abhängigkeit von der Gesamtlänge n des Schieberegisters an. Beispielsweise sind für ein aus 10 Bit bestehendes Register das achte und zehnte Bit zurückzukoppeln. Bei ungeschickter bzw. falscher Wahl der zurückgekoppelten Schieberegisterstufen kann sich eine Signalperiode ergeben, die deutlich kleiner ist als die mit Hilfe obiger Gleichung berechnete Periodendauer T_p . Die in der Tabelle aufgeführten Kombinationen stellen allerdings nicht die einzigen Möglichkeiten zur Erzeugung der

maximal möglichen Periodendauer dar. In der Regel ist eine alternative Auswahl der zurückzukoppelnden Registerstufen allerdings mit mehr Schaltungsaufwand verbunden, wofür oft weitere Antivalenzgatter erforderlich wären.

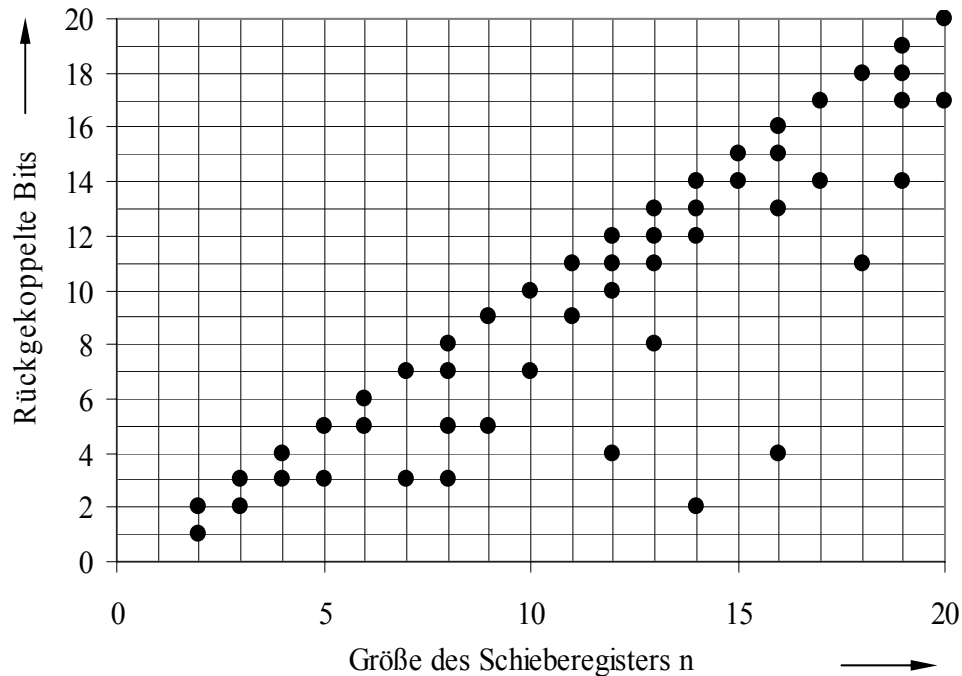


Bild 2.12: Darstellung der Kombinationen der zurückzukoppelnden Bits des Schieberegisters in Abhängigkeit der Gesamtlänge n

Die Abhängigkeit der Periode T_p des Signals von n und T_t beschreibt der folgende Zusammenhang:

$$T_p = (2^n - 1) \cdot T_t = N \cdot T_t \quad (2.35)$$

Bild 2.13 zeigt den zeitlichen Signalverlauf des PRBS.

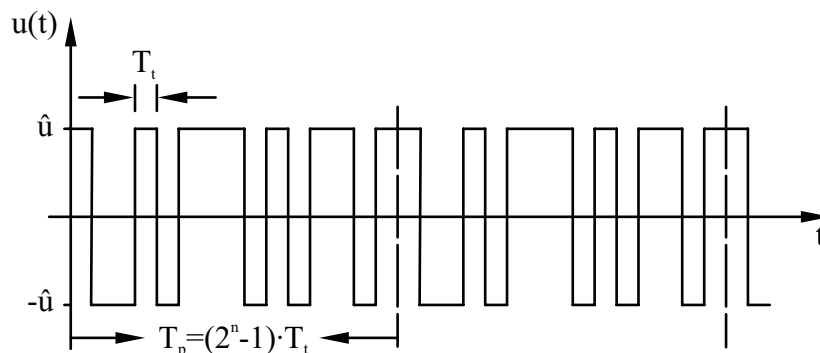


Bild 2.13: PRBS, Signalverlauf

In Bild 2.13 sind die Signalperiode T_p und die Intervallbreite T_i kenntlich gemacht. Der Gleichanteil der Sequenz ist $\frac{\hat{u}}{2^n - 1}$. Ein Ausgleich dieses Gleichanteils kann durch eine Amplitudenkorrektur geschehen. Innerhalb einer Periode treten alle möglichen Kombinationen der Inhalte des Schieberegisters genau einmal auf. Dabei kann das Register zunächst 2^n verschiedene Zustände annehmen. Jedoch hat ein mit ausschließlich Nullen befülltes Schieberegister aufgrund der Wahrheitstabelle der XOR-Verknüpfung ein Null-Signal am Ausgang zur Folge. Aus diesem Grund ist dieser Zustand auszuschließen. Daraus resultiert die Forderung, dass wenigstens ein Element des Registers mit dem Wert 1 zu initialisieren ist. Damit ergibt sich eine maximal mögliche Signallänge von $2^n - 1$ Werten und es treten auch nur noch $2^n - 1$ verschiedene Registerinhalte auf. Jede beliebige Initialisierung des Schieberegisters mit Ausnahme der Nullinitialisierung führt zu einem periodischen Signal.

Bei der Parametrierung des PRBS-Generators ist so vorzugehen, dass die Autokorrelationsfunktion (AKF) des PRBS mit dem Dirac-Impuls in weitgehende Übereinstimmung kommt [Zug-90].

Der Dirac-Impuls $\delta(t)$, in der Literatur auch häufig als Diracstoß bezeichnet, ist folgendermaßen definiert:

$$\delta(t) = \begin{cases} \infty & \text{für } t=0 \\ 0 & \text{für } t \neq 0 \end{cases}, \text{ mit} \quad (2.36)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1 \quad (2.37)$$

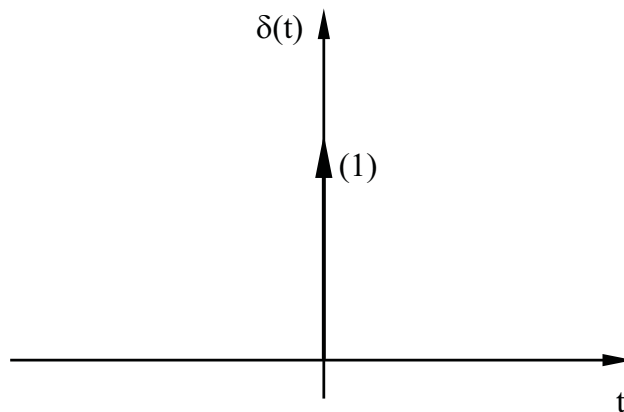


Bild 2.14: Dirac-Impuls $\delta(t)$

Bild 2.14 zeigt den Dirac-Impuls $\delta(t)$ mit dem Gewicht 1, gekennzeichnet durch die Angabe der Ziffer 1 in Klammern. Für diskrete Signale entspricht der Diracstoß $\delta(t)$ der Impulsfolge $\delta(k)$:

$$\delta(k) = \begin{cases} 1 & \text{für } k=0 \\ 0 & \text{für } k \neq 0 \end{cases} \quad (2.38)$$

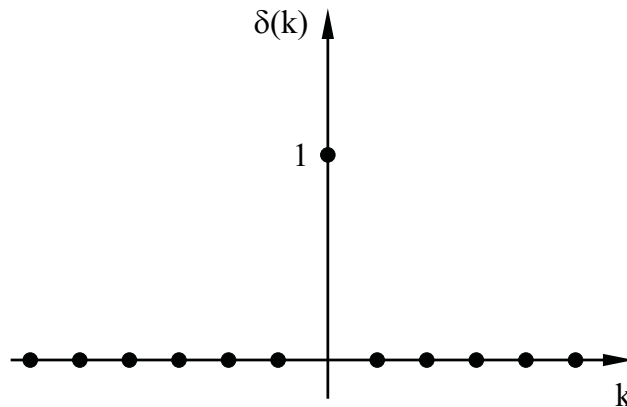


Bild 2.15: Impulsfolge $\delta(k)$

Bei der in Bild 2.15 dargestellten Impulsfolge treten die Probleme einer unendlich großen Amplitude, einer unendlich kurzen Zeit und einer Fläche vom Maß 1 gemäß der Definition in (2.36) und (2.37) nicht auf.

Die Definition der Autokorrelationsfunktion (AKF) und der Kreuzkorrelationsfunktion (KKF) für zwei kontinuierliche stationäre Zufallssignale $u(t)$ und $y(t)$ lautet

$$\Phi_{uu}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot u(t+\tau) dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T u(t-\tau) \cdot u(t) dt, \quad (2.39)$$

$$\Phi_{uy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot y(t+\tau) dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T u(t-\tau) \cdot y(t) dt. \quad (2.40)$$

Für die AKF eines PRBS gilt der Zusammenhang:

$$\Phi_{uu}(\tau) = \begin{cases} \hat{u}^2 \cdot \left[1 - \left(1 + \frac{1}{N} \right) \cdot \frac{|\tau - v \cdot N \cdot T_t|}{T_t} \right] & \text{für } |\tau - vNT_t| \leq T_t \\ -\frac{\hat{u}^2}{N} & \text{für } (T_t + vNT_t < |\tau| < (N-1) \cdot T_t + vNT_t) \end{cases}. \quad (2.41)$$

$$v = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$$

Das PRBS hat eine dreieckförmige AKF (Bild 2.16), die aufgrund der Periodizität des PRBS ebenfalls periodisch ist.

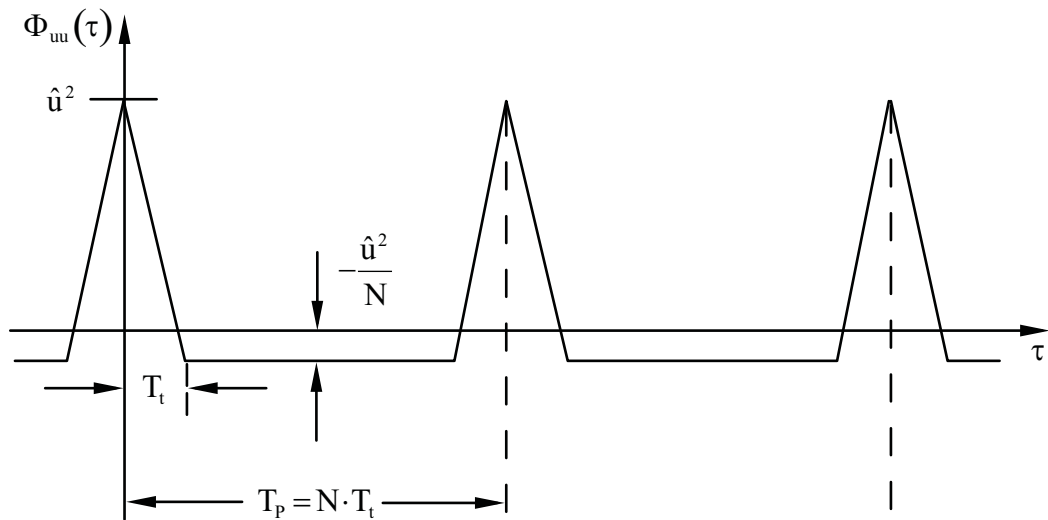


Bild 2.16: Autokorrelationsfunktion des PRBS

Die Autokorrelationsfunktion des verwendeten PRBS weist ähnliche Eigenschaften wie die δ -Funktion auf.

Das Leistungsdichtespektrum des PRBS ergibt sich aus der Fourier-Transformation der AKF gemäß

$$S_{uu}(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{uu}(\tau) \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau. \quad (2.42)$$

Für das PRBS erhält man

$$S_{uu}(v\omega_0) = \frac{\hat{u}^2(N+1)}{N^2} \sum_{v=-\infty}^{\infty} \left(\frac{\sin \frac{v\omega_0 T_t}{2}}{\frac{v\omega_0 T_t}{2}} \right)^2 \delta(\omega - v\omega_0), \quad (2.43)$$

mit

$$S_{uu}(0) = \frac{\hat{u}^2(N+1)}{N^2} \delta(\omega). \quad (2.44)$$

Die Breite der dreieckförmigen Fläche unterhalb der AKF in Bild 2.16 hängt nicht von der Anzahl der Schieberegisterstufen n , sondern nur von T_t ab. Für den Fall kleiner Werte für T_t bei konstanter, großer Periodendauer T_P durch Wahl einer hinreichend großen Anzahl Schieberegisterstufen n nähert sich $\Phi_{uu}(\tau)$ einer Dirac-Impulsfolge an. Die Fläche A_0 unterhalb der AKF geht bei konstanter Amplitude \hat{u} bei Verkürzung von T_t zurück [Leo-73]. Für den praktisch nicht realisierbaren Grenzübergang $T_t \rightarrow 0$ folgt der Grenzfall eines Rauschsignals mit unendlicher Bandbreite. Für die Normierung $\Phi_{uu}(\tau=0) = \hat{u}^2 \cdot T_t = A_0 = \text{konst}$ würde für die Amplitude des so normierten PRBS bei $T_t \rightarrow 0$ gelten $\hat{u} \rightarrow \infty$. Bei diesem Grenzfall von unendlicher Bandbreite und Amplitude handelt es sich um „Weißes Rauschen“. Bild 2.17 zeigt die konstante spektrale Leistungsdichte $S_{uu}(\omega) = C$ und die AKF $\Phi_{uu}(\tau)$ des Weißes Rauschens, die dem Dirac-Impuls mit dem Gewicht C entspricht.

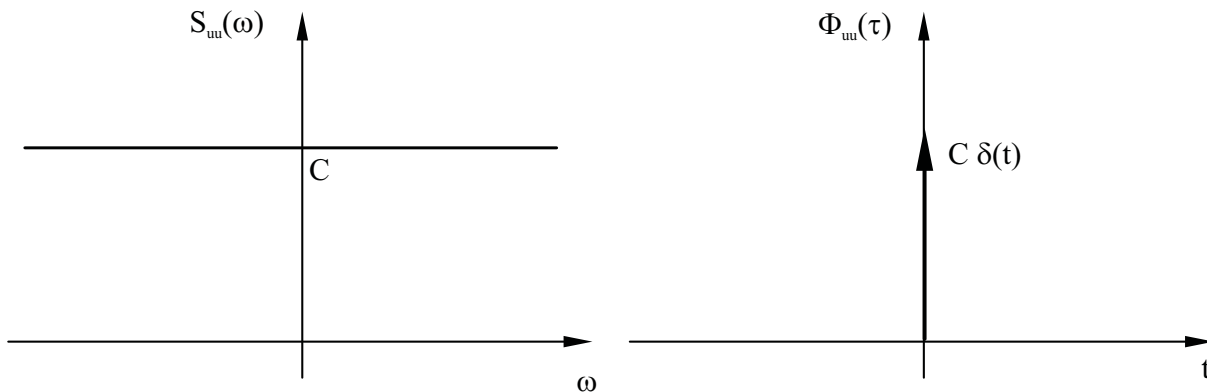


Bild 2.17: Leistungsdichtespektrum und Autokorrelationsfunktion des Weißes Rauschens

Das breitbandige Frequenzspektrum des Weißes Rauschens ist für die Identifikation dynamischer Systeme eine besonders günstige Eigenschaft. Die oben erörterte Resonanzproblematik bei Verwendung von Sinussignalen tritt bei der breitbandigen Anregung durch das PRBS nicht in Erscheinung.

Die Parametrierung des PRBS-Generators wurde auch experimentell untersucht. Anhand der gewonnenen Ergebnisse wurde der erhebliche Einfluss des Testsignals auf die Frequenzgangmessung am Beispiel des DMS sehr deutlich. Eine ungeeignete Wahl für n und T_t kann trotz Signalverarbeitung sehr leicht zu völlig unbrauchbaren Identifikationsergebnissen führen. Im weiteren Verlauf der Arbeit dargestellte Parameterstudien zeigen, dass die Identifikation genau dann gut gelingt, wenn die AKF des PRBS dem Dirac-Impuls ähnlich wird.

2.3.2 Schätzung der spektralen Leistungsdichte

Der Frequenzgang eines Systems kann aus dem Verhältnis von Kreuz- und Wirkleistungsdichte berechnet werden:

$$G(j\omega) = \frac{S_{uy}(j\omega)}{S_{uu}(j\omega)} \quad (2.45)$$

Bei der Spektralanalyse wird die Leistung der Frequenzkomponenten eines Signals oder Systems mittels eines endlichen Datensatzes geschätzt. In der digitalen Signalverarbeitung sind unterschiedliche Methoden zur Schätzung der spektralen Leistungsdichte bekannt.

Bei der Korrelogramm-Methode, in der Literatur auch unter dem Namen Blackman-Tukey-Schätzung bekannt, erfolgt die Spektralschätzung auf Grundlage der AKF [KK-02]. Bei diesem Ansatz erhält man die spektrale Leistungsdichte durch Fourier-Transformation der zuvor geschätzten AKF.

Eine alternative Vorgehensweise stellt die Schätzung der spektralen Leistungsdichte auf Grundlage des noch zu definierenden Periodogramms dar, welches man durch Fourier-Transformation einzelner Datenblöcke erhält [KK-02]. Die Qualität der Spektralschätzung kann verbessert werden, indem eine Anzahl voneinander unabhängiger Periodogramme gemittelt wird. Dieses Verfahren ist in der Literatur unter dem Namen Bartlett-Methode bekannt, bei dem das gemessene Signal in Abschnitte aufgeteilt wird.

Die Welch-Methode stellt eine Erweiterung der von Bartlett vorgeschlagenen Vorgehensweise dar. Zur Reduzierung des Leck-Effekts (engl. *Leakage-effect*) kommen hier bestimmte Fensterfunktionen zum Einsatz. Der störende Leck-Effekt tritt dann auf, wenn der Signalabschnitt nicht periodisch, ein ganzzahliges Vielfaches der Periode oder dieser Signalabschnitt an den Rändern von null verschieden ist [SS-03].

Beim Korrelogramm-Verfahren werden die später noch genauer beschriebenen Fensterfunktionen ebenfalls eingesetzt. Der Unterschied zur Welch-Methode besteht jedoch darin, dass anstelle der Signaldatenblöcke die geschätzten Korrelationsfunktionen einer Fensterbewertung unterzogen werden. Diese unterschiedliche Vorgehensweise bei den beiden Verfahren wirkt sich im Spektralbereich aus. Bei Verwendung der klassischen Fensterfunktionen, wie z.B. Hamming- oder Blackman-Fenster, können beim Korrelogrammverfahren negative Schätzwerte für die spektrale Leistungsdichte auftreten.

ten [KK-02]. Die Problematik, dass solche „unsinnige“ negative Werte für das Leistungsdichtespektrum geschätzt werden, tritt bei der Welch-Methode prinzipiell nicht auf.

Bild 2.18 gibt einen Überblick über die genannten Methoden zur Schätzung der spektralen Leistungsdichte, die in den folgenden Abschnitten genauer vorgestellt werden.

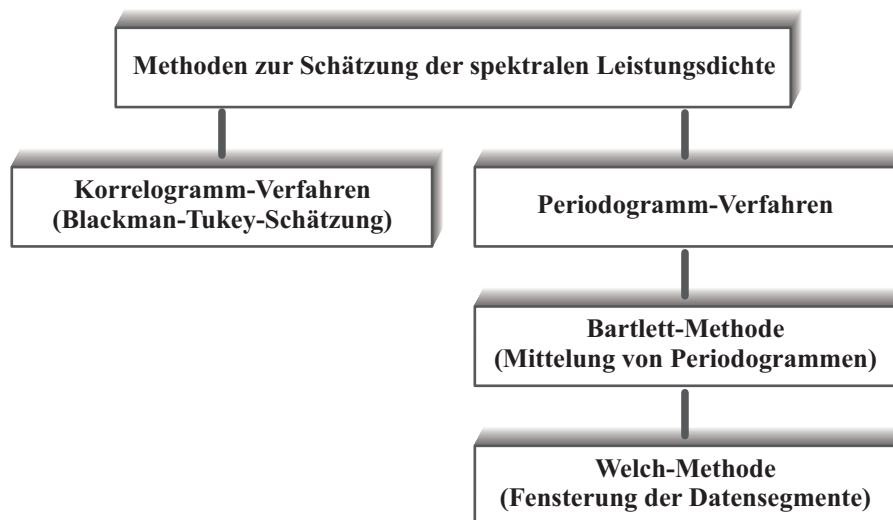


Bild 2.18: Methoden zur Schätzung der spektralen Leistungsdichte, Überblick

Ein Vergleich der Ergebnisse, die unter Verwendung des Korrelogramm-Verfahrens einerseits und der Welch-Methode andererseits erzielt werden, ist in Abschnitt 5.2.4 zu finden.

2.3.2.1 Korrelogramm-Verfahren

Den Ausgangspunkt bildet die Bestimmung von Kreuz- und Wirkleistungsdichte in (2.45) durch die Fourier-Transformation der Korrelationsfunktionen gemäß

$$G(j\omega) = \frac{S_{uy}(j\omega)}{S_{uu}(j\omega)} = \frac{\mathcal{F}\{\Phi_{uy}(\tau)\}}{\mathcal{F}\{\Phi_{uu}(\tau)\}}. \quad (2.46)$$

Allerdings setzen die Definitionen von AKF und KKF in (2.39) und (2.40) mit der Grenzwertbildung $T \rightarrow \infty$ eine unendliche Messzeit voraus, die praktisch nicht realisierbar ist. Für eine endliche Zeit T gelten die Schätzgleichungen (2.47) und (2.48), die unmittelbar aus den allgemeinen Definitionen für die AKF und KKF in (2.39) und (2.40) folgen.

$$\hat{\Phi}_{uu}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot u(t+\tau) dt = \frac{1}{T} \int_0^T u(t-\tau) \cdot u(t) dt \quad (2.47)$$

$$\hat{\Phi}_{uy}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot y(t+\tau) dt = \frac{1}{T} \int_0^T u(t-\tau) \cdot y(t) dt \quad (2.48)$$

Durch die Abtastung der zeitkontinuierlichen Funktionen $u(t)$ und $y(t)$ mit der Abtastfrequenz f_T entstehen die zeitdiskreten Signalfolgen $u(k)$ und $y(k)$. Die während der Messzeit T aufgezeichnete Anzahl an Abtastwerten M ergibt sich zu

$$M = T \cdot f_T. \quad (2.49)$$

Für die diskreten Funktionen gehen die Integrale in den Gleichungen (2.47) und (2.48) in endliche Summen über. Gleichzeitig stellen sich die zeitabhängigen Schätzfunktionen $\hat{\Phi}_{uu}(\tau)$ und $\hat{\Phi}_{uy}(\tau)$ als geschätzte Autokorrelations- und Kreuzkorrelationsfolge $\hat{\Phi}_{uu}(\kappa)$ und $\hat{\Phi}_{uy}(\kappa)$ dar:

$$\hat{\Phi}_{uu}(\kappa) = \frac{1}{M} \cdot \sum_{k=0}^{M-1} u(k) \cdot u(k+\kappa) = \frac{1}{M} \cdot \sum_{k=0}^{M-1} u(k-\kappa) \cdot u(k), \quad (2.50)$$

$$\hat{\Phi}_{uy}(\kappa) = \frac{1}{M} \cdot \sum_{k=0}^{M-1} u(k) \cdot y(k+\kappa) = \frac{1}{M} \cdot \sum_{k=0}^{M-1} u(k-\kappa) \cdot y(k), \quad (2.51)$$

wobei κ dem Faltungskoeffizienten τ für kontinuierliche Signale entspricht.

Wie oben bereits erörtert wurde, werden die Korrelationsfolgen häufig mit Fensterfunktionen $w(k)$ bewertet, um eine Verbesserung der spektralen Schätzungen zu erzielen. In der Literatur gibt es eine Vielzahl verschiedener Fensterfunktionen, die unterschiedliche Eigenschaften aufweisen [OS-99]. Die vorliegende Arbeit beschränkt sich auf die gebräuchlichsten Funktionen der Kosinusgruppe. Sie sind in Bild 2.19 dargestellt und durch folgende Gleichungen definiert:

Hanning-Fenster (auch als Hann-Fenster bezeichnet):

$$w_{\text{Hn}}(k) = \begin{cases} 0,5 - 0,5 \cdot \cos\left(\frac{2\pi k}{M-1}\right) & \text{für } 0 \leq k \leq M-1 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.52)$$

Hamming-Fenster:

$$w_{\text{Hm}}(k) = \begin{cases} 0,54 - 0,46 \cdot \cos\left(\frac{2\pi k}{M-1}\right) & \text{für } 0 \leq k \leq M-1 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.53)$$

Blackman-Fenster:

$$w_{\text{Bl}}(k) = \begin{cases} 0,42 - 0,5 \cdot \cos\left(\frac{2\pi k}{M-1}\right) + 0,08 \cdot \cos\left(\frac{4\pi k}{M-1}\right) & \text{für } 0 \leq k \leq M-1 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.54)$$

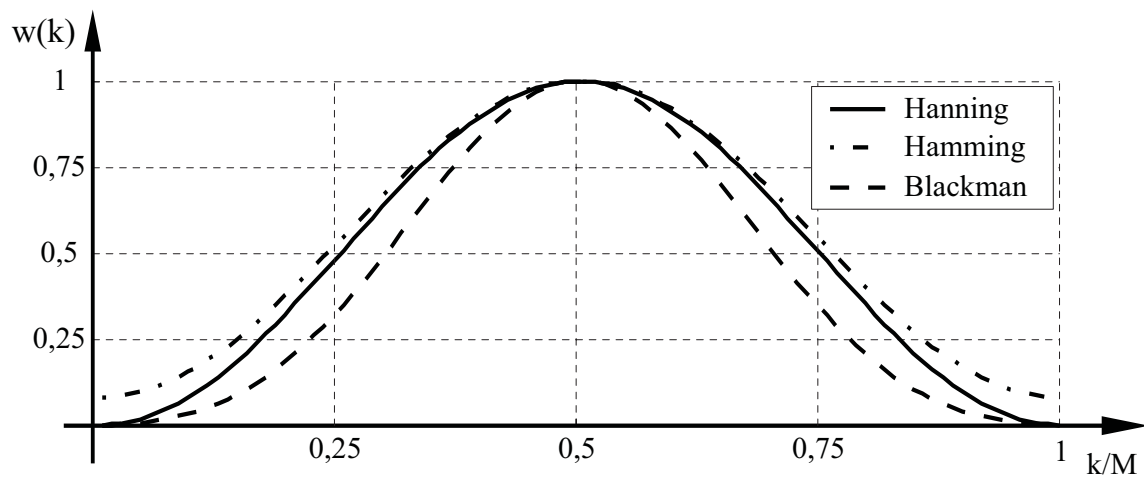


Bild 2.19: Häufig verwendete Fensterfunktionen im Zeitbereich

Die Vorgehensweise zur Ermittlung des Frequenzgangs mit Hilfe des Korrelogramm-Verfahrens ist in Bild 2.20 zusammengefasst.

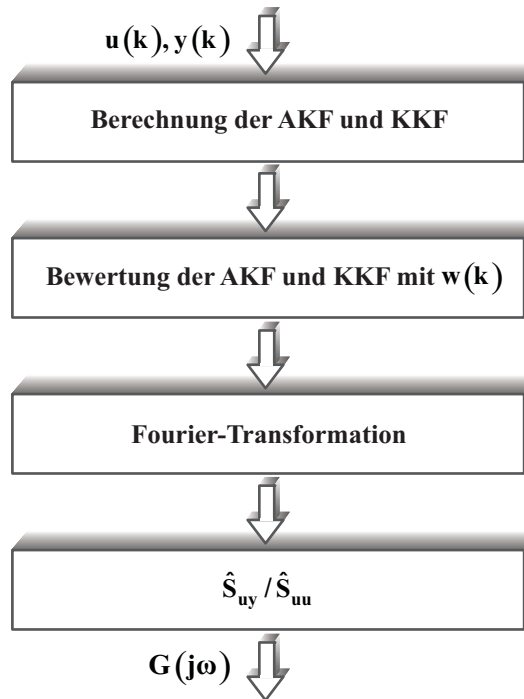


Bild 2.20: Flussdiagramm des Korrelogramm-Verfahrens

2.3.2.2 Welch-Methode

Zur Erläuterung der Welch-Methode wird davon ausgegangen, dass das Spektrum eines diskreten Signals $u(k)$, mit $k=0,1,\dots,M-1$ vorliegt:

$$U(e^{j\Omega}) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k) \cdot e^{-j\Omega k} \quad (2.55)$$

Ω ist die auf die Abtastfrequenz $f_T = \frac{1}{T_T}$ normierte Kreisfrequenz. Es gilt:

$$\Omega = \omega \cdot T_T = \frac{\omega}{f_T} \quad (2.56)$$

Für diese Folge $u(k)$ wird das Periodogramm definiert:

$$\hat{P}_{M,uu}(\Omega) = \frac{1}{M} \cdot |U(e^{j\Omega})|^2 = \frac{1}{M} \cdot U(e^{j\Omega}) \cdot U^*(e^{j\Omega}) \quad (2.57)$$

Das Spektrum eines diskreten Signals $u(k)$ wird mittels der diskreten Fourier-Transformation (DFT) berechnet: Da die Transformation auf einem Digitalrechner ausgeführt wird, kann nur eine begrenzte Anzahl von Daten verarbeitet werden. Das Spektrum eines zeitdiskreten Signals ist periodisch, so dass es genügt, nur eine Periode zu betrachten. Zur Diskretisierung des Spektrums legt man endlich viele Spektrallinien

v_{\max} in das Intervall, wobei $v_{\max} = M$ gewählt wird [KK-02]. Für den Abstand der Spektrallinien, also die spektrale Auflösung Δf gilt:

$$\Delta f = \frac{f_T}{M} = \frac{1}{M \cdot T_T} \quad (2.58)$$

Für die Kreisfrequenz gilt die Beziehung:

$$\omega(v) = 2\pi v \cdot \Delta f = \frac{2\pi v}{M \cdot T_T} \text{ bzw. } \Omega(v) = \frac{2\pi v}{M}, \quad v = 1, 2, \dots \quad (2.59)$$

Die DFT einer endlichen Folge $u(k)$ mit $k=0,1,\dots,M-1$ berechnet man nach folgender Gleichung:

$$U(e^{j2\pi v/M}) = U(v) = \sum_{k=0}^{M-1} u(k) \cdot e^{-j2\pi k v/M} = \sum_{k=0}^{M-1} u(k) \cdot e^{-j\Omega k} \quad (2.60)$$

Die Bandbreite des Frequenzspektrums ist durch die Nyquistfrequenz f_c begrenzt [Bri-92]:

$$f_c = \frac{f_T}{2} \quad (2.61)$$

In Analogie zu (2.57) gilt für jede Frequenz Ω

$$\hat{P}_{M,uy}(j\Omega) = \frac{1}{M} \cdot Y(e^{j\Omega}) \cdot U^*(e^{j\Omega}). \quad (2.62)$$

Für das konjugiert komplexe Frequenzspektrum $U^*(e^{j\Omega})$ erhält man (2.60) in der folgenden abgewandelten Form:

$$U^*(e^{j\Omega}) = \sum_{k=0}^{M-1} u^*(k) \cdot e^{j\Omega k} \quad (2.63)$$

Wie oben bereits erörtert worden ist, lässt sich die Schätzung der spektralen Leistungsdichte verbessern, indem eine Anzahl von Periodogrammen gemittelt wird. Dabei werden die M Abtastwerte in K sich nicht überlappende Teilfolgen $u_i(\lambda)$, $i = 1, 2, \dots, K$ eingeteilt, die jeweils aus L Abtastwerten bestehen:

$$K = \frac{M}{L} \quad (2.64)$$

Anschließend werden die K Teilfolgen mit einer der o.g. Fensterfunktionen $w(\lambda)$, $\lambda = 0, 1, \dots, L-1$ bewertet, wie in Bild 2.21 veranschaulicht.

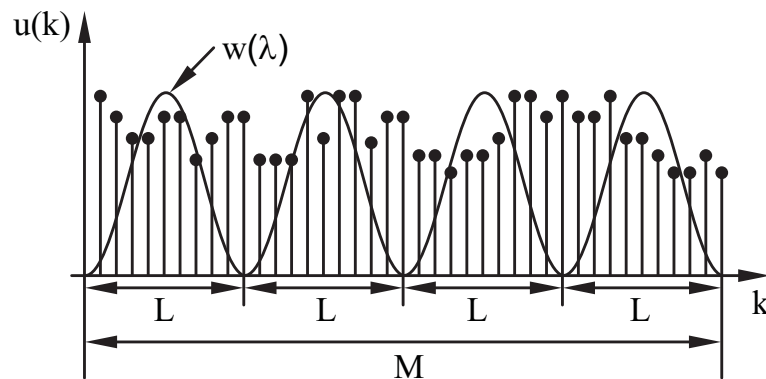


Bild 2.21: Zerlegung einer M -Punkte-Folge in L -Punkte-Teilfolgen und Bewertung dieser Teilfolgen mit der Fensterfunktion $w(\lambda)$

Im Zuge der experimentellen Untersuchungen konnten mit jeder der drei Fensterfunktionen sehr gute Ergebnisse erzielt werden. In der vorliegenden Arbeit findet das Hanning-Fenster Verwendung.

Es entstehen K Signalfolgen der Form

$$u_{i,w}(\lambda) = u_i(\lambda) \cdot w(\lambda), \quad \lambda = 0, 1, \dots, L-1, \quad i = 1, 2, \dots, K, \quad (2.65)$$

bzw.

$$y_{i,w}(\lambda) = y_i(\lambda) \cdot w(\lambda), \quad (2.66)$$

wobei sich im Fall nicht überlappender Teilfolgen der Zusammenhang für die Laufvariablen k und λ folgendermaßen darstellt:

$$k = \lambda + (i-1) \cdot L, \quad i = 1, 2, \dots, K \quad (2.67)$$

Für jede der gefensternten K Teilfolgen ist das modifizierte Periodogramm zu berechnen. Dazu werden die einzelnen Signalabschnitte zunächst der DFT unterzogen:

$$U_i(v) = \sum_{\lambda=0}^{L-1} u_{i,w}(\lambda) \cdot e^{-j2\pi\lambda \cdot v/L} \quad (2.68)$$

Mit (2.68) ergibt sich das modifizierte Periodogramm nach Welch zu

$$\hat{P}_{uu}^w(\nu) = \frac{1}{K \cdot A} \cdot \sum_{i=1}^K \frac{1}{L} \cdot \left| \sum_{\lambda=0}^{L-1} u_{i,w}(\lambda) \cdot e^{-j2\pi\lambda\nu/L} \right|^2 = \frac{1}{K \cdot A} \cdot \sum_{i=1}^K \frac{1}{L} \cdot |U_i(\nu)|^2. \quad (2.69)$$

Zur Schätzung der spektralen Leistungsdichte werden die K Periodogramme gemittelt [Wel-67]. Obwohl die Fensterfunktionen dem Leck-Effekt entgegenwirken, verursachen sie einen systematischen Fehler bei der Spektralschätzung [OS-99]. Um diesen zu korrigieren wird in (2.69) der Normierungsfaktor A eingeführt [KK-02] der nach der Gleichung (2.70) berechnet wird.

$$A = \frac{1}{L} \cdot \sum_{\lambda=0}^{L-1} w^2(\lambda) \quad (2.70)$$

Mit (2.57), (2.62) und (2.69) erhält man folgende Gleichungen für die Welch'sche Schätzung der spektralen Leistungsdichten:

$$\hat{P}_{uu}^w(\nu) = \frac{1}{K \cdot A} \cdot \sum_{i=1}^K \frac{1}{L} \cdot |U_i(\nu)|^2 \quad (2.71)$$

$$\hat{P}_{uy}^w(\nu) = \frac{1}{K \cdot A} \cdot \sum_{i=1}^K \frac{1}{L} \cdot Y_i(\nu) \cdot U_i^*(\nu) \quad (2.72)$$

Die ganzzahligen Werte ν entsprechen den Frequenzen

$$f(\nu) = \frac{\omega(\nu)}{2\pi} = \frac{\nu \cdot f_T}{L}, \quad \nu = 0, 1, \dots, L-1, \quad (2.73)$$

für die die Schätzung der Leistungsdichte erfolgt [SS-03].

Da die Schätzung der spektralen Leistungsdichte im Kontext der vorliegenden Arbeit nur ein Zwischenergebnis darstellt, um damit letztlich den Frequenzgang des mechanischen Systems zu ermitteln, ist es nicht erforderlich, den Normierungsfaktor gemäß (2.70) zu berechnen [VPE-05].

Ersetzt man \hat{S}_{uu} und \hat{S}_{uy} in (2.45) durch die in (2.71) und (2.72) angegebenen Beziehungen für \hat{P}_{uu}^w und \hat{P}_{uy}^w , so erhält man folgende Gleichung zur Bestimmung des Frequenzgangs:

$$G(j\omega) = \frac{\hat{P}_{uy}^w(\nu)}{\hat{P}_{uu}^w(\nu)} = \frac{\sum_{i=1}^K Y_i(\nu) \cdot U_i^*(\nu)}{\sum_{i=1}^K |U_i(\nu)|^2} \quad (2.74)$$

Das Flussdiagramm in Bild 2.22 fasst die wesentlichen Schritte der in dieser Arbeit verwendeten Welch-Methode übersichtlich zusammen.

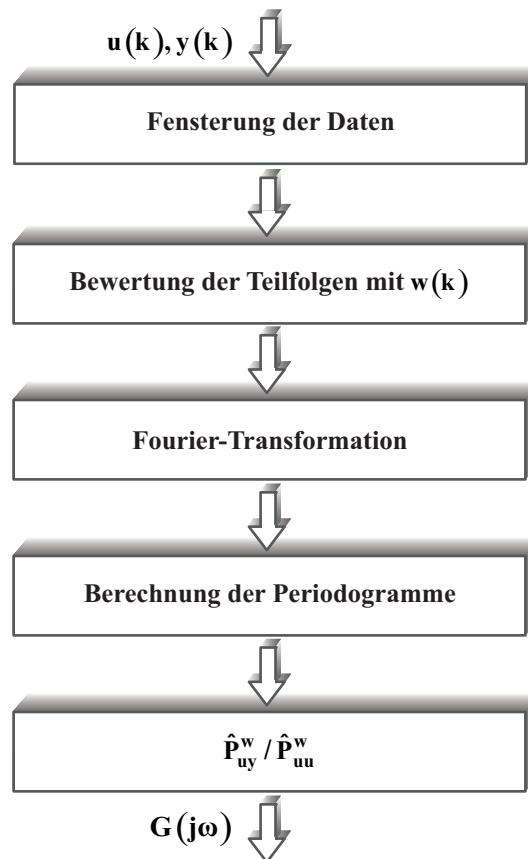


Bild 2.22: Flussdiagramm der Welch-Methode

2.3.3 Messkonfigurationen

Die Identifikation der in Abschnitt 2.2 erörterten mechanischen Systeme (ZMS und DMS) kann sowohl im offenen als auch im geschlossenen Regelkreis erfolgen. Die einfachste Option stellt die Messung im offenen Regelkreis dar, wie es in Bild 2.23 gezeigt ist.

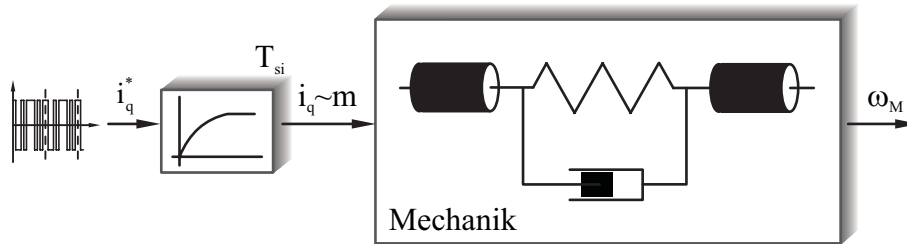


Bild 2.23: Blockschaltbild des offenen Regelkreises

In diesem Fall wird das PRBS als Sollwert für die drehmomentbildende Komponente des Statorstroms $i_q^*(t)$ eingespeist. Der geschlossene Stromregelkreis wird wieder durch ein VZ1-Glied mit der Zeitkonstanten T_{si} modelliert. Im rechten Block ist in Anlehnung an Bild 2.4 das Modell einer elastischen Verbindung dargestellt, welches das zu identifizierende mechanische System repräsentiert. Die detaillierten Blockschaltbilder der Mechanik befinden sich in Abschnitt 2.2. Die Ausgangsgröße ist die auf Ω_N normierte Motorwinkelgeschwindigkeit $\omega_M(t)$. Für die Berechnung der Frequenzgangfunktion mittels der Welch-Methode werden im offenen Regelkreis die Größen $i_q(t)$ und $\omega_M(t)$ gemessen.

In verfahrenstechnischen Produktionsanlagen ist es beispielsweise denkbar, dass die Regelstrecke nicht ohne Regelung betrieben werden kann, weil die Anlage sonst in einen unerwünschten Betriebszustand kommen könnte oder eine zu hohe Beanspruchung der Mechanik zu erwarten wäre. Zumindest wird die Identifikation der Regelstrecke während des Betriebs der Anlage im offenen Regelkreis häufig nicht möglich sein, so dass es wünschenswert ist, die Identifikation auch im geschlossenen Drehzahlregelkreis ausführen zu können.

Für die Betrachtungen des geschlossenen Drehzahlregelkreises wird die klassische Kaskadenregelung zugrunde gelegt. Sie besteht aus zwei Regelkreisen. Der innere Regelkreis umfasst den Regler für das elektromagnetische Drehmoment, die Leistungselektronik sowie den elektromagnetischen Teil des Antriebsmotors. Dieser innere Stromregelkreis wird durch das bereits genannte VZ1-Glied beschrieben. Der äußere Regelkreis beschreibt den mechanischen Teil des Antriebs.

Für die Messung des Frequenzgangs im geschlossenen Drehzahlregelkreis sind abhängig von der verfügbaren Schnittstelle zur Einspeisung des Testsignals zwei Varianten möglich.

Zunächst besteht die Möglichkeit, das PRBS über die Drehzahlschnittstelle als Drehzahlsollwert einzuspeisen, wie es im Blockschaltbild (Bild 2.24) dargestellt ist.

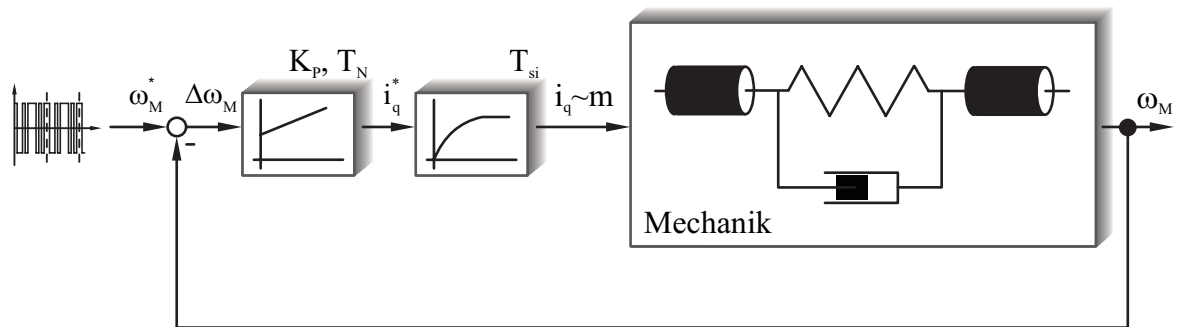


Bild 2.24: Blockschaltbild des geschlossenen Drehzahlregelkreises mit PRBS als Sollwert

Eine höhere Flexibilität im Hinblick auf die Anwendung erreicht man, indem das PRBS additiv zum Ausgangssignal des PI-Drehzahlreglers eingekoppelt wird. In dieser Konfiguration, die in Bild 2.25 gezeigt ist, kann ein konstanter Drehzahlsollwert eingestellt werden. Wie die experimentellen Untersuchungen in Abschnitt 5.2.3 deutlich machen, ist es auch möglich, während der Datenaufzeichnung ein Drehzahlsollwertprofil abzufahren. Das PRBS wird dabei als Störgröße aufmoduliert. Eine weitere interessante Option stellt die Einstellung des Drehzahlsollwerts $\omega_M^* = 0$ bei gleichzeitigem Eingriff eines Lastmoments M_L , also eine hängende Last, dar.

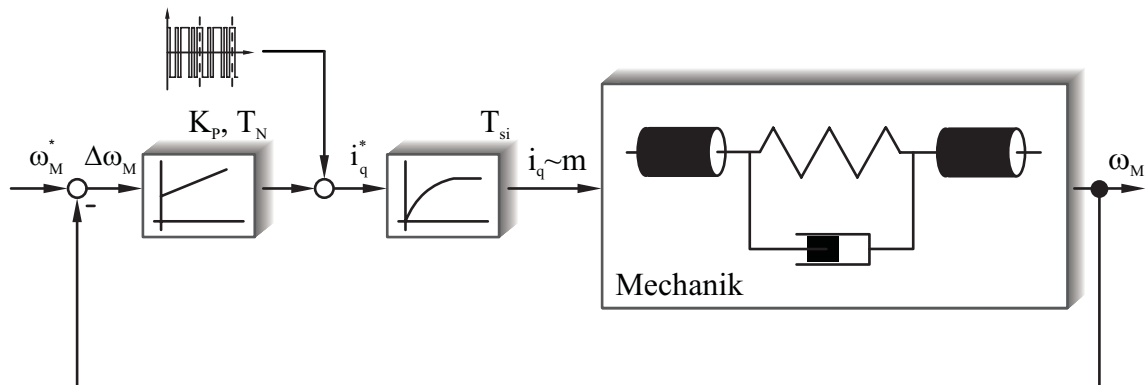


Bild 2.25: Blockschaltbild des geschlossenen Drehzahlregelkreises mit PRBS als Störgröße

Um die beiden Varianten für den geschlossenen Regelkreis bei den Betrachtungen in Kapitel 5 zu unterscheiden, wird an dieser Stelle für die Konfiguration in Bild 2.24 die Abkürzung $\Omega_M^* = \text{PRBS}$ und für die Konfiguration in Bild 2.25 $\Omega_M^* = \text{konst}$ eingeführt.

Für die Identifikation gemäß der Konfiguration in Bild 2.24 sollte der Regelkreis so wie im Betriebsfall gutes Führungsverhalten aufweisen. Bei der Konfiguration in Bild 2.25 sollte die Bandbreite des Drehzahlreglers hingegen niederfrequent sein, damit in diesem Fall das als Störung aufzufassende PRBS vom Drehzahlregler nicht vollständig ausgeregelt und kompensiert wird und der interessierende Frequenzbereich in ausreichendem Maß angeregt werden kann [Ket-95].

Zur Ermittlung des Frequenzgangs im geschlossenen Regelkreis wird zusätzlich zu $i_q(t)$ und $\omega_M(t)$ die Regeldifferenz $\Delta\omega_M(t)$ aufgezeichnet. In diesem Fall ist die Welch-Methode allerdings zwei Mal anzuwenden, was somit auch einen höheren Rechenaufwand im Vergleich zur Identifikation im offenen Regelkreis bedeutet. Zur Erläuterung der Vorgehensweise sei das folgende Blockschaltbild, unabhängig von dem hier betrachteten mechanischen System, allgemein zugrunde gelegt.

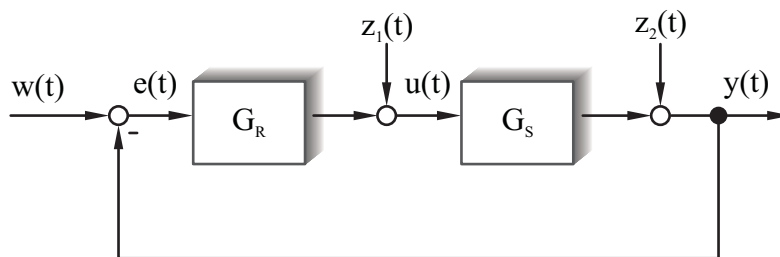


Bild 2.26: Blockschaltbild eines geschlossenen Regelkreises

Dabei sind

- $w(t)$ Führungsgröße,
- $e(t)$ Regeldifferenz,
- $u(t)$ Stellgröße,
- $y(t)$ Regelgröße,
- $z(t)$ Störgröße.

Die Übertragungsfunktion des Reglers wird in Bild 2.26 allgemein mit $G_R(s)$ bezeichnet, während $G_S(s)$ für die zu identifizierende Regelstrecke steht. Die Einspeisung des Testsignals kann, wie oben erläutert, entweder als Störgröße $z_1(t)$ oder als Führungsgröße $w(t)$ erfolgen.

Im ersten Verarbeitungsschritt geschieht die Berechnung des Frequenzgangs $G_{wu}(j\omega)$ mit Hilfe der Periodogramme $\hat{P}_{wu}^w(v)$ und $\hat{P}_{ww}^w(v)$. Man erhält $G_{wu}(j\omega)$ in Abhängigkeit der Regelkreisglieder $G_R(j\omega)$ und $G_S(j\omega)$:

$$G_{wu}(j\omega) = \frac{G_R(j\omega)}{1 + G_R(j\omega) \cdot G_S(j\omega)} \quad (2.75)$$

Mit $\hat{P}_{wy}^w(v)$ und $\hat{P}_{ww}^w(v)$ erhält man analog den Frequenzgang

$$G_{wy}(j\omega) = \frac{G_R(j\omega) \cdot G_S(j\omega)}{1 + G_R(j\omega) \cdot G_S(j\omega)}. \quad (2.76)$$

Die Bildung des Quotienten aus $G_{wy}(j\omega)$ und $G_{wu}(j\omega)$ ergibt direkt den gesuchten Frequenzgang $G_S(j\omega)$ des Systems (2.77). $G_R(j\omega)$ entfällt dadurch.

$$G_S(j\omega) = \frac{G_{wy}(j\omega)}{G_{wu}(j\omega)} \quad (2.77)$$

2.4 Numerische Berechnung der Systemparameter

Gemäß der in Abschnitt 2.1 erläuterten Vorgehensweise zur Systemidentifikation schließt sich an die Ermittlung des nicht parametrischen Modells in Form des Frequenzgangs die Bestimmung der Systemparameter an. Hierzu erfolgt eine Auswertung der gemessenen Frequenzgangdaten. Zur Durchführung des Parameter-Fittings sind in der Literatur einige numerische Verfahren zu finden. In den Arbeiten von Schütte findet das Simplex-Verfahren von Nelder und Mead Anwendung [Schü-02]. Diese Methode gehört zur Gruppe der ableitungsfreien Optimierungsverfahren. Das Verfahren arbeitet demnach ausschließlich mit Funktionswerten der zu minimierenden Funktion. Die Ableitungen dieser Funktion werden nicht ausgewertet. Diese „ad hoc Methoden“ fußen nicht auf einer breiten theoretischen Basis und sind aus diesem Grund anderen, mächtigeren Verfahren deutlich unterlegen. Der Einsatz des Nelder-Mead-Algorithmus ist dann sinnvoll, wenn das Ziel, schnell erste Ergebnisse zu bekommen, verfolgt wird.

Auf die genauere Erläuterung der Vorgehensweise zur Minimierung der noch zu definierenden Fehlerfunktion mittels des Nelder-Mead-Algorithmus soll an dieser Stelle

verzichtet werden. Der interessierte Leser sei hierzu auf die Literatur [NM-65], [LRWW-98] verwiesen.

In dieser Arbeit findet das iterative Verfahren von Levenberg und Marquardt zur Bestimmung der Systemparameter Anwendung. Ein Vergleich der Verfahren von Levenberg und Marquardt einerseits mit dem von Nelder und Mead andererseits hat gezeigt, dass der Levenberg-Marquardt-Algorithmus besonders im Falle von stärker verrauschten Datensätzen wesentlich robuster ist als die Methode von Nelder und Mead. Die verschiedenen numerischen Verfahren unterscheiden sich außerdem bzgl. der erforderlichen Genauigkeit der Startwerte für die zu ermittelnden Parameter. Bei Verwendung der automatischen Startwertabschätzung, wie sie im Abschnitt 2.4.3 beschrieben ist, liefert der Nelder-Mead-Algorithmus im Gegensatz zum Levenberg-Marquardt-Verfahren, besonders bei experimentell gewonnenen Datensätzen, keine guten Ergebnisse. Für diesen Algorithmus wäre eine Abschätzung der Startwerte erforderlich, die die Startwerte für die Parameter wesentlich näher in die Nähe des Minimums bringen würde als die hier vorgestellte Vorgehensweise.

2.4.1 Die Fehlerfunktion

Für die Identifikation im Frequenzbereich ist das Modell des Systems durch die Übertragungsfunktion $G_M(s)$ mit

$$G_M(s) = \frac{\sum_{k=0}^n \alpha_k \cdot s^k}{\sum_{k=0}^m \beta_k \cdot s^k} \quad (2.78)$$

zu beschreiben. In Analogie zu (2.15) erhält man mit dem Zusammenhang $s = j\omega$ die entsprechende Frequenzganggleichung

$$G_M(j\omega) = \frac{\sum_{k=0}^n \alpha_k \cdot (j\omega)^k}{\sum_{k=0}^m \beta_k \cdot (j\omega)^k} \quad (2.79)$$

Die in Abschnitt 2.2 hergeleiteten Übertragungs- bzw. Frequenzgangfunktionen des ZMS und DMS entsprechen in ihrer Struktur der Gleichung (2.78) bzw. (2.79).

Die quadratische Fehlerfunktion $\chi^2(\bar{a})$, die von den Modellparametern abhängt, ist folgendermaßen definiert [SP-91]:

$$\chi^2(\bar{a}) = \sum_{i=1}^N \frac{1}{\sigma_i^2} \cdot |G_i(j\omega_i) - G_{M,i}(j\omega_i, \bar{a})|^2 \quad (2.80)$$

Bei $\chi^2(\bar{a})$ handelt es sich um eine dimensionslose Größe. Die Fehlerfunktion wird aus den komplexen Differenzen von gemessenem Frequenzgangwert $G_i(j\omega_i)$ und Modellfunktion $G_{M,i}(j\omega_i)$ für die diskreten Kreisfrequenzen $\omega_i, i=1, \dots, N$ gebildet. Nach Betragbildung der jeweils ermittelten Differenz ergibt sich $\chi^2(\bar{a})$ aus der Summe aller N Differenzen. Durch den Faktor $\frac{1}{\sigma_i^2}$ ist es möglich, die Standardabweichung eines jeden Datenpunktes zu berücksichtigen. Falls die Angabe der Einzelwahrscheinlichkeiten nicht möglich oder aus anderen Gründen nicht erwünscht ist, kann $\sigma_i = 1, \forall i$ gesetzt werden, um den Einfluss von σ_i zu eliminieren.

Die reelle, skalare Größe $\chi^2(\bar{a})$ ergibt sich nach Trennung von Real- und Imaginärteil zu

$$\chi^2(\bar{a}) = \sum_{i=1}^N \frac{1}{\sigma_i^2} \cdot \left[\left(\operatorname{Re}\{G_i(j\omega_i)\} - \operatorname{Re}\{G_{M,i}(j\omega_i, \bar{a})\} \right)^2 + \left(\operatorname{Im}\{G_i(j\omega_i)\} - \operatorname{Im}\{G_{M,i}(j\omega_i, \bar{a})\} \right)^2 \right]. \quad (2.81)$$

Da $\operatorname{Re}\{G_{M,i}(j\omega_i)\}$ und $\operatorname{Im}\{G_{M,i}(j\omega_i)\}$ im allgemeinen Fall nichtlineare Terme bzgl. der gesuchten Parameter \bar{a} sind, ist keine analytische Lösung zur Minimierung der Fehlerfunktion möglich. Falls die Modellfunktion nichtlinear von den Modellparametern \bar{a} abhängt, ist die Minimierung der Fehlerfunktion mit Hilfe eines iterativ arbeitenden Verfahrens nötig [PTVF-92]. Dabei ist die Abschätzung geeigneter Startwerte für eine erfolgreiche Bestimmung der Modellparameter erforderlich. Der Iterationsprozess endet, sobald die χ^2 -Funktion ein Minimum annimmt.

2.4.2 Levenberg-Marquardt-Algorithmus

Neben den ableitungsfreien Suchverfahren, wie dem oben genannten Nelder-Mead-Algorithmus, gibt es die Gruppe der Gradientenverfahren. Hier werden Ableitungen der Fehlerfunktion gebildet. Durch iteratives Minimieren der Fehlerfunktion wird stets ein besserer Parametervektor \bar{a} berechnet. Das Levenberg-Marquardt-Verfahren hat sich auf unterschiedlichen Gebieten vielfach bewährt und gilt heute als Standardverfahren für nichtlineare Optimierung. Aus diesem Grund wird das Verfahren für die

Systemidentifikation im Zuge einer automatisierten Inbetriebnahme elektrischer Antriebe ausgewählt. Es stellt eine Mischung aus Gradientenverfahren und Inversion der Hesse-Matrix dar [Lju-99]. Das Gradientenverfahren ist in der Literatur auch häufig unter dem Namen Methode des steilsten Abstiegs zu finden. Die Inversion der Hesse-Matrix ist auch als Gauß-Newton-Verfahren bekannt. Zunächst wurde bei der Entstehung dieser Arbeit ohne Erfolg versucht, die Identifikation des ZMS ausschließlich mit Hilfe des Gauß-Newton-Verfahrens durchzuführen. Da die Gauß-Newton-Methode den Grundgedanken der Methode des steilsten Abstiegs verwendet, soll die Methode des steilsten Abstiegs zuerst betrachtet werden. Im Anschluss daran erfolgt eine kurze Erläuterung der Gauß-Newton-Methode. Auf dieser Grundlage schließt sich die Vorstellung des Levenberg-Marquardt-Algorithmus an.

Den Ausgangspunkt der Betrachtung bildet die Taylor-Approximation der χ^2 -Funktion um den Punkt \vec{a}_0 gemäß

$$\chi^2(\vec{a}) = \chi^2(\vec{a}_0) + \sum_i \frac{\partial \chi^2(\vec{a})}{\partial a_i} \cdot a_i + \frac{1}{2} \cdot \sum_{i,j} \frac{\partial^2 \chi^2(\vec{a})}{\partial a_i \partial a_j} \cdot a_i \cdot a_j + \dots \quad (2.82)$$

$$\chi^2(\vec{a}) \approx c - \vec{b} \vec{a} + \frac{1}{2} \cdot \vec{a} \mathbf{A} \vec{a} \quad (2.83)$$

mit

$$c \equiv \chi^2(\vec{a}_0), \quad (2.84)$$

$$\vec{b} \equiv -\nabla \chi^2(\vec{a}) \Big|_{\vec{a}_0}, \quad (2.85)$$

$$[\mathbf{A}]_{i,j} \equiv \frac{\partial^2 \chi^2(\vec{a})}{\partial a_i \partial a_j} \Big|_{\vec{a}_0}. \quad (2.86)$$

Ausgehend vom aktuellen Punkt, d.h. dem aktuellen Parametervektor \vec{a}^k wird der Vektor \vec{d}^k als Richtung des steilsten Abstiegs durch Berechnung des Gradienten der χ^2 -Funktion im Punkt \vec{a}^k gebildet:

$$\vec{d}^k = -\text{grad}(\chi^2(\vec{a}^k)) = -\nabla \chi^2(\vec{a}^k) \quad (2.87)$$

Der neue Parametervektor \vec{a}^{k+1} ergibt sich aus der Summe von \vec{a}^k und \vec{d}^k :

$$\vec{a}^{k+1} = \vec{a}^k + \zeta_k \cdot \vec{d}^k \quad (2.88)$$

Der Koeffizient ζ_k in (2.88) gibt dabei die Schrittweite an.

Ein entscheidender Nachteil dieses Verfahrens besteht darin, dass die Richtung von Schritt zu Schritt stets senkrecht wechselt und generell nicht unbedingt zum Minimum führen muss.

Die Betrachtungen zum Gauß-Newton-Verfahren gehen von (2.87) aus. In (2.89) ist (2.87) um die linksseitige Multiplikation des Gradientenvektors $\nabla\chi^2$ mit der inversen Matrix \mathbf{A}^{-1} erweitert. Die Berechnung des Korrekturvektors \vec{d}^k stellt sich dann wie folgt dar:

$$\vec{d}^k = -\mathbf{A}^{-1} \nabla\chi^2(\vec{a}^k) \quad (2.89)$$

Für den Fall, dass \mathbf{A} gleich der Einheitsmatrix \mathbf{I} gewählt wird, ist (2.89) identisch mit (2.87) und es liegt wieder die Methode des steilsten Abstiegs vor. Wählt man jedoch für die Matrix \mathbf{A} den zweiten Term der Taylorapproximation, die sog. Hesse'sche Matrix gemäß (2.86) mit

$$\mathbf{A} = \left[\frac{\partial^2 \chi^2(\vec{a})}{\partial a_i \partial a_j} \right], \quad (2.90)$$

so gelangt man zur Gauß-Newton-Methode. Aus (2.89) erschließt sich die notwendige Bedingung der Invertierbarkeit von \mathbf{A} . Es sei darauf hingewiesen, dass die Hesse Matrix nicht die Güte der Lösung bestimmt, sondern lediglich den Weg dahin verkürzt und somit die Effizienz steigert. Bei diesem Verfahren ist im Gegensatz zur Methode des steilsten Abstiegs eine Modifikation der Suchrichtung möglich.

Obwohl die Hesse Matrix stets positiv semidefinit ist, besteht die Gefahr, dass sie singular oder „beinahe singular“ werden kann. Eine Matrix ist genau dann nicht singular, wenn die Bedingung

$$\det(\mathbf{A}) \neq 0 \quad (2.91)$$

erfüllt ist. Die Formulierung „beinahe singular“ beschreibt den kritischen Fall $\det(\mathbf{A}) \approx 0$.

Wenn \mathbf{A} singular oder beinahe singular ist, ändert sich der Parametervektor \vec{a} von Iteration zu Iteration nur sehr geringfügig, respektive überhaupt nicht. Singuläre Matrizen

treten beispielsweise dann auf, wenn die Daten nicht genügend Information enthalten oder falls überparametrisierte Modelle vorliegen.

Dieser Problematik begegneten Levenberg und Marquardt mit der Entwicklung eines Verfahrens, das eine numerische Mischung aus Gradientenmethode und Inversion der Hesse Matrix darstellt [Spr-98].

Der Grundgedanke dieser Methode besteht darin, die Matrix \mathbf{A} durch Multiplikation der Hauptdiagonalelemente flexibel zu skalieren. Die Bestimmungsgleichung für den Korrekturvektor \vec{d}^k lautet dann

$$\vec{d}^k = -\mathbf{A}_{\text{mod}} \nabla \chi^2(\vec{a}) = -\mathbf{A}_{\text{mod}} \vec{b} \quad (2.92)$$

mit der modifizierten Hesse Matrix

$$\mathbf{A}_{\text{mod}} = \mathbf{A} + \mathbf{A} \lambda \mathbf{I} = \begin{pmatrix} \frac{\partial^2 \chi^2(\vec{a})}{\partial a_1 \partial a_1} \cdot (1+\lambda) & \frac{\partial^2 \chi^2(\vec{a})}{\partial a_1 \partial a_2} & \dots & \frac{\partial^2 \chi^2(\vec{a})}{\partial a_1 \partial a_n} \\ \frac{\partial^2 \chi^2(\vec{a})}{\partial a_2 \partial a_1} & \frac{\partial^2 \chi^2(\vec{a})}{\partial a_2 \partial a_2} \cdot (1+\lambda) & \dots & \frac{\partial^2 \chi^2(\vec{a})}{\partial a_2 \partial a_n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial^2 \chi^2(\vec{a})}{\partial a_n \partial a_1} & \frac{\partial^2 \chi^2(\vec{a})}{\partial a_n \partial a_2} & \dots & \frac{\partial^2 \chi^2(\vec{a})}{\partial a_n \partial a_n} \cdot (1+\lambda) \end{pmatrix}. \quad (2.93)$$

Die Dimension von \mathbf{A}_{mod} bzw. des Gleichungssystems richtet sich nach der Anzahl der zu identifizierenden Parameter.

Durch die modifizierte Matrix \mathbf{A}_{mod} ist es möglich, zwischen der Methode des steilsten Abstiegs, wenn der dimensionslose Skalar λ groß ist und dem Gauß-Newton-Verfahren für kleine λ zu kombinieren. Mit großen Werten für λ wird die Matrix diagonal dominant, was zu einer stärkeren Berücksichtigung des Gradienten als der hesse'sche Matrix führt. Auf diese Weise wird die Singularität der Matrix \mathbf{A}_{mod} verhindert.

In der Literatur wird der Erfahrungswert $\lambda = 0,001$ zur Initialisierung des Skalars λ empfohlen [PTVF-92]. Im Laufe des Iterationsprozesses wird dieser Parameter nach folgendem Kriterium automatisch verändert: Falls sich der Wert der χ^2 -Funktion innerhalb eines Iterationsschritts vergrößert, wird der Parameter λ ebenfalls vergrößert. Wird die Fehlerfunktion kleiner, so wird auch der Wert des Parameters λ reduziert.

Die Empfehlungen für die Wahl der Schrittweiten zur Veränderung von λ in Abhängigkeit der Ungleichung

$$\chi^2(\vec{a} + \vec{d}) > \chi^2(\vec{a}) \quad (2.94)$$

sind in der Literatur nicht einheitlich. Nimmt λ große Werte an, arbeitet der Levenberg-Marquardt-Algorithmus als gradientenorientiertes Verfahren, ist λ klein, handelt es sich stärker um ein quadratisches Verfahren. Geometrisch betrachtet legt das gradientenorientierte Verfahren bei größerem Abstand vom Minimum Tangenten an die Niveaulinien von $\chi^2(\vec{a})$. Gelangt man im Laufe des Iterationsprozesses in die Nähe des Minimums, so wird die Information über die Krümmung zunehmend berücksichtigt, indem jetzt Parabeln an die Fehlerfunktion gelegt werden. Dieser Vorgehensweise liegt der Gedanke zugrunde, die nichtlinearen Terme so lange zu vernachlässigen, wie diese die Konvergenz beeinträchtigen. Kommt man dem Minimum näher, werden die Terme erster Ordnung sehr klein. Jetzt finden die Terme zweiter Ordnung zunehmend Berücksichtigung, während das Anlegen von Parabelbögen an $\chi^2(\vec{a})$ in großer Entfernung vom Minimum dazu führen kann, dass das Modell vom wahren Minimum weggeschoben werden kann. Wie im Flussdiagramm in Bild 2.27 dargestellt ist, läuft die Steuerung und damit die Gewichtung zwischen den beiden Verfahren, Gauß-Newton-Methode und Methode des steilsten Abstiegs, automatisiert ab. In der Literatur wird das Verfahren deshalb auch als ein „selbststeuerndes Hauptdiagonalenverfahren“ bezeichnet [Spr-98].

Das Flussdiagramm (Bild 2.27) fasst das Verfahren als Grundlage für eine Implementierung zusammen.

Bei der Implementierung des Levenberg-Marquardt-Algorithmus wurde eine Abbruchbedingung vorgesehen, wie anhand von Bild 2.27 ersichtlich ist. Der Algorithmus ist konvergiert, wenn die Bedingung

$$\chi^2(\vec{a} + \vec{d}) - \chi^2(\vec{a}) > F_{\max} \quad (2.95)$$

nicht mehr erfüllt ist. Die maximale Fehlerschranke F_{\max} wird mit einem sehr kleinen Wert initialisiert. Eine Änderung des Parametervektors \vec{a} , welche die Fehlerfunktion $\chi^2(\vec{a})$ in einer Größenordnung von $\Delta\chi^2(\vec{a}) \ll 1$ modifiziert, hat statistisch keine Bedeutung mehr [PTVF-92].

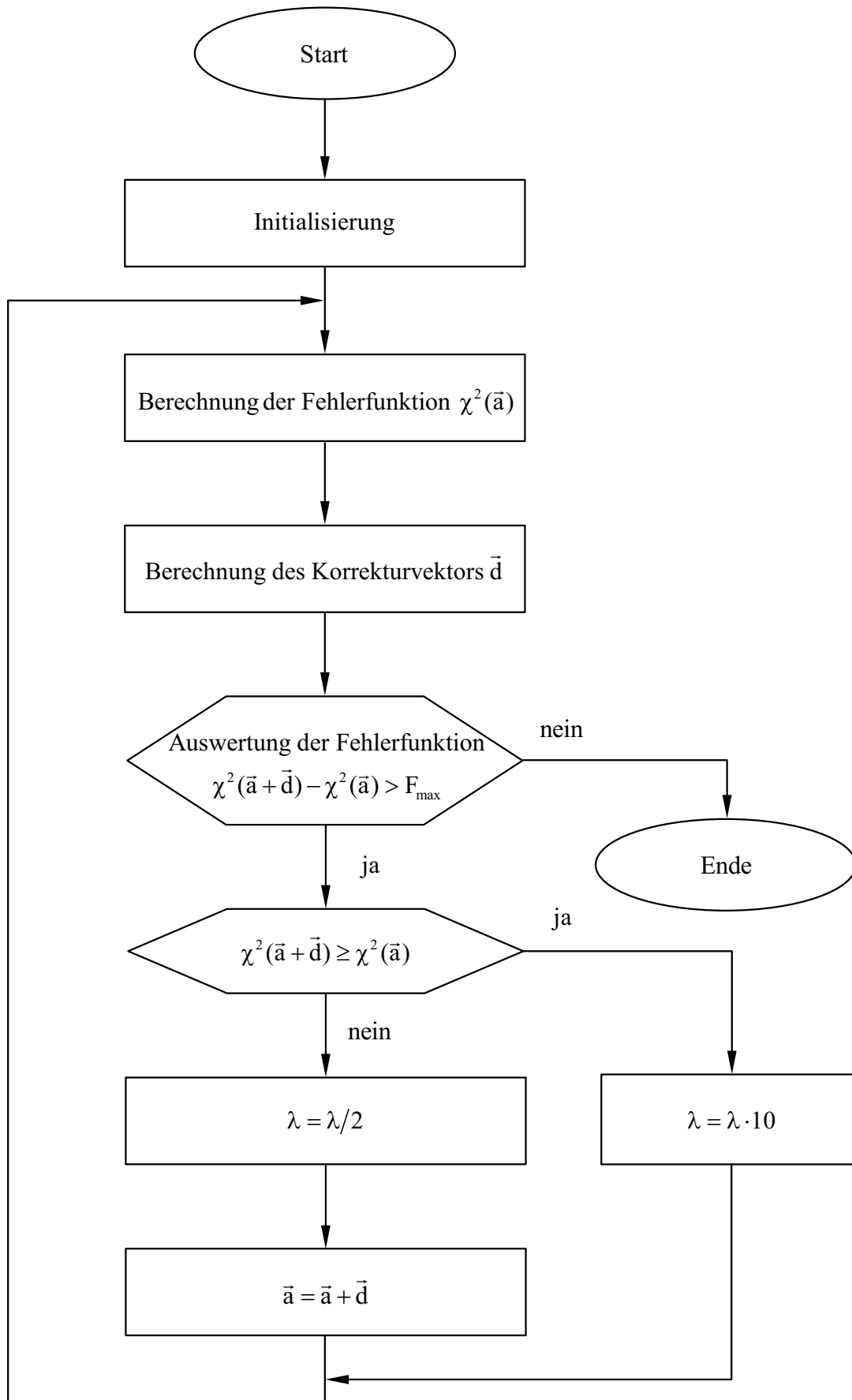


Bild 2.27: Flussdiagramm des Levenberg-Marquardt-Algorithmus

2.4.3 Bestimmung der Startwerte

Der iterative Algorithmus von Levenberg und Marquardt benötigt, wie oben bereits erläutert wurde, Startwerte für die zu bestimmenden Parameter \vec{a} . Auf den ersten Blick erscheint es plausibel, für alle zu identifizierende Parameter den Startwert 0 zu wählen. Die Wahl der Startwerte ist jedoch von entscheidender Bedeutung für die Konvergenz des Algorithmus. Dies bedeutet, dass es gelingen muss, Werte zu bestimmen, die bereits in der Nähe des Minimums liegen. Ferner soll deren Ermittlung automatisch anhand des gemessenen Frequenzgangs gelingen. Hierzu betrachtet man die Resonanz- und die Antiresonanzstelle im Amplitudengang von $G_{\text{nrs}}(j\omega)$ des ZMS gemäß Gleichung (2.10) [PVE-04a].

Mit (2.10) bis (2.13) folgt für die Antiresonanzstelle näherungsweise

$$a_3 \cdot s^2 + a_2 \cdot s + 1 = 0. \quad (2.96)$$

Mit $s = j\omega_{\text{ares}}$ können aus (2.96) zwei reelle Gleichungen formuliert werden, die jeweils eine Bedingung zur Abschätzung von a_2 und a_3 liefern. Für den Realteil gilt

$$-a_3 \cdot \omega_{\text{ares}}^2 + 1 = 0. \quad (2.97)$$

Damit ergibt sich für a_3 die Bedingung

$$a_3 = \frac{1}{\omega_{\text{ares}}^2}. \quad (2.98)$$

Der Imaginärteil liefert den Zusammenhang

$$a_2 \cdot \omega_{\text{ares}} = 0 \text{ bzw. } a_2 = 0. \quad (2.99)$$

Für die Resonanzfrequenz $f_{\text{res}} = \frac{\omega_{\text{res}}}{2\pi}$ wird der Nenner von $G_{\text{nrs}}(j\omega)$ in (2.10) näherungsweise null gesetzt. Die Betrachtung des Realteils liefert die dritte Bedingung für a_1 :

$$a_1 = \frac{1}{\omega_{\text{res}}^2} \quad (2.100)$$

Der Imaginärteil führt wieder zu (2.99).

Man erhält also drei Bedingungen für die Abschätzung der drei unbekannt Parameter a_1 , a_2 und a_3 . Die Bestimmung der Stellen ω_{res} und ω_{ares} im Amplitudengang gelingt sehr einfach mittels eines Suchalgorithmus anhand der vorliegenden Daten.

Die Ermittlung der Startwerte für die sieben Elemente a_1, \dots, a_7 zur Parameteridentifikation des DMS erfolgt prinzipiell auf dieselbe Weise wie es für den ZMS bereits erläutert worden ist.

An den beiden Antiresonanzstellen ω_{ares1} und ω_{ares2} gilt

$$a_7 \cdot s^4 + a_6 \cdot s^3 + a_5 \cdot s^2 + a_4 \cdot s + 1 = 0 \quad (2.101)$$

Mit $s = j\omega_{\text{ares1}}$ und $s = j\omega_{\text{ares2}}$ erhält man nach Aufspaltung von (2.101) in Real- und Imaginärteil vier Bedingungen zur Abschätzung der Parameter a_4 , a_5 , a_6 und a_7 , die sich wie folgt darstellen:

$$a_7 = \frac{1}{\omega_{\text{ares1}}^2 \cdot \omega_{\text{ares2}}^2} \quad (2.102)$$

$$a_6 = 0 \quad (2.103)$$

$$a_5 = \frac{\omega_{\text{ares1}}^2 + \omega_{\text{ares2}}^2}{\omega_{\text{ares1}}^2 \cdot \omega_{\text{ares2}}^2} \quad (2.104)$$

$$a_4 = 0 \quad (2.105)$$

Aus der Bedingung

$$a_3 \cdot s^4 + a_3 \cdot s^3 + a_1 \cdot s^2 + a_4 \cdot s + 1 = 0 \quad (2.106)$$

für die Resonanzstellen ω_{res1} und ω_{res2} folgen die übrigen Bedingungen:

$$a_3 = \frac{1}{\omega_{\text{res1}}^2 \cdot \omega_{\text{res2}}^2} \quad (2.107)$$

$$a_2 = 0 \quad (2.108)$$

$$a_1 = \frac{\omega_{\text{res1}}^2 + \omega_{\text{res2}}^2}{\omega_{\text{res1}}^2 \cdot \omega_{\text{res2}}^2} \quad (2.109)$$

2.5 Zusammenfassung

Das in diesem Kapitel vorgestellte Verfahren zur Identifikation von Mehrmassensystemen ist so strukturiert, dass der erste Identifikationsschritt zunächst nur die Bestimmung eines nicht parametrischen Modells in Form des Frequenzgangs beinhaltet. Dazu wird der Antrieb mittels eines multifrequenten Testsignals (PRBS) über das elektromagnetische Drehmoment des Antriebsmotors stimuliert. Die verwendete Testfunktion weist spezielle Eigenschaften auf, die den Erfolg der Identifikation maßgeblich beeinflussen. Anhand der aufgezeichneten Messsignale folgt die Berechnung der Frequenzgangdaten mit Hilfe der Welch-Methode.

Der zweite Identifikationsschritt liefert ein parametrisches Modell des Antriebsstrangs. Zur Bestimmung der Systemparameter ist allerdings im Gegensatz zur Frequenzgangmessung eine Modellfunktion aufzustellen. Die Herleitung der Übertragungsfunktion des Zwei- und Dreimassenschwingers (ZMS, DMS) fußt auf Grundgleichungen der Mechanik. Das iterative Verfahren von Levenberg und Marquardt verarbeitet die zuvor ermittelten Frequenzgangdaten unter Verwendung der Modellfunktion, um die Systemparameter zu berechnen.

3 Zustandsüberwachung verschleißender Maschinenelemente

Alle Komponenten in elektrischen Antrieben können trotz planmäßiger Wartung aus vielerlei Gründen, z.B. unzulässiger Beanspruchung, Materialfehler etc. ausfallen. Der sichere Betrieb bei hoher Verfügbarkeit verlangt deshalb nach fehlertoleranten Entwürfen sowie nach Verfahren der präventiven Diagnose. Ungeplante Stillstände von Automatisierungsanlagen mit elektrischen Antrieben haben bekanntlich immer gravierende Folgen, so dass große Anstrengungen zu unternehmen sind, um diese zu vermeiden. Prävention vor ungeplanten Stillständen ist durch kontinuierliche oder regelmäßige Überwachung und Diagnose möglich, woraus sich im Rahmen des *Fault Management* abgeleitete Maßnahmen, z.B. in Form der Durchführung einer präventiven Wartung oder der Umschaltung auf reduzierten Betrieb ergeben. Maßgeblich ist es, über permanente Kenntnis des Betriebszustands der Anlage zu verfügen. Ein Anlagenstillstand mit allen seinen Folgen kann so verhindert oder ein rechtzeitiger Serviceeinsatz zur Vermeidung größerer Schäden eingeleitet werden.

Dieses Kapitel widmet sich der Detektion von Veränderungen der mechanischen Charakteristiken von Antriebssträngen, um eine Erkennung von sich anbahnenden Fehlern zu ermöglichen. Dies geschieht auf Grundlage der im vorangegangenen Kapitel 2 behandelten Untersuchungen zur Parameteridentifikation der linearen Mechanik im Frequenzbereich unter alleiniger Verwendung der im Antriebsregelgerät vorhandenen Systemgrößen. Dazu erfolgt die Messung dieser Größen einschließlich der sich anschließenden Signalverarbeitung und Auswertung in regelmäßigen Abständen. Eine derartige permanente oder zyklische Überwachung heißt *Condition Monitoring* bzw. Zustandsüberwachung und dient dazu, nach frühzeitiger Fehlererkennung den Weiterbetrieb der Anlage für einen definierten Zeitraum zu ermöglichen, um im Anschluss daran eine organisierte Fehlerbehandlung, z.B. Reparaturmaßnahmen durchführen zu können.

Ausgehend von den gemessenen mechanischen Eigenschaften eines defektfreien Antriebsstranges sind Veränderungen im System durch Vergleichsmessungen feststellbar. Die Diagnose von Beschädigungen geschieht durch einen Vergleich mit dem Referenzfrequenzgang des nicht beschädigten Systems, der in der Praxis im Zuge der Inbetriebnahme des Antriebssystems ermittelt werden kann.

Der Frequenzgang $G(j\omega)$ eines Übertragungssystems gibt das Verhältnis der sinusförmigen Ausgangsschwingung zur sinusförmigen Eingangsschwingung in komplexer

Form für alle Kreisfrequenzen ω an und ist für lineare zeitinvariante (LZI) Übertragungsglieder definiert. Der Frequenzgang eines LZI-Glieds ist die Übertragungsfunktion auf der imaginären Achse und stellt somit nur einen Ausschnitt aus der Übertragungsfunktion $G(s)$ dar [Föl-94].

Mit der Anwendung der Frequenzgangmessung auf schadhafte Systeme zur Fehlererkennung wird in dieser Arbeit nicht beabsichtigt, eine Beschreibung des nichtlinearen Systems durch den Frequenzgang zu gewinnen, was auch im offensichtlichen Widerspruch zur genannten Definition des Frequenzgangs steht, der nur für LZI-Übertragungssysteme erklärt ist. Das Ziel der vorliegenden Arbeit, in der ein ausschließlich für lineare Systeme definiertes Verfahren auf nichtlineare Systeme angewendet wird, ist festzustellen, wie sich die Nichtlinearität auf diese Identifikationsmethode auswirkt und aus den gewonnenen Ergebnissen Rückschlüsse zu ziehen, wie sich der Zustand des Systems verändert hat. Dabei wird das aktuelle Messergebnis mit den hinterlegten Daten des Normalbetriebs verglichen, um diese Veränderungen zu erkennen. Die Bezeichnung der gewonnenen Messkurve des beschädigten Systems als Frequenzgang ist deshalb im strengen Sinne der o.g. Definition des Frequenzgangs nicht korrekt.

Die Anwendung von den bisher entwickelten und im vorangegangenen Kapitel erläuterten Identifikationsverfahren auf fehlerhafte Systeme kann Aufschluss über den Zustand der Mechanik geben und so als Instrument des *Condition Monitoring* Verwendung finden. In den folgenden Abschnitten werden deshalb die Diagnose von Wälzlagerschäden und die Auswirkungen einer Lose im Antriebsstrang auf die zuvor vorgestellten Verfahren untersucht. Lagerschäden und Lose sind Defekte, die sich in der Drehzahl und im auf die Mechanik wirkenden Moment bemerkbar machen. Wie sich gezeigt hat, kann die Loseweite nicht aus dieser Messung ermittelt werden. Deshalb wird im Anschluss ein Verfahren zur deterministischen Bestimmung der Loseweite im Zeitbereich vorgestellt.

Die Überwachung von losebehafteten Getrieben und Kupplungen findet in der Literatur zu *Condition Monitoring* elektrischer Antriebe weniger Beachtung als die Diagnose von Lagerschäden. Der Stand der Technik wurde in der Einleitung eingehend beschrieben. Die Entwicklung von Zustandsüberwachungssystemen erfordert geeignete Indikatoren für das Auftreten einer signifikanten Lose und Methoden, die möglichst auch im laufenden Betrieb der Anlage zuverlässig eine Vergrößerung der Loseweite erkennen lassen.

3.1 Diagnose von Wälzlagerbeschädigungen

Lagerungen dienen dazu, ein mechanisches Bauteil relativ zu einem anderen möglichst leichtgängig zu bewegen und Kräfte zwischen den Bewegungspartnern zu übertragen [NWH-05], [HB-03]. Sie stützen und führen rotierende Maschinenteile, wozu wenigstens zwei Lager erforderlich sind, deren Anordnung allerdings unterschiedlich sein kann.

Durch eine Lebensdauerberechnung ist eine zeitliche Vorhersage über einen schadensfreien Lagerbetrieb zwar prinzipiell möglich, allerdings nur dann, wenn dafür einige wesentliche Voraussetzungen erfüllt sind [SS-06]:

- umsichtige Handhabung
- exakter Einbau
- den Erwartungen entsprechende Lastbedingungen
- sorgfältige Schmierung
- Vermeidung des Eindringens von Fremdstoffen in die Lagerung
- ideale Herstellungsbedingungen

Oftmals sind diese Randbedingungen nicht einzuhalten oder werden unbeabsichtigt verletzt. Dann kommt es zu einem Lagerschaden und unerwartet frühem Ausfall der Lagerung. Allerdings ereignet sich ein solcher Ausfall von Lagerungen nur selten spontan, wie beispielsweise infolge einer Unterbrechung der Schmiermittelzufuhr bei schnell laufenden Lagerungen. In der Regel gestaltet sich der Prozess der Schadensentstehung kontinuierlich und begünstigt somit die Anwendung von *Condition Monitoring*.

3.1.1 Konstruktion und Kenngrößen

Wälzlager sind hinsichtlich ihres Aufbaus und ihres Verwendungszwecks zu unterscheiden. In Abhängigkeit der möglichen Belastungsfälle ergibt sich die Einteilung in Radial-, Axial- und Schräglager [NWH-05].

Je nach Form des Wälzkörpers spricht man z.B. von Kugel- oder Rollenlagern. Alle Wälzlager bestehen aus zwei Ringen, zwischen denen in ihren Laufbahnen Wälzkörper abrollen. Bild 3.1 zeigt die wesentlichen Elemente eines Rillenkugellagers. Die Wälzkörper werden mit Hilfe eines Käfigs geführt, der den Abstand zwischen den Rollelementen konstant hält [SR-96]. Für das in dieser Arbeit vorgestellte Diagnose-

verfahren sind einige mechanische und kinematische Größen von Bedeutung, die anhand von Bild 3.2 verdeutlicht werden.

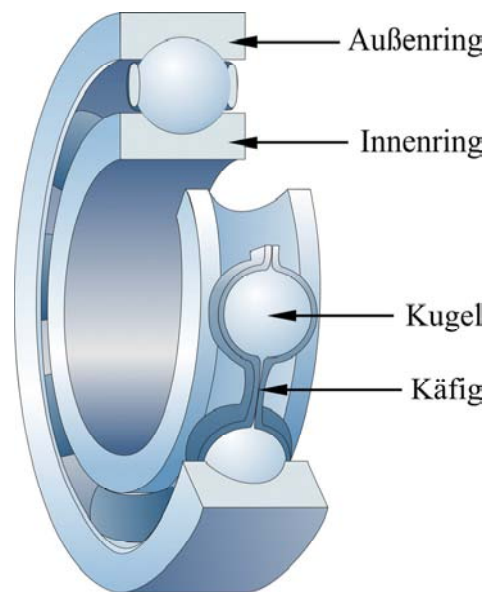


Bild 3.1: Rillenkugellager

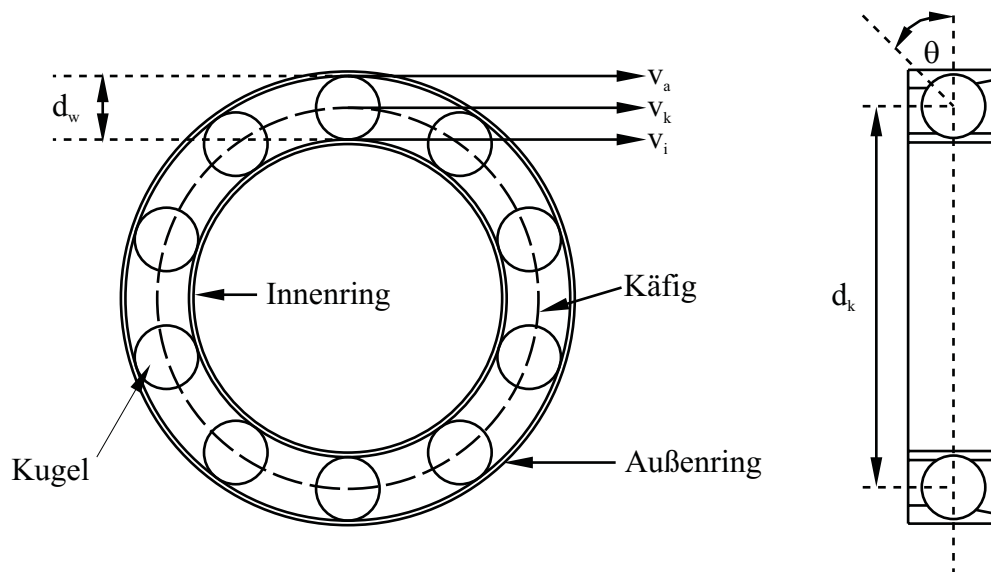


Bild 3.2: Mechanische und kinematische Größen eines Kugellagers

- v_k : tangentielle Geschwindigkeit des Käfigs
- d_k : Durchmesser des Käfigs
- v_i : tangentielle Geschwindigkeit des Innenrings
- v_a : tangentielle Geschwindigkeit des Außenrings
- d_w : Wälzkörperdurchmesser
- θ : Druckwinkel

Der Druckwinkel θ bestimmt bei Belastung den Winkel, unter dem die Anpresskraft auf die Lauffläche zur Mittelachse des Lagers wirkt. Für rein radial belastete Lager gilt $\theta = 0$. Im Fall von Schräglagern oder Lagerungen mit axialer Vorspannung kann θ von null verschiedene Werte annehmen.

Konstruktionsbedingt besitzen Lager im uneingebauten Zustand Platz zwischen Außenring und Wälzkörper. Die nach Einbau des Lagers mögliche Verschiebung beider Ringe zueinander heißt Lagerspiel. Kugellager weisen eine Punktberührung der Kontaktpartner im unbelasteten Zustand auf, die infolge von äußerem Druck zu einer elliptischen Druckfläche wird. Die Beschreibung der Zusammenhänge zweier berührender, gekrümmter Körper, die durch eine Kraft aneinandergespresst werden, ist in der Literatur als Hertzsche Theorie bekannt [Har-00]. Die elastische Verformung δ_b zweier Berührungspartner des gleichen Werkstoffs an der Kontaktfläche infolge der Kraft Q (s. Bild 3.3) ist

$$\frac{\delta_b}{d_w} = c_{\delta,b} \cdot \sqrt[3]{\left(\frac{Q}{d_w^2}\right)^2} \quad (3.1)$$

Hierbei beinhaltet $c_{\delta,b}$ die Geometrie der ellipsenförmigen Druckfläche und der Kontaktradien sowie Werkstoffeigenschaften. Angaben über die Größe von c_{δ} für Kugellager sind Nomogrammen zu entnehmen. Für tiefgehendere Erläuterungen zur mathematischen Herleitung von c_{δ} sei an dieser Stelle auf die Literatur verwiesen [BEHW-95]. Als elastische Gesamtverformung δ in einem Kugellager am Innen- und Außenring ergibt sich somit

$$\frac{\delta}{d_w} = (c_{\delta,i} + c_{\delta,a}) \cdot \sqrt[3]{\left(\frac{Q}{d_w^2}\right)^2}, \quad (3.2)$$

wobei $c_{\delta,i}$ und $c_{\delta,a}$ entsprechend die Geometrie und Werkstoffeigenschaften der Druckfläche zwischen Kugel und innerem bzw. Kugel und äußerem Lauftring berücksichtigt.

Man erhält folgende Beziehung zwischen Gesamtverformung δ und Belastung Q :

$$Q = C_{\delta} \cdot \delta^{1,5}, \quad \text{mit} \quad C_{\delta} = \frac{d_w^{0,5}}{(c_{\delta,i} + c_{\delta,a})^{1,5}} \quad (3.3)$$

Aufgrund des radialen Lagerspiels und der Verformbarkeit der Kontaktpartner kann sich der Innenring gegenüber dem Außenring unter Einwirkung einer radialen Last

verschieben. In Bild 3.3 ist eine solche Verschiebung δ_r mit den daraus resultierenden Größen zu sehen.

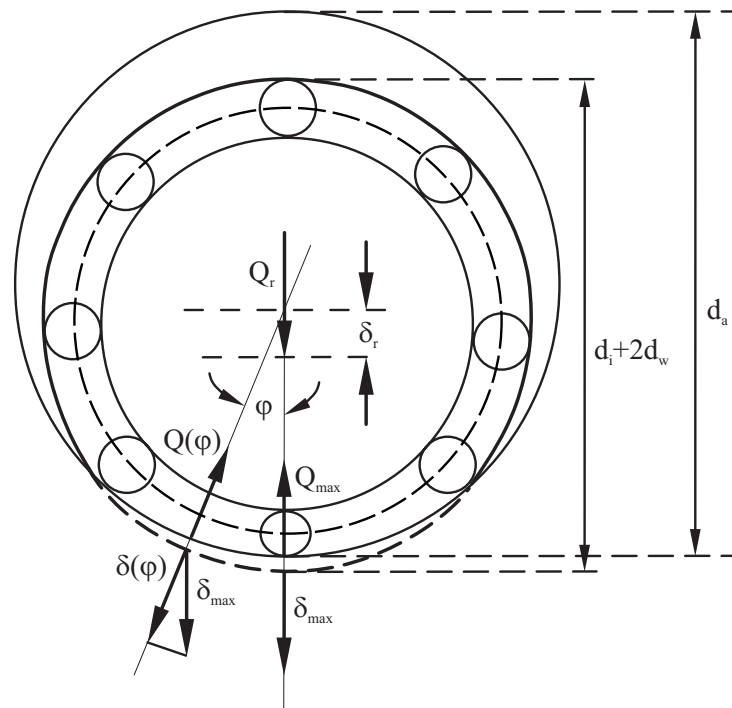


Bild 3.3: Verschiebung der Lagerringe durch radiale Belastung

Die radiale Verschiebung δ_r führt zu einer winkelabhängigen Verformung $\delta(\varphi)$. Abhängig vom Lagerspiel in radialer Richtung, dem Radialspiel ε_r , folgt für die Verformung $\delta(\varphi)$

$$\delta(\varphi) = \delta_r \cdot \cos(\varphi) - \frac{\varepsilon_r}{2}. \quad (3.4)$$

Mit (3.3) erhält man folgenden Zusammenhang für die winkelabhängige Belastung $Q(\varphi)$ der Wälzkörper:

$$Q(\varphi) = Q_{\max} \cdot \left(\frac{\delta(\varphi)}{\delta_{\max}} \right)^{1,5}, \quad \text{mit } \delta_{\max} = \delta_r - \frac{\varepsilon_r}{2} \quad (3.5)$$

Der im Lager durch eine radiale Kraft belastete Bereich, die sog. Lastzone, ist vom Radialspiel und der Belastung selbst abhängig. Die Größe der Lastzone 2φ folgt aus (3.4) für die Bedingung $\delta(\varphi) = 0$ zu

$$2\varphi = 2 \cdot \arccos\left(\frac{\varepsilon_r}{2 \cdot \delta_r}\right). \quad (3.6)$$

Für den Fall eines Radialspiels von $\varepsilon_r = 0$ ergibt sich aus (3.6) die Lastzone zu $2 \cdot \varphi = 180^\circ$, wie in Bild 3.4 zu sehen ist.

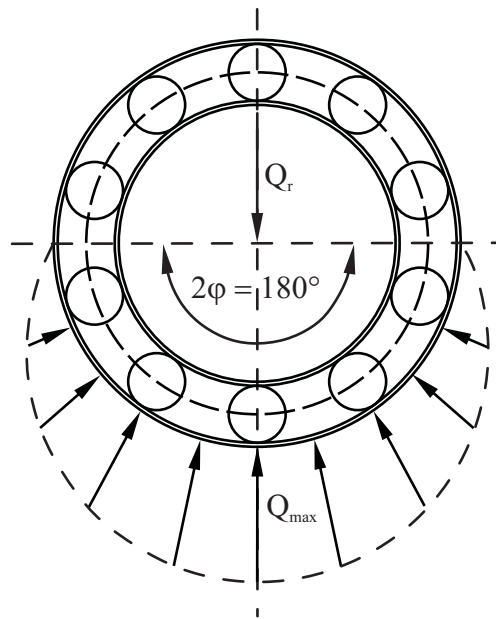


Bild 3.4: Lastzone eines Kugellagers für $\varepsilon_r = 0$

In der Praxis treten in Abhängigkeit von δ_r und ε_r Lastzonen unterschiedlicher Größe auf. Im Kontext der Diagnose von Innenringschäden (Abschnitt 3.1.3) kommt der Lastzone große Bedeutung zu.

3.1.2 Klassifizierung und Ursachen von Lagerschäden

Mit Blick auf die nachfolgende Schadensdiagnose erfolgt die Einteilung der Lagerschäden in der vorliegenden Arbeit nicht nach ihren Ursachen, sondern in Anlehnung an [SHH-04a] nach den Auswirkungen der Beschädigungen auf Messsignale wie Vibration und Strom. Es werden singuläre bzw. diskrete Beschädigungen einerseits und breitbandige bzw. nicht diskrete Lagerschäden andererseits unterschieden.

Typischerweise treten bei singulären Schäden charakteristische Fehlerfrequenzen in Erscheinung. Diese Frequenzen sind abhängig davon, welches Element des Lagers (Außenring, Innenring, Wälzkörper, Käfig) die schadhafte Stelle aufweist. Die jeweilige Schadensfrequenz ist dabei vorhersagbar. Vertiefungen und Splitter bei einem sonst weitgehend unbeschädigten Lager sind häufig anzutreffende Schadensbilder.

Wie sich die charakteristischen Frequenzen für eine Fehlerdetektion durch Frequenzgangbestimmung auswerten lassen, behandelt der nachfolgende Abschnitt 3.1.3.

Nicht diskrete Schäden treten im Gegensatz dazu über die gesamte Oberfläche der Lagerkomponenten auf. Sie äußern sich u.a. beispielsweise durch eine übermäßig raue Oberflächenbeschaffenheit, Welligkeit der Flächen oder Deformation. Ebenso gehören durch Fremdpartikel verunreinigte Lagerungen dieser Schadenskategorie an. Für diese Klasse von Lagerschäden existieren keine diskreten charakteristischen Frequenzen, die als deterministische Indikatoren für einen solchen Fehler dienen könnten. Ihre Auswirkung auf die Spektren der Messsignale ist nicht vorhersehbar und erstreckt sich über einen breiten Frequenzbereich [SHH-04a].

Ursächlich für den klassischen und einzigen „natürlichen“ Lagerschaden ist die Materialermüdung am Ende der Gebrauchsdauer. Obwohl man häufig von „reibungsfreien Lagerungen“ spricht, existiert der Zustand der Reibungsfreiheit faktisch nicht. Bei Wälzlagern treten die verschiedenen Reibeffekte Roll-, Gleit- und Schmierstoffreibung auf. Verschleißerscheinungen durch Reibung wird mittels guter Lagerschmierung entgegengewirkt. Ein Rückgang des Schmierfilms führt bei diesem tribologischen System allerdings zu einem direkten Metall-Metall-Kontakt und somit zu erhöhter Reibung und stärkerem Verschleiß. Durch Abrasion kommt es zu Abspannungen und Deformationen der Kontaktflächen [San-04]. Die entstehenden Partikel dringen zwischen die Wälzkontakte und bewirken eine Erhöhung des Verschleißes sowie eine Verkürzung der Lebensdauer des Maschinenelements. Eine weitere Folgeerscheinung der zunehmenden Reibung ist ein Temperaturanstieg. Steigt die Betriebstemperatur über einen werkstoffabhängigen Grenzwert an, so verändern sich die Materialeigenschaften. Steigende Temperatur senkt die Werkstoffhärte und beeinträchtigt die Funktion des Schmiermittels. Mehr als 50% aller Lagerschäden finden ihre Ursache in fehlerhafter Schmierung und ihren Folgen [OHS-03].

Eine unzureichende Abdichtung der Lagerung begünstigt das Eindringen verschiedener Fremdstoffe. Feste Fremdpartikel verschmutzen den Schmierfilm, fördern Abrasion und hinterlassen beim Überrollen Eindrücke in den Kontaktpartnern. Diese Fremdpartikel besitzen Härtegrade zwischen weich und diamanthart. Auf flüssige Verunreinigungen wie das Eindringen von Wasser, Säure etc. reagieren die Wälzlagereisen mit Korrosion, deren Konsequenz letztlich wieder Verschleiß und Materialabblätterungen sind. Derartige Verschmutzungen zählen ebenso wie die mangelhafte Schmierung zu den verbreiteten Lagerschäden [OHS-03].

Eine weitere Ursache für große Beschädigungen sind Montagefehler. Problematisch sind beispielsweise außermittige Fehlansichtungen, Verkippungen der Ringe, Durchbiegung der Welle infolge von falscher Krafteinwirkung etc. Zu starke axiale Anpresskräfte während der Montage verursachen Eindrücke in Kugeln und Laufflächen. Derartige Schadensbilder treten häufig als Folge von langen Stillstandzeiten unter radialer Last in Erscheinung [Rid-55]. Zusätzliche Vibrationen des Lagers begünstigen diesen Effekt.

Eine große Anzahl an Ausfällen elektrischer Maschinen ist in Lagerströmen begründet, die entweder durch kapazitive Lagerspannungen oder durch Wellenspannungen hervorgerufen werden [EKSS-96]. Wellenspannungen sind induzierte Spannungen in einer niederohmigen Schleife, bestehend aus der Welle, den beiden unterstützenden Lagern, ihren Lagerschilden und dem Gehäuse des Motors [HS-00a]. Verursacher dieser Spannungen sind magnetische Unsymmetrien im Joch der Maschine und der Flussdichte im Luftspalt [HS-00b]. Überschreitet die Wellenspannung einen Grenzwert, ist die isolierende Wirkung der meisten Schmiermittel nicht länger gegeben, so dass sich Zirkulationsströme einstellen.

Bei umrichter gespeisten Antrieben können kapazitiv eingekoppelte Lagerspannungen auftreten, da die parasitären Kapazitäten zwischen den einzelnen Maschinenteilen Statorwicklung, Rotor und Maschinengehäuse oberhalb einer Schaltfrequenz von 1 kHz nicht vernachlässigbar sind [CLF-96]. Zudem bildet der Schmierfilm zwischen den Kugeln und den Lagerringen eine Kapazität. Hohe Schaltfrequenzen und große Spannungsteilheiten du/dt bewirken einen Stromfluss über die genannten Kapazitäten.

3.1.3 Diagnose von Wälzlagerschäden mittels Frequenzgangmessung

Im Rahmen dieser Arbeit wurde untersucht, wie sich Beschädigungen von Lagern im Frequenzgang der Mechanik zuverlässig erkennen lassen, so dass das in Kapitel 2 vorgestellte Verfahren zur Messung des Frequenzgangs über die Systemidentifikation hinaus auch für die Zustandsüberwachung Verwendung finden kann. Wie bereits erläutert, schlägt sich die Beschädigung i. Allg. in verschiedenen physikalischen Größen wie Vibration, Strom, Temperatur etc. nieder. Lagerschäden stellen dynamische Exzentrizitäten dar und verursachen Lastmomentschwankungen [KHH-04]. Beim Überrollen der schadhaften Stellen entsteht ein Störmoment und bei erhöhter Reibung ein zusätzliches Reibmoment. Die zur Frequenzgangbestimmung ermittelte drehmomentbildende Komponente i_q des Statorstroms enthält alle diese Informationen, da sie dem Drehmoment proportional ist. Außerdem spiegelt sich die Beschädigung beim Über-

rollen der Fehlstellen im Drehzahlsignal in Form eines Impulses wider [TD-99]. Die Motoristdrehzahl sowie die drehmomentbildende Statorstromkomponente sind die beiden zur Bestimmung des Frequenzgangs erforderlichen Messgrößen. Da beide gemäß den obigen Ausführungen Informationen über die Beschädigung enthalten, ergibt sich bei der Frequenzgangmessung im Gegensatz zu den in Abschnitt 1.1.2 erörterten Verfahren der Vorteil der zweikanaligen Auswertung. Sie liefert über die Fehlerdetektion hinaus wesentliche unmittelbar zugängliche Informationen über die dynamischen Eigenschaften der Mechanik und ggf. über die Systemparameter, wie beispielsweise Massenträgheitsmomente und Federsteifigkeiten. Die erforderlichen Messgrößen sind durch die Standardsensorik moderner geregelter Antriebe zugänglich, so dass keine weitere Hardware erforderlich ist.

3.1.3.1 Breitbandige Beschädigungen

Wie oben bereits erwähnt, bewirken Oberflächenrauigkeiten oder ins Lager eingedrungene Fremdpartikel beim Überrollen dieser Unebenheiten eine radiale Bewegung im Lager, die gemäß den vorangegangenen Erläuterungen als Störmoment aufzufassen ist. Trägt man nun dem Umstand Rechnung, dass sich solche Beschädigungen breitbandig auf die Signalspektren auswirken [SHH-04a], so gelangt man durch Berücksichtigung eines stochastischen Lastmoments zu folgendem Blockschaltbild:

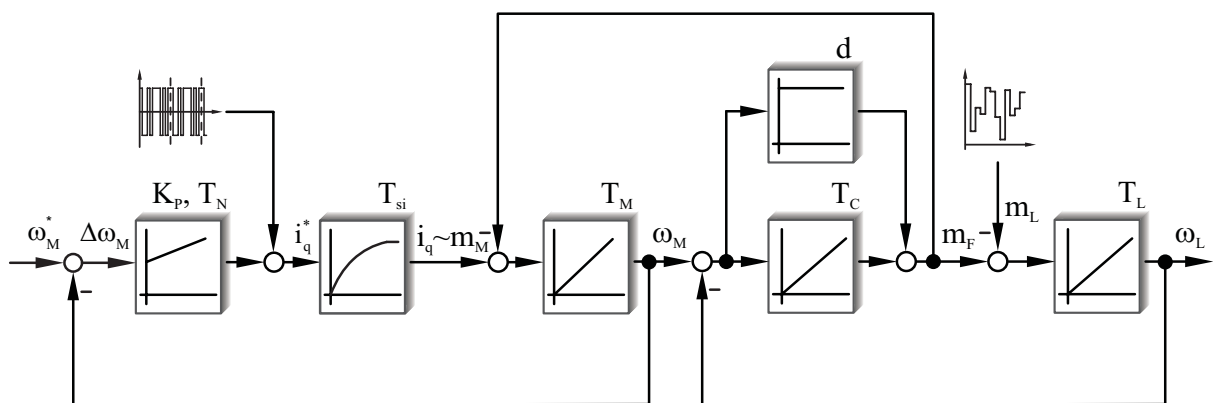


Bild 3.5: Blockschaltbild des geschlossenen Drehzahlregelkreises mit Einkopplung eines breitbandigen Lastmomentsignals $m_L(t)$

Die Simulation eines ZMS mit breitbandigem Lagerschaden basierend auf obigem Blockschaltbild liefert die in Bild 3.6 dargestellte Kurve, aus der ersichtlich wird, dass die Erkennung von nicht diskreten Lagerschäden auf diese Weise möglich ist. Wie bereits erwähnt, sollte das in Bild 3.6 dargestellte Ergebnis nicht als Frequenzgang im Sinne der Definition bezeichnet werden. Außerdem ist in Bild 3.6 der Referenzamplitudengang des defektfreien Systems zu sehen. Die während der Simulation aufge-

zeichneten Signale wurden in gleicher Weise wie beim unbeschädigten ZMS mit Hilfe der Welch-Methode verarbeitet. Der Vergleich der beiden Kurven zeigt deutliche Unterschiede, die ihre Ursache ausschließlich in der Beschädigung des Lagers haben.

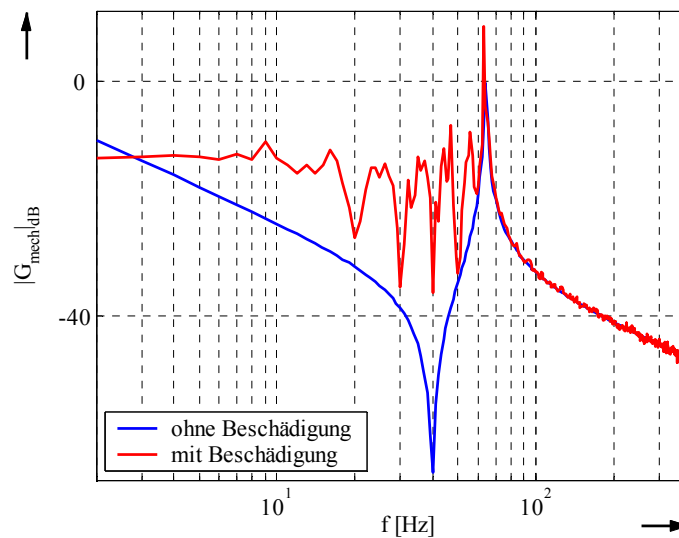


Bild 3.6: Amplitudengang des defektfreien ZMS und entsprechender Kurvenverlauf für den ZMS mit breitbandiger Lagerbeschädigung, $n_M^* = 200 \text{ min}^{-1}$

Da insbesondere auch bei den nachfolgend behandelten singulären Beschädigungen die Information über den Lagerdefekt besonders im Amplitudengang gut sichtbar ist, wird für alle weiteren Simulations- und Messergebnisse die Lagerüberwachung betreffend der Phasenverlauf nicht dargestellt.

3.1.3.2 Singuläre Beschädigungen

Gemäß [RM-01] und [Ben-87] betreffen 90% aller Lagerdefekte Beschädigungen am Außen- oder Innenring. Deshalb konzentrieren sich die Untersuchungen in der vorliegenden Arbeit auf diese beiden wichtigen Fälle. Singuläre Beschädigungen sind ein oder mehrere klar lokalisierbare und begrenzte Defekte an einer der Wälzlagerkomponenten, hervorgerufen durch sämtliche der oben beschriebenen Ursachen [SHH-06]. Das Überrollen einer derartig schadhafte Stelle führt ebenfalls zur Radialbewegung des Lagers und zu einem Stoßimpuls. Da bei jedem Kontakt einer Kugel mit einem solchen Schaden ein Stoß entsteht, zeichnen sich die singulären Beschädigungen durch eine Periodizität aus, die ihre Auswirkungen und damit die Diagnose im Gegensatz zu den breitbandigen Beschädigungen deterministisch werden lässt. Das so entstehende periodische Drehmoment sowie der Drehzahlimpuls beim Überrollen der Fehlerstelle [Wol-02] ermöglichen eine Diagnose solcher Schäden durch Frequenzgangmessung.

Die Periodizität, mit der ein solcher Schaden erscheint, die sog. charakteristische Frequenz des Schadens, ist das maßgebliche Auswertekriterium für die Diagnose der singulären Schäden.

Befindet sich die schadhafte Stelle am Außenring des Lagers, so entsteht bei jedem Überrollen des Schadens ein Stoßimpuls I , der eine Funktion der Zeit $I = f(t)$ ist. Bild 3.7 verdeutlicht die Impulsbildung infolge des Außenringschadens für drei aufeinander folgende Kugeln. Der Ort der Beschädigung ist dabei durch ein schwarzes Dreieck gekennzeichnet.

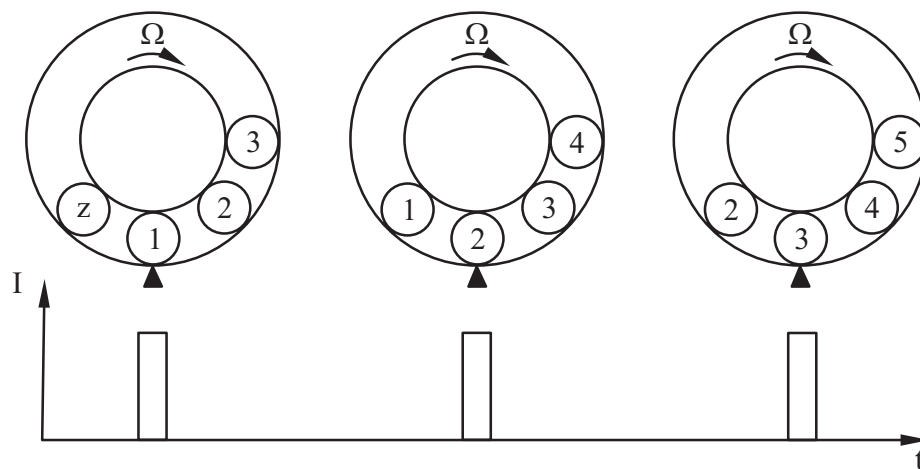


Bild 3.7: Stoßimpulserzeugung bei einem Außenringschaden

Pro Käfigumdrehung überrollt jede Kugel einmal die schadhafte Stelle. Die Herleitung der charakteristischen Überrollfrequenzen für Außen- und Innenringschaden erfolgt ausgehend von den geometrischen Abmessungen des Lagers einschließlich des Belastungswinkels θ und der Anzahl der Wälzkörper z sowie den kinematischen Verhältnissen, die anhand von Bild 3.2 bereits erörtert worden sind. Die mechanische Winkelgeschwindigkeit des Käfigs Ω_k lässt sich als mechanische Winkelgeschwindigkeit der Rollkörpermitte und damit als arithmetischer Mittelwert der Geschwindigkeiten an den Kontaktflächen der Kugeln mit den beiden Ringen unter Berücksichtigung des Käfigradius r_k berechnen:

$$\Omega_k = \frac{v_k}{r_k} = \frac{v_i + v_a}{2 \cdot r_k} = \frac{v_i + v_a}{d_k} \quad (3.7)$$

Mit den Zusammenhängen für die Geschwindigkeiten von Außen- und Innenring v_a und v_i

$$v_i = \Omega_i \cdot r_i = \Omega_i \cdot \left(r_k - \frac{d_w \cdot \cos(\theta)}{2} \right) \quad (3.8)$$

und

$$v_a = \Omega_a \cdot r_a = \Omega_a \cdot \left(r_k + \frac{d_w \cdot \cos(\theta)}{2} \right) \quad (3.9)$$

erhält man folgende Gleichung zur Bestimmung der Winkelgeschwindigkeit des Käfigs:

$$\Omega_k = \frac{1}{d_k} \left[\Omega_i \cdot \left(\frac{d_k - d_w \cdot \cos(\theta)}{2} \right) + \Omega_a \cdot \left(\frac{d_k + d_w \cdot \cos(\theta)}{2} \right) \right] \quad (3.10)$$

Für die Überrollfrequenz eines Schadens am Außenring bei z Kugeln ergibt sich allgemein folgende charakteristische Frequenz [LCTH-00]:

$$\begin{aligned} \Omega_{AR} &= z \cdot |\Omega_k - \Omega_a| \\ &= z \cdot \left| \frac{1}{d_k} \cdot \left[\Omega_i \cdot \frac{d_k - d_w \cdot \cos(\theta)}{2} + \Omega_a \cdot \frac{d_k + d_w \cdot \cos(\theta)}{2} \right] - \Omega_a \right| \\ &= \frac{z}{2} \cdot \left| (\Omega_i - \Omega_a) \cdot \left(1 - \frac{d_w}{d_k} \cdot \cos(\theta) \right) \right| \end{aligned} \quad (3.11)$$

Angewendet auf den Innenring erhält man die Überrollfrequenz eines Defekts allgemein zu:

$$\begin{aligned} \Omega_{IR} &= z \cdot |\Omega_k - \Omega_i| \\ &= z \cdot \left| \frac{1}{d_k} \cdot \left[\Omega_i \cdot \frac{d_k - d_w \cdot \cos(\theta)}{2} + \Omega_a \cdot \frac{d_k + d_w \cdot \cos(\theta)}{2} \right] - \Omega_i \right| \\ &= \frac{z}{2} \cdot \left| (\Omega_i - \Omega_a) \cdot \left(1 + \frac{d_w}{d_k} \cdot \cos(\theta) \right) \right| \end{aligned} \quad (3.12)$$

Unter der Annahme, dass der Außenring im Antriebsstrang fixiert ist, also $\Omega_a = 0$ und sich der Innenring mit der mechanischen Drehfrequenz $\Omega_i = \Omega_n$ dreht, ergibt sich fol-

gende Vereinfachung für die obigen Gleichungen, die die charakteristischen Frequenzen beschreiben [OHS-03]:

$$f_{AR} = \frac{\Omega_{AR}}{2\pi} = \frac{z}{2} \cdot \frac{\Omega_n}{2\pi} \cdot \left(1 - \frac{d_w}{d_k} \cos(\theta)\right) \quad (3.13)$$

$$f_{IR} = \frac{\Omega_{IR}}{2\pi} = \frac{z}{2} \cdot \frac{\Omega_n}{2\pi} \cdot \left(1 + \frac{d_w}{d_k} \cos(\theta)\right) \quad (3.14)$$

Die charakteristischen Überrollfrequenzen f_{AR} und f_{IR} hängen also von der konstanten mechanischen Winkelgeschwindigkeit Ω_n des Motors ab. Dadurch besteht die Möglichkeit, im Falle umrichtergespeister Antriebe, die charakteristischen Fehlerfrequenzen günstig im Frequenzgang zu positionieren. Im Zuge der experimentellen Arbeiten hat sich herausgestellt, dass die Fehlerfrequenzen besonders im Bereich der Antiresonanzfrequenz im Amplitudengang des mechanischen Systems $G_{\text{mech}}(j\omega)$ sehr deutlich in Erscheinung treten [VP-07].

Soll die Berechnung der charakteristischen Fehlerfrequenzen mit Hilfe der Gleichungen (3.13) und (3.14) erfolgen, sind die Kenntnisse über Lagerdimensionen und Druckwinkel notwendig. Sollten diese Informationen nicht zur Verfügung stehen, so können für ein Kugellager mit acht bis zwölf Kugeln folgende Näherungsformeln zur Anwendung kommen [Ben-00]:

$$\tilde{f}_{AR} = 0,4 \cdot z \cdot \frac{\Omega_n}{2\pi} \quad (3.15)$$

$$\tilde{f}_{IR} = 0,6 \cdot z \cdot \frac{\Omega_n}{2\pi} \quad (3.16)$$

Neben den charakteristischen Fehlerfrequenzen f_{AR} und f_{IR} können außerdem deren Vielfache auftreten [Har-00]. Die Beschädigungen werden im Spektrum bzw. im Amplitudengang dann durch folgende schadenkennzeichnende Frequenzen erkannt:

$$f_{S,AR}(v) = f_{S,AR,v} = v \cdot f_{AR} \quad (3.17)$$

$$f_{S,IR}(v) = f_{S,IR,v} = v \cdot f_{IR}, \quad v = 1, 2, 3, \dots \quad (3.18)$$

Ob diese Vielfachen tatsächlich vorkommen, hängt vom Grad der Beschädigung ab.

Für einen Außenringschaden ergibt sich bei einem Drehzahlsollwert $n_M^* = 200 \text{ min}^{-1}$ unter Verwendung der Daten des Lagers gemäß des Anhangs mit $\theta = 0^\circ$ f_{AR} zu

$$f_{AR} = \frac{9}{2} \cdot \frac{200}{60\text{s}} \cdot \left(1 - \frac{8,7 \text{ mm}}{46 \text{ mm}}\right) = 12,16 \text{ Hz}. \text{ Das Simulationsergebnis, das Lastmomentimpulse gemäß Bild 3.7 mit einer Frequenz von 12 Hz berücksichtigt, zeigt für diesen Drehzahlsollwert folgenden Amplitudengang in Bild 3.8:}$$

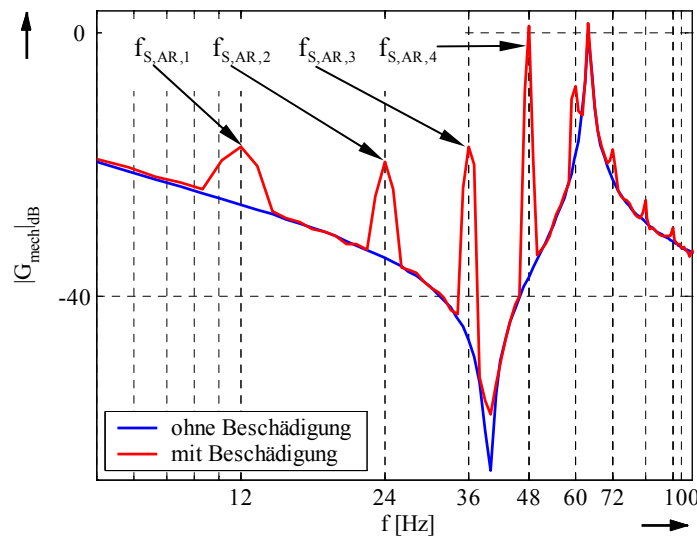


Bild 3.8: Amplitudengang des defektfreien ZMS und entsprechender Kurvenverlauf für den ZMS mit Außenringschaden, $n_M^* = 200 \text{ min}^{-1}$

Bild 3.8 zeigt das Simulationsergebnis für den Fall einer Beschädigung des äußeren Laufrings. Ähnlich wie bei Bild 3.6 wird für die erhaltene Kurve des beschädigten Systems der Begriff Frequenzgang bewusst vermieden. In Bild 3.8 wird eine signifikante Abweichung zwischen den beiden dargestellten Kurven bei $f_{AR} = f_{S,AR}$ ($\nu = 1$) = 12 Hz deutlich. Weitere signifikante Unterschiede sind bei den Vielfachen dieser Frequenz gemäß (3.17) festzustellen, so dass der Außenringschaden eindeutig erkannt wird. Die charakteristische Fehlerfrequenz sowie die ersten drei Vielfachen sind auf- bzw. abgerundet in Bild 3.8 mit Pfeilen kenntlich gemacht. Die Beschriftung der Frequenzachse ist so gewählt, dass die auftretenden Frequenzstellen benannt sind. Die experimentellen Untersuchungen in Kapitel 5 zeigen, dass diese Vorgehensweise für einen realen Außenringschaden erfolgreich ist, unabhängig davon, ob sich das defekte Lager auf der Motor- oder der Lastseite befindet.

Die Untersuchung von Beschädigungen des Außenrings findet in der Literatur bei weitem die größte Beachtung, da diese Schäden vergleichsweise leicht realisierbar sind und ein stark ausgeprägtes Fehlersignal liefern. Eine vergleichbar große Beschädigung

am Innenring ruft wesentlich kleinere Amplituden hervor. Die Diagnose der im Folgenden zur Betrachtung kommenden Innenringschäden ist aus diesem Grund in der Literatur seltener anzutreffen [OHS-03].

In den meisten praktischen Anwendungen ist der Außenring fixiert, während der Innenring mit der drehenden Welle verbunden ist, so dass dieser mit der mechanischen Drehfrequenz f_n rotiert. Liegt am Innenring ein singulärer Schaden vor, so rotiert auch dieser relativ zur Geschwindigkeit des Käfigs über die Kugeln hinweg. Somit kommt es auch hier bei jedem Überrollvorgang des Schadens zu einem impulsartigen Störmoment. Im Gegensatz zum Außenringschaden macht sich beim rotierenden Innenring der Einfluss der in Abschnitt 3.1.1 erörterten Lastzone deutlich bemerkbar. Die schadhafte Stelle rotiert periodisch durch die Lastzone hindurch, so dass die Intensität des Stoßimpulses je nach Position des Schadens unterschiedlich stark moduliert wird [SHH-06]. Diese Amplitudenmodulation ist in Bild 3.9 veranschaulicht und bewirkt die Ausbildung von Seitenbändern um f_{IR} und deren ganzzahlige Vielfache. Da die defekte Stelle einmal pro mechanische Umdrehung in die Lastzone eindringt, liegen die entstehenden Seitenbänder im Abstand

$$\Delta f_{SB} = f_n, \quad (3.19)$$

also der mechanischen Drehfrequenz des Innenrings. In Bild 3.9 ist die beschädigte Stelle wieder durch ein schwarzes Dreieck symbolisiert.

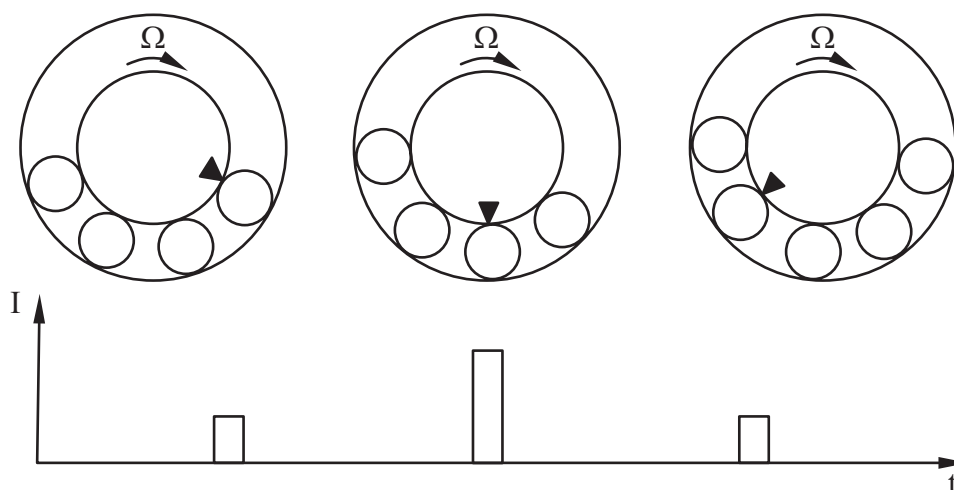


Bild 3.9: Amplitudenmodulation der Schadensintensität bei einem Innenringschaden

Für die Simulation des Innenringschadens bedeutet dies, dass das Lastmomentsignal $m_L(t)$ aus periodischen Impulsen gebildet wird, die einer von der Drehzahl abhängigen Amplitudenmodulation zu unterziehen sind. In Anlehnung an [SHH-06], wo hier-

zu ein Hamming-Fenster Verwendung findet, wird bei der vorliegenden Arbeit die positive Halbwelle eines Sinussignals mit der Frequenz f_n mit Impulsen konstanter Amplitude multipliziert. Bild 3.10a zeigt für $n_M^* = 200 \text{ min}^{-1}$ die Impulse im zeitlichen

$$\text{Abstand } \frac{1}{\tilde{f}_{\text{IR}}} = \frac{1}{0,6 \cdot 9 \cdot \frac{200}{60 \text{s}}} = 56 \text{ ms}.$$

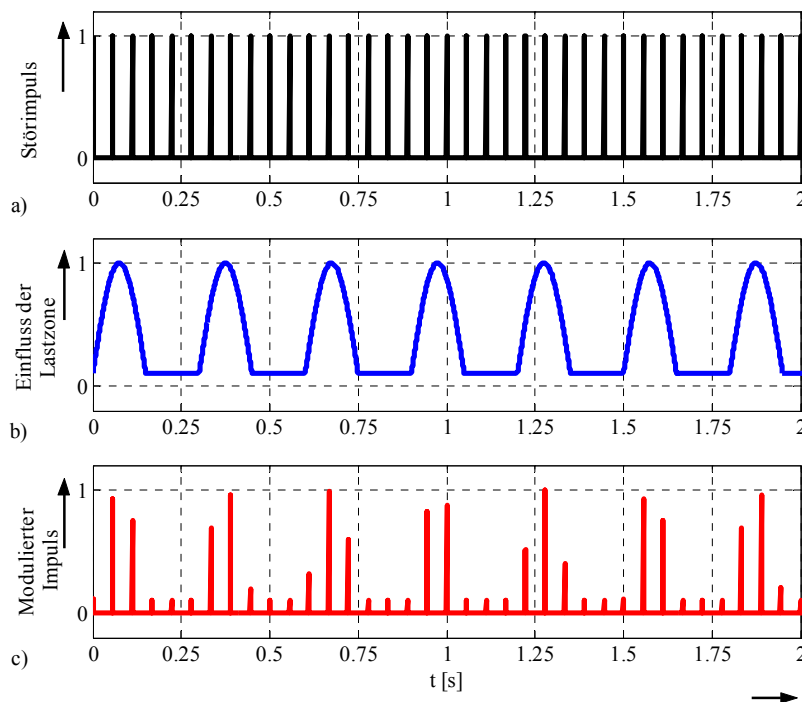


Bild 3.10: Modulation des Störmoments beim Innenringschaden
a) Störimpulse durch die Überrollung der Schadensstelle
b) Einfluss der Lastzone
c) Unter Berücksichtigung der Lastzone modulierte Störimpulse

Bild 3.10b macht den Einfluss der Lastzone deutlich. Der hier eingestellte Offset von 10 % bewirkt, dass auch während der Dauer der fehlenden negativen Sinushalbperiode, also außerhalb der Lastzone, Störimpulse in das System eingekoppelt werden. In Bild 3.10c sind schließlich die resultierenden Störimpulse dargestellt.

Bei Einkopplung dieser modulierten Impulse liefert die Simulation das Ergebnis in Bild 3.11. Hier werden wieder der Amplitudengang des unbeschädigten ZMS sowie die entsprechende Kurve, die man erhält, wenn man die Welch-Methode auf die aus der Simulation gewonnenen Zeitsignale anwendet, gezeigt.

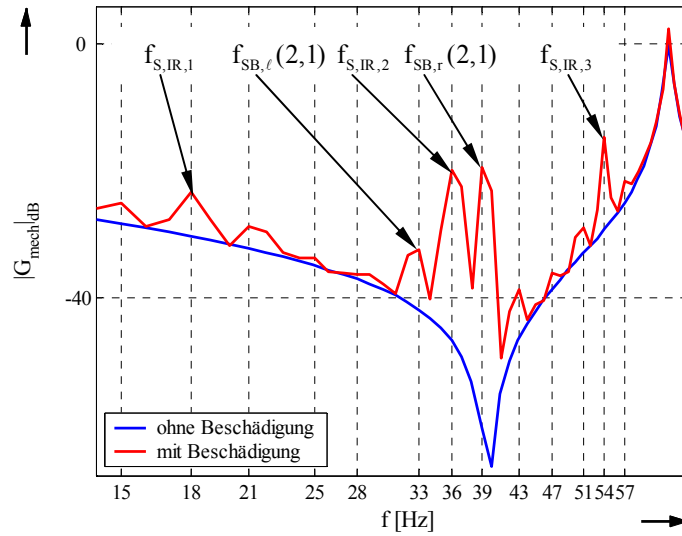


Bild 3.11: Simulationsergebnis für Innenringschaden, $n_M^* = 200 \text{ min}^{-1}$

An der charakteristischen Frequenzstelle $f_{\text{IR}} = \frac{9}{2} \cdot \frac{200}{60 \text{ s}} \cdot \left(1 + \frac{8,7 \text{ mm}}{46 \text{ mm}}\right) \approx 18 \text{ Hz}$ ist die

Abweichung zwischen der simulierten Kurve (rot) im Gegensatz zur Referenzkurve (blau) klar ersichtlich. Im dargestellten Bereich sind zur charakteristischen Frequenz auch deren Vielfache zu erkennen, so dass die Frequenzstellen bei $f_{\text{S,IR},1} = 18 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,IR},2} = 2 \cdot f_{\text{IR}} = 36 \text{ Hz}$ und $f_{\text{S,IR},3} = 3 \cdot f_{\text{IR}} = 54 \text{ Hz}$ signifikant von der Referenzkurve abweichen. Das Simulationsergebnis in Bild 3.11 bestätigt zudem die Ausbildung der Seitenbänder um die charakteristische Frequenz und ihre Harmonischen. Für

$n_M^* = 200 \text{ min}^{-1}$ berechnet sich der Abstand gemäß (3.19) zu $\Delta f_{\text{SB}} = \frac{200}{60 \text{ s}} = 3,3 \text{ Hz}$.

Somit ergeben sich die Frequenzstellen für das linke Seitenband $f_{\text{SB},\ell}$ und seine evtl. auftretenden λ Vielfachen um die charakteristische Frequenz oder ihre Harmonischen zu

$$f_{\text{SB},\ell}(v, \lambda) = f_{\text{S,IR}}(v) - \lambda \cdot \Delta f_{\text{SB}}, \quad v = 1, 2, 3, \dots, \quad \lambda = 1, 2, 3, \dots \quad (3.20)$$

Mögliche Seitenbänder rechts der charakteristischen Frequenz und ihrer Vielfachen entstehen entsprechend an den Frequenzstellen

$$f_{\text{SB},r}(v, \lambda) = f_{\text{S,IR}}(v) + \lambda \cdot \Delta f_{\text{SB}}, \quad v = 1, 2, 3, \dots, \quad \lambda = 1, 2, 3, \dots \quad (3.21)$$

Ein großer Teil dieser Seitenbänder ist in Bild 3.11 zu erkennen:

$$f_{\text{SB},\ell}(1,1) = 14,7 \text{ Hz}, f_{\text{SB},r}(1,1) = 21,3 \text{ Hz}, f_{\text{SB},r}(1,2) = 24,7 \text{ Hz}, f_{\text{SB},r}(1,3) = 28 \text{ Hz},$$

$$f_{\text{SB},\ell}(2,1) = 32,7 \text{ Hz}, f_{\text{SB},r}(2,1) = 39,3 \text{ Hz}, f_{\text{SB},r}(2,2) = 42,7 \text{ Hz}, f_{\text{SB},\ell}(3,2) = 47,4 \text{ Hz},$$

$$f_{\text{SB},\ell}(3,1) = 50,7 \text{ Hz}, f_{\text{SB},r}(3,1) = 57,3 \text{ Hz}$$

Einige dieser Stellen sind auf- bzw. abgerundet ebenso wie die charakteristische Frequenz und ihre Vielfachen in Bild 3.11 mit Pfeilen kenntlich gemacht. Die Beschriftung der Frequenzachse ist so gewählt, dass sämtliche der hier aufgelisteten Frequenzstellen deutlich werden. Die klar erkennbaren Unterschiede an deterministischen Stellen zwischen der Frequenzgangkurve des fehlerbehafteten Systems und dem Referenzfrequenzgang machen deutlich, dass die Diagnose von Beschädigungen am Innenring gelingt.

Die in diesem Kapitel gemachten theoretischen Aussagen und Simulationen über die Diagnose von Lagerschäden werden in Kapitel 5 durch Ergebnisse, die an einem Prüfstand experimentell gewonnen wurden, bestätigt.

3.2 Identifikation losebehafteter Antriebe

Lose tritt sehr häufig in mechanischen Verbindungselementen, z.B. in Getrieben, Gelenken und Kupplungen auf [Bra-89]. Die Kenntnis über das Vorhandensein und ggf. über die genaue Größe der Lose ist sowohl mit Blick auf die Zustandsüberwachung als auch in regelungstechnischer Hinsicht von Bedeutung.

3.2.1 Modellierung losebehafteter Antriebssysteme

Bei der Nachbildung von Systemen sind die dynamischen Eigenschaften der einzelnen Systemkomponenten zu berücksichtigen. Jedoch ist es i. Allg. hinsichtlich des mathematischen Aufwands nicht sinnvoll, sämtliche dynamischen Eigenschaften aller Elemente einzeln zu beschreiben. Die Vorgehensweise bei der Modellierung losebehafteter Antriebssysteme gestaltet sich so, dass die dynamischen Eigenschaften in Ersatzelementen konzentriert werden. So wird beispielsweise das gesamte Spiel eines mehrstufigen Getriebes als eine einzige Lose aufgefasst und modelliert. Dabei ist es in der Regel unerheblich, wie sich das Gesamtspiel auf einzelne Getriebeübersetzungen verteilt.

Bild 3.12 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines losebehafteten Antriebs. Antriebsmaschine und Last sind über eine Torsionswelle und ein Getriebe miteinander gekoppelt. Die Lose tritt in Bild 3.12 am Zahnradgetriebe in Erscheinung.

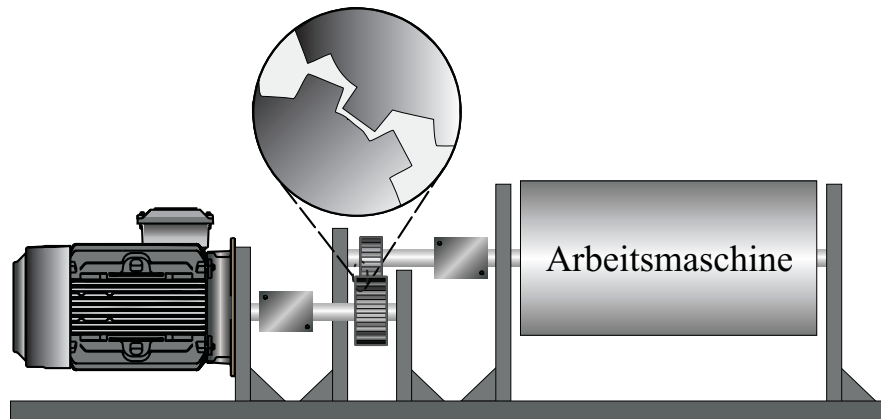


Bild 3.12: Losebehaftetes Antriebssystem

In Bild 3.13 ist analog zur Betrachtung linearer Zweimassensysteme aus Bild 3.12 dargestellt. Die Torsionswelle wird wieder durch ein Feder-Dämpfer-System modelliert. Zur Vermeidung allzu großer Komplexität wird angenommen, dass es sich bei der Ankopplung des Motors an das Getriebe verglichen mit der Ankopplung des Getriebes an die Last um eine nahezu starre Verbindung handelt und dass das Massenträgheitsmoment des Getriebes vernachlässigbar ist. Andernfalls wäre das System als losebehafteter Dreimassenschwinger mit zwei Torsionswellen zu beschreiben.

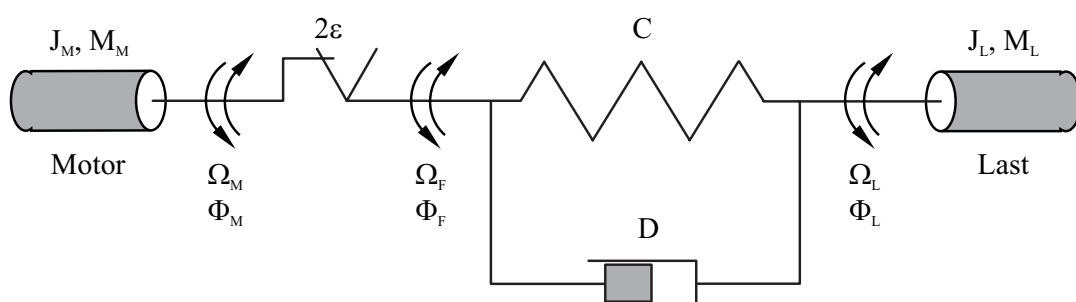


Bild 3.13: Modell einer elastischen Verbindung mit Lose

- J_M polares Trägheitsmoment des Antriebs
- J_L polares Trägheitsmoment der Lastmaschine
- M_M Drehmoment der Antriebsmaschine
- M_L Lastmoment

- Φ_M Winkelposition des Motors
- Φ_L Winkelposition der Lastmaschine
- Φ_F Winkelposition der Torsionswelle hinter der Lose
- 2ε Loseweite
- C Federkonstante
- D die innere Dämpfung der Feder

Das Blockschaltbild in Bild 3.14 zeigt das Modell des losebehafteten mechanischen Antriebssystems. Das Getriebeispiel 2ε wird durch ein Tote Zone Element repräsentiert [Sch-00], [Str-99].

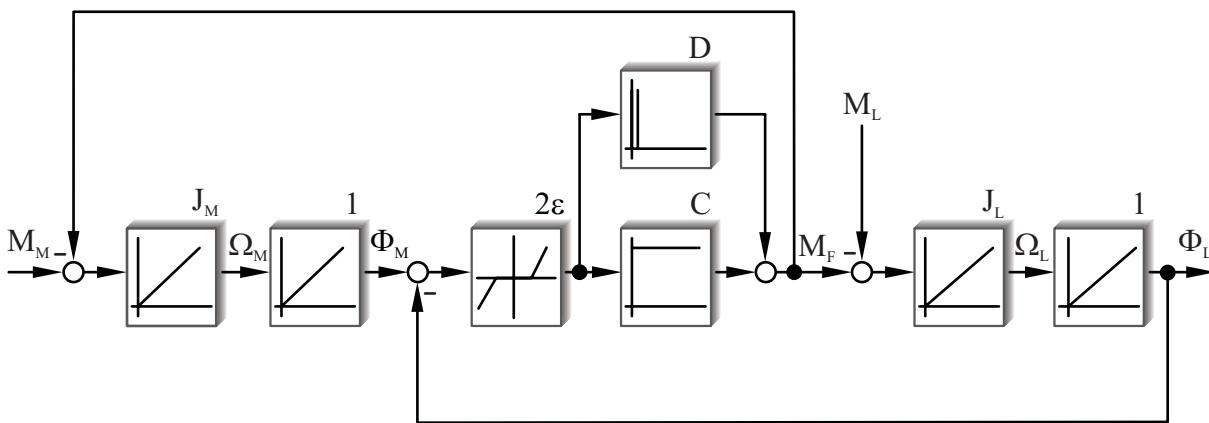


Bild 3.14: Blockschaltbild der losebehafteten Mechanik

Die Gleichung für das übertragene Drehmoment ist im Gegensatz zu den Betrachtungen der linearen Mechanik jetzt eine nichtlineare Funktion des Getriebe-Torsionswinkels $\Delta\Phi = \Phi_M - \Phi_L$ und der Torsionswinkelgeschwindigkeit

$$\frac{d(\Delta\Phi)}{dt} = \Delta\omega \text{ gemäß (3.22).}$$

$$M_F = \begin{cases} C \cdot (\Phi_M - \Phi_L - \varepsilon) + D \cdot (\dot{\Phi}_M - \dot{\Phi}_L) & \text{für } \Phi_M - \Phi_L > \varepsilon \\ 0 & \text{für } -\varepsilon \leq \Phi_M - \Phi_L \leq \varepsilon \\ C \cdot (\Phi_M - \Phi_L + \varepsilon) + D \cdot (\dot{\Phi}_M - \dot{\Phi}_L) & \text{für } \Phi_M - \Phi_L < -\varepsilon \end{cases} \quad (3.22)$$

Die Übertragung eines Moments durch ein Getriebe ist nur dann möglich, wenn die Getriebezüge im Eingriff sind, d.h. wenn Kraftschluss vorliegt [Kli-66]. Befindet sich der Antrieb in der toten Zone, wird kein Moment zur Arbeitsmaschine übertragen. In

diesem Fall sind Motor- und Lastseite voneinander entkoppelt. Hierin wird die amplitudenabhängige, strukturumschaltende Wirkung der Lose deutlich.

Die Kennlinie des Tote Zone Elements zeichnet sich durch eine Totzone im Bereich Null aus. Darüber hinaus ist sie linear [Kna-94]. Die Wirkung der Toten Zone wird in Bild 3.15 ersichtlich. Aus dem Blockschaltbild (Bild 3.14) der Mechanik und der schematischen Darstellung in Bild 3.13 geht folgende physikalische Zuordnung für Ein- und Ausgangssignal des nichtlinearen Kennlinienglieds hervor: Das Eingangssignal ist die Differenz von Motor- und Lastposition $\Phi_M - \Phi_L$. Das Ausgangssignal liefert die Position der Torsionswelle hinter der Lose Φ_F . Regt man das nichtlineare Kennlinienglied mit einer Sinusfunktion an, so ergibt sich die in Bild 3.15 dargestellte Ausgangsfunktion, die zwar gegenüber dem Eingangssignal dieselbe Phasenlage und Frequenz aufweist, jedoch nicht mehr sinusförmig verläuft [RZ-02].

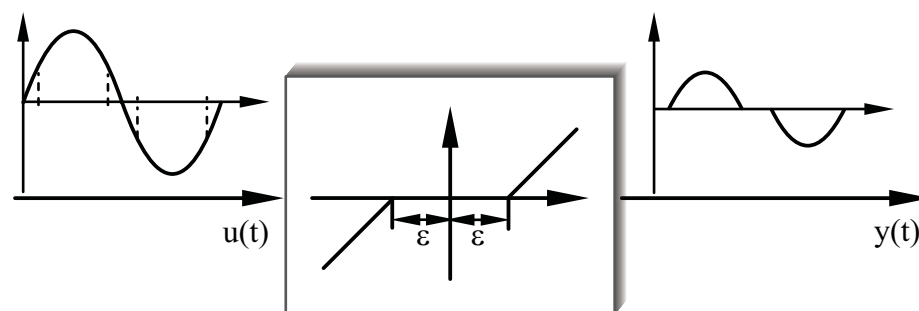


Bild 3.15: Wirkung der nichtlinearen Tote Zone Kennlinie

Die mathematische Beschreibung der Kennlinie lautet

$$\Phi_F = \begin{cases} (\Phi_M - \Phi_L - \varepsilon) & \text{für } \Phi_M - \Phi_L > \varepsilon \\ 0 & \text{für } -\varepsilon \leq \Phi_M - \Phi_L \leq \varepsilon \\ (\Phi_M - \Phi_L + \varepsilon) & \text{für } \Phi_M - \Phi_L < -\varepsilon \end{cases}, \quad (3.23)$$

wobei die Steigung der Kennlinie $\frac{\Delta\Phi_F}{\Delta(\Phi_M - \Phi_L)} = 1$ ist.

Das Kennlinienelement gemäß Bild 3.15 erfüllt die beiden Linearitätsbedingungen der Verstärkung und der Überlagerung nicht für beliebig wählbare Eingangsgrößen $u(t)$ [LW-00]. Eine alternative, aber völlig gleichwertige Nachbildung der Lose zeigt Bild 3.16. Die dort verwendete Begrenzungskennlinie ist in der Literatur ebenfalls gebräuchlich [Str-99].

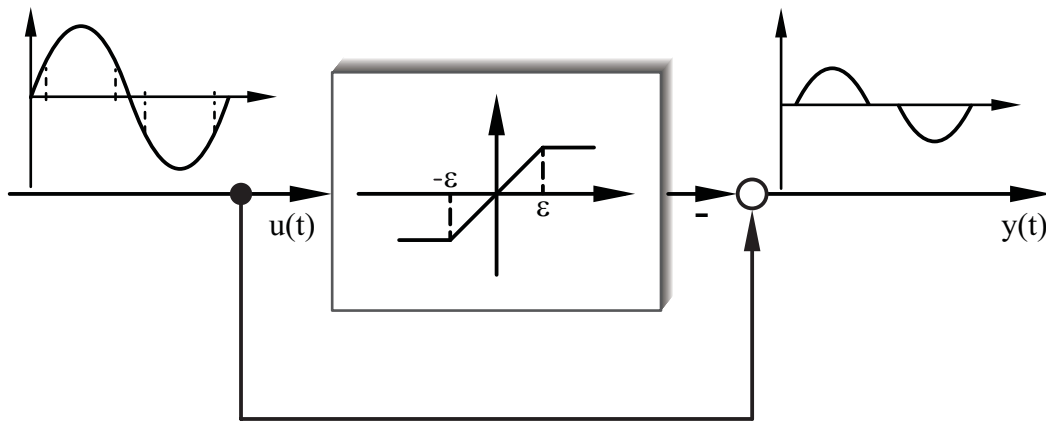


Bild 3.16: Modellierung der Lose durch Begrenzungskennlinie

3.2.2 Einfluss der Lose auf die Frequenzgangmessung

Bekanntlich hat Lose eine erhebliche Auswirkung auf das Regelverhalten eines Antriebs und auf die Prozessgüte. Aus diesem Grund ist die frühzeitige Erkennung einer i. Allg. wachsenden Lose von zentraler Bedeutung für die Überwachung und Instandhaltung von Antrieben. Für die Zustandsüberwachung ist die exakte Größe des Spiels nicht unbedingt von Bedeutung. Vielfach würde es ausreichen zu wissen, ob sich die Loseweite vergrößert hat bzw. ob sie einen gewissen kritischen Wert überschritten hat. Mit dem Ziel, die Veränderung der Lose erkennen zu können, behandelt dieser Abschnitt die Untersuchung, wie sich die Vergrößerung der Lose bei der Frequenzgangmessung feststellen lässt, um das Verfahren für Diagnosezwecke einsetzen zu können. Die Untersuchungen zur Frequenzgangmessung an der Laboranlage mit einstellbarer Loseweite (s. Kapitel 5.5.1) machen deutlich, in welchen Grenzen für die Lose die Frequenzgangbestimmung und die daran anschließende Bestimmung der linearen Systemparameter tatsächlich gelingt.

Da die Lose nichtlineares Verhalten aufweist und der Frequenzgang ausschließlich für lineare Systeme definiert ist, kann man erwarten, einen Indikator für das Vorhandensein einer signifikanten Lose zu finden.

Gemäß den Arbeiten von Ahrens und Raatz [AR-73] sowie Turschner [Tur-02], die sich ebenfalls mit losebehafteten Antrieben auseinandersetzen, ergibt sich eine Verschiebung der Resonanzfrequenz des mechanischen Systems nach links auf Grund der Lose. Für die Betrachtungen im offenen Regelkreis approximieren Ahrens und Raatz die komplexe Nichtlinearität der Lose in einem Arbeitspunkt durch eine Ursprungsgerade mit der Steigung K_L . Bild 3.17 macht die Vorgehensweise zur Linearisierung der nichtlinearen Tote Zone Kennlinie in einem Arbeitspunkt deutlich.

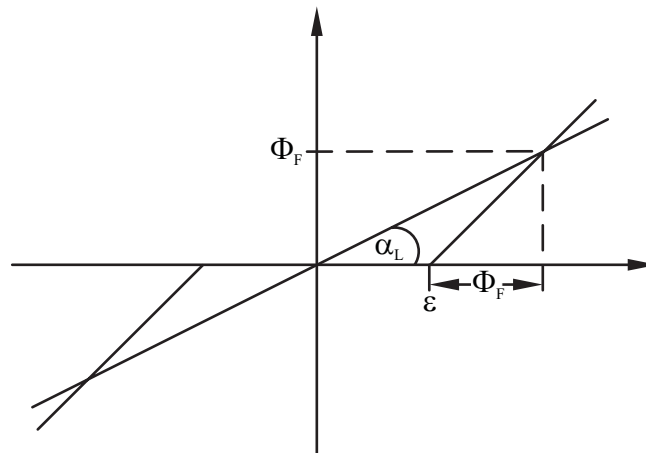


Bild 3.17: Linearisierung der Tote Zone Kennlinie durch eine Ursprungsgerade in einem Arbeitspunkt

Für die Steigung der Ursprungsgeraden ergibt sich aus der Geometrie in Bild 3.17 unter Beachtung des gleichschenkligen Dreiecks die Beziehung

$$K_L = \tan(\alpha_L) = \frac{\Phi_F}{\varepsilon + \Phi_F}. \quad (3.24)$$

Im Führungsfrequenzgang des offenen Regelkreises wirkt sich die Lose bzw. die veränderliche Verstärkung K_L in einer variablen Eigenfrequenz aus. Die veränderliche Lage der Resonanzfrequenz ω'_{res} kann gemäß [AR-73] wie folgt angegeben werden:

$$\omega'_{\text{res}} = \omega_{\text{res}} \cdot \sqrt{K_L} \quad (3.25)$$

Damit ergibt sich für den Frequenzversatz $\Delta\omega_{\text{res}}$ die Beziehung

$$\Delta\omega_{\text{res}} = \omega_{\text{res}} - \omega'_{\text{res}}. \quad (3.26)$$

Für spielfreie Antriebe gilt $\alpha_L = 45^\circ$ bzw. $K_L = 1$.

Bevor es möglich ist, bzgl. der Verschiebung $\Delta\omega_{\text{res}}$ Aussagen zu treffen, ist zu untersuchen, in welchen Grenzen die Frequenzgangmessung trotz vorhandener Lose überhaupt möglich ist.

Anhand von Simulationen zeigt sich, dass das Gelingen der Frequenzgangbestimmung letztlich von der Testsignalamplitude \hat{u} und der Größe der Lose 2ε abhängt. Je größer 2ε ist, desto größer muss \hat{u} gewählt werden, da sonst nicht mehr jede Flanke des PRBS zur Lastseite übertragen wird. Die motorseitige Teilkupplung verharrt sonst teilweise in der toten Zone, wodurch viel Information verloren geht.

Die in Bild 3.18 gezeigten Simulationsergebnisse machen diese Abhängigkeit zwischen 2ε und \hat{u} deutlich.

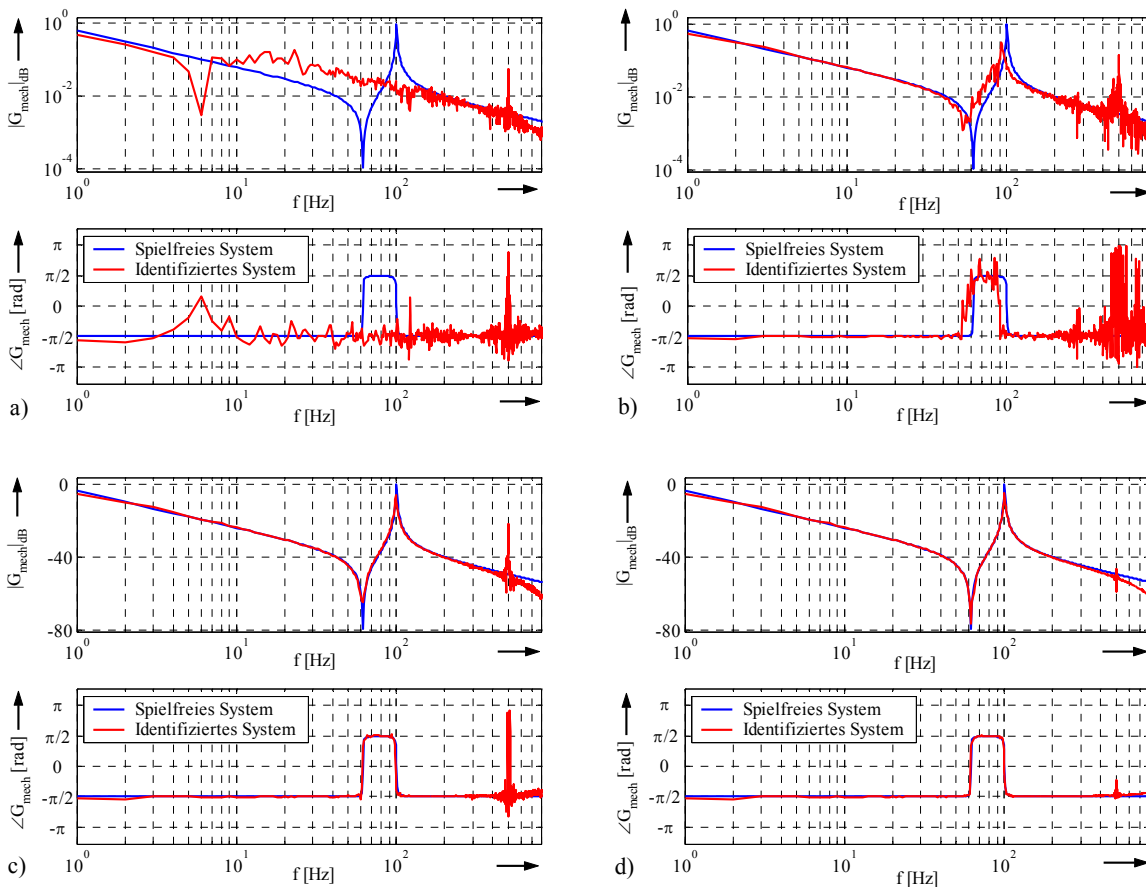


Bild 3.18: Simulationsergebnisse einer Frequenzgangmessung eines losebehafteten ZMS

- a) $\hat{u} = 1$ pu, $2\varepsilon = 5^\circ$
- b) $\hat{u} = 100$ pu, $2\varepsilon = 5^\circ$
- c) $\hat{u} = 1000$ pu, $2\varepsilon = 5^\circ$
- d) $\hat{u} = 100000$ pu, $2\varepsilon = 40^\circ$

Für die in Bild 3.18a bis c gezeigten Frequenzgänge ist die Loseweite $2\varepsilon = 5^\circ$ gewählt, während die Amplitude \hat{u} des PRBS zwischen 1 pu und 1000 pu variiert wird. Zu dem ermittelten Frequenzgang ist in Bild 3.18 auch jeweils der Frequenzgang des spielfreien Antriebsstrangs dargestellt. Man erkennt deutlich, dass die Qualität des Identifikationsergebnisses entscheidend von \hat{u} abhängig ist. In Bild 3.18d ist das Simulationsergebnis für eine extrem groß gewählte Lose $2\varepsilon = 40^\circ$ dargestellt. Die Frequenzgangbestimmung führt durch eine außerordentlich hoch eingestellte Amplitude \hat{u} dennoch zu einem sehr guten Ergebnis. Selbstverständlich ist diese Parametrierung für \hat{u} und 2ε völlig praxisfremd, doch gerade diese extremen Betrachtungen bringen die Zusammenhänge sehr deutlich zum Ausdruck.

Eine Verschiebung der Resonanzfrequenz infolge der Lose, wie sie in [AR-73], [BT-07] und [Tur-02] beschrieben wird, tritt in den Simulationsergebnissen in Bild 3.18

überhaupt nicht auf. Unter Verwendung der Simulationssoftware Matlab/Simulink wurde die Lose nicht durch eine Ursprungsgerade nachgebildet, sondern das Tote Zone Element aus Bild 3.15 verwendet. Ersetzt man dieses jedoch in der Simulation durch die Ursprungsgerade mit $K_L < 1$, tritt die Verschiebung der Resonanz in Erscheinung, wie das folgende Simulationsergebnis in Bild 3.19 deutlich macht.

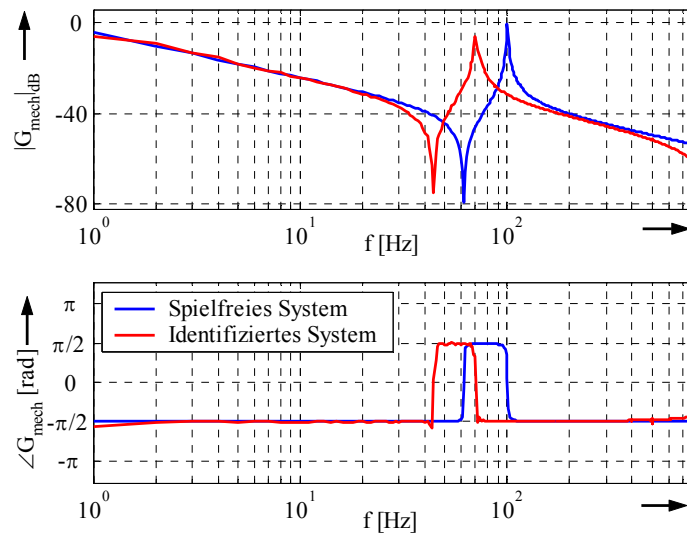


Bild 3.19: Simulationsergebnis einer Frequenzgangmessung bei Approximation des Tote Zone Elements durch eine Ursprungsgerade mit einer mittleren Verstärkung $K_L = 0,5$

Die Verschiebung der Resonanzfrequenz ist also eine Folge der Approximation der Nichtlinearität durch die Ursprungsgerade.

3.2.3 Bestimmung mechanischer Lose im Zeitbereich

Die größte Schwierigkeit zur Bestimmung der Lose im Zeitbereich besteht darin, den Ablösezeitpunkt der Mechanik t_{ab} , wenn Motor- und Lastseite sich trennen und den Anschlagzeitpunkt t_{an} mit hoher Genauigkeit zu bestimmen. Gelingt es nicht, diese präzise zu ermitteln, so kann dies leicht zu einem großen Identifikationsfehler führen.

Die Identifikation der Lose 2ε erfolgt im geschlossenen Drehzahlregelkreis gemäß Bild 3.20. Der geschlossene Stromregelkreis wird hier wieder mit Hilfe eines VZ1-Gliedes mit der Zeitkonstanten T_{si} approximiert, dem der PI-Drehzahlregler vorschaltet ist.

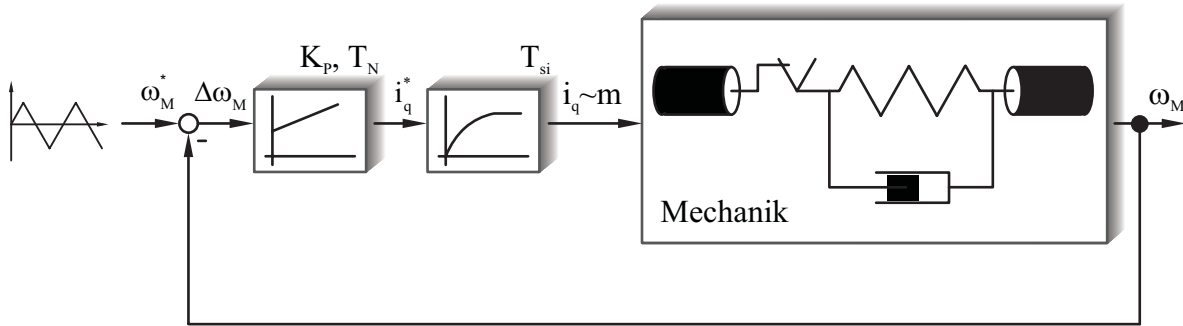


Bild 3.20: Blockschaltbild des geschlossenen Drehzahlregelkreises mit losebehafteter Mechanik

Das System wird mit Hilfe von dreieckförmigen Motordrehzahlsollwertsignalen $\Omega_M^*(t)$ angeregt. Wegen möglicher Resonanzerscheinungen kommen hier wie bei der Identifikation von Mehrmassensystemen keine harmonischen Testfunktionen in Betracht. Rechteckfunktionen werden wegen der hohen Belastung der Mechanik infolge der sehr großen Beschleunigungen ebenfalls nicht verwendet.

Am Maximum der Motoristdrehzahl $\hat{\Omega}_M$ ändert sich die Polarität der Winkelbeschleunigung $d\Omega_M(t)/dt$ sowie die der drehmomentbildenden Komponente des Statorstroms $i_q(t)$ und die Lose wird durchfahren. Für die Lastdrehzahl gilt während des Durchfahrens der Toten Zone $\Omega_L(t) = \hat{\Omega}_M = \text{konst.}$ Für das Zeitbereichsverfahren ist es entscheidend, den Ablösezeitpunkt t_{ab} , wenn Motor und Last sich trennen und den Anschlagzeitpunkt t_{an} zu bestimmen. Die Bestimmung der Lose kann auch durch Zählen der Encoderimpulse während $t_{ab} \leq t \leq t_{an}$ erfolgen. Zuverlässige und genaue Ergebnisse können auf diese Weise experimentell nicht gewonnen werden, weil die Ermittlung von t_{ab} infolge verrauschter Messsignale in der Regel nicht präzise genug gelingt. Dies führt dann zu einer sehr ungenauen und unzuverlässigen Bestimmung der Nichtlinearität, wie die Messergebnisse in Kapitel 5 deutlich zeigen. Aus diesem Grund wird die Lose im Folgenden durch eine Flächenberechnung ermittelt [VP-06a], [VP-06b]. Die hier präsentierte Zeitbereichsmethode fußt auf Ideen von Specht [Spe-89]. Während $t_{ab} \leq t \leq t_{an}$ befindet sich das System in der Lose, d.h. es liegt kein Kraftschluss vor und somit ist das Moment an der Welle $M_F = 0$.

Mit Hilfe von (3.27) wird die zwischen t_{ab} und t_{an} von den Signalen $\Omega_M(t)$ und $\Omega_L(t)$ eingeschlossene Fläche ermittelt:

$$2\varepsilon = \left| \int_{t_{ab}}^{t_{an}} (\Omega_L(t) - \Omega_M(t)) dt \right| \quad (3.27)$$

Unter der Annahme, dass während $t_{ab} \leq t \leq t_{an}$ $\Omega_L(t) = \hat{\Omega}_M = \text{konst}$ ist, erhält man

$$2\varepsilon \approx \left| T_T \cdot \sum_{k=k_{ab}}^{k_{an}} \left(\hat{\Omega}_M - \Omega_M(k) \right) \right|, \quad (3.28)$$

wobei T_T die Abtastzeit bezeichnet. Die Summationsindizes k_{ab} und k_{an} entsprechen den Zeitpunkten t_{ab} und t_{an} . Es gelten die Beziehungen

$$k_{ab} = \frac{t_{ab}}{T_T} \quad \text{und} \quad k_{an} = \frac{t_{an}}{T_T}. \quad (3.29)$$

Aufgrund mechanischer Reibung ist die Drehzahl der Last $\Omega_L(t)$ während $t_{ab} \leq t \leq t_{an}$ nicht exakt konstant, was sich in einem kleinen Identifikationsfehler niederschlägt. Ist die Größe der Reibung jedoch bekannt, kann ihr Einfluss auf die Bestimmung des Spiels eliminiert werden. Der Einfluss der Torsion der Welle wird ebenfalls vernachlässigt.

Dieser Sachverhalt ist auch geometrisch sehr anschaulich. Bild 3.21 zeigt die Drehzahlssignale $\Omega_M^*(t)$, $\Omega_M(t)$ und $\Omega_L(t)$, die anhand einer Simulation berechnet worden sind. Man erkennt, dass die Fläche zwischen $\Omega_L(t)$ und $\Omega_M(t)$ um den Zeitpunkt t_{ab} sehr klein ist.

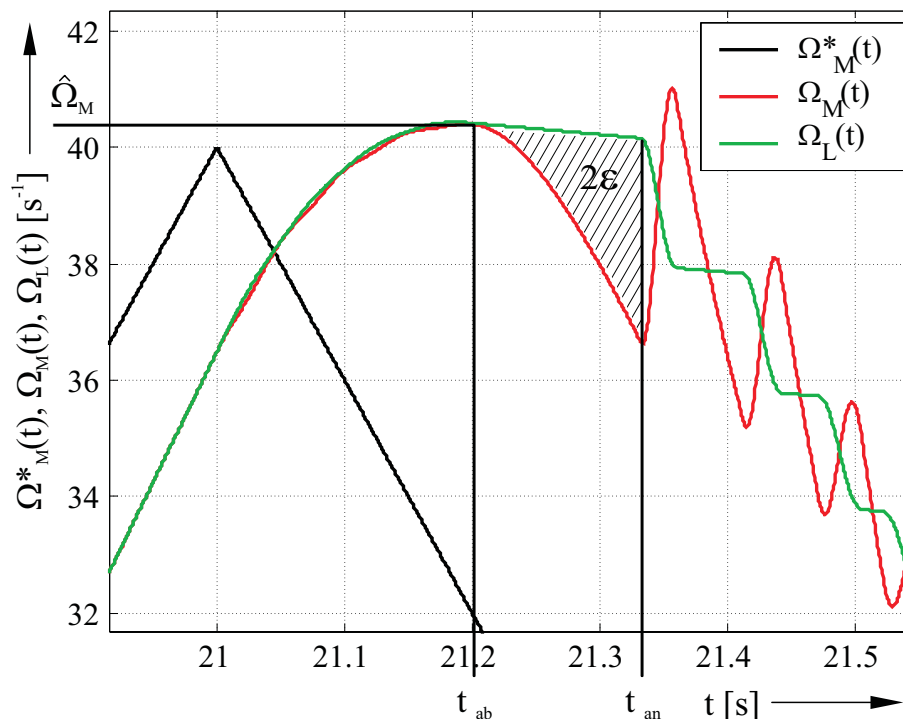


Bild 3.21: Simulationsergebnis

Aus dem Simulationsergebnis ist ersichtlich, dass die Drehzahlregelung der dreieckförmigen Führungsgröße nicht folgt. Die in [Spe-86] und [Spe-89] notwendige Voraussetzung des hinreichend guten Führungsverhaltens des Drehzahlregelkreises ist hier nicht erforderlich.

Die Bestimmung des Maximalwertes $\hat{\Omega}_M$ mit Hilfe eines einfachen Suchalgorithmus ist völlig ausreichend. Auf den Gebrauch spezieller Filtertechniken, wie sie in [GH-98] genannt sind, kann bei diesem Verfahren verzichtet werden, weil das Integral gemäß (3.27) bzw. die Summe in (3.28) infolge einer ungenauen Bestimmung des Ablösezeitpunkts t_{ab} nur einen zu vernachlässigenden Beitrag liefert.

Die Ermittlung des Anschlagzeitpunkts t_{an} ist im Gegensatz zu t_{ab} unkritisch. Man erhält t_{an} aus der Ableitung $d\Omega_M(t)/dt$ für $t > t_{ab}$.

Das hier vorgestellte Verfahren kann auch im Falle sehr kleiner Lose erfolgreich zum Einsatz kommen.

Wie oben bereits erörtert, ist die Lastdrehzahl Ω_L infolge stets vorhandener Reibung im betrachteten Zeitbereich nicht exakt $\hat{\Omega}_M$. Dennoch gelingt die experimentelle Bestimmung der Lose für $2\varepsilon \geq 0,5^\circ$ im Rahmen eines Fehlers von etwa 5%. Filteralgorithmen zur Glättung des Messsignals $\Omega_M(t)$ sind dafür keine Notwendigkeit, können aber zur Verbesserung der Genauigkeit der Ergebnisse Verwendung finden.

Es ist sinnvoll, die Lose nicht nur aus einer Flanke von $\Omega_M(t)$ zu bestimmen (s. Bild 3.21), sondern die Berechnung von 2ε aus mehreren Flanken durchzuführen, um daraus den arithmetischen Mittelwert zu berechnen. Bei den experimentellen Untersuchungen, die in Kapitel 5 vorgestellt werden, wurde der Mittelwert stets aus sechs Flanken gebildet.

Zusammenfassend kann man folgende Vor- und Nachteile des Verfahrens benennen:

Vorteile des Verfahrens:

- Es ist wenig Rechenleistung erforderlich.
- Messung und Auswertung nur einer einzigen Systemgröße $\Omega_M(t)$. Somit ist nur ein i. Allg. standardmäßig vorhandener motorseitiger Positionssensor nötig.
- Es tritt keine Resonanzproblematik in Erscheinung. Dies ist besonders für einen automatisierten Ablauf des Verfahrens von Bedeutung, da keine harmonische Anregung zum Einsatz kommt.

- Es sind keine aufwendigen Filtertechniken zur Verarbeitung des gemessenen Positionssignals erforderlich.
- Es müssen keine besonderen Voraussetzungen für die Dynamik des Drehzahlregelkreises getroffen werden.
- Es ist keine a priori Kenntnis über vorhandene Elastizitäten und Massenträgheitsmomente voranzusetzen.
- Eine Messung genügt, um die Lose zu identifizieren. Ein iteratives Vorgehen ist nicht erforderlich.

Nachteile:

- Im Falle dominant reibungsbehafteter Systeme ist die Reibung im System vorher zu bestimmen, um ihren Einfluss auf die Identifikation der Lose zu berücksichtigen.
- Die Diagnose kann nicht im laufenden Betrieb der Anlage durchgeführt werden.

3.3 Zusammenfassung

Dieses Kapitel behandelt die Diagnose von Veränderungen der mechanischen Eigenschaften elektrischer Antriebe. Dabei kommt dem in Kapitel 2 vorgestellten Verfahren zur Frequenzgangberechnung eine zentrale Bedeutung zu. Der aktuelle Zustand der Anlage wird zyklisch durch eine Frequenzgangmessung überwacht und mit dem Referenzfrequenzgang des nicht beschädigten Systems verglichen.

Die vorliegende Arbeit konzentriert sich dabei auf Wälzlagerschäden und losebehaftete Antriebe. Anhand des Frequenzgangs der Mechanik sind unterschiedliche Schadensbilder von Lagerbeschädigungen (breitbandige Schäden und singuläre Beschädigungen von äußerem und innerem Laufring) deutlich erkennbar.

Bei losebehafteten Systemen kann die Frequenzgangmessung zwar die sehr wichtige Information liefern, ob eine dominante Lose im System vorhanden ist, jedoch gelingt die Bestimmung der Loseweite auf diese Weise nicht. Aus diesem Grund wird im Anschluss an die Betrachtungen zur Frequenzgangmessung ein deterministisches Zeitbereichsverfahren vorgestellt. Diese Methode bedingt jedoch, dass die Identifikation der Loseweite nicht im laufenden Betrieb der Anlage erfolgen kann. Allerdings gelingt auf diese Weise die Ermittlung sehr kleiner Loseweiten (experimentell bis zu $0,5^\circ$) zuverlässig.

4 Realisierung von Inbetriebnahme- und Überwachungsverfahren

Die in den vorangegangenen Kapiteln vorgestellten Methoden sollen als Grundlage für die Entwicklung von Gesamtsystemen zur automatisierten Inbetriebnahme und Zustandsüberwachung dienen. Die Entwicklung moderner Antriebssysteme, die die automatisierte Inbetriebnahme und Zustandsüberwachung von Bewegungsachsen bereitstellen, verlangt die Berücksichtigung des vollständigen Systems, das ausgehend vom Prozess, die elektrische Antriebsmaschine, Sensorik, Leistungselektronik sowie Zuverlässigkeit, Verfügbarkeit und Sicherheit der Anlage umfassen sollte. Hinzu kommen nicht technische Aspekte wie Anschaffungskosten, Unterhaltungskosten, etc.

4.1 Automatisierte Inbetriebnahme

Die im Rahmen dieser Arbeit behandelte automatisierte Inbetriebnahme elektrischer Antriebe fußt auf definierten Systemmodellen, die in Abschnitt 2.2 ausführlich erläutert worden sind. Diese Prozessmodelle haben allerdings für eine Vielzahl von Antrieben Gültigkeit.

Allgemein umfasst eine automatisierte Inbetriebnahmeprozedur zwei wesentliche Teilfunktionen, nämlich die Systemidentifikation und die Reglerparametrierung.

Diese Arbeit widmet sich ausschließlich der Systemidentifikation als Bestandteil der automatisierten Inbetriebnahme. Mit Blick auf Regelstrategien zur Regelung von Antrieben mit schwingungsfähiger Mechanik wird hier auf die einschlägige Literatur verwiesen. Exemplarisch sei hier die Arbeit von Schütte [Schü-02] genannt, die in dieser Hinsicht einen sehr guten Überblick verschafft.

Die Identifikationsprozedur verläuft sequentiell:

- Festlegung einer Messkonfiguration gemäß Abschnitt 2.3.3
- Systemanregung
- Messung der Zeitsignale
- Modellberechnung auf Grundlage der gemessenen Signale

Die Festlegung der Messkonfiguration geschieht unter Berücksichtigung, ob das PRBS über die Drehzahl- oder Drehmomentschnittstelle eingekoppelt werden kann. In jedem Fall ist eine Voreinstellung der Stromregelung erforderlich. Die Parametrierung des Stromreglers ist ein mehrfach gelöstes Problem und wird an dieser Stelle nicht weiter verfolgt. Für die Durchführung der anschließenden Identifikationsprozedur ist eine Optimierung des Stromreglers nicht nötig, es genügt, wenn der Stromregelkreis stabil

ist. Wählt man die Messkonfiguration gemäß Bild 2.23, so kommt man mit der Voreinstellung der Stromregelung bereits aus. Bild 4.1 fasst den prinzipiellen Ablauf der automatisierten Berechnung des Prozessmodells zusammen.

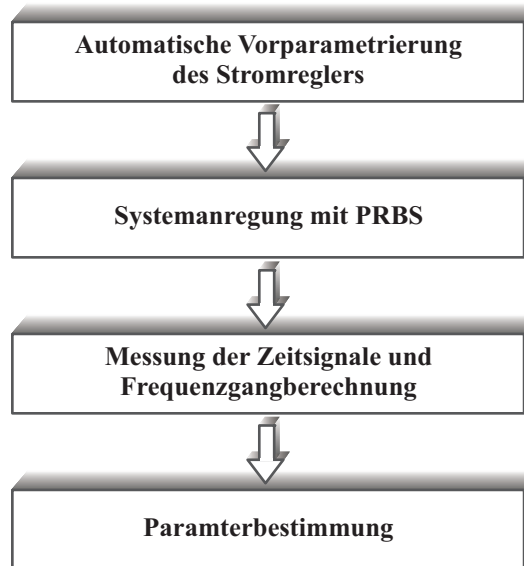


Bild 4.1: Ablaufdiagramm der automatisierten Identifikationsroutine

An die in Bild 4.1 dargestellte Identifikationsroutine schließt sich die Reglerparametrierung unter Verwendung des berechneten Modells an.

Soll die Prozessidentifikation, wie in Bild 2.24 und Bild 2.25 dargestellt, im Drehzahlregelkreis erfolgen, so ist zusätzlich eine Voreinstellung des Drehzahlreglers vorzunehmen. Die Vorparametrierung des PI-Drehzahlreglers kann gemäß des symmetrischen Optimums [PM-92] erfolgen. Für die Proportionalverstärkung gilt:

$$K_P = \frac{T_H}{2 \cdot T_{si}} \quad (4.1)$$

Die Nachstellzeit ist

$$T_N = 4 \cdot T_{si} \quad (4.2)$$

Die erforderliche Hochlaufzeit T_H kann ggf. experimentell durch einen Hochlaufversuch ermittelt werden. Diese Möglichkeit besteht jedoch nicht in allen Fällen, wie beispielsweise bei der in Abschnitt 5.3.6 untersuchten hängenden Last. Hier ist ein Hochlaufversuch nicht durchführbar. Deshalb besteht alternativ zum Hochlaufversuch die Möglichkeit, $T_H = T_M$ zu wählen. In kritischen Fällen ist es denkbar, eine weichere Voreinstellung des Drehzahlreglers vorzunehmen, z.B. indem die Proportionalverstärkung auf 50% des symmetrischen Optimums oder weniger eingestellt wird. Außerdem

kann die Nachstellzeit des Reglers angepasst werden. Das künstliche Testsignal PRBS muss im Antriebsregelgerät implementiert sein, da es sich nicht aus Prozesssignalen generieren lässt. Hinsichtlich der Auflösung des Positionssensors haben die experimentellen Arbeiten (s. Abschnitt 5.3.5) gezeigt, dass für die Frequenzgangmessung mit anschließender Parameterbestimmung ein Inkrementalgeber mit 12 Bit Auflösung völlig ausreicht und ein hochwertiger Sinus-Cosinus-Geber nicht notwendig ist.

4.2 Zustandsüberwachung

In Bild 4.2 sind die Komponenten eines Überwachungssystems für elektrische Antriebe dargestellt.

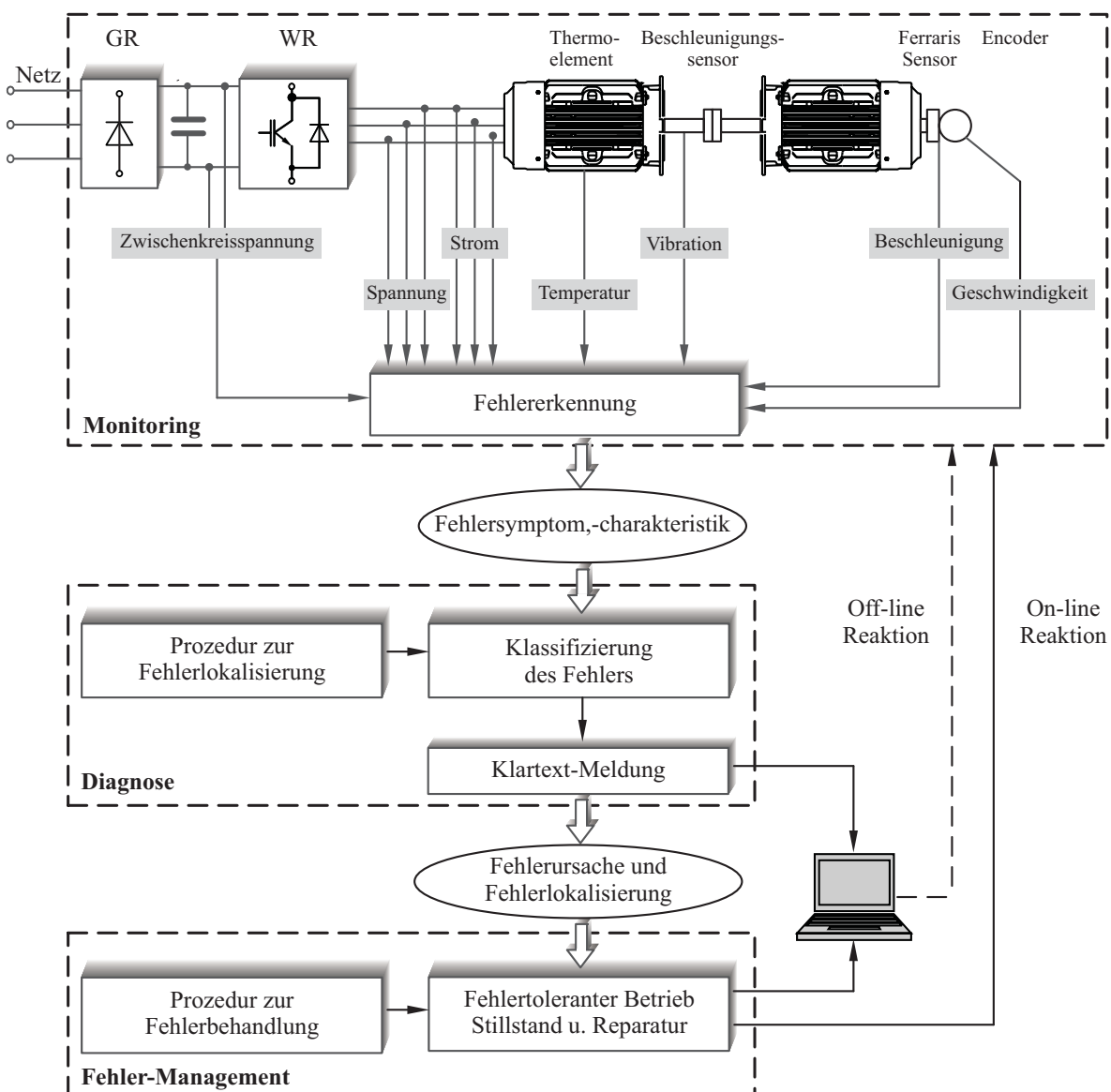


Bild 4.2: Überwachungssystem für elektrische Antriebe

Bild 4.2 zeigt die Struktur eines Drehstromantriebs mit dreiphasiger Einspeisung, Gleichrichter (GR), Gleichspannungszwischenkreis, dreiphasigem Wechselrichter (WR) und angeschlossener elektrischer Maschine. Die Sensoren dienen der Erfassung der unterschiedlichen Systemgrößen, wie Geschwindigkeit, Beschleunigung, Temperatur etc. Die Messsignale werden zur Regelung, Überwachung und Fehlererkennung ausgewertet. Ist ein Fehler erkannt worden, wird das Fehlersymptom im Zuge der Fehlerdiagnose verarbeitet. Sobald der aufgetretene Fehler zugeordnet worden ist, kann im Rahmen des Fehler-Managements mit geeigneten Maßnahmen auf die Fehlermeldung reagiert werden.

Bei dem in dieser Arbeit verfolgten Ansatz geschieht die Fehlererkennung durch eine Frequenzgangmessung und den anschließenden Vergleich des aktuell gemessenen Frequenzgangs mit dem im Datenspeicher hinterlegten Referenzfrequenzgang aus der Inbetriebnahmephase, was den zentralen methodischen Gegenstand der Zustandsüberwachung darstellt. Deshalb wird für die Zustandsüberwachung vorausgesetzt, dass das nicht parametrische Systemmodell in Form des Frequenzgangs als Referenz zugrunde liegt. Bei dem hier vorgestellten Verfahren zur Zustandsüberwachung handelt es sich somit um eine Fehlerdetektion mit Prozessidentifikationsmethoden (engl. *Fault Detection with Process-Identification Methods*). Durch die zyklisch durchgeführten Vergleichsmessungen werden Veränderungen der mechanischen Eigenschaften des Systems erkennbar. Die Messdaten können darüber hinaus für Trendanalysen Verwendung finden und ggf. zur Qualitätssicherung ausgewertet werden. Das primäre Ziel der Zustandsüberwachung ist die Prävention vor plötzlich eintretenden Ausfällen der Anlage.

Die Verwendung der Messkonfiguration gemäß Bild 2.25 schafft viel Flexibilität und ermöglicht dadurch die zyklische Überwachung einer Anlage während sich diese im Betrieb befindet. Vor diesem Hintergrund werden im folgenden Kapitel 5 verschiedene Untersuchungen durchgeführt. Sie zeigen, dass die Frequenzgangmessung sowohl bei Belastung als auch während des Abfahrens eines Drehzahlsollwertprofils zuverlässig gelingt.

Über die Fehlererkennung hinaus ist im Rahmen der hier untersuchten verschleißenden Maschinenelemente, losebehaftete Kupplungen und schadhafte Kugellager, eine Fehlerdiagnose möglich, da sich die bei den Simulationen und den Laborarbeiten auftretenden Abweichungen im Frequenzgang konkreten Schadensbildern zuordnen lassen. Beispielhaft hierfür ist das Auftreten charakteristischer Fehlerfrequenzen für unterschiedlich beschädigte Wälzlager. Durch eine Mustererkennung kann eine Zuordnung

des Messergebnisses zu einem speziellen Defekt erfolgen. Im Rahmen dieser Arbeit wurden die charakteristischen Fehlerfrequenzen und Seitenbänder für Lagerschäden in einer Datenmatrix gespeichert und mit den aktuell gemessenen Daten verglichen. Treten die Abweichungen an den erwarteten Frequenzstellen in Erscheinung, so wird ein Innen- oder Außenringsschaden etc. diagnostiziert. Die Diagnose von Kugellagerschäden wurde mittels eines einfachen zweistufigen Mustererkennungsverfahrens untersucht. Es wurden insgesamt 28 Kugellager, zehn Lager mit Außenringsschaden, zehn Lager mit Innenringsschaden, fünf breitbandig beschädigte Lager und drei defektfreie Lager untersucht. Das implementierte Mustererkennungsverfahren basiert auf dem Vergleich zwischen aktuell gemessenem Daten und den Referenzdaten. Zur Erkennung großer Abweichungen wird ein breites Toleranzband um die Referenzkurve gelegt, um so breitbandige Lagerschäden zu diagnostizieren. Die Breite des äußeren Toleranzbands $|G_{\text{TB1}}(j\omega)|$ entspricht an jedem Punkt des Frequenzgangs dessen Erwartungswert, der aus der Referenzkurve bekannt ist und kann gemäß folgender Gleichung berechnet werden:

$$|G_{\text{TB1}}(j\omega_i)| = \left(1 \pm \frac{1}{2}\right) \cdot |G_{\text{ref}}(j\omega_i)| \quad (4.3)$$

Die Multiplikation des Amplitudengangs mit einem konstanten Faktor wirkt sich im Bodediagramm in Form einer Parallelverschiebung aus.

Im zweiten Schritt wird ein engeres Toleranzband $|G_{\text{TB2}}(j\omega)|$ um die Referenzkurve gelegt, dessen Breite unter Berücksichtigung der quadratischen Abweichung wie folgt bestimmt wird:

$$|G_{\text{TB2}}(j\omega_i)| = (1 \pm s) \cdot |G_{\text{ref}}(j\omega_i)|, \quad (4.4)$$

mit

$$s = \sqrt{\frac{1}{N-1} \cdot \sum_{i=1}^N \frac{\left(|G_{\text{mess}}(j\omega_i)| - |G_{\text{ref}}(j\omega_i)|\right)^2}{|G_{\text{ref}}(j\omega_i)|^2}} \quad (4.5)$$

Das innere Toleranzband dient dazu, Abweichungen an den charakteristischen Frequenzstellen und den Seitenbändern im Sinne einer Mustererkennung zu detektieren. Die Vorgehensweise wird in Bild 4.3 anhand des Simulationsergebnisses für einen Außenringsschaden aus Bild 3.8 verdeutlicht. In Bild 4.3 sind die beiden Toleranzbänder um die Referenzkurve dargestellt.

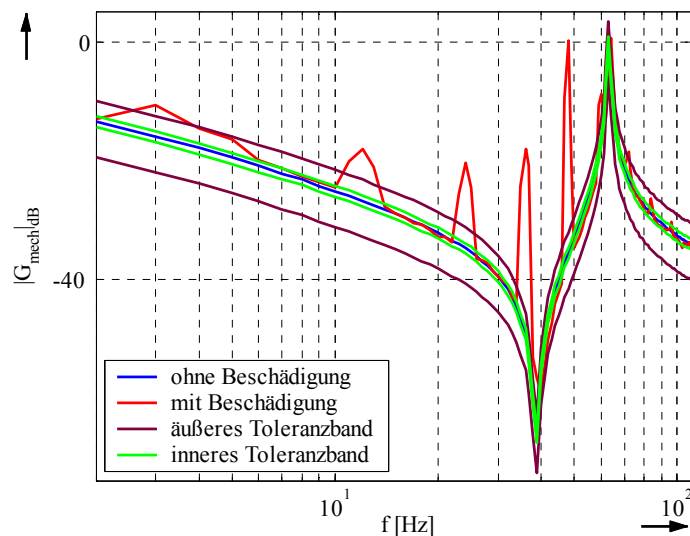


Bild 4.3: Amplitudengang mit zwei Toleranzbändern um die Referenzkurve für die Mustererkennung

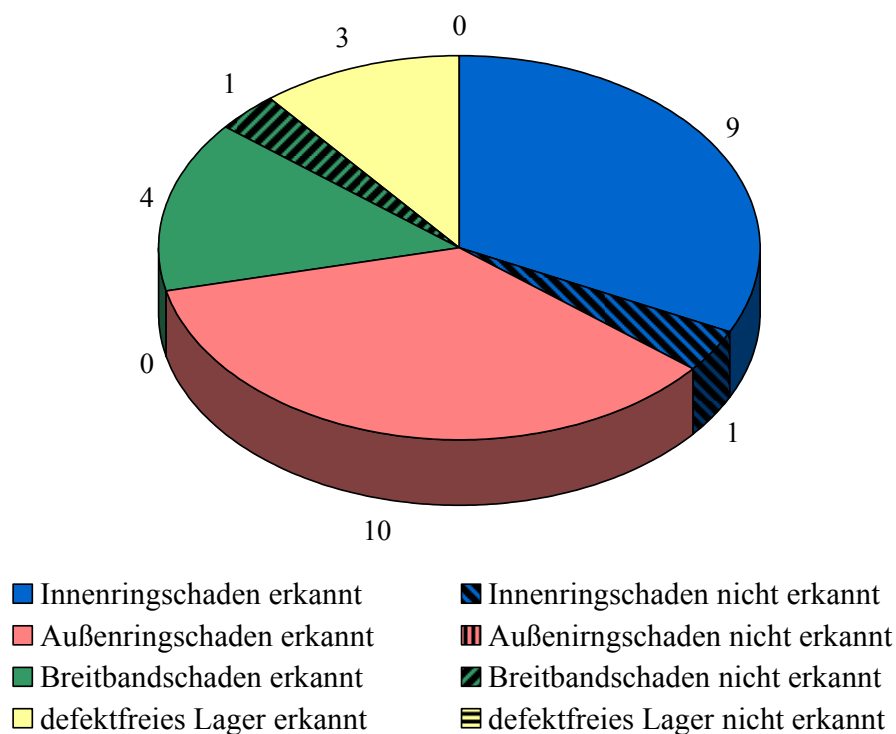


Bild 4.4: Auswertung der Messdaten mittels des automatisierten Mustererkennungsverfahrens

Die Graphik in Bild 4.4 macht deutlich, dass von den 28 untersuchten Lagern lediglich zwei Schadensfälle, was 7% entspricht, bei der oben beschriebenen Mustererkennungsmethode nicht richtig erkannt worden sind. Hier bestehen durchaus Möglichkeiten zur Optimierung, beispielsweise hinsichtlich der Festlegung der Toleranzbandbrei-

ten. Diese beispielhafte Analyse soll an dieser Stelle einen Eindruck vermitteln, dass auf Grundlage der vorgestellten Identifikationsmethode auf recht einfache Weise eine effiziente Diagnose realisierbar ist.

In FDD-Systemen sind Fehler-Detektion und -Diagnose zusammen integriert [Ise-06]. Dennoch kommt der Fehlererkennung bei den untersuchten mechanischen Systemen als erstem Schritt die größere Bedeutung als der Diagnose zu, denn in vielen Anwendungen besteht die entscheidende Information allein darin, dass ein Lager defekt ist. Ob es sich dabei um eine Beschädigung des inneren oder äußeren Laufrings handelt spielt eine sekundäre, oft sogar keine Rolle, da das Lager als Komponente ohnehin ausgetauscht wird. Bild 4.5 verdeutlicht die Schritte der zyklischen Überwachung:

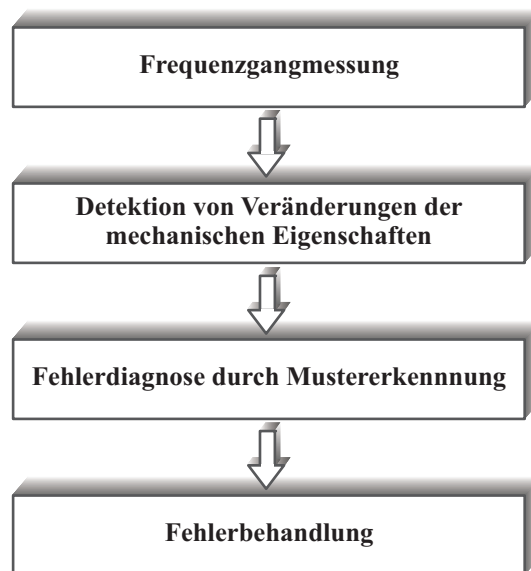


Bild 4.5: Ablaufdiagramm der zyklischen Zustandsüberwachung, FDD-System

Ist im Zuge des *Condition Monitoring* ein Fehler erkannt worden, besteht bei der Fehlerbehandlung (engl. *Fault Management*) die Möglichkeit, geeignete Maßnahmen einzuleiten. Eine allgemeingültige Festlegung, welche Maßnahmen ggf. angemessen sind, erscheint wenig sinnvoll. Hierüber muss für den jeweiligen Prozess im Einzelfall entschieden werden. Denkbar sind beispielsweise folgende Handlungen:

- Umschaltung auf sicheren Betrieb, im schlimmsten Fall die Einleitung eines Anlagenstillstands, um ggf. Gefahren für Mensch, Umgebung und Anlage abzuwenden
- Umschaltung auf reduzierten Betrieb, um eine mögliche Ausweitung des Schadens einzugrenzen bzw. zu vermeiden

- Durchführung von Reparaturmaßnahmen (unmittelbar oder bei der nächsten planmäßigen Wartung der Anlage), um verschlissene Komponenten in der betroffenen Einheit auszutauschen

Bei der Untersuchung losebehafteter Antriebsstränge hat sich gezeigt, dass die Frequenzgangmessung ausschließlich die Information liefert, ob eine dominante Lose im System vorhanden ist oder nicht. Die experimentellen Untersuchungen haben deutlich gemacht, dass die Messung des Frequenzgangs für kleine Loseweiten unterhalb von 1° gut gelingt, jedoch oberhalb dieses Grenzwertes erhebliche Veränderungen über einen breiten Frequenzbereich auftreten, die einen sehr deutlichen Fehlerindikator darstellen. Da der Frequenzgang ausschließlich für LZI-Übertragungssysteme definiert ist, kann die Loseweite durch die Frequenzgangmessung nur eingegrenzt, aber nicht exakt bestimmt werden. Ist diese jedoch von Interesse, so ist die Bestimmung unter Verwendung des in Abschnitt 3.2.3 vorgestellten Zeitbereichsverfahrens möglich. Dabei ist allerdings zu bedenken, dass diese Methode völlig losgelöst von der zyklischen Zustandsüberwachung ist. Die Bestimmung der Loseweite gelingt auf diese Weise zwar mit sehr guter Genauigkeit, kann aber nicht im laufenden Betrieb der Anlage zyklisch erfolgen, sondern verlangt eine Prozessunterbrechung. Dann ist ein dreieckförmiges Sollwertprofil in Drehzahlregelung einzuspeisen. Die Bestimmung der Loseweite kann als Konsequenz der Frequenzgangmessung bei der Fehlerbehandlung eingeleitet werden.

4.3 Zusammenfassung

Dieses Kapitel behandelt die Realisierung der in den beiden vorangegangenen Kapiteln 2 und 3 vorstellten Identifikations- und Überwachungsstrategien. Der erste Teil des Kapitels befasst sich mit dem sequentiellen Ablauf der Identifikationsprozedur unter Berücksichtigung der Vorparametrierung der Regelung. Im zweiten Teil wird ein Mustererkennungsverfahren vorgestellt. Dabei werden zwei Toleranzbänder um den Referenzamplitudengang gelegt, um anhand der aktuell gemessenen Daten Beschädigungen diagnostizieren zu können.

5 Experimentelle Untersuchungen

Die in den vorangegangenen Kapiteln vorgestellten Verfahren wurden experimentell untersucht. In Abschnitt 5.1 werden zunächst sowohl der elektrische als auch die mechanischen Versuchsaufbauten beschrieben. Im Anschluss daran werden experimentelle Untersuchungen, die an dieser Laboranlage durchgeführt worden sind, sowie einige Simulationsergebnisse vorgestellt und diskutiert.

5.1 Aufbau und Struktur der Laboranlage

5.1.1 Elektrisches Teilsystem

Im Rahmen der experimentellen Arbeiten kamen zwei Rechnerplattformen zum Einsatz. Für die in den Abschnitten 5.2 bis 5.4 vorgestellten Messergebnissen läuft die Regelungssoftware auf einer Hardware, deren Kern aus einem speziell für die Anforderungen hochdynamischer Antriebe optimierten Rechnersystem besteht. Das Sican-System ist das Nachfolgemodell des Vecon-Systems [Kie-94], welches für die in Abschnitt 5.5 gezeigten Ergebnisse zur Untersuchung losebehalteter Antriebe Verwendung fand.

Es wurde mit beiden Systemen gemessen. Die Programmzykluszeit des Vecon-Systems ist $100\ \mu\text{s}$, die des Sican-Systems $62,5\ \mu\text{s}$. Die beiden Systeme bieten unterschiedliche Möglichkeiten zur Datenerfassung. Beim Sican-System werden die Daten mit Hilfe eines Transientenrecorders übertragen. Zum Anschließen von Messinstrumenten besitzt die Hardware einen vierkanaligen 12 Bit breiten D/A-Wandler. Somit müssen auf der Messstrecke A/D- und D/A-Wandlungen vorgenommen werden. Eine hochwertigere Datenübertragung stellt das Vecon-System bereit, bei dem diese A/D- und D/A-Wandlungen nicht erforderlich sind. Hier wurde eine USB-Schnittstelle (*Universal Serial Bus*) an den *Host Extension Bus*, der auf dem *Embedded Control System* vorhanden ist, adaptiert [PVA-06].

Da beide Systeme prinzipiell dieselbe Struktur aufweisen, ist in Bild 5.1 exemplarisch der Aufbau der Laboranlage mit dem Vecon-System und der USB-Schnittstelle gezeigt.

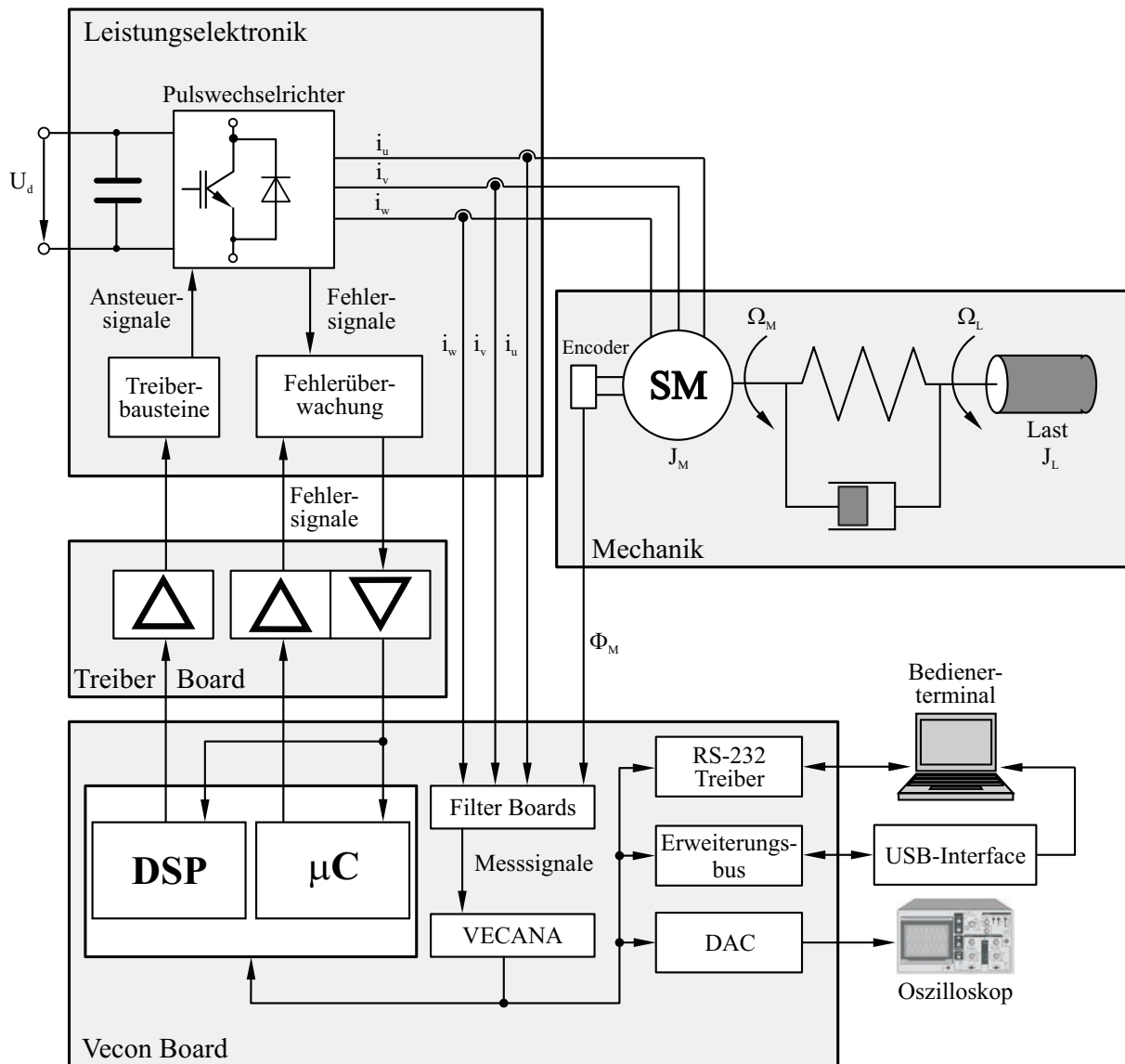


Bild 5.1: Struktur der Laboranlage

Zum Antreiben der Mechanik wird eine dreiphasige permanent erregte Synchronmaschine mit einem Nenndrehmoment von 30 Nm, in Bild 5.1 mit SM bezeichnet, eingesetzt. Die Maschine wird mittels eines Pulswechselrichters gespeist. Die Messung der Phasenströme erfolgt mit Hilfe von Stromwandlern, die nach dem Kompensationsverfahren arbeiten. Diese übergeben eine dem Strom proportionale elektrische Spannung an das Rechnersystem. Zur Positionserfassung werden Sinus-Cosinus-Geber der Firma Heidenhain eingesetzt. Die erreichte Hochauflösung der Position beträgt 19 Bit pro Umdrehung.

5.1.2 Mechanik

Für die experimentellen Arbeiten zur Identifikation des losefreien, elastischen Antriebsstrangs wurde der in Bild 5.2 gezeigte Versuchsaufbau verwendet.

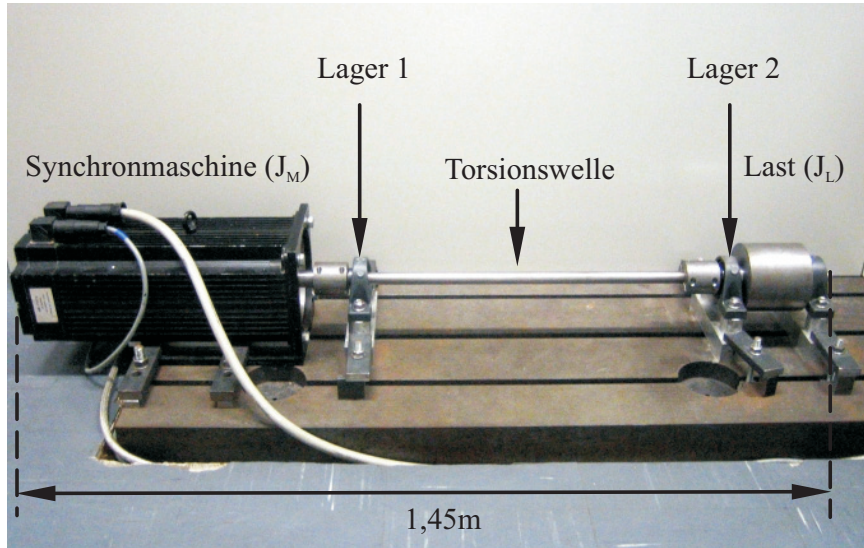


Bild 5.2: Zweimassenprüfstand

Mit Hilfe unterschiedlicher Torsionswellen können die Eigenschaften des Aufbaus, insbesondere die dominante Resonanzfrequenz des Zweimassenprüfstands, variiert werden, so dass die Untersuchung unterschiedlicher Konfigurationen möglich ist. Eine tabellarische Aufstellung der mechanischen Kennwerte der einzelnen Komponenten sowie die Daten der Synchronmaschine ist dem Anhang zu entnehmen. Durch Hinzufügen einer weiteren Schwungmasse, die über eine zweite Torsionswelle montiert wird, erhält man den in Bild 5.3 dargestellten Prüfstand für Dreimassensysteme.

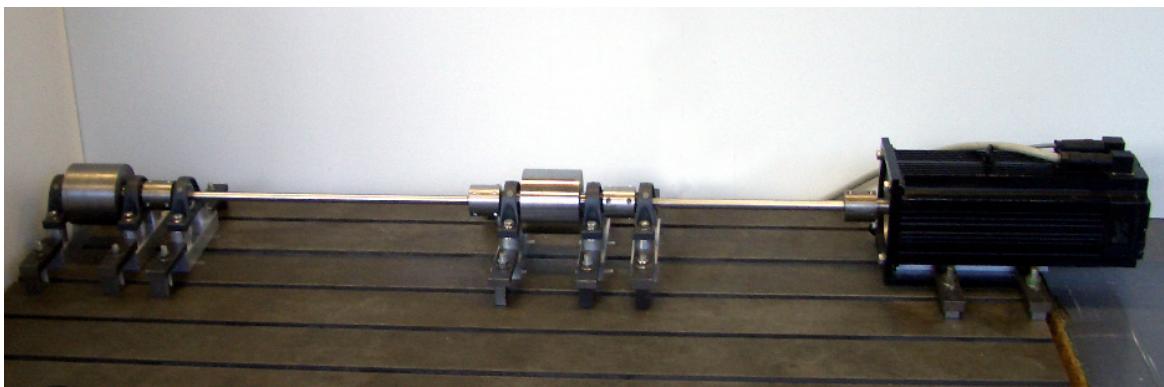


Bild 5.3: Dreimassenprüfstand

Zur experimentellen Validierung der im Kapitel 3 erörterten Strategie zur Identifikation mechanischer Lose wurde eine deutlich aufwendigere Versuchsanordnung entworfen und realisiert. Die Anordnung ist so konstruiert, dass die mechanischen Eigenschaften des Antriebsstrangs, wie Trägheitsmomente, Elastizitäten, Lose und verschiedene Reibeffekte weitgehend unabhängig voneinander variierbar und optional z.T. eliminierbar sind. Bild 5.4 zeigt den losebehafteten Antriebsstrang, der für die Untersuchungen in Abschnitt 5.4 verwendet wurde.

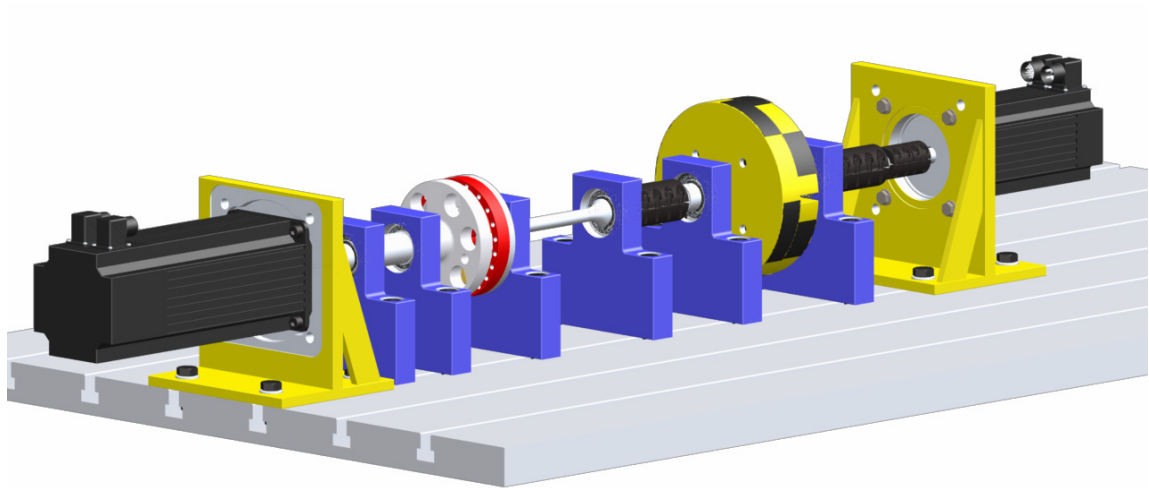


Bild 5.4: CAD-Zeichnung des Versuchsaufbaus mit Loseelement, Torsionswelle und konzentrierten Schwungmassen

Bild 5.5 zeigt ein Foto des realen Versuchsaufbaus.

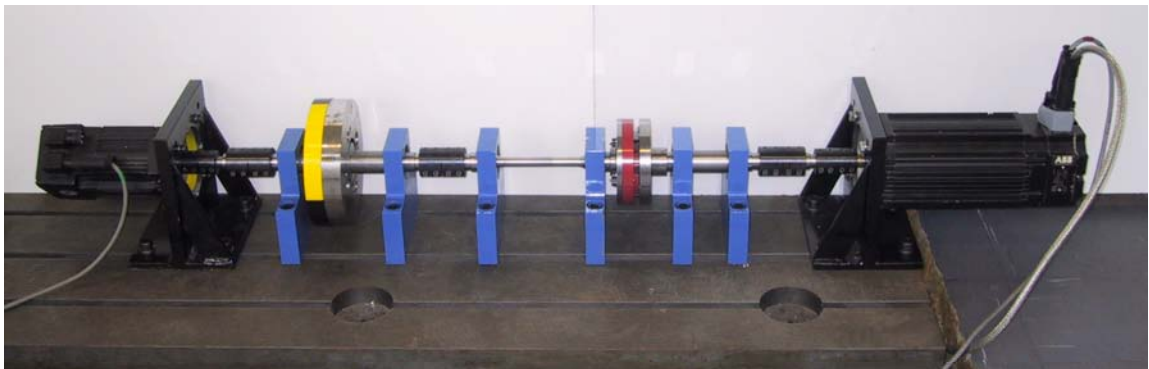


Bild 5.5: Realisierter Prüfstand gemäß der CAD-Zeichnung in Bild 5.4
Komponenten (von rechts nach links): Antriebsmaschine, Loseelement, Torsionswelle, Schwungmasse, lastseitige Maschine

Das Herzstück der Anordnung ist eine Kupplung, die die flexible Einstellung der Loseweite ermöglicht. Diese Kupplung weist folgende Eigenschaften auf:

Stufenlose Einstellung der Loseweite zwischen 0° und 55°

- Exakte Einstellung diskreter Loseweiten zur Gewährleistung wiederholgenauer Messungen. Einstellbar sind folgende Werte:
 $2\varepsilon = 0^\circ; 0,05^\circ; 0,1^\circ; 0,2^\circ; 0,5^\circ; 1^\circ; 2^\circ; 5^\circ; 10^\circ; 15^\circ$
- Außerbetriebsetzung der Lose, d.h. $2\varepsilon = 0^\circ$ ohne Ausbau der Kupplung

Bei diesem Loseelement handelt es sich um eine Klauenkonstruktion. Sie besteht im Wesentlichen aus zwei Kupplungshälften mit einem Stellteil in der Mitte, wie die Fotos in Bild 5.6 zeigen.

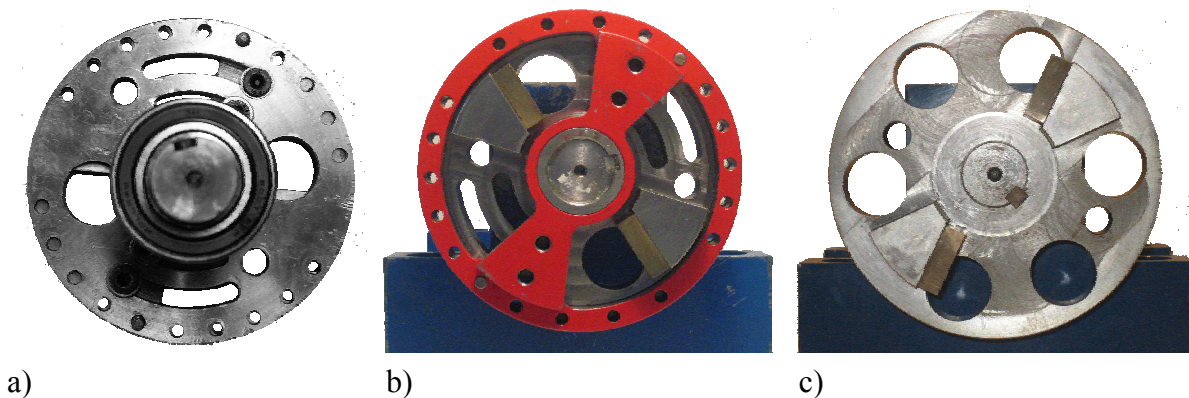


Bild 5.6: Klauenkupplung
 a) Kupplungshälfte 1
 b) Stellteil
 c) Kupplungshälfte 2

Der Aufbau und die Funktionsweise dieses Maschinenelements wird anhand der Explosionsdarstellung in Bild 5.7 ersichtlich. Dadurch, dass die Verschleißleisten in Bild 5.7 (8) austauschbar sind, ist die Wiederherstellung der anfänglichen Einstellpräzision nach intensivem verschleißbehafteten Testbetrieb möglich. Die Kontaktflächen der Verschleißleisten sind besonders präzise gefräst.

Durch Verdrehung des Stellelements (Bild 5.7 (3)) gegenüber der Kupplungshälfte 1 (Bild 5.7 (1)) kann das Spiel zwischen den Klauen (Bild 5.7 (9)) der beiden Kupplungshälften (Bild 5.7 (1 u. 2)) justiert werden. Die Fixierung der Einstellung erfolgt mittels Flächenpressung über Zylinderschrauben (Bild 5.7 (5)) stufenlos. Durch Einbringen zusätzlicher Kegelstifte (Bild 5.7 (7)) in die dafür vorgesehenen Zylinderbohrungspaare (Bild 5.7 (6)) von Kupplungshälfte 1 und Stellteil ist es möglich, die Loseweite präzise in die o.g. Stellungen zu fixieren. Durch Herstellung der Passschraubverbindung mittels der dafür vorgesehenen Bohrungen (Bild 5.7 (4)) gelingt es, die Lose außer Funktion zu setzen. Dann liegt eine starre Verbindung vor.

Detailzeichnungen zur Konstruktion dieses Maschinenelements befinden sich im Anhang.

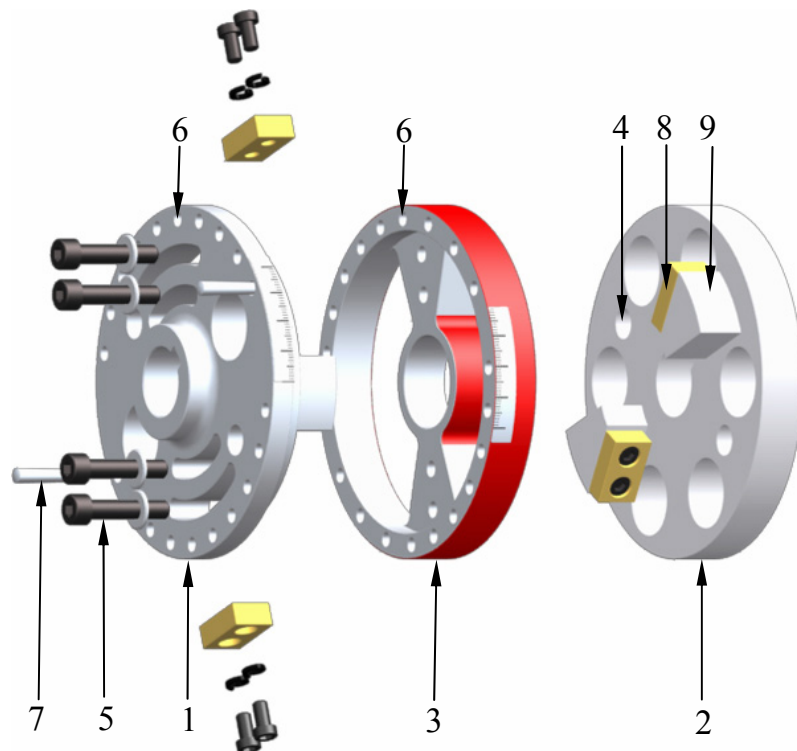


Bild 5.7: Explosionsdarstellung der Klauenkupplung

- 1 Kupplungshälfte 1
- 2 Kupplungshälfte 2
- 3 Stellelement
- 4 Bohrung für Passschraubverbindung
- 5 Zylinderschrauben zur Fixierung des Losewinkels
- 6 Bohrung für Kegelstifte
- 7 Kegelstift
- 8 Verschleißleiste
- 9 Klaue

5.2 Ergebnisse zur Identifikation von Zweimassensystemen

Die im Folgenden dargestellten Messergebnisse zur Untersuchung losefreier ZMS sind in einzelne Abschnitte gegliedert.

5.2.1 Frequenzgangmessung im offenen Regelkreis

Das in Bild 5.8 dargestellte Oszillogramm zeigt die gemessenen Signale des Iststroms i_q und der Winkelgeschwindigkeit des Motors Ω_M .

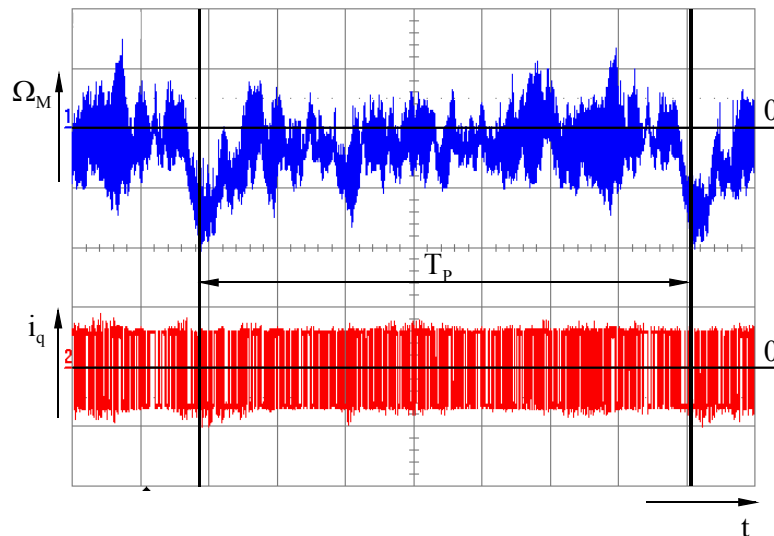


Bild 5.8: Messsignale für $n=10$, $T_t=7\text{ ms}$, $T_p=7,16\text{ s}$

$$\text{Auflösungen: } \Omega_M: \frac{6,97\text{ s}^{-1}}{\text{Div.}}, i_q: \frac{1,5\text{ A}}{\text{Div.}}, t: \frac{1\text{ s}}{\text{Div.}}$$

Die Periode T_p der beiden Signale ist anhand von Ω_M deutlich zu erkennen. Die Amplitude der drehmomentbildenden Stromkomponente \hat{i}_q beträgt 1,1 A und entspricht einem Drehmoment von 2,52 Nm. Mit Hilfe der Welch-Methode werden die gemessenen Zeitsignale verarbeitet, um den Frequenzgang $G_{\text{mech}}(j\omega)$ des Antriebsstrangs zu ermitteln. Entgegen der üblichen Darstellung von Amplituden- und Phasengängen über der Kreisfrequenz ω mit der Einheit s^{-1} sind in diesem Kapitel alle gezeigten Amplituden- und Phasengänge über der Frequenz f in Hertz [Hz] aufgetragen. Dies erleichtert dem Leser die Resonanzfrequenz im Bodediagramm ihrem Wert in Hz zuzuordnen.

Bild 5.9 zeigt den so identifizierten Frequenzgang des ZMS. Die charakteristischen Frequenzen des ZMS sind im Frequenzgang sehr deutlich erkennbar. Die Resonanzfrequenz der Mechanik beträgt 64 Hz. Der Faktor $k_p = T_{\text{Mess}}/T_p$ im Bildtitel von Bild 5.9 gibt an, wie viele Signalperioden aufgezeichnet worden sind. Bei sämtlichen gezeigten Frequenzgängen des ZMS wurde mit einer Abtastfrequenz $f_t = 2\text{ kHz}$ und $M = 60000$ Abtastwerten gearbeitet. Zur Berechnung des Frequenzgangs wird das

Hanning-Fenster verwendet. Die Größe der Signalabschnitte beträgt $L = 2048$ Abtastwerte.

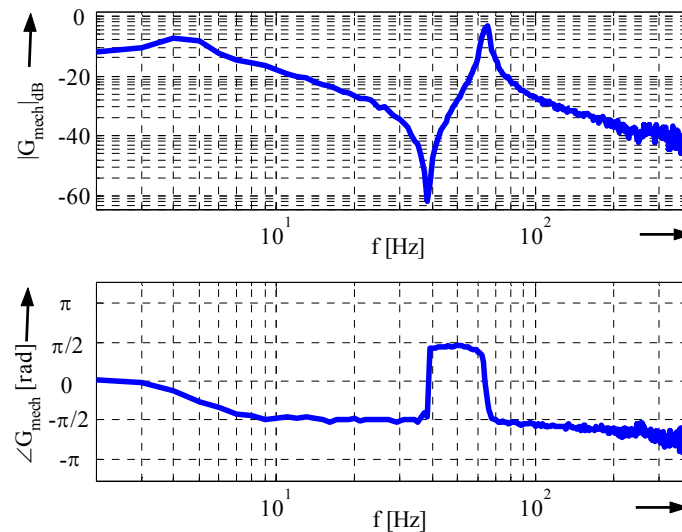


Bild 5.9: Frequenzgang, gemessen im offenen Regelkreis, $n=17$, $T_t=125\mu\text{s}$, $k_p=1,83$

Zur Bestimmung des in Bild 5.9 gezeigten Frequenzgangs wurde der Testsignalgenerator anders parametrisiert als für die Messung der Zeitsignale in Bild 5.8. Spätere Untersuchungen zur Parametrierung des PRBS-Generators in Abschnitt 5.3.4 werden deutlich machen, dass eine hohe Anzahl Schieberegisterstufen bei gleichzeitig kurzer Taktzeit besonders günstig ist. Allerdings ist die Signalperiode jetzt kaum noch erkennbar, wie die Messsignale in Bild 5.10 zeigen, die zur Berechnung des in Bild 5.9 dargestellten Frequenzgangs verwendet wurden.

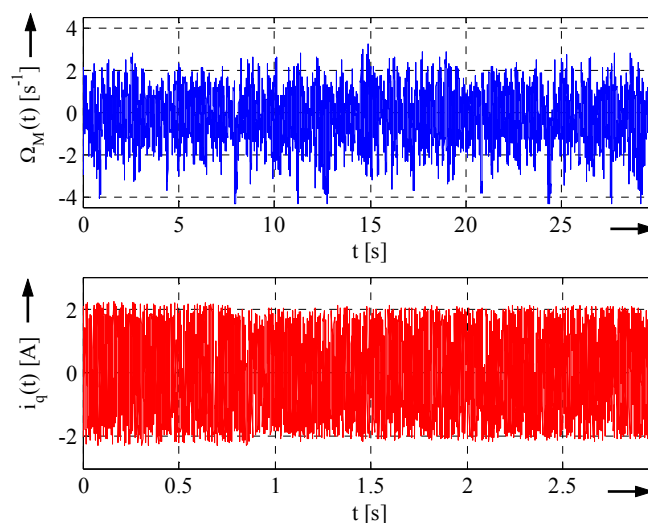


Bild 5.10: Messsignale für $n=17$, $T_t=125\mu\text{s}$, $\hat{i}_q=2\text{ A}$, $\hat{M}_M=4,58\text{ Nm}$

5.2.2 Frequenzgangmessung im geschlossenen Drehzahlregelkreis

Zu Beginn wird der Fall betrachtet, dass das Testsignal, wie in Bild 2.24 dargestellt, als Drehzahl Sollwert eingespeist wird ($\Omega_M^* = \text{PRBS}$). Daran schließen sich Messergebnisse für den Fall der Einkopplung des PRBS als Störgröße am Ausgang des PI-Drehzahlreglers gemäß Bild 2.25 an ($\Omega_M^* = \text{konst}$).

Bild 5.11 zeigt die Messsignale Ω_M , $\Delta\Omega_M$ und i_q für die Konfiguration $\Omega_M^* = \text{PRBS}$. Die Signale wurden bei Verwendung eines zehnstufigen Schieberegisters aufgezeichnet, um die Signalperiode $T_p = 7,16\text{s}$ im Oszillogramm kenntlich zu machen.

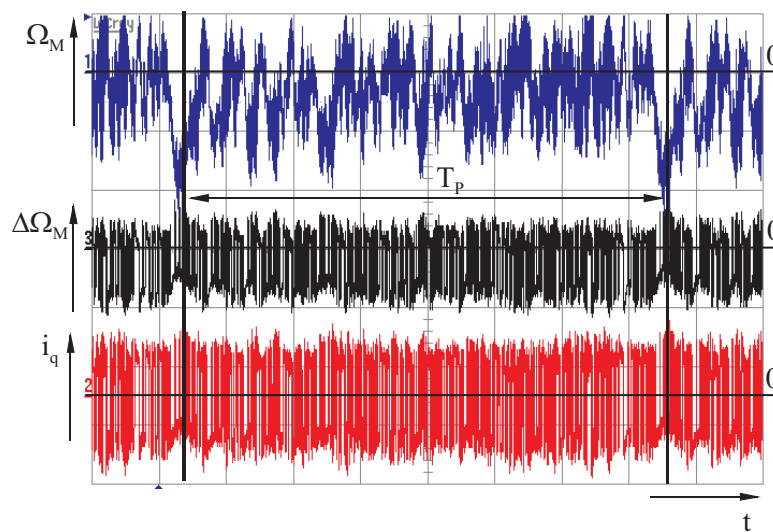


Bild 5.11: Messsignale für $n=10$, $T_t = 7\text{ ms}$, $T_p = 7,16\text{ s}$, $\Omega_M^* = \text{PRBS}$

$$\text{Auflösungen: } \Omega_M: \frac{3,48\text{ s}^{-1}}{\text{Div.}}, \Delta\Omega_M: \frac{13,93\text{ s}^{-1}}{\text{Div.}}, i_q: \frac{1\text{ A}}{\text{Div.}}, t: \frac{1\text{ s}}{\text{Div.}}$$

Der berechnete Frequenzgang $G_{\text{mech}}(j\omega)$ ist in Bild 5.12 für die Einstellung $n = 17$ und $T_t = 125\text{ }\mu\text{s}$ dargestellt. Für die Messung dieses gezeigten Frequenzgangs wurde die Amplitude des PRBS auf $\hat{n}_M^* = 68\text{ min}^{-1}$ eingestellt. Die Zeitkonstante des geschlossenen Stromregelkreises beträgt $T_{\text{si}} = 0,8\text{ ms}$.

Wie in Abschnitt 2.3.3 erörtert, weist der Drehzahlregelkreis gutes Führungsverhalten auf. Die Einstellung des PI-Drehzahlreglers erfolgt durch Beobachtung der Führungssprungantwort.

Die Übertragungsfunktion des PI-Drehzahlreglers ist

$$G_{R\omega}(s) = K_p \cdot \frac{1 + T_n \cdot s}{T_n \cdot s}. \quad (5.1)$$

Die Reglerverstärkung ist $K_p = 14$ und die Nachstellzeit $T_n = 0,11$ s. Die Anregelzeit $t_{\text{anr}} = 0,12$ s, die Ausregelzeit $t_{\text{ausr}} = 0,8$ s. Die Zykluszeit des Drehzahlreglers beträgt $T_{\text{Zykl},\Omega} = 0,56$ ms.

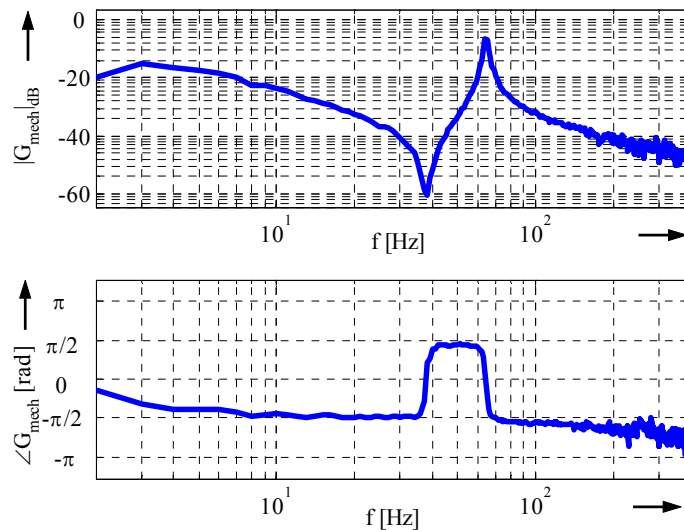


Bild 5.12: Frequenzgang, geschlossener Regelkreis
 $\Omega_M^* = \text{PRBS}$, $n = 17$, $T_t = 125 \mu\text{s}$, $k_p = 1,83$

Bild 5.13 zeigt die Messsignale für den Fall, dass ein konstanter Drehzahlsollwert eingespeist wird ($\Omega_M^* = \text{konst}$). In diesem Fall ist der Drehzahlregler so eingestellt, dass der Drehzahlregelkreis das in Kapitel 2.3.3 geforderte schlechte Störverhalten aufweist, damit das als Störgröße aufzufassende PRBS vom Drehzahlregler nicht ausgeglichen wird. Die eingestellten Parameter sind Reglerverstärkung $K_p = 2$, Nachstellzeit $T_n = 2,15$ s und Ausregelzeit $t_{\text{ausr}} = 0,8$ s. Die Zykluszeit des Drehzahlreglers ist hier ebenfalls $T_{\text{Zykl},\Omega} = 0,56$ ms.

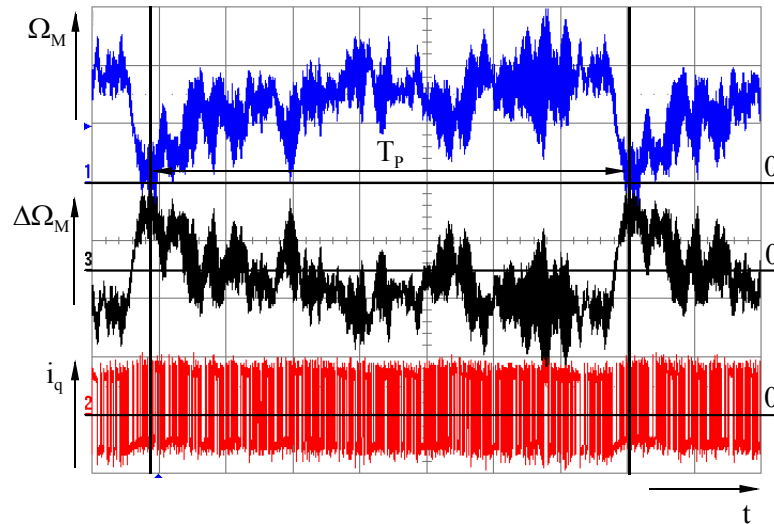


Bild 5.13: Messsignale für $n=10$, $T_t=7\text{ ms}$, $T_p=7,16\text{ s}$, $\Omega_M^*=\text{konst}$

$$\text{Auflösungen: } \Omega_M: \frac{13,94\text{ s}^{-1}}{\text{Div.}}, \Delta\Omega_M: \frac{13,94\text{ s}^{-1}}{\text{Div.}}, i_q: \frac{2\text{ A}}{\text{Div.}}, t: \frac{1\text{ s}}{\text{Div.}}$$

In Bild 5.14 ist der Frequenzgang dargestellt, der sich für die Messung mit konstantem Drehzahlsollwert ergibt.

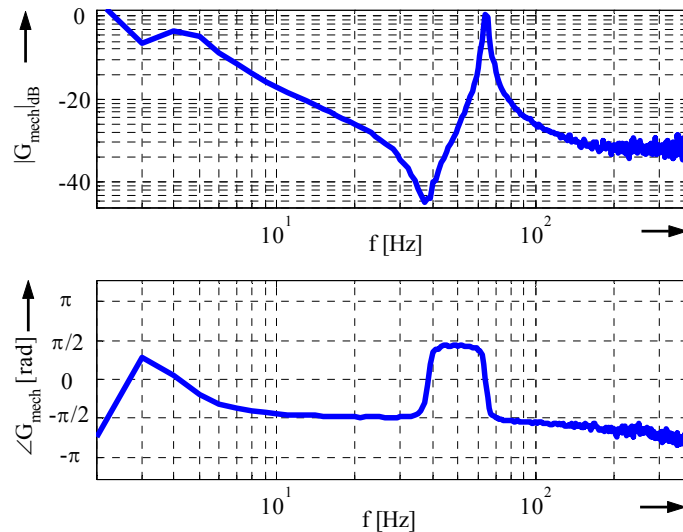


Bild 5.14: Frequenzgang, geschlossener Regelkreis,
 $\Omega_M^*=\text{konst}$, $n=17$, $T_t=125\text{ }\mu\text{s}$, $k_p=1,83$

Die für die Frequenzgangmessung gemäß Bild 5.14 eingestellte Amplitude des Sollwerts der Motorwinkelgeschwindigkeit beträgt $\Omega_M^*=0$. Die Amplitude des Testsignals ist $\hat{i}_q=1,43\text{ A}$. Dies entspricht einem Drehmoment von $3,1\text{ Nm}$.

Die beiden gemessenen Frequenzgänge in Bild 5.12 und Bild 5.14 machen deutlich, dass die Identifikation des Systems im geschlossenen Regelkreis in beiden Messkonfigurationen mit sehr gutem Ergebnis gelingt. In beiden Fällen wurde mit derselben Parametrierung für die Signalparameter n und T_i zur Erzeugung des PRBS gearbeitet wie für die Messung im offenen Drehzahlregelkreis (Bild 5.9). Die Bodediagramme zeigen die Charakteristik des ZMS sehr deutlich.

5.2.3 Frequenzgangmessung während des laufenden Betriebs

Eine Änderung des Drehzahlollwerts während der Datenaufzeichnung ist ebenfalls zulässig, so dass sogar Drehzahlollwertprofile abgefahren werden können. Experimentell wurde das in Bild 5.15 gezeigte Drehzahlollwertprofil getestet. Als Signalform wurde ein Trapez gewählt, weil hier Beschleunigungs-, Brems- und Reversiervorgänge sowie Abschnitte konstanter Drehzahl auftreten, um so einen möglichen industriellen Prozess zu simulieren.

Anhand von Bild 5.15 wird deutlich, dass die Drehzahlregelung dem Sollwertsignal trotz des aufmodulierten PRBS gut folgen kann.

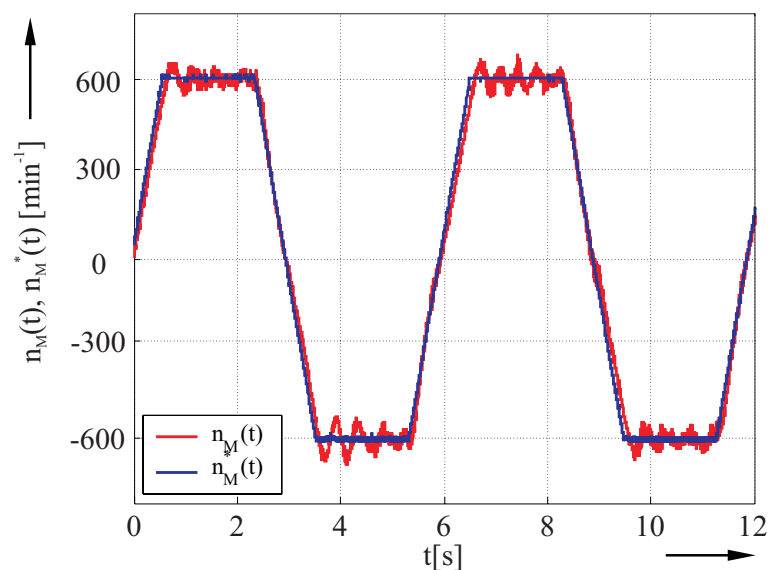


Bild 5.15: Trapezförmiges Motordrehzahlollwertprofil und Motoristdrehzahlsignal

Bild 5.16 zeigt den gemessenen Frequenzgang während des Abfahrens des in Bild 5.15 dargestellten Drehzahlollwertprofils. D. h. die Frequenzgangmessung ist auch während eines laufenden Betriebs problemlos möglich.

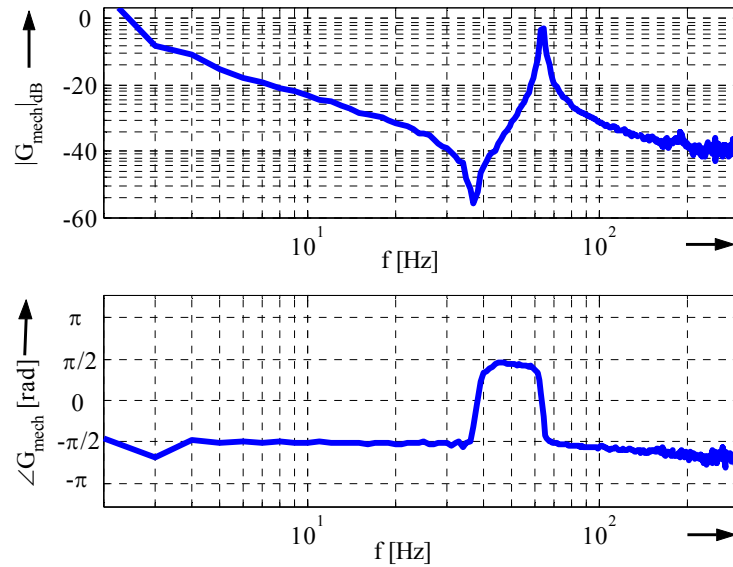


Bild 5.16: Frequenzgang, geschlossener Regelkreis für trapezförmiges Drehzahl-sollwertprofil

5.2.4 Korrelogramm- und Welch-Verfahren im Vergleich

In diesem Abschnitt sollen das Korrelogrammverfahren und die Welch-Methode anhand der erzielten Ergebnisse miteinander verglichen werden. Für die im Folgenden gezeigten Frequenzgänge wird jeweils derselbe gemessene Datensatz verarbeitet. Somit ist die Vergleichbarkeit der Ergebnisse gewährleistet.

Das in Bild 5.17a dargestellte Ergebnis ergibt sich bei Anwendung des Korrelogrammverfahrens ohne Vorkenntnisse über die Beschaffenheit der Messsignale. Die in den vorangegangenen Messergebnissen deutlich erkennbaren Merkmale des Zweimassenschwingers sind hier weder im Amplituden- noch im Phasengang zu sehen. Das in Bild 5.17b gezeigte Ergebnis ist bereits deutlich besser, wenn auch nicht befriedigend. Hier wurde der gemessene Datensatz auf exakt eine Signalperiode gekürzt. Die Berechnung von $G_{\text{mech}}(j\omega)$ erfolgte auch hier mittels Korrelogrammverfahren.

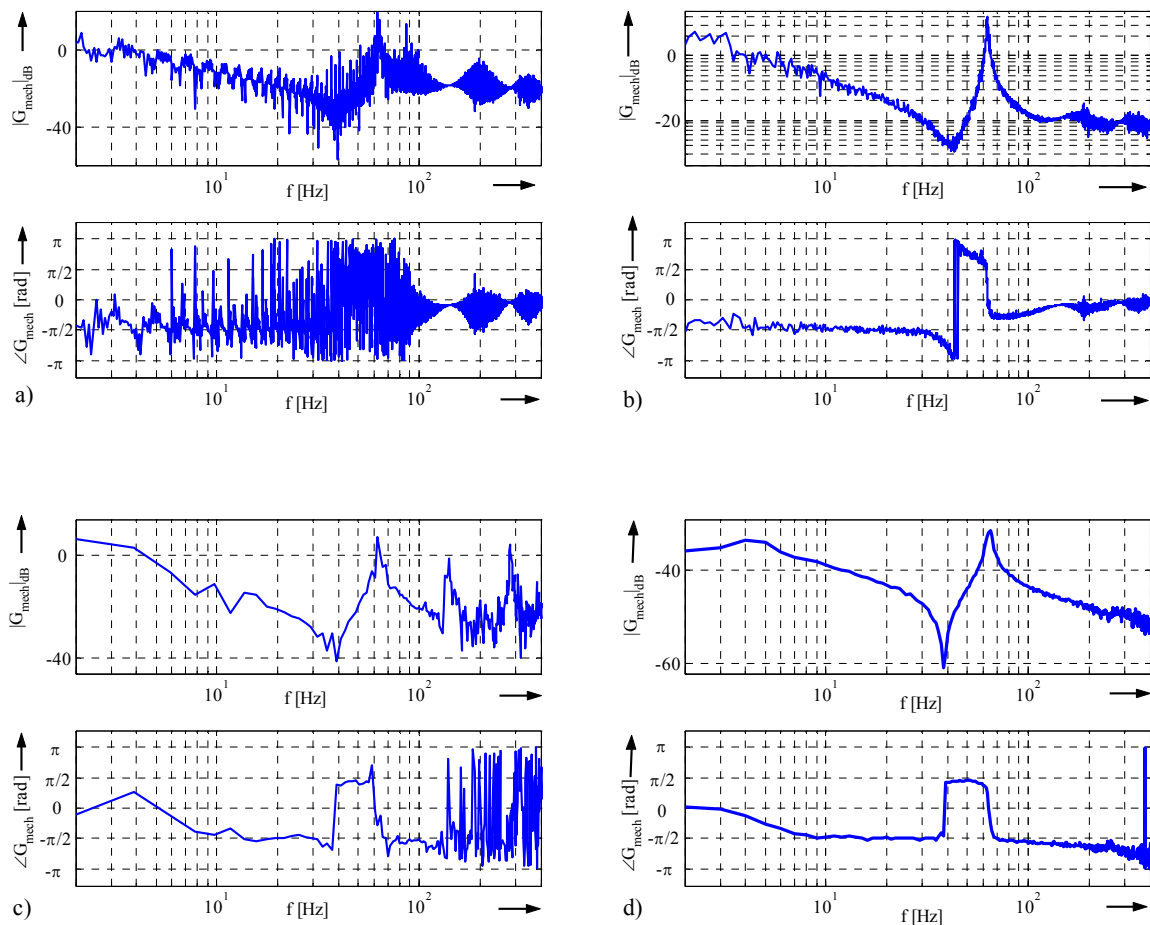


Bild 5.17: a) Mittels Korrelogrammverfahren berechneter Frequenzgang
 b) Mittels Korrelogrammverfahren berechneter Frequenzgang für exakt eine Signalperiode
 c) Mittels Korrelogrammverfahren und Hanning-Fenster berechneter Frequenzgang
 d) Mittels Welch-Methode berechneter Frequenzgang

Unter Zuhilfenahme des Hanning-Fensters ergibt sich der in Bild 5.17c dargestellte Frequenzgang. Auffällig sind hier die vielen Abweichungen oberhalb der Resonanzfrequenz. Der Frequenzgang in Bild 5.17d wurde ohne a priori Information über die Eigenschaften der Messsignale mit Hilfe der Welch-Methode berechnet, d.h. die Messsignale wurden nicht zur Auswertung auf eine Signalperiode angepasst. Das so erzielte Ergebnis ist eindeutig das Beste, denn die charakteristischen Merkmale des ZMS sind sehr deutlich erkennbar. Die Resonanzfrequenz $f_{\text{res}} = 64 \text{ Hz}$ wird klar identifiziert.

Die Berechnung der Systemparameter mit Hilfe des Levenberg-Marquardt-Algorithmus gelingt auf Basis dieser Frequenzgangdaten sehr gut, wie die Betrachtungen in Abschnitt 5.2.6 zeigen werden.

Zusammenfassend bleibt festzuhalten, dass die Signalverarbeitung einen ganz entscheidenden Einfluss auf das Ergebnis hat. Die Welch-Methode hat eindeutig das beste Ergebnis geliefert. Sie benötigt außerdem deutlich weniger Rechenaufwand als das Korrelogrammverfahren.

5.2.5 Identifikation verschiedener mechanischer Systeme

Um zu zeigen, dass das Identifikationsverfahren zuverlässig für verschiedene mechanische Systeme funktioniert, wird die Resonanzfrequenz des ZMS durch Austauschen der Torsionswelle variiert. Bild 5.18a zeigt den Frequenzgang für $f_{\text{res}} = 30 \text{ Hz}$, Bild 5.18b für $f_{\text{res}} = 100 \text{ Hz}$.

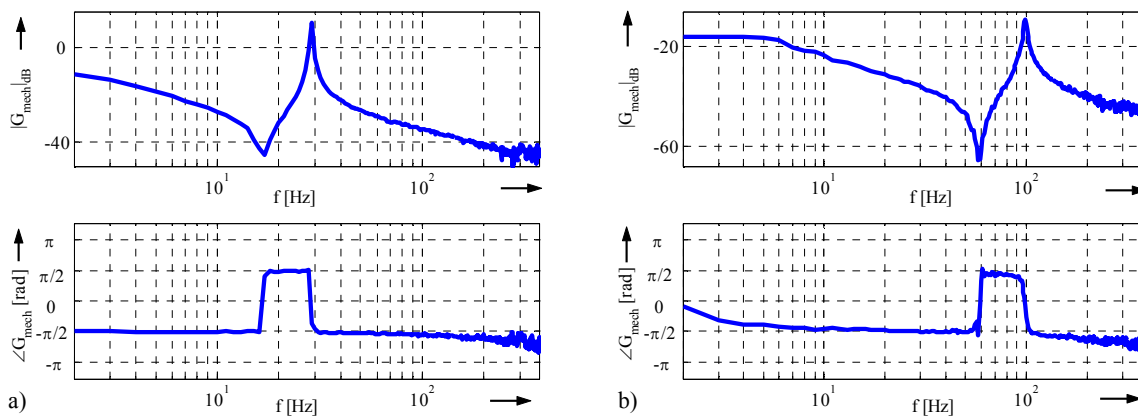


Bild 5.18: a) Frequenzgang, $f_{\text{res}} = 30 \text{ Hz}$, $n = 17$, $T_t = 125 \mu\text{s}$
 b) Frequenzgang, $f_{\text{res}} = 100 \text{ Hz}$, $n = 17$, $T_t = 125 \mu\text{s}$

Anhand der Ergebnisse in Bild 5.18 wird deutlich, dass das Verfahren verschiedene Resonanzfrequenzen klar detektiert.

5.2.6 Berechnung der Systemparameter

Zur Berechnung der Systemparameter kommt das in Abschnitt 2.4 erörterte numerische Verfahren von Levenberg und Marquardt auf gemessene Frequenzgangdaten zur Anwendung. Der Algorithmus verarbeitet 450 Frequenzgangwerte. Jedoch können auch mit weitaus weniger Datenpunkten in der Größenordnung von 150 sehr gute Ergebnisse erzielt werden.

Um eine Aussage über den Fehler zu machen, mit der die Parameter bestimmt worden sind, ist es sinnvoll, mit Hilfe der identifizierten Parameter den Frequenzgang des Sys-

tems zu berechnen und zusammen mit den gemessenen Datenpunkten graphisch in einem Bodediagramm darzustellen. Bild 5.19 zeigt das Ergebnis des Parameter-Fittings.

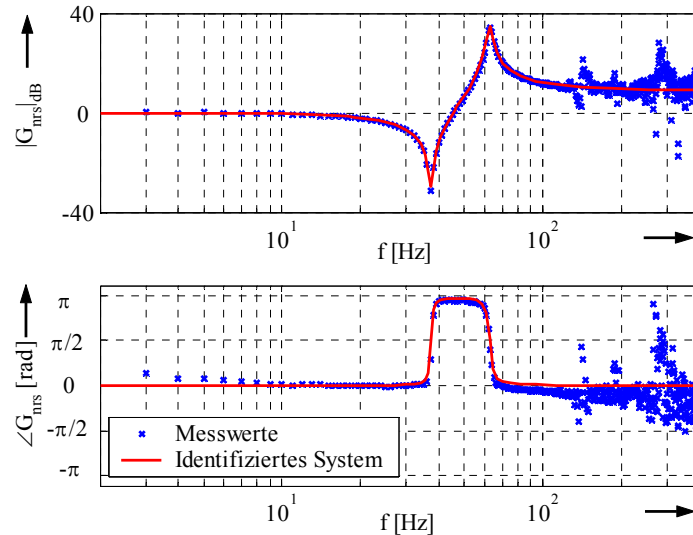


Bild 5.19: Gemessener und identifizierter Frequenzgang $G_{\text{nrs}}(j\omega)$

In Bild 5.19 ist der Frequenzgang $G_{\text{nrs}}(j\omega)$ dargestellt. Dieser ergibt sich aus dem gemessenen Frequenzgang der Mechanik $G_{\text{mech}}(j\omega)$ gemäß dem Zusammenhang

$$G_{\text{nrs}}(j\omega) = j\omega \cdot T_{\Sigma} \cdot G_{\text{mech}}(j\omega). \quad (5.2)$$

Unter der Voraussetzung, dass die Gesamthochlaufzeit T_{Σ} bekannt ist, wird diese gemäß (5.2) herausgerechnet. Das Fehlen des Integrators $\frac{1}{j\omega T_{\Sigma}}$ ist sowohl an der Steigung im Amplitudengang als auch an der Phasenlage in Bild 5.19 klar ersichtlich.

Bild 5.19 zeigt deutlich, dass der gemessene und der mit Hilfe der identifizierten Parameter berechnete Frequenzgang sehr gut übereinstimmen.

Die berechneten Parameter T_M , T_L und T_C können nun in die Gleichungen (2.18) und (2.20) für die Resonanz- und Antiresonanzfrequenz eingesetzt werden. Somit erhält man ein weiteres Kriterium zur Beurteilung des erzielten Ergebnisses.

Ein Vergleich mit den Originalparametern der Mechanik erweist sich als schwierig, da nur das Massenträgheitsmoment der Synchronmaschine durch dessen Angabe im Datenblatt der Maschine mit hinreichender Genauigkeit bekannt ist. Dennoch liefert folgende Tabelle einen Vergleich zwischen den identifizierten und den tatsächlichen physikalischen Parametern, der jedoch vor dem Hintergrund der genannten Unsicherheit

bei der Bestimmung der tatsächlichen Prüfstandparameter zu betrachten ist. In Tabelle 5.1 ist der relative Fehler bezüglich der einzelnen physikalischen Parameter angegeben.

Parameter	f_{res}	f_{ares}	T_M	T_L	T_C
rel. Fehler [%]	0.57651	0.5057	5.109	3.1894	4.5643

Tabelle 5.1: Relative Fehler bzgl. der Parameter für die Identifikation gemäß Bild 5.19

Der Levenberg-Marquardt-Algorithmus hat hierfür 30 Iterationen benötigt und 450 Datenpunkte des gemessenen Frequenzgangs verarbeitet.

Eine explizite Aussage im Hinblick auf den normierten Dämpfungsparameter d gestaltet sich schwierig, da der tatsächliche Wert für d nicht bekannt ist. Die Qualität des Identifikationsergebnisses im Hinblick auf die Dämpfung d der Torsionswelle wird aufgrund des berechneten Frequenzgangs (s. Bild 5.19) in der gleichen Größenordnung angenommen wie die übrigen Parameter der Mechanik. Diese Annahme ist auch aufgrund des folgenden Simulationsergebnisses gerechtfertigt.

Bild 5.20 zeigt den Frequenzgang des Originalsystems, die mittels der Welch-Methode berechnete Frequenzgangkurve sowie den mit Hilfe der identifizierten Parameter berechneten Frequenzgang von $G_{\text{mrs}}(j\omega)$.

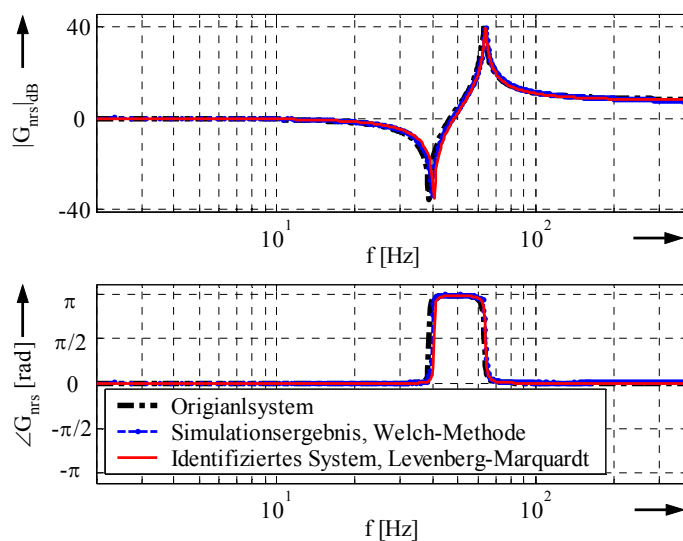


Bild 5.20: Simulationsergebnis zum Parameter-Fitting

Man erkennt deutlich, dass alle drei Frequenzgangkurven sehr gut übereinstimmen. Der relative Fehler hinsichtlich der Identifikation des Dämpfungsparameters d beträgt 0,1%. Der relative Fehler für die übrigen Parameter liegt hier in derselben Größenordnung.

Im Falle hinreichend guter Frequenzgangmessungen, wie sie für $n=17$ und $T_t=125\mu\text{s}$ in den Abschnitten 5.2.1 und 5.2.2 gezeigt worden sind, waren bei der Anwendung des Levenberg-Marquardt-Verfahrens auf diese Datensätze keine Konvergenzprobleme zu beobachten.

5.3 Ergebnisse zur Identifikation von Drei- und Mehrmassensystemen

Im Rahmen der in diesem Abschnitt präsentierten Mess- und Simulationsergebnisse zur Untersuchung von Drei- und Mehrmassensystemen werden wie schon in Abschnitt 5.2 zuerst die Ergebnisse für den offenen und nachfolgend für den geschlossenen Regelkreis betrachtet. Im Anschluss werden in Abschnitt 5.3.3 Messergebnisse zur Identifikation verschiedener mechanischer Konfigurationen gezeigt und den entsprechenden Simulationsergebnissen gegenübergestellt. Diese machen deutlich, dass die Identifikation unterschiedlicher Anordnungen sehr gut gelingt. Da die Veränderung der mechanischen Eigenschaften des Drei-Massen-Schwingers hier ausschließlich durch Variation des Durchmessers der Torsionswellen erreicht wird, sind deren Werte innerhalb dieses Abschnitts stets im Bildtitel des jeweiligen Messergebnisses angegeben. Abschnitt 5.3.3 endet mit je einem Simulationsergebnis für einen Vier- und einen Fünfmassenschwinger. Diese bringen zum Ausdruck, dass die Identifikation von Systemen höherer Ordnung ebenfalls gelingt. Von der praktischen Untersuchung solcher Systeme wurde mit Blick auf den Aufwand zur Realisierung einer geeigneten Laboranlage Abstand genommen.

In Abschnitt 5.3.4 werden Parameterstudien zur Einstellung des Testsignalgenerators präsentiert. Diese machen deutlich, dass eine geeignete Wahl für n und T_t einen maßgeblichen Einfluss auf das Identifikationsverfahren hat, wie es bereits in Abschnitt 2.3.1 theoretisch erörtert worden ist.

In Abschnitt 5.3.5 wird der Einfluss der Geberauflösung analysiert. Abschnitt 5.3.6 behandelt die Identifikation des DMS mit hängender Last. Bei der Bestimmung aller hier gezeigten Messergebnisse wurde der PRBS-Generator für $n=17$ Bits und $T_t=125\mu\text{s}$ parametrisiert.

5.3.1 Frequenzgangmessung im offenen Regelkreis

Die Bestimmung des in Bild 5.21 dargestellten Frequenzgangs des DMS wurde im offenen Drehzahlregelkreis vorgenommen. Die beiden für einen DMS charakteristischen Resonanz- und Antiresonanzpaare sind sowohl im Amplituden- als auch im Phasengang sehr gut zu erkennen.

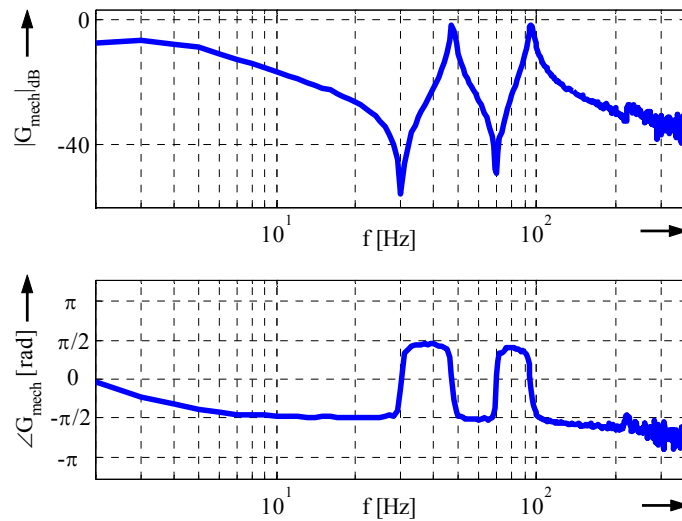


Bild 5.21: Frequenzgang, gemessen im offenen Regelkreis

$\varnothing_{\text{Welle1}} = 20 \text{ mm}$, $\varnothing_{\text{Welle2}} = 18 \text{ mm}$

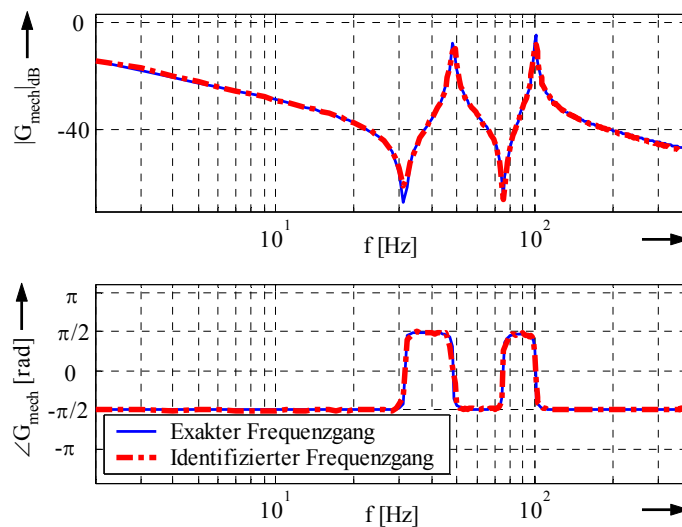


Bild 5.22: Simulationsergebnis

Das Simulationsergebnis in Bild 5.22 enthält zwei Kurvenverläufe. Dabei handelt es sich zum einen um den theoretisch idealen und exakten Verlauf des Frequenzgangs und zum anderen um den durch Anwendung der Welch-Methode im Rahmen der Simulation identifizierten Frequenzgang. Da diese nahezu identisch sind, gestaltet es sich für den Betrachter schwierig, sie als zwei verschiedene Kurven wahrzunehmen. Umso mehr wird somit deutlich, wie gut das exakte Modell mit dem Simulationsergebnis übereinstimmt. Vergleicht man Bild 5.21 und Bild 5.22 miteinander, so stellt man ebenfalls eine sehr gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Experiment fest.

5.3.2 Frequenzgangmessung im geschlossenen Drehzahlregelkreis

Analog zur Bestimmung des Frequenzgangs eines ZMS erfolgt auch für den DMS die Identifikation im geschlossenen Drehzahlregelkreis. Der in Bild 5.23 gezeigte Frequenzgang wurde anhand der Messsignale ermittelt, die sich für den Fall der Einspeisung des Testsignals als Drehzahlsollwert gemäß des Blockschaltbilds in Bild 2.24 ergeben.

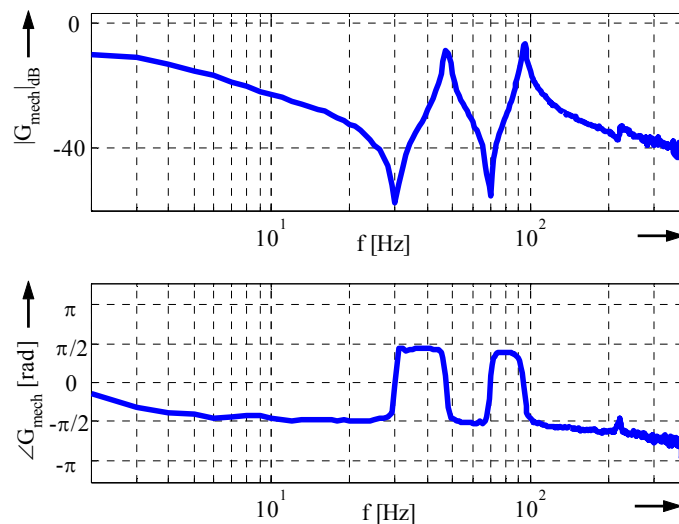


Bild 5.23: Frequenzgang, geschlossener Regelkreis, $\Omega_M^* = \text{PRBS}$,
 $\varnothing_{\text{Welle1}} = 20 \text{ mm}$, $\varnothing_{\text{Welle2}} = 18 \text{ mm}$

Das in Bild 5.24 dargestellte Ergebnis macht deutlich, dass die Bestimmung des Frequenzgangs der Mechanik ebenso gut gelingt, wenn ein konstanter Drehzahlsollwert vorgegeben wird und das Testsignal am Ausgang des PI-Drehzahlreglers eingespeist wird. Die eingestellte Motorwinkelgeschwindigkeit beträgt $\Omega_M^* = 0$.

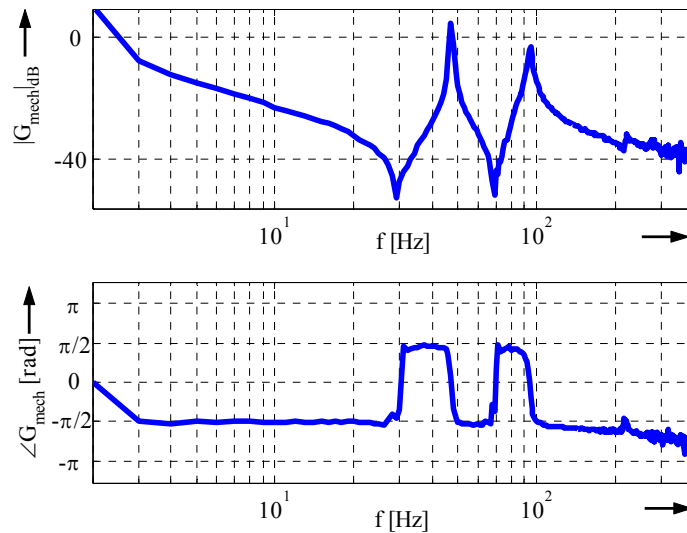


Bild 5.24: Frequenzgang, geschlossener Regelkreis, $\Omega_M^* = \text{konst}$
 $\varnothing_{\text{Welle1}} = 20 \text{ mm}$, $\varnothing_{\text{Welle2}} = 18 \text{ mm}$

5.3.3 Identifikation verschiedener mechanischer Systeme

In diesem Abschnitt werden Ergebnisse für unterschiedliche DMS präsentiert. Die verschiedenen mechanischen Konfigurationen werden wieder durch Austauschen der Torsionswellen realisiert. Die Wellen unterscheiden sich hinsichtlich des Durchmessers, der jeweils im Bilduntertitel angegeben ist. Im Folgenden wird links stets das Messergebnis und rechts zum Vergleich das zugehörige Simulationsergebnis dargestellt. Auch hier sind beide Kurvenverläufe, idealer und ermittelter Frequenzgang, in einem Diagramm dargestellt.

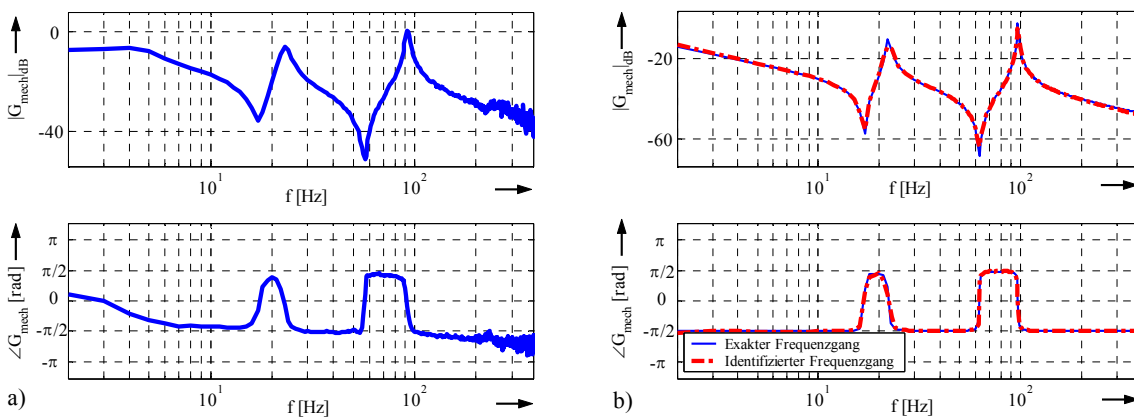


Bild 5.25: Frequenzgang des DMS; $\varnothing_{\text{Welle1}} = 20 \text{ mm}$, $\varnothing_{\text{Welle2}} = 12 \text{ mm}$
 a) Messergebnis
 b) Simulationsergebnis

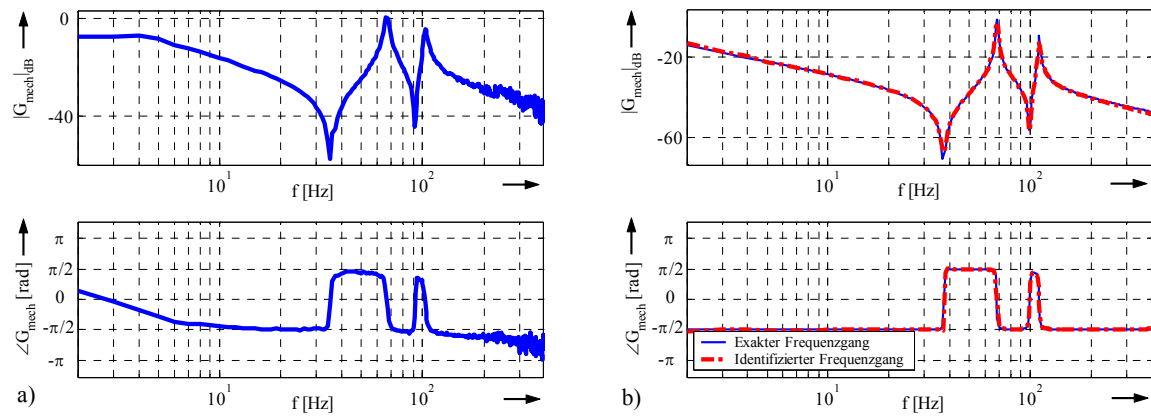


Bild 5.26: Frequenzgang des DMS; $\varnothing_{\text{Welle1}} = 20 \text{ mm}$, $\varnothing_{\text{Welle2}} = 22,5 \text{ mm}$

- a) Messergebnis
b) Simulationsergebnis

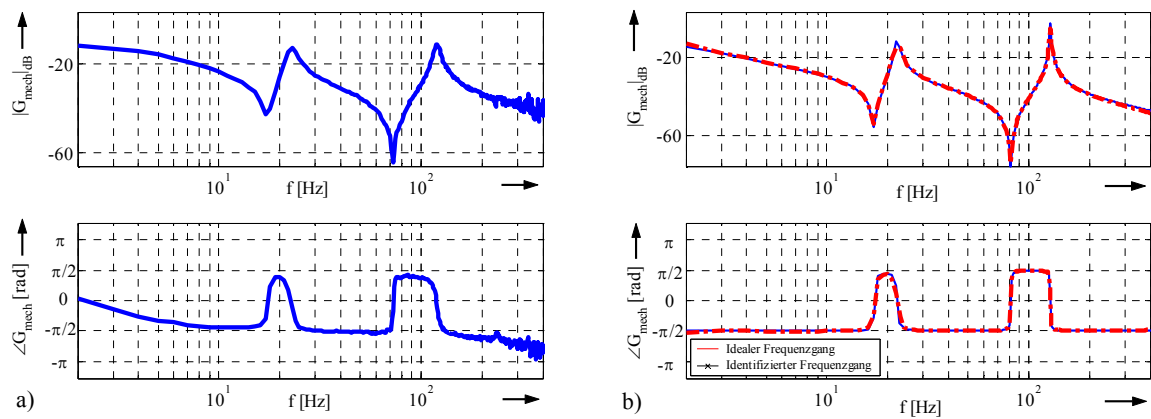


Bild 5.27: Frequenzgang des DMS; $\varnothing_{\text{Welle1}} = 23 \text{ mm}$, $\varnothing_{\text{Welle2}} = 12 \text{ mm}$

- a) Messergebnis
b) Simulationsergebnis

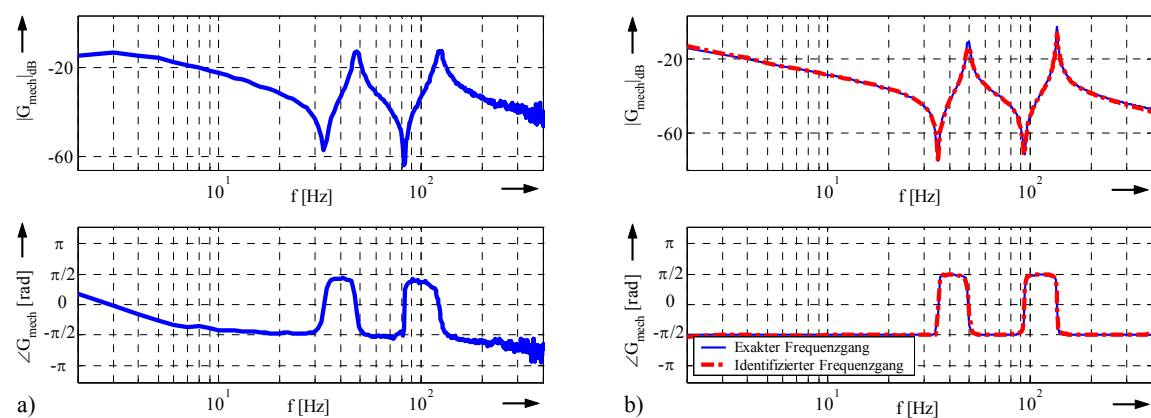


Bild 5.28: Frequenzgang des DMS; $\varnothing_{\text{Welle1}} = 23 \text{ mm}$, $\varnothing_{\text{Welle2}} = 18 \text{ mm}$

- a) Messergebnis
b) Simulationsergebnis

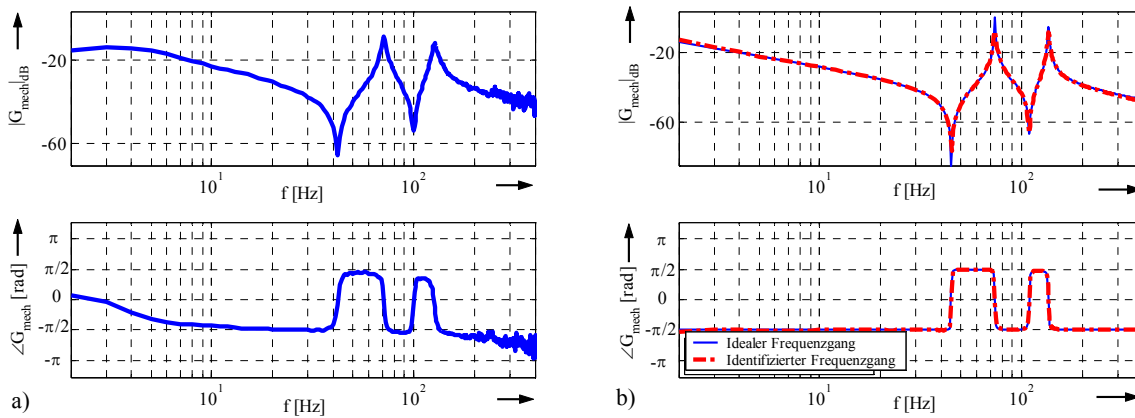


Bild 5.29: Frequenzgang des DMS; $\varnothing_{\text{Welle1}} = 23 \text{ mm}$, $\varnothing_{\text{Welle2}} = 22,5 \text{ mm}$
 a) Messergebnis
 b) Simulationsergebnis

Die nachfolgend gezeigten Simulationsergebnisse machen deutlich, dass das Identifikationsverfahren prinzipiell auch auf Mehrmassensysteme anwendbar ist. In Bild 5.30a ist der identifizierte Frequenzgang für ein Viermassensystem und in Bild 5.30b für ein Fünfmassensystem zu sehen.

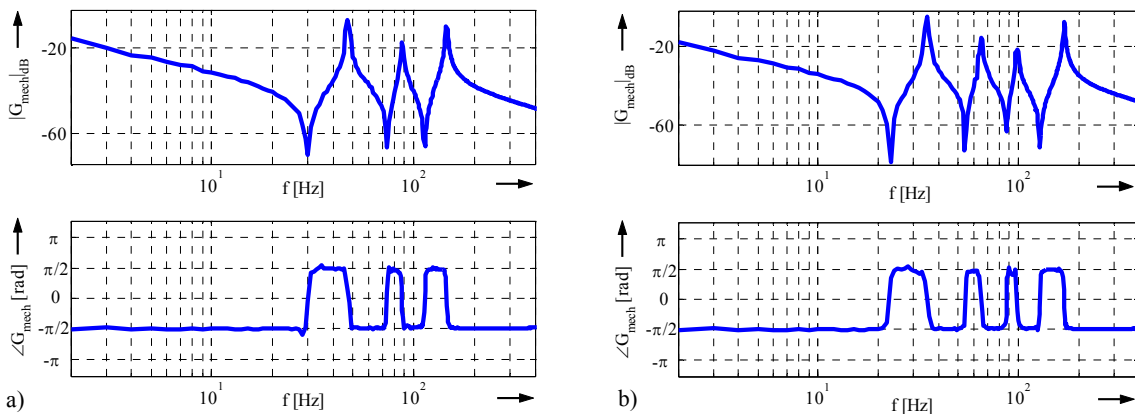


Bild 5.30: a) Simulationsergebnis für Viermassensystem
 b) Simulationsergebnis für Fünfmassensystem

Für die in Bild 5.30 dargestellten Frequenzgänge wurden Torsionswellen mit den in Tabelle 5.2 aufgelisteten mechanischen Daten zur Simulation verwendet.

Viermassensystem			Fünfmassensystem		
Welle	Länge [mm]	$\varnothing_{\text{Welle}}$ [mm]	Welle	Länge [mm]	$\varnothing_{\text{Welle}}$ [mm]
1	40	24	1	40	26
2	60	22	2	60	23
3	60	20	3	60	21
			4	60	18

Tabelle 5.2: Daten der Torsionswellen entsprechend der Simulationsergebnisse in Bild 5.30

5.3.4 Parametrierung des PRBS-Generators

In Abschnitt 2.3.1 wurde erläutert, wie der PRBS-Generator mit Hilfe der Parameter n und T_t einstellbar ist. Anhand der folgenden experimentell durchgeführten Parameterstudien zeigt sich, wie sehr die Parametrierung des Testsignalgenerators das Identifikationsergebnis beeinflusst. Zuerst wird die Anzahl n der Bits variiert, während der Parameter T_t konstant ist. Anhand der Parameterstudie für n (Bild 5.31), wird deutlich, dass die Größe des Schieberegisters die Messung entscheidend beeinflusst.

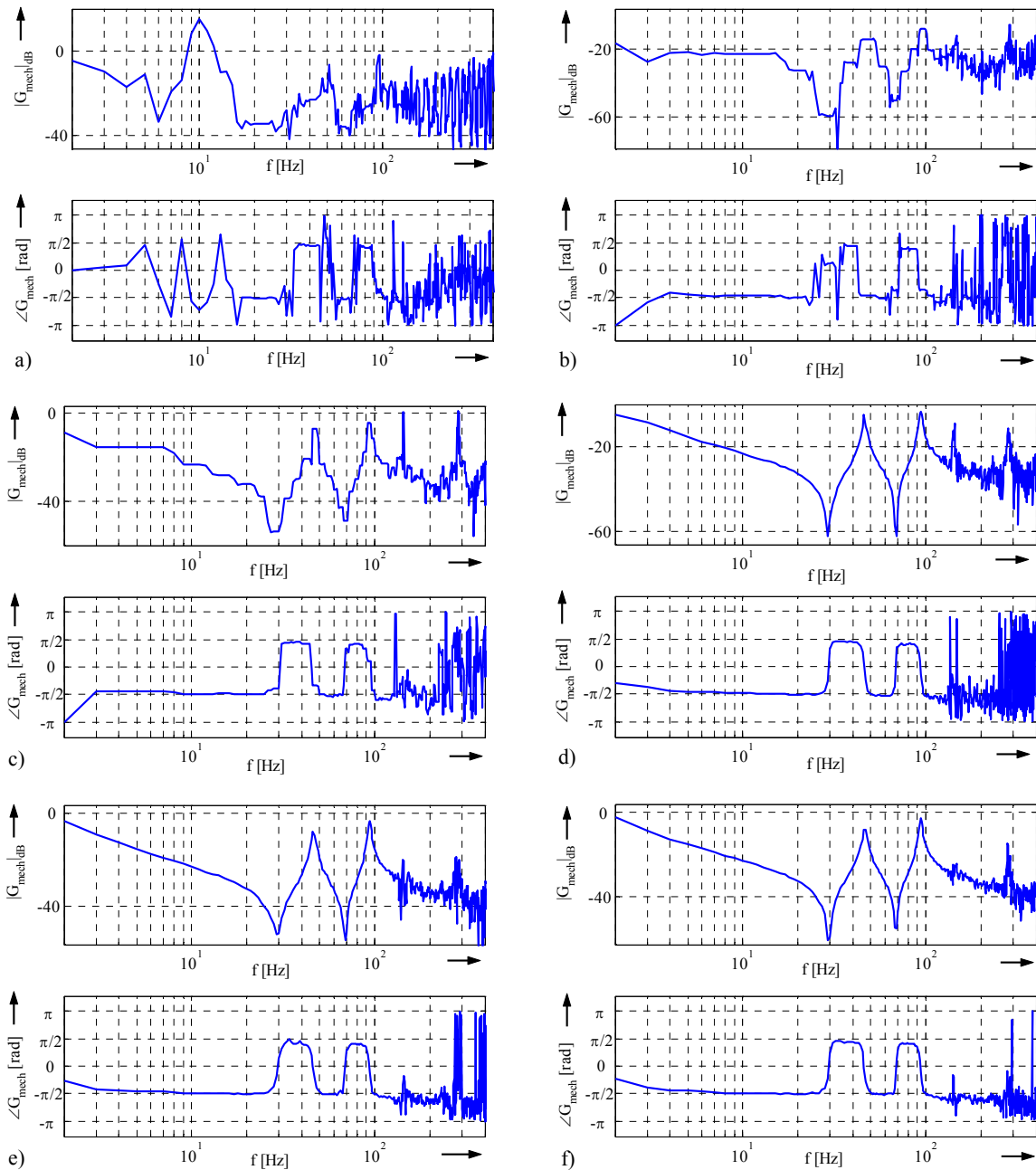


Bild 5.31: Analyse des Einflusses der Anzahl der Schieberegisterstufen n auf die Frequenzgangmessung eines DMS

- a) $n=3$, $T_t=7$ ms, b) $n=4$, $T_t=7$ ms, c) $n=5$, $T_t=7$ ms,
d) $n=7$, $T_t=7$ ms, e) $n=10$, $T_t=7$ ms, f) $n=20$, $T_t=7$ ms

Die in Bild 5.31 dargestellten Ergebnisse der Parameterstudie zeigen, dass die Verwendung von nur wenigen Bits sehr ungünstig ist. In Bild 5.31a ist der Frequenzgang des DMS überhaupt nicht zu erkennen. Die Verwendung von fünf Bits zeigt bereits eine deutliche Verbesserung des Ergebnisses (s. Bild 5.31c). Sowohl im Amplitudengang als auch im Phasengang sind die Eckfrequenzen der Mechanik zumindest schon ausgeprägt, auch wenn der Verlauf der Amplituden- und Phasenkurve sicher noch nicht befriedigend ist. Mit einem 7 Bit großen Schieberegister erzielt man bereits ein recht gutes Ergebnis (s. Bild 5.31d). Allerdings ist oberhalb von 100 Hz noch starkes Rauschen zu beobachten. Eine obere Grenze für n kann nicht angegeben werden. In [Schü02] findet man zwar die Empfehlung, nicht mit großen Schieberegistern zu arbeiten, um längere Haltephasen zu vermeiden, Bild 5.31d zeigt jedoch, dass das Verfahren tatsächlich auch für sehr große n zuverlässig funktioniert. Die Erhöhung von n um 1 hat gemäß (2.35) eine Verdopplung der Periodendauer zur Folge. Für $n=20$ und $T_t=7\text{ ms}$ erhält man für die Signalperiode bereits $T_p \approx 122\text{ min}$. Da dieser Wert für die Signalperiode T_p bereits außerordentlich groß ist, wurden größere Schieberegister nicht mehr untersucht.

Die Erhöhung der Anzahl der Registerstufen n bei konstantem T_t führt gemäß der Erläuterungen bzgl. des Frequenzspektrums des PRBS in Kapitel 2.3 zu mehr Anregungsfrequenzen im Testsignal. Deshalb ist es nicht verwunderlich, dass die Identifikation mit $n=20$ gut gelingt. Schwierigkeiten wegen langer Haltephasen traten nicht auf.

Das Misslingen der Frequenzgangmessung für kleine n , wie es hier beschrieben worden ist, wurde sowohl im offenen als auch für beide Konfigurationen zur Messung des Frequenzgangs im geschlossenen Regelkreis beobachtet.

Sowohl die Variation des Parameters n als auch die von T_t beeinflusst gemäß (2.35) die Periodendauer des Testsignals. Während n dabei die Form des PRBS maßgeblich bestimmt, ändert der Parameter T_t ausschließlich die Geschwindigkeit, mit der die Flanken des Signals erscheinen, denn T_t repräsentiert die zeitliche Intervallbreite, mit der die Elemente des Schieberegisters geschoben werden.

Im Folgenden wird der Einfluss des Parameters T_t auf das Identifikationsergebnis untersucht. Durch gleichzeitige Änderung des Parameters n gelingt es, die Signalperiode T_p konstant zu halten. Durch die Verkleinerung von T_t ergibt sich für die AKF des PRBS ein Verlauf, der sich der δ -Funktion annähert (vgl. Abschnitt 2.3.1).

Die Ergebnisse in Bild 5.32 zeigen, dass für sehr kleine Werte von T_t sehr gute Ergebnisse erzielt werden.

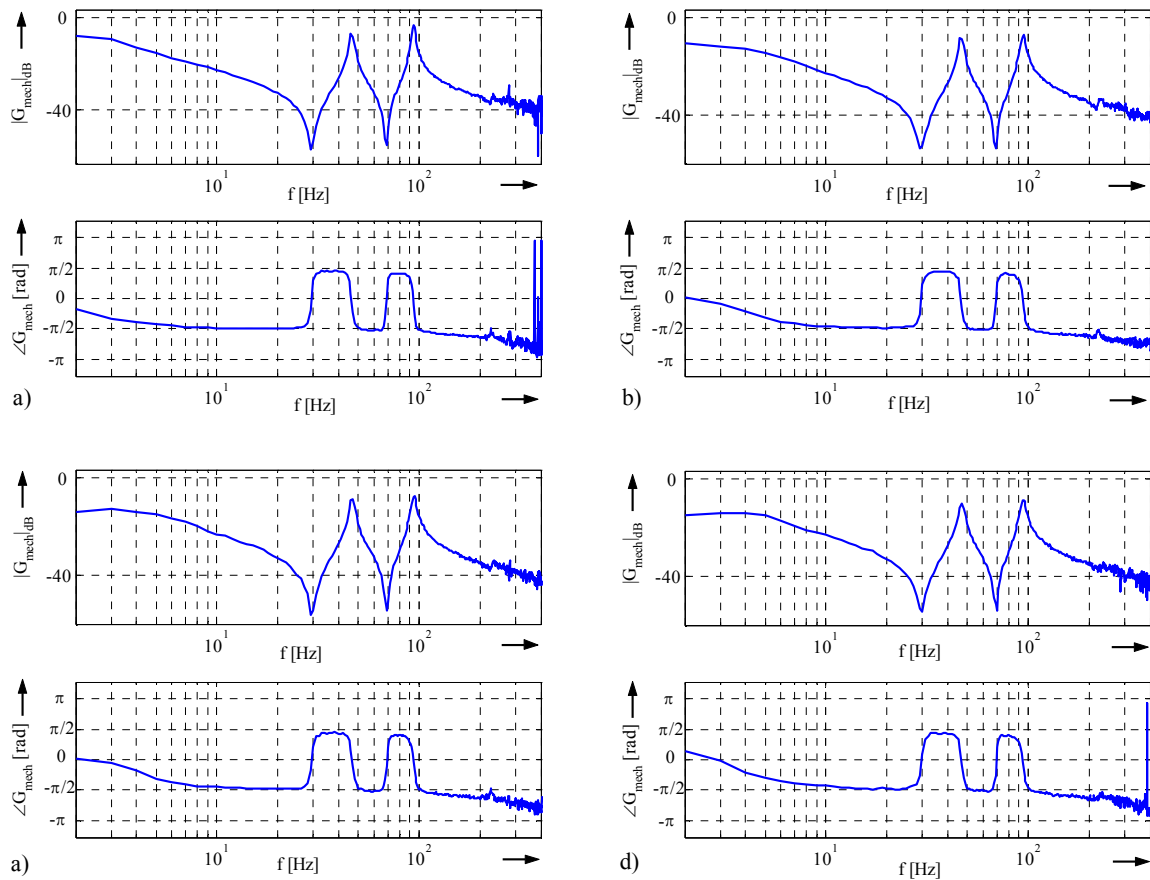


Bild 5.32: Frequenzgangmessungen für konstante Signalperiode T_p bei Variation von n und T_t

- a) $T_t = 2 \text{ ms}$, $n = 13$
- b) $T_t = 500 \mu\text{s}$, $n = 15$
- c) $T_t = 250 \mu\text{s}$, $n = 16$
- d) $T_t = 125 \mu\text{s}$, $n = 17$

Wird jedoch die Anzahl der Schieberegisterstufen n konstant gehalten, kann eine Verkleinerung von T_t im Extremfall zu völlig unbrauchbaren Ergebnissen führen, wie es die nachstehenden Frequenzgangmessungen in Bild 5.33a bis Bild 5.33d verdeutlichen.

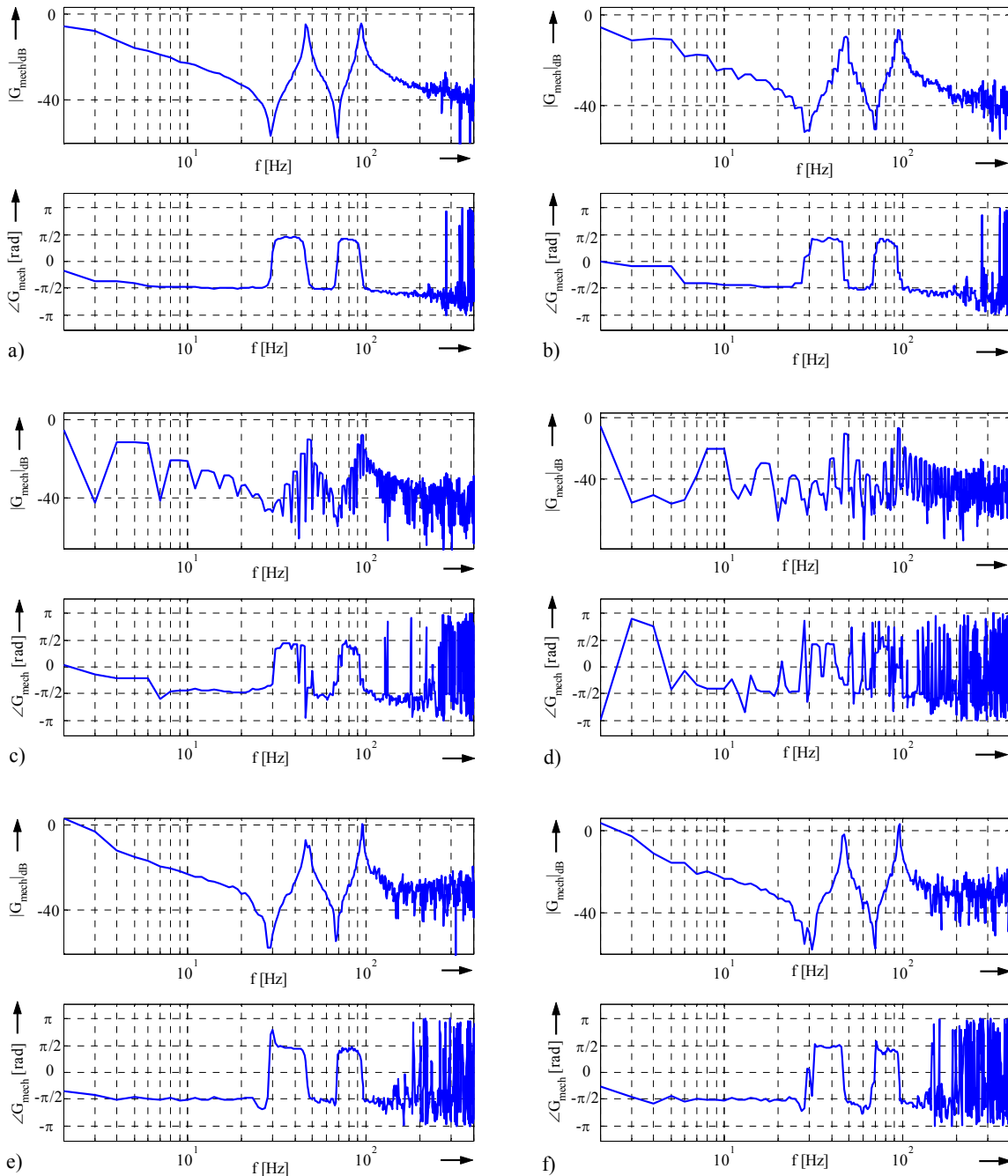


Bild 5.33: Frequenzgangmessung für $n = 10 = \text{konst}$ und Variation von T_t

- a) $n=10, T_t = 2 \text{ ms}$,
- b) $n=10, T_t = 312,5 \mu\text{s}$,
- c) $n=10, T_t = 250 \mu\text{s}$,
- d) $n=10, T_t = 125 \mu\text{s}$,
- e) $n=10, T_t = 1,204 \text{ s}$,
- f) $n=10, T_t = 1,792 \text{ s}$

Besonders kritisch sind verhältnismäßig kurze Signalperioden, d.h. wenn sehr kurze Taktzeiten in Verbindung mit wenigen Schieberegisterbits auftreten.

Während der in Bild 5.33a abgebildete Frequenzgang die Charakteristik des DMS sehr gut widerspiegelt, ist der Frequenzgang in Bild 5.33d für eine Analyse gänzlich unbrauchbar.

Die Bestimmung des Frequenzgangs gelingt trotzdem auch für $n=\text{konst}$ in einem breiten Parametrierungsbereich für T_t , wobei die erreichbare Qualität jenseits einer oberen Grenze für T_t deutlich abnimmt. Bild 5.33e und Bild 5.33f zeigen den Frequenzgang der Mechanik für $T_t=1,204\text{s}$ bzw. für $T_t=1,972\text{s}$.

Die hier präsentierte Parameterstudie bringt zum Ausdruck, dass die Parametrierung des Testsignalgenerators einen ganz entscheidenden Aspekt der Systemidentifikation ausmacht. Die Messergebnisse verdeutlichen, dass eine ungünstige Wahl für n und T_t trotz geeigneter Signalverarbeitung zu völlig untauglichen Ergebnissen führt.

Die theoretischen Überlegungen aus Abschnitt 2.3.1, dass die Parametrierung des PRBS-Generators dann optimal ist, wenn die AKF des PRBS die Form einer δ -Funktion annimmt, wurden experimentell bestätigt (vgl. Bild 5.32). Für die weiteren Betrachtungen wird der Testsignalgenerator deshalb standardmäßig wie folgt eingestellt: $n = 17$, $T_t = 125 \mu\text{s}$.

Ausgehend von dieser Standardeinstellung für n und T_t wird im Folgenden das zur Systemanregung eingeprägte Drehmoment (vgl. Bild 2.23) reduziert. Dadurch ergibt sich eine geringere Drehzahlschwankung. Das Gelingen der Frequenzgangmessung hängt unter anderem auch von der Auflösung des eingesetzten Gebers ab. Die Betrachtungen beschränken sich an dieser Stelle nur auf den eingesetzten Sinus-Cosinus-Geber. Es ist zunächst nahe liegend dabei nur die Amplitude des eingespeisten Drehmomentensignals anzugeben. Die Drehmomentamplitude kann letztlich jedoch nicht als Auswertungskriterium dienen, da die vom Geber zu erfassenden Drehzahländerungen für eine feste eingespeiste Drehmomentamplitude des PRBS vom Gesamtträgheitsmoment des jeweiligen Antriebs abhängen. Aus diesem Grund wird für diese Betrachtungen die während der Messzeit auftretende Schwankung der Drehzahl $\Delta\Omega_M$ bzw. Δn_M als Auswertungskriterium herangezogen. Ausgehend von dem Messergebnis für den offenen Regelkreis in Abschnitt 5.2.1 wird die Amplitude des Solldrehmoments reduziert. In Bild 5.34 ist der jeweils resultierende Frequenzgang $G_{\text{mech}}(j\omega)$ dargestellt.

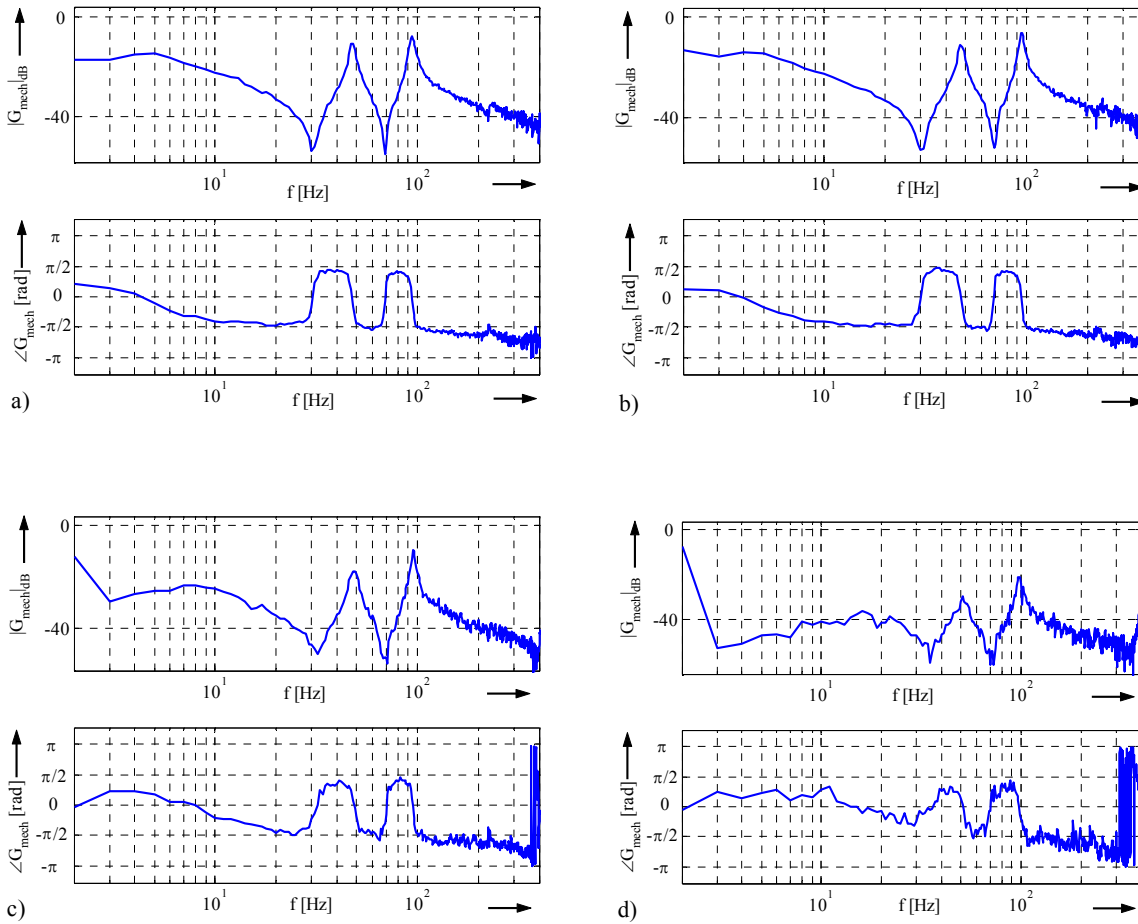


Bild 5.34: Frequenzgangmessung für $n = 17 = \text{konst}$, $T_t = 125 \mu\text{s} = \text{konst}$, \hat{M}_M variabel

a) $\hat{M}_M = 4,6 \text{ Nm}$, $\Delta\Omega_M \approx 4,3 \text{ s}^{-1}$

b) $\hat{M}_M = 3,1 \text{ Nm}$, $\Delta\Omega_M \approx 3,4 \text{ s}^{-1}$

c) $\hat{M}_M = 2,3 \text{ Nm}$, $\Delta\Omega_M \approx 2,4 \text{ s}^{-1}$

d) $\hat{M}_M = 1,2 \text{ Nm}$, $\Delta\Omega_M \approx 0,8 \text{ s}^{-1}$

Anhand der Frequenzgangkurven in Bild 5.34 kommt zum Ausdruck, dass eine minimale Drehzahländerung $\Delta\Omega_M$ während der Datenaufzeichnung erforderlich ist. Während die Frequenzgangkurven in Bild 5.34a und Bild 5.34b keine signifikanten Unterschiede erkennen lassen, zeigen sich in Bild 5.34c, bei dem die PRBS-Amplitude gegenüber der Messung gemäß Bild 5.34a bereits halbiert ist, Veränderungen. Eine weitere Halbierung der PRBS-Amplitude führt schließlich zu dem unbefriedigenden Ergebnis in Bild 5.34d. Die angegebenen Werte für $\Delta\Omega_M$ wurden anhand der in Bild 5.35 dargestellten Drehzahlsignale aus der Differenz $\Delta\Omega_M = \Omega_{M,\text{max}} - \Omega_{M,\text{min}}$ ermittelt.

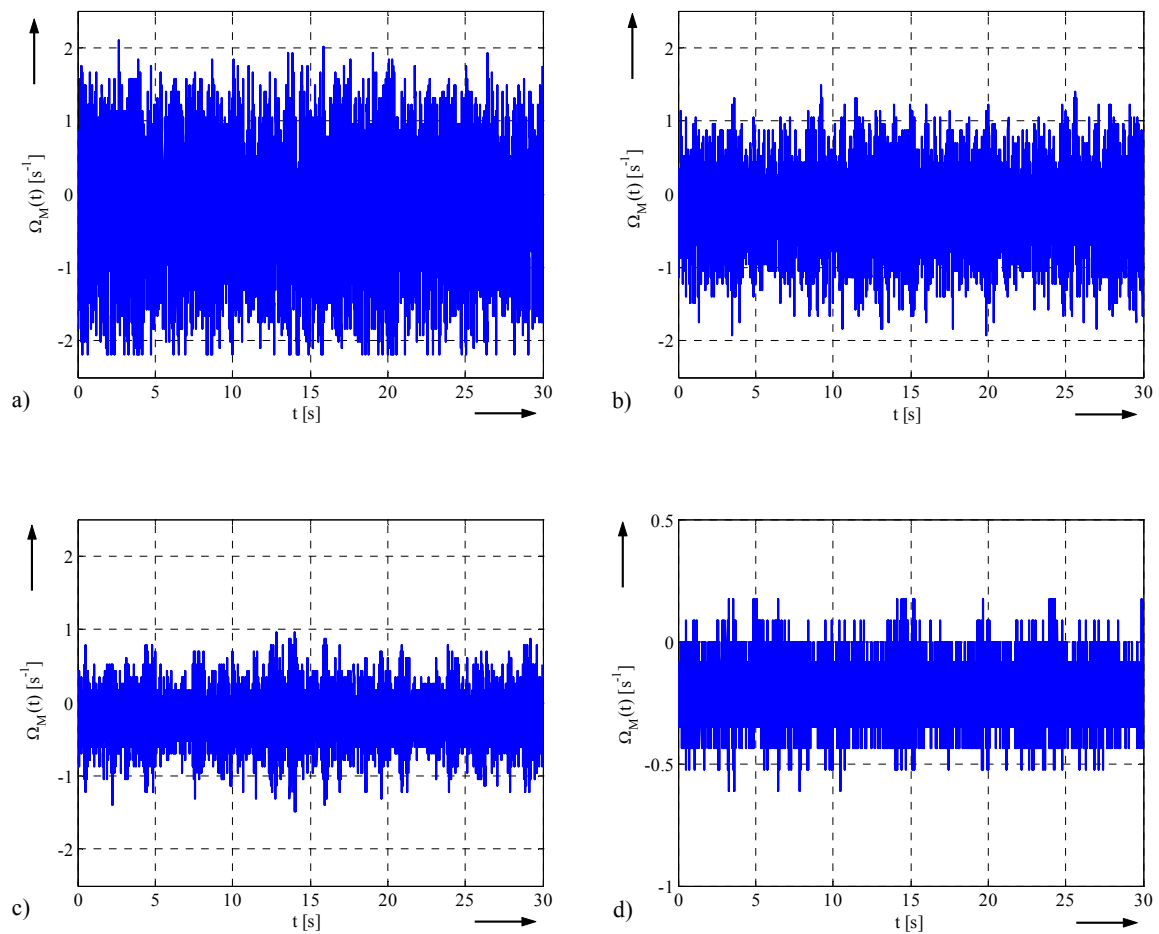


Bild 5.35: Drehzahlssignale während der Datenaufzeichnung entsprechend Bild 5.34

- a) $\Delta\Omega_M \approx 4,3 \text{ s}^{-1} = 41,1 \text{ min}^{-1} \approx 2\% \cdot n_N$
- b) $\Delta\Omega_M \approx 3,4 \text{ s}^{-1} = 32,5 \text{ min}^{-1} \approx 1,5\% \cdot n_N$
- c) $\Delta\Omega_M \approx 2,4 \text{ s}^{-1} = 22,9 \text{ min}^{-1} \approx 1\% \cdot n_N$
- d) $\Delta\Omega_M \approx 0,8 \text{ s}^{-1} = 7,6 \text{ min}^{-1} \approx 0,4\% \cdot n_N$

Die Ergebnisse in Bild 5.34 und Bild 5.35 legen dar, dass bei Verwendung des Sinus-Cosinus-Gebers eine Drehzahländerung Δn_M von 1,5% bis 2% der Nennzahl n_N zur Bestimmung des Frequenzgangs der Mechanik ausreichend ist. Die Betrachtungen des nachfolgenden Abschnitts 5.3.5 verfolgen den umgekehrten Weg: Für eine feste Amplitude $\hat{M}_M = 4,6 \text{ Nm}$ wird die Geberauflösung reduziert.

5.3.5 Anforderungen an die Positionserfassung

Das Ziel dieser Untersuchung besteht darin, die für die Frequenzgangbestimmung minimale erforderliche Auflösung des Motorpositionssignals zu ermitteln.

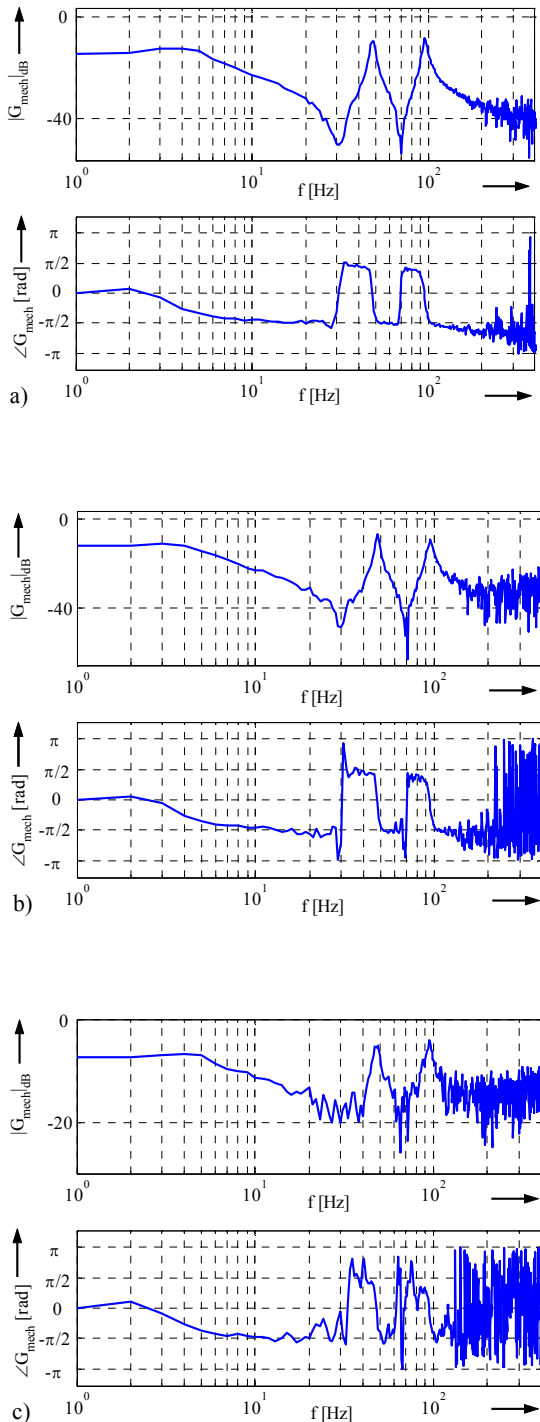


Bild 5.36: Frequenzgang, Positionserfassung
a) mit 12-Bit Auflösung
b) mit 10-Bit Auflösung
c) mit 8-Bit Auflösung

Bei der Messung aller bis hier gezeigten Frequenzgänge wurde ein Sinus-Cosinus-Geber verwendet. Jedoch ist nicht jeder industrielle Antrieb mit dieser Sensorik ausgestattet. Häufig verfügen diese nur über einen Inkrementalgeber, z.B. mit 1024 Inkrementen pro mechanischer Umdrehung.

Bild 5.36a zeigt, dass die Bestimmung des Frequenzgangs unter Verwendung eines Inkrementalgebers mit 1024 Inkrementen und Vierfachauswertung (also 12 Bit Auflösung) gut gelingt.

Wird mit einer Auflösung des Motorpositionssignals von nur 10 Bit gearbeitet, d.h. also ohne Vierfachauswertung, so stellt sich der Frequenzgang der Mechanik gemäß Bild 5.36b dar. Die Charakteristika des Dreimassenschwingers sind erkennbar, obgleich die Frequenzgangkurve nicht mehr so glatt ist wie in Bild 5.36a.

Eine weitere Reduzierung der Auflösung des Motorpositionssignals führt dann allerdings zu einem stark verrauschten Amplituden- und Phasengang, wie es Bild 5.36c für den Fall, dass die Auflösung 8 Bit beträgt, zeigt.

Zusammenfassend bleibt festzuhalten, dass die Frequenzgangmessung

bei Antrieben, die nur über einen Inkrementalgeber verfügen, möglich ist. Entscheidend ist, dass während der Datenerfassung bei einer gegebenen Messeinrichtung durch die Systemanregung eine ausreichende Drehzahländerung $\Delta\Omega_M$ gewährleistet ist.

5.3.6 Frequenzgangmessung bei Belastung

Bei dieser Betrachtung erfolgt die Einspeisung des PRBS wieder als Störgröße am Ausgang des PI-Drehzahlreglers.

Das Lastmoment wird mit Hilfe einer permanent erregten Synchronmaschine eingepreßt. Ziel dieser Untersuchung ist die Bestimmung des Frequenzgangs trotz Angriff eines Lastmoments. Die mechanische Auslenkung des Antriebs soll während der Messung so gering wie möglich sein. Hierzu wird der Motordrehzahlsollwert $\Omega_M^* = 0$ eingestellt. Dieser Fall würde z.B. bei einer hängenden Last auftreten. Der in Bild 5.37 gezeigte Frequenzgang weist deutlich die signifikanten Merkmale des DMS auf. Das eingepreßte lastseitige Drehmoment beträgt $M_L = 6 \text{ Nm}$.

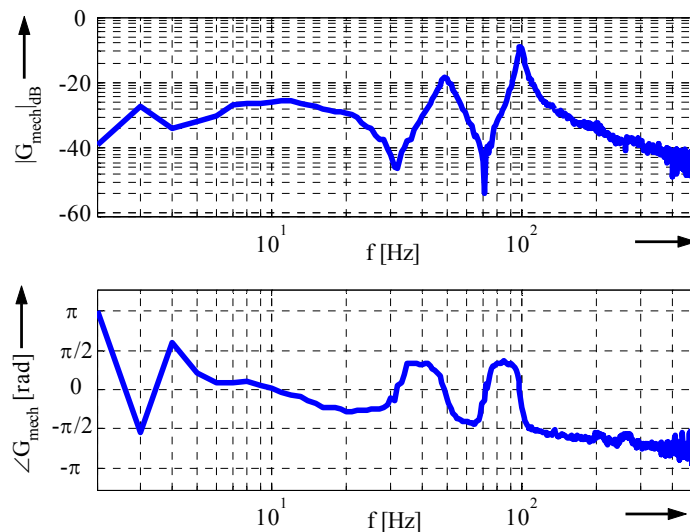


Bild 5.37: Frequenzgang der Mechanik bei hängender Last $\Omega_M^* = 0$, $M_L = 6 \text{ Nm}$

Das Oszillogramm des Motorpositionssignals $\Phi_M(t)$ in Bild 5.38 macht deutlich, dass trotz der Belastung durch M_L nur eine äußerst geringe Bewegung des Antriebs zu beobachten ist. Die maximale Auslenkung ist $\Delta\Phi_{M,\max} = 3,7^\circ$.

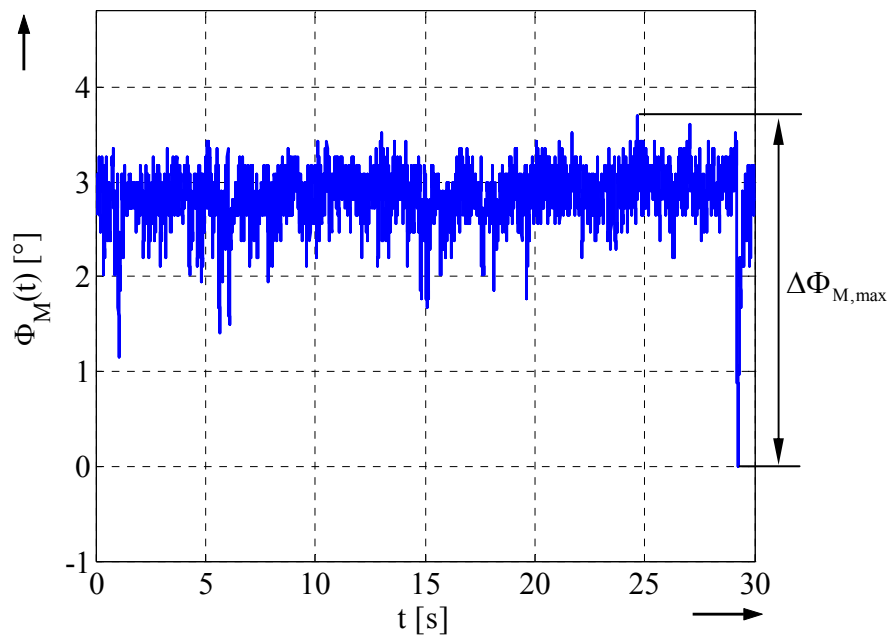


Bild 5.38: Motorpositionssignal $\Phi_M(t)$

5.4 Ergebnisse zur Diagnose von Lagerschäden

Die Präsentation der experimentell gewonnenen Ergebnisse erfolgt analog zu den theoretischen Betrachtungen von Wälzlagerschäden in Kapitel 3. Zuerst werden die breitbandigen und dann die singulären Beschädigungen von äußerem und innerem Lauf ring behandelt.

5.4.1 Breitbandige Beschädigung

Aus anderen Arbeiten [KB-05], [SHH-05] geht hervor, dass breitbandige Beschädigungen vorwiegend im Frequenzbereich unterhalb von 300 Hz Veränderungen bewirken. Die Realisierung breitbandiger Beschädigungen erfolgt hier durch Einbringen von Korund in das Lager mit Hilfe eines Trichters, welcher in einer Bohrung im Lagerbock fixiert ist. Durch eine Öffnung des Außenrings gelangt das Korund ins Lager. In [SHH-05] ist ein Verfahren zur Generierung solcher Schäden mittels Lagerströmen beschrieben. Diese Methode ist allerdings sehr aufwendig und wurde hier deshalb nicht verwendet. Zur Beurteilung der Schadensstärke ist in den nachfolgend präsentierten Messergebnissen in Bild 5.39 und Bild 5.40 das Drehzahl Soll- und Istwertsignal für die Messdauer dargestellt. Es zeigt, dass der Istwert dem Sollwert

sehr gut folgt und eine Beeinträchtigung des Betriebsverhaltens durch die Fremdkörper, z.B. Blockieren, nicht festzustellen ist. Die Unregelmäßigkeiten im Drehzahl-signal sind auf die PRBS-Anregung zurückzuführen.

Die dargestellten Messkurven zeigen sehr deutliche Unterschiede zum Referenzfrequenzgang über einen breiten Frequenzbereich, was dem Simulationsergebnis in Kapitel 3 sehr gut entspricht.

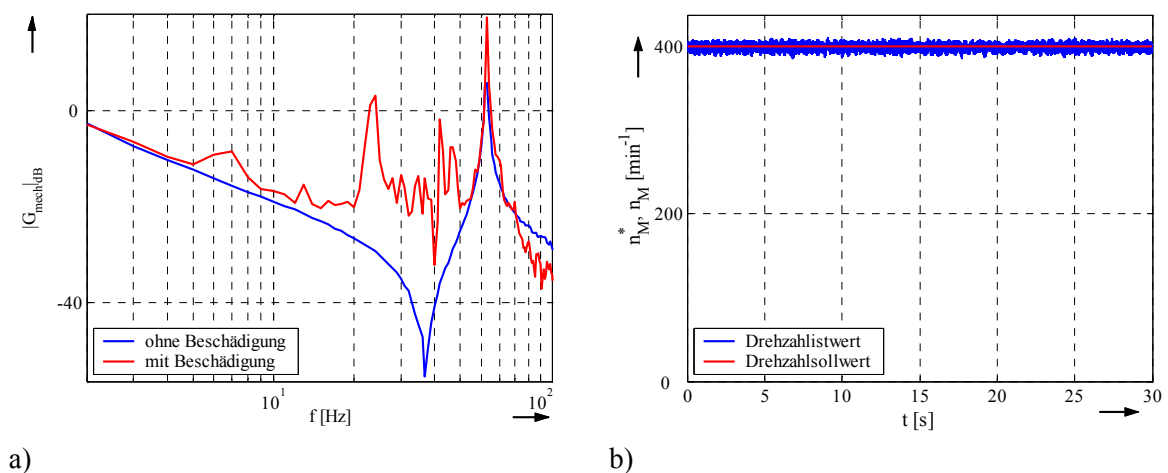


Bild 5.39: a) Amplitudengang des defektfreien ZMS und Messkurve für ZMS mit breitbandiger Lagerbeschädigung für $n_M^* = 400 \text{ min}^{-1}$, Lager 2
 b) Drehzahloll- und -istwert während der Datenaufzeichnung

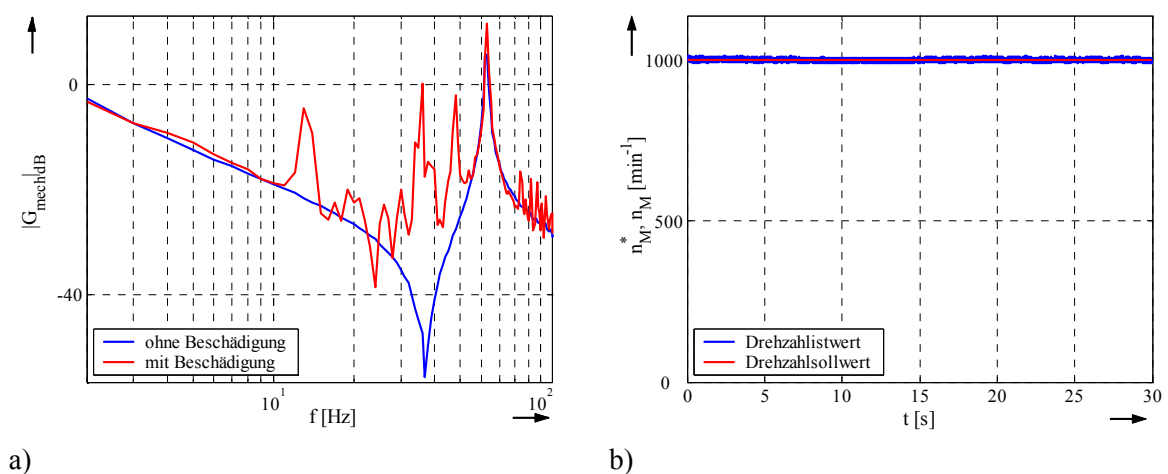


Bild 5.40: a) Amplitudengang des defektfreien ZMS und Messkurve für ZMS mit breitbandiger Lagerbeschädigung für $n_M^* = 1000 \text{ min}^{-1}$, Lager 2
 b) Drehzahloll- und -istwert während der Datenaufzeichnung

5.4.2 Beschädigung des Außenrings

Die Realisierung einer singulären Beschädigung des äußeren Lauf rings gelingt durch Drahterosion. In Bild 5.41a ist die so erzeugte Öffnung (Durchmesser 5,4 mm) zu sehen. Bild 5.41b zeigt, dass in diese Öffnung eine Schraube durch ein Gewinde im Lagerbock hindurch ins Lager geführt wird. Dadurch ist die Einstellung des Grades der Beschädigung leicht möglich.

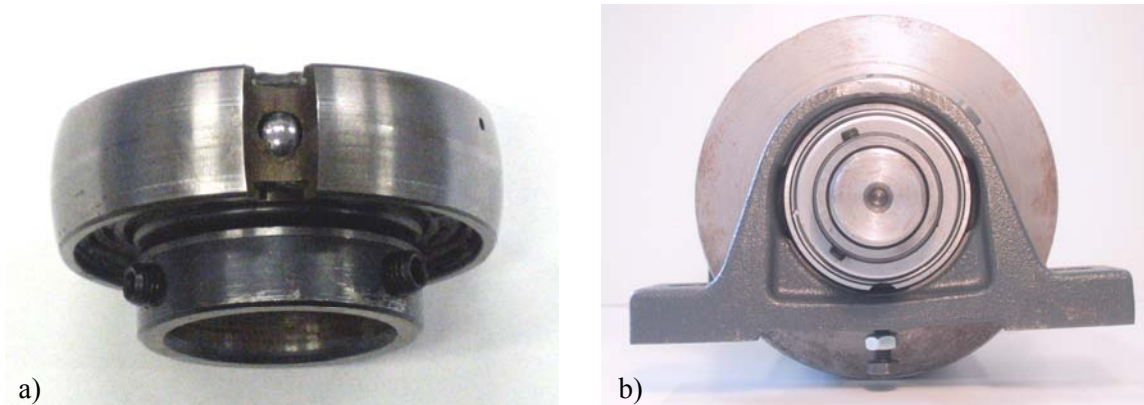


Bild 5.41: a) Mittels Drahterosion erzeugter Außenringschaden, Öffnungsdurchmesser 5,4 mm
b) Im Lagerbock fixiertes Kugellager mit Stellschraube

Der Außenringschaden befindet sich im Punkt der maximalen radialen Belastung („6-Uhr-Position“). Dadurch ergibt sich für die Arbeiten an der Laboreinrichtung zwar eine größere Intensität der resultierenden Impulse in den Messsignalen, jedoch würde auch unter Betriebsbedingungen in diesem Bereich ein erster Defekt entstehen und sich weiter ausbilden [SHH-06]. Zur Bewertung des jeweils mit Hilfe der Schraube eingestellten Grades der Beschädigung kommt ein Beschleunigungsmesssystem zum Einsatz, dessen genauere Beschreibung im Anhang befindlich ist. Die Messungen mittels Vibrationssensor sowie die Diagnose durch Frequenzgangbestimmung geschehen gleichzeitig. In Bild 5.42 ist das Messergebnis für $n_M^* = 200 \text{ min}^{-1}$ sowie die zugehörige Referenzkurve dargestellt. Das Beschleunigungsmesssystem stuft die vorliegende Beschädigung als „fortgeschrittenen Lagerschaden“ ein.

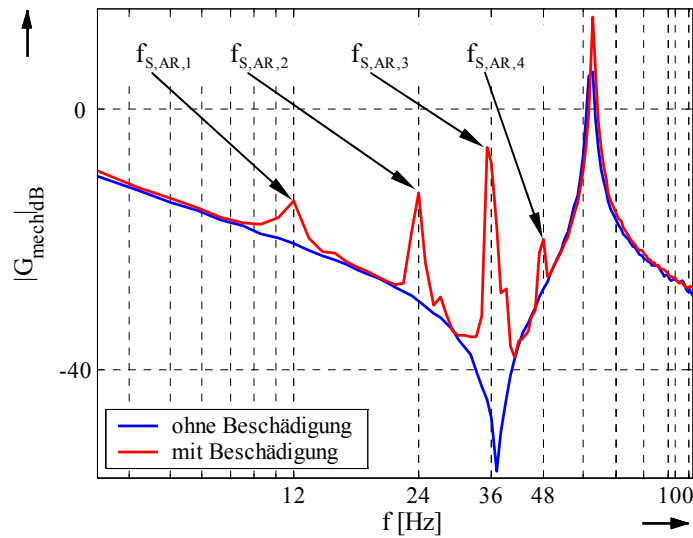


Bild 5.42: Amplitudengang des defektfreien ZMS und Messkurve für ZMS mit Außenringsschaden, $n_M^* = 200 \text{ min}^{-1}$, Lager 2, $f_{\text{res}} = 64 \text{ Hz}$, $f_{\text{AR}} = f_{\text{S,AR},1} = 12 \text{ Hz}$,
 $f_{\text{S,AR},2} = 24 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,AR},3} = 36 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,AR},4} = 48 \text{ Hz}$

Man erkennt deutliche Abweichungen an den Stellen $f_{\text{AR}} = f_{\text{S,AR}} (\nu = 1) = 12 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,AR},2} = 24 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,AR},3} = 36 \text{ Hz}$ und $f_{\text{S,AR},4} = 48 \text{ Hz}$. Es treten also Veränderungen bei der charakteristischen Fehlerfrequenz und den ersten drei Vielfachen auf, was den Außenringdefekt eindeutig als solchen kennzeichnet und sehr gut mit dem Simulationsergebnis aus Kapitel 3 übereinstimmt.

Alternativ zur Schadenserzeugung mittels eingeführter Schraube kommt das in Bild 5.43 dargestellte Lager zur Untersuchung, bei dem die Beschädigung direkt von innen an der Lauffläche des Außenrings angebracht ist.



Bild 5.43: Außenringsschaden an der Lauffläche des Rings

Die Länge der Beschädigung ist 10 mm, die Tiefe beträgt 2 mm. Da sich diese Schadensenerzeugung als vergleichsweise aufwendig gestaltet, erfolgt die Untersuchung exemplarisch nur an dieser Stelle, um zu zeigen, dass durch die Verwendung einer Schraube keine Vereinfachung getroffen worden ist. Bild 5.44 zeigt das Messergebnis für diesen Fall. Beim Vergleich der Ergebnisse in Bild 5.44 und Bild 5.42 ist eine sehr gute Übereinstimmung festzustellen, denn es treten in beiden Fällen an denselben Frequenzstellen die erwarteten Abweichungen in Erscheinung.

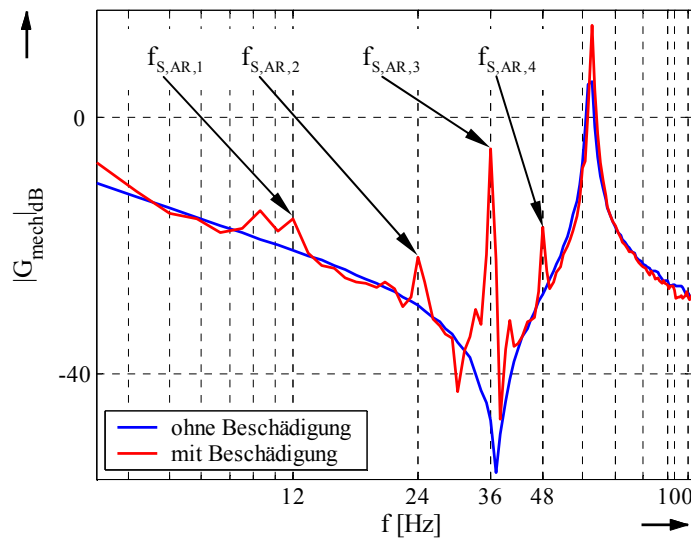


Bild 5.44: Amplitudengang des defektfreien ZMS und Messkurve für ZMS mit Beschädigung der Lauffläche des Außenrings, $n_M^* = 200 \text{ min}^{-1}$, Lager 2, $f_{\text{res}} = 64 \text{ Hz}$, $f_{\text{AR}} = f_{\text{S,AR},1} = 12 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,AR},2} = 24 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,AR},3} = 36 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,AR},4} = 48 \text{ Hz}$

Um die Zuverlässigkeit und Flexibilität dieser Diagnosetechnik zu untermauern, erfolgt die Fehlerdetektion für verschiedene mechanische Konfigurationen mit unterschiedlichen Resonanzfrequenzen. Das defekte Lager wird sowohl auf der Motor- als auch auf der Lastseite montiert (vgl. Bild 5.2, Lager 1 und 2). Die Ergebnisse sind in Bild 5.45 ($f_{\text{res}} = 100 \text{ Hz}$) und Bild 5.46 ($f_{\text{res}} = 30 \text{ Hz}$) dargestellt.

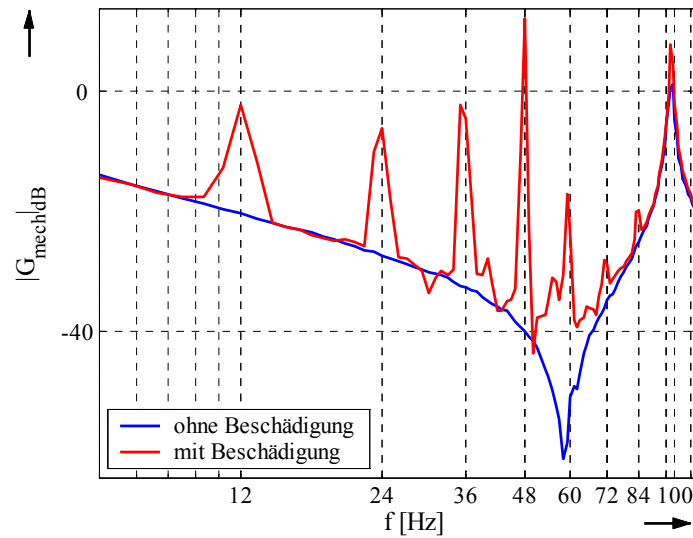


Bild 5.45: Amplitudengang des defektfreien ZMS und Messkurve für ZMS mit Außenring-schaden $n_M^* = 200 \text{ min}^{-1}$, Lager 2, $f_{\text{res}} = 100 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,AR},1} = 12 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,AR},2} = 24 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,AR},3} = 36 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,AR},4} = 48 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,AR},5} = 60 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,AR},6} = 72 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,AR},7} = 84 \text{ Hz}$

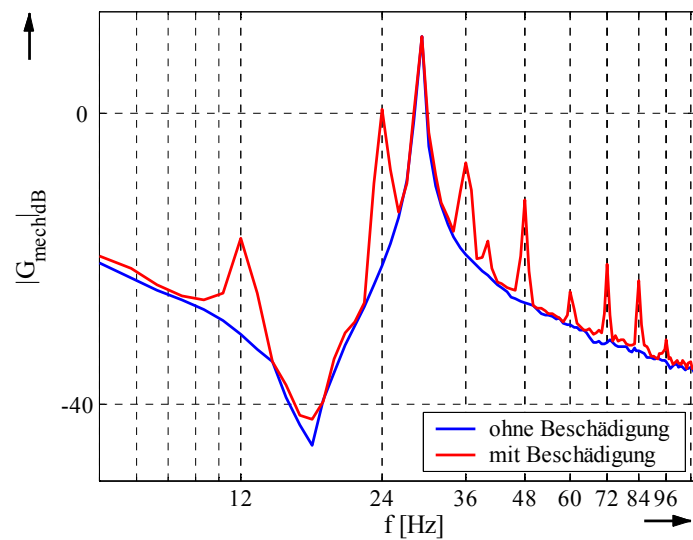


Bild 5.46: Amplitudengang des defektfreien ZMS und Messkurve für ZMS mit Außenring-schaden $n_M^* = 200 \text{ min}^{-1}$, Lager 1, $f_{\text{res}} = 30 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,AR},1} = 12 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,AR},2} = 24 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,AR},3} = 36 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,AR},4} = 48 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,AR},5} = 60 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,AR},6} = 72 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,AR},7} = 84 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,AR},8} = 96 \text{ Hz}$

5.4.3 Beschädigung des Innenrings

Ähnlich den Untersuchungen am Außenring geschieht die Erzeugung einer Beschädigung des Innenrings wieder per Erosion, wie in Bild 5.47a zu sehen ist. An der Lauffläche des inneren Lagerrings besitzt der erodierte Spalt eine Breite von 6,8 mm. Eine Einstellung der Schadensstärke durch eine Schraube im Lagerbock ist nun nicht mehr möglich. Daher wird die Schraube auf der Torsionswelle montiert, um einen mitrotierenden Lagerfehler einstellbarer Schadensstärke zu erzeugen. Den eingebauten Schaden zeigt Bild 5.47b. In Bild 5.47c ist eine Vergrößerung des Bereichs mit der Schraube dargestellt. Eine Einstufung der Schadensgröße ebenfalls als fortgeschrittenen Schaden erfolgt wieder mit Hilfe des Vibrationsmesssystems.

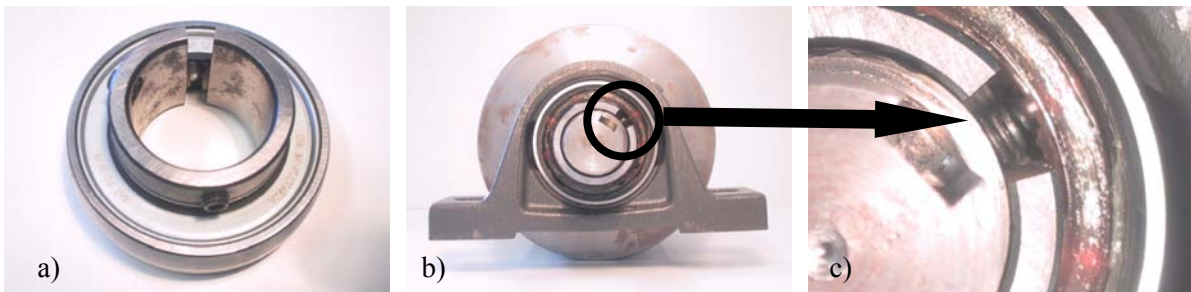


Bild 5.47: a) Mittels Drahterosion erzeugter Innenringschaden, Breite 6,8 mm
 b) Im Lagerbock fixiertes Kugellager
 c) Von der Torsionswelle ins Lager geführte Stellschraube (Vergrößerung)

Das Messergebnis mit dem in Bild 5.47 dargestellten Defekt des inneren Laufrings zeigt Bild 5.48. Die ausgezeichnete Übereinstimmung des Amplitudengangs des beschädigten Systems in Bild 5.48 mit dem Simulationsergebnis in Bild 3.11 bestätigt noch einmal die Richtigkeit der theoretischen Ausführung in Kapitel 3. Die auftretenden Abweichungen sind wieder exemplarisch teilweise mit Pfeilen in Bild 5.48 gekennzeichnet. Die Beschriftung der Frequenzachse ist so gewählt, dass sämtliche auftretende Frequenzstellen benannt sind. Das Messergebnis bestätigt außerdem, dass die Abweichungen zwischen den beiden Kurven im Bereich der Antiresonanzfrequenz besonders gut für die Diagnose geeignet sind.

In den nachfolgend gezeigten experimentellen Ergebnissen wird wegen der Übersichtlichkeit (Bild 5.49, Bild 5.50 und Bild 5.51) auf die Kennzeichnung mit Pfeilen verzichtet. Die Zuordnung der Abweichung zu den signifikanten Frequenzstellen ist dem Bildtitel zu entnehmen.

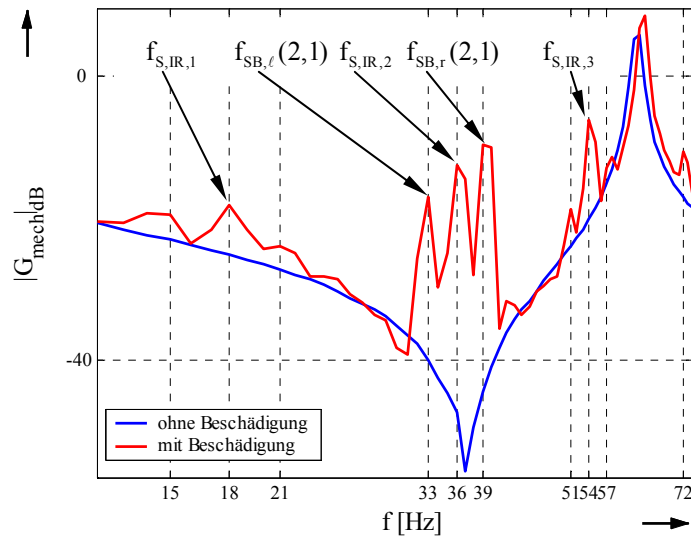


Bild 5.48: Amplitudengang des defektfreien ZMS und Messkurve für ZMS mit Innenringschaden, $n_M^* = 200 \text{ min}^{-1}$, Lager 2, $f_{\text{res}} = 64 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,IR},1} = 18 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,IR},2} = 36 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,IR},3} = 54 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,IR},4} = 72 \text{ Hz}$, $\Delta f_{\text{SB}} = 3,3 \text{ Hz}$, $f_{\text{SB},\ell}(1,1) = 14,7 \text{ Hz}$, $f_{\text{SB},r}(1,1) = 21,3 \text{ Hz}$, $f_{\text{SB},\ell}(2,1) = 32,7 \text{ Hz}$, $f_{\text{SB},r}(2,1) = 39,3 \text{ Hz}$, $f_{\text{SB},\ell}(3,1) = 50,7 \text{ Hz}$, $f_{\text{SB},r}(3,1) = 57,3 \text{ Hz}$

Bei den Messergebnissen, die in Bild 5.49 und Bild 5.50 dargestellt sind, ist der Prüfstand gegenüber Bild 5.48 verändert. Die dominante Resonanzfrequenz beträgt 100 Hz. In Bild 5.50 ist außerdem der Drehzahlswert 300 min^{-1} eingestellt. Dadurch ergibt sich hier $f_{\text{IR}} = 27 \text{ Hz}$. In Bild 5.51 ist hingegen ein elastischerer Aufbau untersucht worden ($f_{\text{res}} = 30 \text{ Hz}$), wobei sich das schadhafte Kugellager im Gegensatz zu den Ergebnissen aus Bild 5.48 bis Bild 5.50 auf der Motorseite befindet.

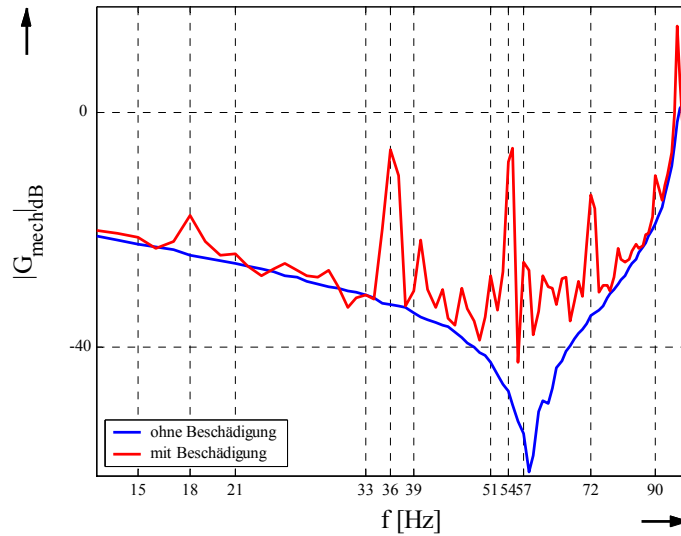


Bild 5.49: Amplitudengang des defektfreien ZMS und Messkurve für ZMS mit Innenringschaden, $n_M^* = 200 \text{ min}^{-1}$, Lager 2, $f_{\text{res}} = 100 \text{ Hz}$,
 $f_{\text{S,IR},1} = 18 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,IR},2} = 36 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,IR},3} = 54 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,IR},4} = 72 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,IR},5} = 90 \text{ Hz}$,
 $\Delta f_{\text{SB}} = 3,3 \text{ Hz}$, $f_{\text{SB},\ell}(1,1) = 14,7 \text{ Hz}$, $f_{\text{SB},r}(1,1) = 21,3 \text{ Hz}$, $f_{\text{SB},\ell}(2,1) = 32,7 \text{ Hz}$,
 $f_{\text{SB},r}(2,1) = 39,3 \text{ Hz}$, $f_{\text{SB},\ell}(3,1) = 50,7 \text{ Hz}$, $f_{\text{SB},r}(3,1) = 57,3 \text{ Hz}$

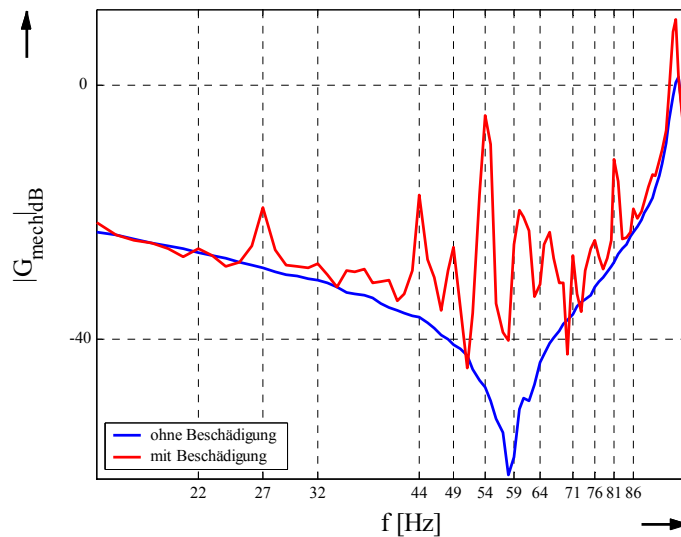


Bild 5.50: Amplitudengang des defektfreien ZMS und Messkurve für ZMS mit Innenringschaden, $n_M^* = 300 \text{ min}^{-1}$, Lager 2, $f_{\text{res}} = 100 \text{ Hz}$,
 $f_{\text{S,IR},1} = 27 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,IR},2} = 54 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,IR},3} = 81 \text{ Hz}$, $\Delta f_{\text{SB}} = 5 \text{ Hz}$, $f_{\text{SB},\ell}(1,1) = 22 \text{ Hz}$,
 $f_{\text{SB},r}(1,1) = 32 \text{ Hz}$, $f_{\text{SB},\ell}(2,2) = 44 \text{ Hz}$, $f_{\text{SB},\ell}(2,1) = 49 \text{ Hz}$, $f_{\text{SB},r}(2,1) = 59 \text{ Hz}$,
 $f_{\text{SB},r}(2,2) = 64 \text{ Hz}$, $f_{\text{SB},\ell}(3,2) = 71 \text{ Hz}$, $f_{\text{SB},\ell}(3,1) = 76 \text{ Hz}$, $f_{\text{SB},r}(3,1) = 86 \text{ Hz}$

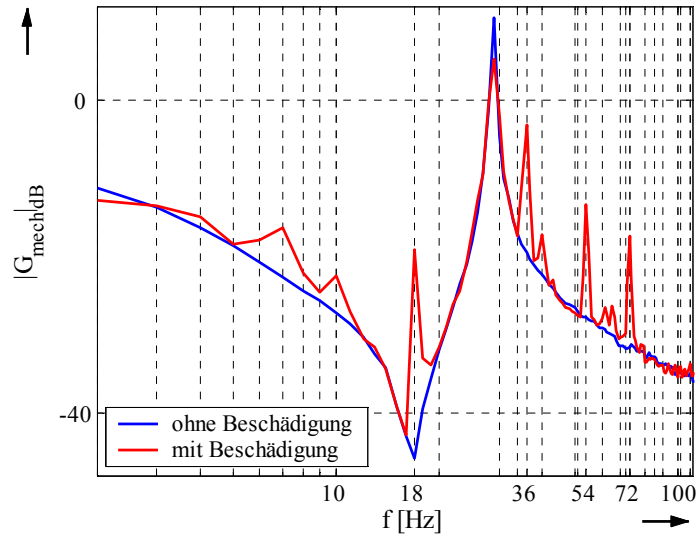


Bild 5.51: Amplitudengang des defektfreien ZMS und Messkurve für ZMS mit Innenringschaden, $n_M^* = 200 \text{ min}^{-1}$, Lager 1, $f_{\text{res}} = 30 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,IR},1} = 18 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,IR},2} = 36 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,IR},3} = 54 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,IR},4} = 72 \text{ Hz}$, $f_{\text{S,IR},5} = 90 \text{ Hz}$

Die verschiedenen Untersuchungsbedingungen (Veränderung von f_{res} , n_M^* und Lagerposition) bei unterschiedlichen Schadensbildern verdeutlichen die Flexibilität und die Zuverlässigkeit dieser Diagnosemethode.

5.5 Ergebnisse zur Identifikation mechanischer Lose

Dieser Abschnitt behandelt sowohl die Auswirkung einer Lose auf die Frequenzgangmessung als auch die Identifikation der Loseweite mittels des in Abschnitt 3.2.3 vorgestellten Zeitbereichsverfahrens.

5.5.1 Frequenzgangmessung eines losebehafteten Antriebsstrangs

In Bild 5.52 sind die gemessenen Frequenzgänge eines losebehafteten Antriebsstrangs dargestellt. Untersucht wurde der Prüfstand aus Bild 5.5.

Bei den in Bild 5.52 gezeigten Ergebnissen wurde die Loseweite zwischen $2\varepsilon = 0,2^\circ$ und $2\varepsilon = 2^\circ$ variiert. Neben den Frequenzgangdaten, die mit Hilfe der Welch-Methode anhand der gemessenen Zeitsignale berechnet worden sind, ist die Frequenzgangfunktion, die unter Verwendung des Levenberg-Marquardt-Algorithmus ermittelt wurde, in Bild 5.52 dargestellt. Anhand dieser Ergebnisse wird deutlich, dass es sich bei dem hier untersuchten Prüfstand sogar um einen losebehafteten DMS mit zwei sehr klar

ausgeprägten Resonanz- und Antiresonanzstellen handelt, denn die Ankopplung der Klauenkupplung an den Antriebsmotor (vgl. Bild 5.4 und Bild 5.5) stellt zusätzlich zur Torsionswelle zwischen Klauenkupplung und lastseitiger Schwungmasse eine weitere elastische Verbindung dar. Die Kupplung selbst ist das dritte Massenträgheitsmoment des Systems.

Sowohl die Frequenzgangmessung als auch das anschließende Parameter-Fitting gelingt für $2\varepsilon \leq 1^\circ$ sehr gut. Für $2\varepsilon = 2^\circ$ gelingt die Frequenzgangmessung trotz Erhöhung der Testsignalamplitude auf $n_M^* = 2500 \text{ min}^{-1}$ nicht. Somit kann die Frequenzgangmessung für eine Loseweite im Bereich von $1^\circ \leq 2\varepsilon \leq 2^\circ$ als Indikator für eine Zustandsüberwachung genutzt werden.

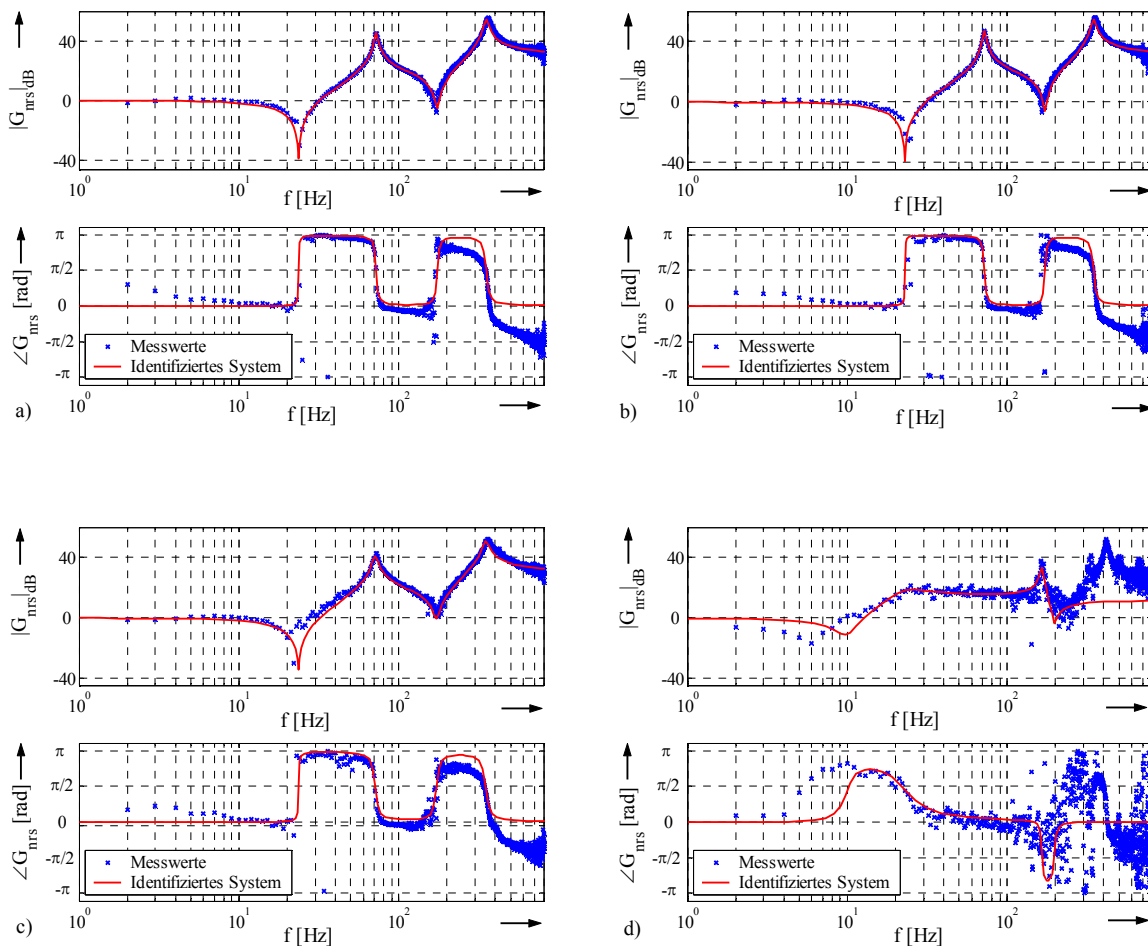


Bild 5.52: Frequenzgangmessung für verschiedene Loseweiten

- a) $2\varepsilon = 0,2^\circ$
- b) $2\varepsilon = 0,5^\circ$
- c) $2\varepsilon = 1^\circ$
- d) $2\varepsilon = 2^\circ$

5.5.2 Ergebnisse bei Verwendung eines lastseitigen Gebers

Bevor nun im Folgenden die Präsentation und Analyse der einzelnen Messergebnisse erfolgt, sollen zuvor noch zwei grundsätzliche Aspekte zur Bestimmung des Ablösezeitpunktes t_{ab} von Motor und Last erörtert werden.

Im Rahmen der Erläuterung des Verfahrens zur Bestimmung der Lose gemäß Abschnitt 3.2.3 wurde deutlich, dass dieser Ablösezeitpunkt an der Stelle des Maximums des Drehzahlverlaufs \hat{n}_M zu finden ist. Geometrisch stellt der Funktionswert $\hat{n}_M = n_M(t_{ab})$ gemäß Abschnitt 3.2.3 die obere Flächenbegrenzung bei Auswertung der positiven Halbperiode bzw. die untere Begrenzung bei Betrachtung der negativen Halbperiode von $n_M(t)$ dar. Somit hat \hat{n}_M einen erheblichen Einfluss auf die Größe der zu ermittelnden Fläche. Bei der Bestimmung von \hat{n}_M aus gemessenen Signalen ist deshalb zu berücksichtigen, dass diese stets mit Rauschen behaftet sind. Um den Einfluss eines möglichen „Ausreißers“ bei $t = t_{ab}$ weitgehend zu vermeiden, wird der Funktionswert von $n_M(t_{ab})$ als Mittelwert aus den benachbarten sechs Funktionswerten ermittelt. Diese sehr einfache Vorgehensweise hat sich im Zuge der praktischen Arbeiten gut bewährt. Eine ungenaue Bestimmung der Zeit $t = t_{ab}$ infolge des o.g. Ausreißers ist hingegen für die Identifikation der Lose unkritisch, weil das Integral gemäß Gleichung (3.27) in diesem Bereich nahezu null ist.

Bild 5.53 zeigt für $2\varepsilon = 2^\circ$ folgende Messsignale:

- Motordrehzahlsollwert $n_M^*(t)$
- Motordrehzahlistwert $n_M(t)$
- Lastdrehzahlistwert $n_L(t)$
- Die drehmomentbildende Komponente des Statorstroms $i_q(t)$

Die Messung des lastseitigen Drehzahlverlaufs $n_L(t)$ dient nicht zur Bestimmung der Lose, sondern ausschließlich um zu zeigen, dass sich die Last während des Durchfahrens der toten Zone tatsächlich so verhält, wie es in Abschnitt 3.2.3 anhand einer Simulation erörtert worden ist.

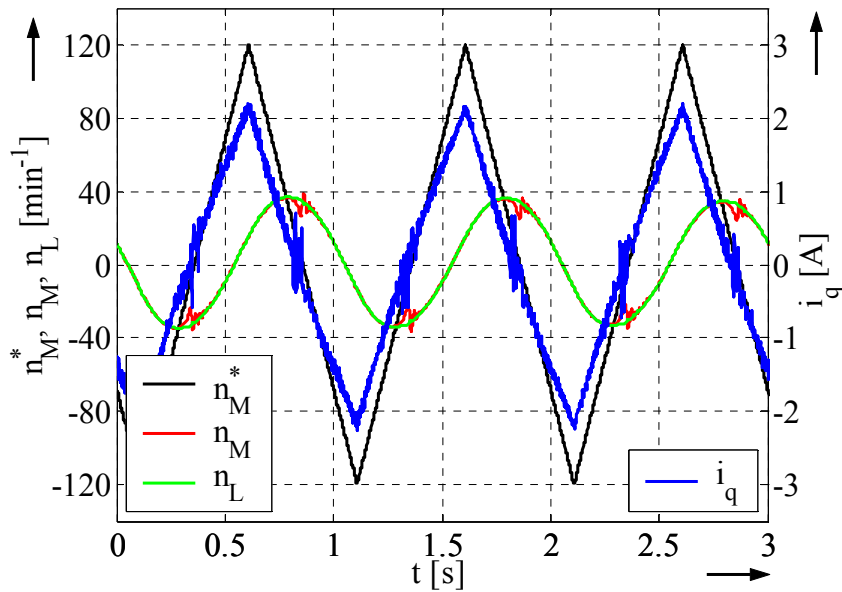
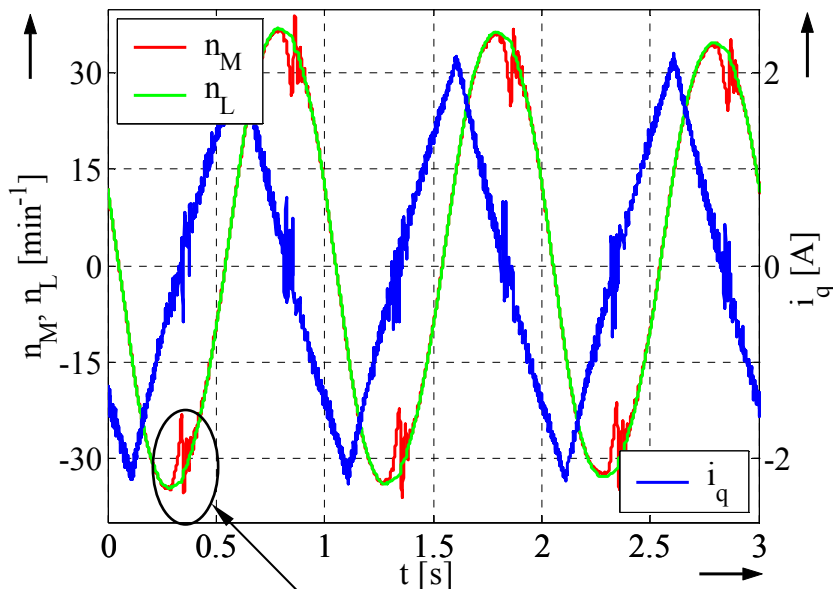


Bild 5.53: Messsignale für $2\varepsilon = 2^\circ$

Da der Drehzahl Sollwert für die weiteren Betrachtungen zur Ermittlung der Loseweite keine Rolle spielt, wird das Signal im Folgenden nicht mehr dargestellt.

In Bild 5.54 sind die Messsignale $n_M(t)$, $n_L(t)$ und $i_q(t)$ zu sehen. Die die Lose repräsentierende Fläche ist bei allen sechs Signalflanken deutlich erkennbar.



Vergrößerung, s. Bild 5.55

Bild 5.54: Messsignale für $2\varepsilon = 2^\circ$

Der in Bild 5.54 kenntlich gemachte Bereich ist in Bild 5.55 vergrößert dargestellt. Hier ist die Fläche, die von Motor- und Lastdrehzahl eingeschlossen wird, deutlich zu erkennen. Ablöse- und Anschlagzeitpunkt t_{ab} und t_{an} sind in Bild 5.55 eingetragen.

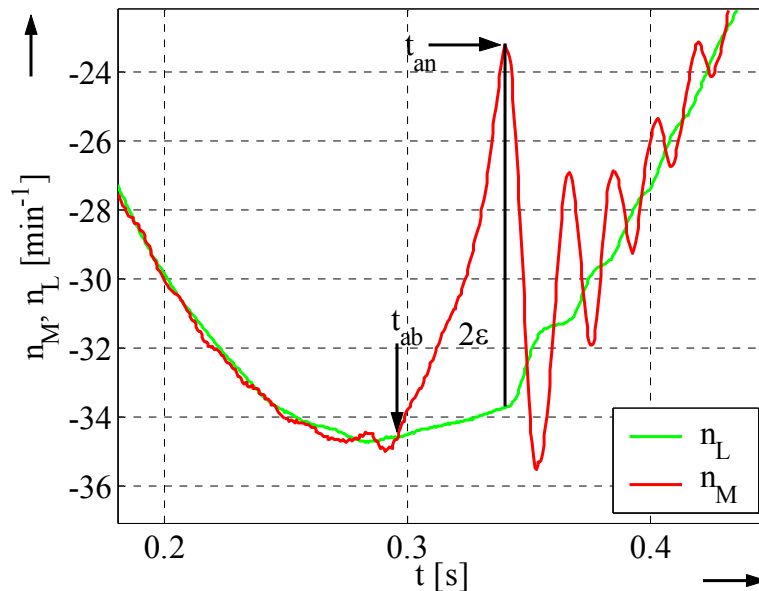


Bild 5.55: Ausschnitt der Messsignale $n_M(t)$ und $n_L(t)$

Infolge der vernachlässigten Reibung wird der identifizierte Wert 2ε tendenziell zu klein sein, da der Zusammenhang $n_L(t) = n_M(t_{ab}) = \hat{n}_M = \text{konst}$ für $t_{ab} \leq t \leq t_{an}$ nur für reibungsfreie Systeme erfüllbar wäre.

Die Bestimmung des Spiels 2ε als Mittelwert aus den im Bild 5.54 gezeigten sechs aufeinander folgenden Halbperioden ergibt $\overline{2\varepsilon} = 1,89^\circ$. Das entspricht einem relativen Fehler von 5,5%.

5.5.3 Parameterstudie zur Bestimmung unterschiedlicher Loseweiten

In diesem Abschnitt wird untersucht, in welchen Größenordnungen des Spiels die Identifikation mit Hilfe des vorgestellten Verfahrens gelingt.

Da die Herausforderung kleine Lose zu bestimmen am größten ist, erfolgt die Präsentation der Ergebnisse mit 5° beginnend in Richtung kleinerer Werte für 2ε . Nachfolgend sind links die gemessenen Signale $i_q(t)$ und $n_M(t)$ und rechts der für die Ermittlung des Spiels interessante Bereich einer Signalflanke von $n_M(t)$ dargestellt.

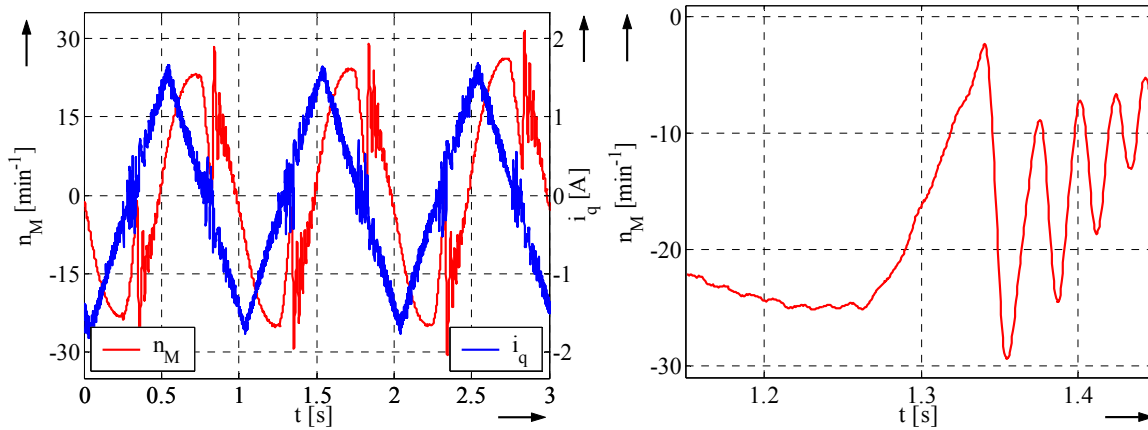


Bild 5.56: Messsignale für $2\varepsilon = 5^\circ$

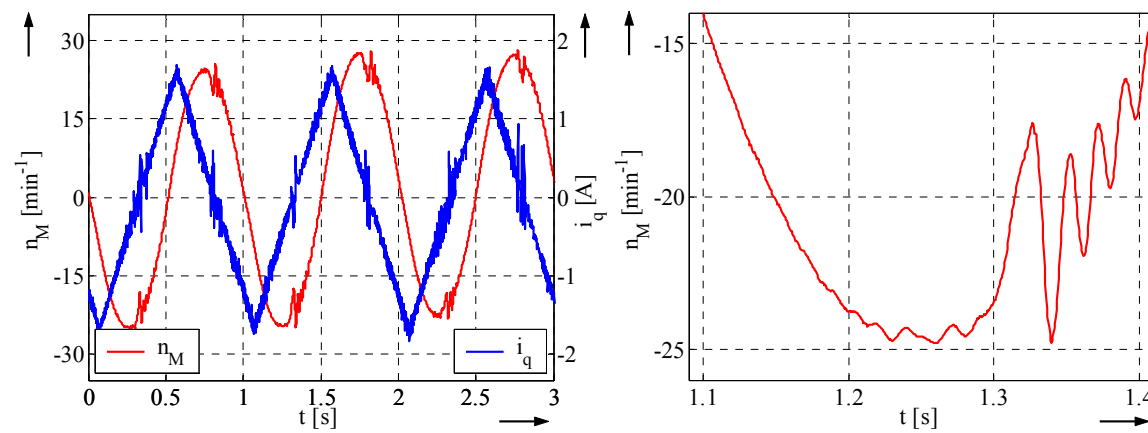


Bild 5.57: Messsignale für $2\varepsilon = 1^\circ$

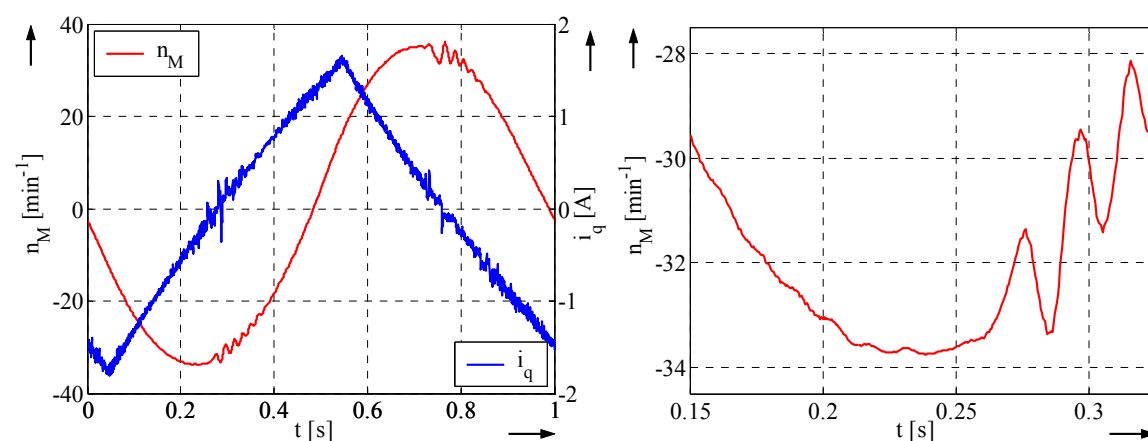


Bild 5.58: Messsignale für $2\varepsilon = 0,5^\circ$

Die in Bild 5.56 bis Bild 5.58 dargestellten Messergebnisse machen deutlich, dass die Ermittlung der Loseweite bis $2\varepsilon = 0,5^\circ$ recht unproblematisch ist. Für $2\varepsilon = 0,2^\circ$ (s.

Bild 5.59) ist die signifikante Fläche zwar noch erkennbar, jedoch wird hier die Grenze der Anwendbarkeit der Identifikationsstrategie deutlich.

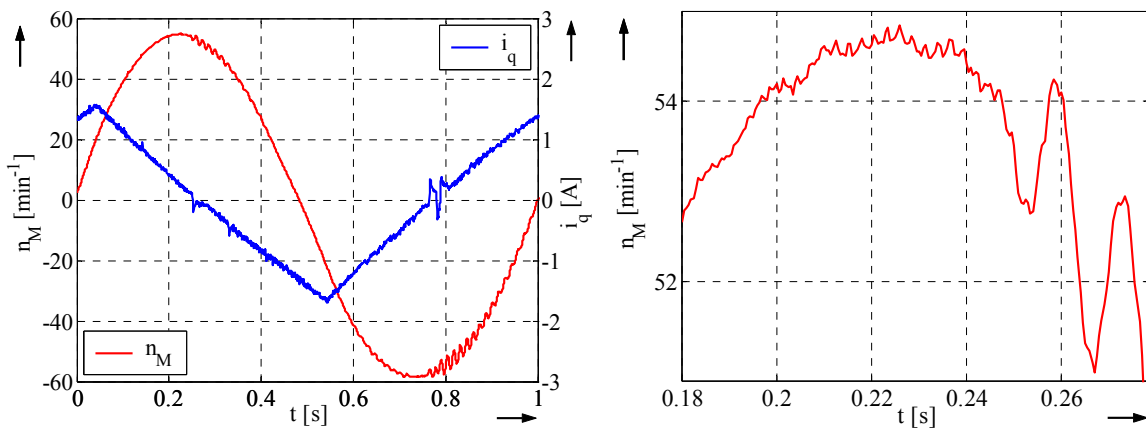


Bild 5.59: Messsignale für $2\varepsilon = 0,2^\circ$

5.5.4 Auswertung des Positionssignals

In Bild 5.60 ist der Verlauf der Motordrehzahl $n_M(t)$ und des Positionssignals $\Phi_M(t)$ für eine Loseweite von $2\varepsilon = 2^\circ$ dargestellt.

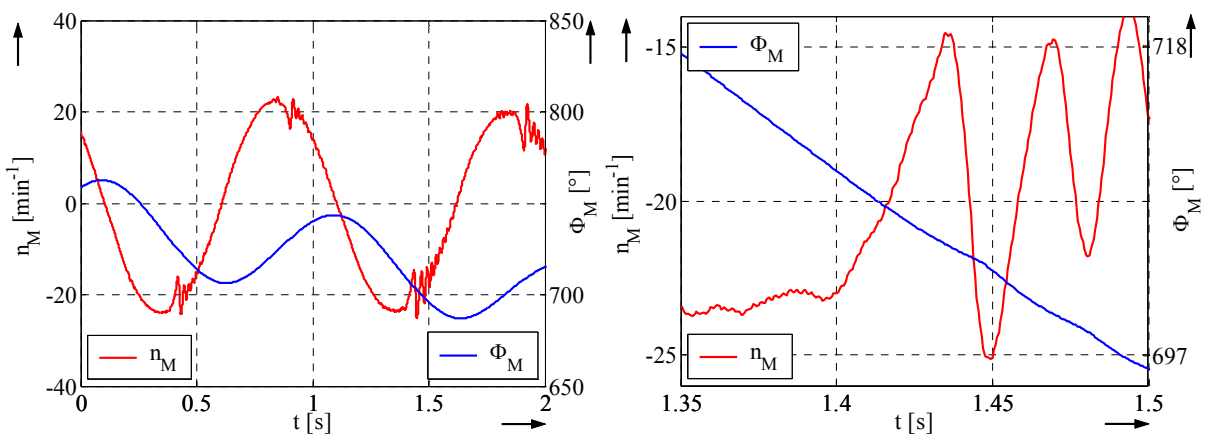


Bild 5.60: Auswertung des Positionssignals, $2\varepsilon = 2^\circ$

Die Anzahl der gezählten Inkremente z des Encoders während $t_{ab} \leq t \leq t_{an}$ ist proportional zu 2ε . Bezogen auf die Gesamtanzahl der Impulse z_{\max} pro mechanische Umdrehung ergibt sich für die Berechnung der Loseweite der Zusammenhang

$$2\varepsilon = \frac{z}{z_{\max}} \cdot 2\pi. \quad (5.3)$$

Da die gesuchte Größe 2ε eine Weggröße ist, ist es zunächst nahe liegend, anstelle des Drehzahlsignals $n_M(t)$, das Positionssignal $\Phi_M(t)$ auszuwerten. Dennoch erweist sich die Auswertung der Position als die eindeutig ungünstigere Option. Anhand der vergrößerten Darstellung in Bild 5.60 sind sowohl der Ablöse- als auch der Anschlagzeitpunkt quasi nicht erkennbar. Eine automatisierte Mustererkennung unter Verwendung dieses Signals ist nicht möglich. Selbst wenn zur Bestimmung von t_{ab} und t_{an}

die Ableitung von $\frac{d\Phi_M(t)}{dt}$, also letztlich wieder das Drehzahlsignal $n_M(t)$ bzw.

$\Omega_M(t)$ verwendet würde, bliebe der erhebliche Einfluss infolge einer ungenauen Bestimmung des Ablösezeitpunkts auf die Bestimmung der Lose enorm groß, der durch die Integration gemäß Abschnitt 3.2.3 vermeidbar ist.

Die Ermittlung der Lose mit Hilfe von (5.3) hatte im Rahmen der experimentellen Untersuchungen an der oben gezeigten Laboranlage einen relativen Fehler von bis zu dreistelliger Größenordnung zur Folge. Aus diesem Grund ist die Identifikation der Lose mit Hilfe der Flächenberechnung die eindeutig zuverlässigere Strategie.

5.5.5 Anforderung an die Positionserfassung

Für sämtliche bisher gezeigten Messungen zur Identifikation mechanischer Lose wurde ein Sinus-Cosinus-Geber eingesetzt. In diesem Abschnitt wird untersucht, ob die Verwendung eines Inkrementalgebers mit Vierfachauswertung ausreicht. Exemplarisch wird wieder der Fall $2\varepsilon = 2^\circ$ betrachtet. Bild 5.61a zeigt das so ermittelte Drehzahlsignal $n_M(t)$.

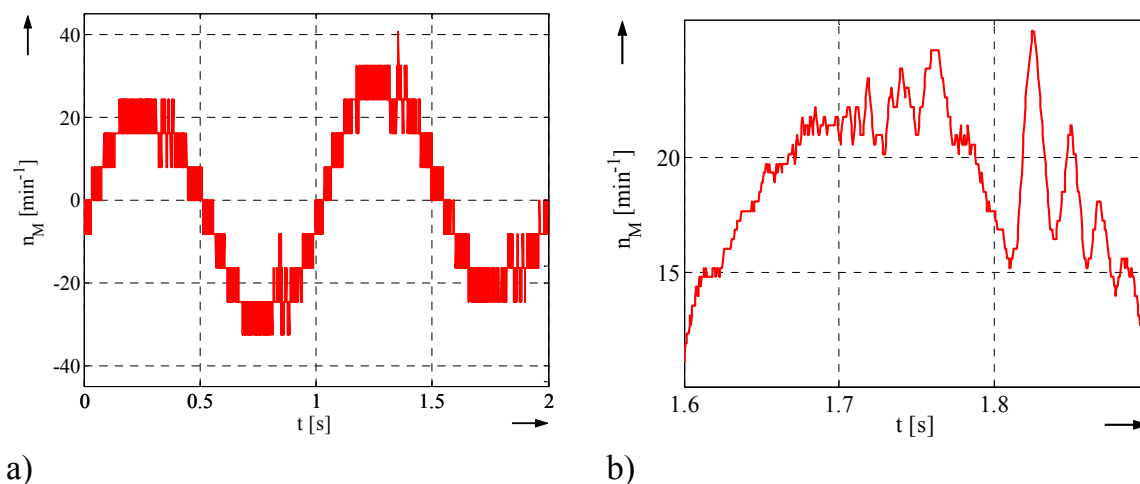


Bild 5.61: Messung mittels Inkrementalgeber mit Vierfachauswertung, $2\varepsilon = 2^\circ$
a) ohne Bildung des gleitenden Mittelwerts
b) mit Bildung des gleitenden Mittelwerts

Anhand des Zeitsignals in Bild 5.61a erkennt man, dass die gewählte Auflösung der Positionserfassung nicht ausreichend ist, um so die Loseweite zu bestimmen. Die Glättung des Messsignals durch Bildung eines gleitenden Mittelwerts (Mittelwertbildung über 2 ms) führt zwar zu einer Verbesserung wie Bild 5.61b zeigt, jedoch ist die Auflösung des Signals nicht ausreichend, um kleine Loseweiten in der Größenordnung von $2\varepsilon \leq 1^\circ$ zu bestimmen. Die Verwendung eines Sinus-Cosinus-Gebers mit einer Auflösung von 19 Bit ist deshalb für Loseweiten in diesem Bereich erforderlich.

5.6 Zusammenfassung

In diesem Kapitel sind die zuvor vorgestellten Methoden zur Systemidentifikation und –überwachung experimentell erprobt worden. Dabei wurde darauf geachtet, wichtige praktische Aspekte wie den Einfluss der Drehgeberauflösung zu analysieren.

Es hat sich gezeigt, dass die Identifikation linearer Zwei- und Dreimassensysteme sehr gut gelingt. Bei sämtlichen praktischen Arbeiten wurde Wert darauf gelegt, die Verfahren für unterschiedliche mechanische Konfigurationen zu testen und die erzielten Ergebnisse durch Simulationen zu bestätigen. Bei der Betrachtung von Mehrmassensystemen kommt der Analyse des Einflusses der Testsignalparameter berechtigterweise besondere Beachtung zu. Anhand von Parameterstudien wurde offensichtlich, dass eine ungünstige Parametrierung zu völlig unbrauchbaren Ergebnissen führt.

Im Hinblick auf die Zustandsüberwachung wurde dargelegt, dass die Diagnose von Wälzlagerschäden mit dem für die Systemidentifikation entwickelten Verfahren sehr gut gelingt. Dabei wurden unterschiedliche Schadensbilder analysiert. Auch hier kamen wieder unterschiedliche mechanische Konfigurationen zur Untersuchung.

Die Frequenzgangmessung losebehafteter Antriebsstränge hat ergeben, dass die Frequenzgangmessung für kleine Loseweiten $2\varepsilon \leq 1^\circ$ gelingt. Für $2\varepsilon = 2^\circ$ konnte der Frequenzgang des Systems trotz erheblicher Erhöhung der Amplitude des PRBS nicht bestimmt werden. D.h. die Frequenzgangmessung kann im Hinblick auf *Condition Monitoring* als Indikator dienen. Für die Bestimmung der Loseweite ist sie allerdings nicht geeignet. Die Anwendung des Zeitbereichsverfahrens aus Abschnitt 3.2.3 lieferte zuverlässige und genaue Ergebnisse für die Loseweite.

6 Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit behandelt die automatisierte Inbetriebnahme und Zustandsüberwachung elektrischer Antriebe. Sie konzentriert sich ausschließlich auf das mechanische System. Es werden mit Blick auf wirtschaftliche Aspekte bewusst ausschließlich die üblichen Sensoren verwendet. Zusätzliche Messwertaufnehmer, wie beispielsweise ein lastseitiger Geber oder ein Beschleunigungssensor, werden nicht eingesetzt.

Der erste Teil dieser Arbeit widmet sich der Identifikation lose freier, elastischer Systeme. Dabei wird die Mechanik als Zwei- und Dreimassensystem modelliert. Der Antrieb darf nicht mit dessen Resonanzfrequenz angeregt werden, da sonst Beschädigungen bis hin zur Zerstörung der Anlage zu befürchten sind. Aus diesem und anderen Gründen erfolgt die Systemanregung nicht mit harmonischen Funktionen, sondern mittels pseudo stochastischer Binärsignale. Da die einstellbaren Eigenschaften des Testsignals einen besonders großen Einfluss auf das Identifikationsergebnis haben, kommt der Parametrierung des Testsignalgenerators im Rahmen dieser Arbeit sowohl bei den theoretischen Überlegungen als auch bei den experimentellen Untersuchungen große Bedeutung zu.

Die Identifikationsprozedur gliedert sich in zwei Schritte: Zuerst wird mit Hilfe der Welch-Methode anhand der gemessenen Zeitsignale der Frequenzgang der Mechanik berechnet. Die verarbeiteten Signale sind die drehmomentbildende Komponente des Statorstroms und die Motordrehzahl. Die Welch-Methode wird mit den klassischen Korrelationsverfahren verglichen. Hier wird deutlich, dass die Welch-Methode insbesondere dann, wenn keine a priori Kenntnis über die Periode der Signale vorliegt, zu wesentlich besseren Ergebnissen führt. An die digitale Signalverarbeitung schließt sich die Bestimmung der Anlagenparameter unter Verwendung der Frequenzgangdaten mit Hilfe des numerischen Verfahrens von Levenberg und Marquardt an.

Anhand digitaler Simulationen sowie umfangreicher experimenteller Untersuchungen an einer Laboranlage mit unterschiedlichen mechanischen Aufbauten wird die Zuverlässigkeit und Flexibilität der vorgestellten Methode deutlich herausgearbeitet. Die Durchführung der Identifikation kann sowohl im offenen als auch im geschlossenen Regelkreis und im laufenden Betrieb der Anlage erfolgen.

Der Gegenstand des zweiten Teils der Dissertation ist die Fehlerdiagnose und Zustandsüberwachung von verschleißbehafteten Maschinenelementen. Die Untersuchungen konzentrieren sich auf lose behaftete Elemente und schadhafte Wälzlager.

Zur Diagnose von Lagerfehlern findet die Methode der Frequenzgangmessung erneut Verwendung. Es werden sowohl breitbandige Beschädigungen, die beispielsweise durch Verschmutzung oder mangelhafte Schmierung entstehen, als auch singuläre Beschädigungen von äußerem und innerem Laufring der Lager untersucht. Breitbandige Beschädigungen haben nicht vorhersagbare Änderungen über einen weiten Frequenzbereich im Spektrum der Messsignale zur Folge. Im Gegensatz dazu rufen singuläre Defekte charakteristische Fehlerfrequenzen hervor. Experimentelle Ergebnisse für die verschiedenen Lagerfehler zeigen, dass die Frequenzganganalyse zur Erkennung von Lagerschäden gut geeignet ist. Das defekte Wälzlager wurde sowohl auf der Motor- als auch auf der Lastseite des Zweimassenschwingers installiert. Mit Hilfe der Analyse eines Beschleunigungsmesssystems wurde der Grad der künstlich realisierten Beschädigung eingestuft. Der Beschleunigungssensor wurde jeweils direkt am defekten Lager montiert.

Bei der Lose handelt es sich um eine strukturumschaltende Nichtlinearität. Die Frequenzgangmessung wird auch für die Untersuchung losebehafteter Mechanik eingesetzt, obwohl dieses Verfahren ausschließlich für lineare Systeme erklärt ist. Die Grundidee besteht darin, die Identifikation beeinträchtigende nichtlineare Eigenschaft der Lose als Indikator für das Vorhandensein einer dominanten Lose zu nutzen. Im Zuge der praktischen Arbeiten an einer Laboranlage hat sich herausgestellt, dass die Frequenzgangmessung nicht gelingt, wenn die Lose im Antrieb größer als 1° ist. Für die Durchführung der experimentellen Arbeiten zu losebehafteten Systemen wurde ein geeigneter Prüfstand entworfen und realisiert. Das Herzstück dieser Anlage ist eine Klauenkupplung, die die Einstellung der Loseweite ermöglicht. Die aus der Frequenzgangmessung gewonnene Information kann bei der Entwicklung einer Zustandsüberwachungseinrichtung als wertvoller Indikator für das Wachsen der Lose dienen. Die exakte Bestimmung der Loseweite ist auf diese Weise jedoch nicht möglich. Daher wird zusätzlich ein deterministisches Zeitbereichsverfahren zur Identifikation der Lose vorgestellt, das die Lose bis zu einer Weite von $0,5^\circ$ gut identifiziert. Einschränkend ist hierzu zu bemerken, dass diese Methode nicht während des laufenden Betriebs der Anlage zum Einsatz kommen kann.

7 Abstract

The present work deals with the automatic commissioning and condition monitoring of the mechanical system of electrical drives and consists of two main parts.

In the first part an identification method is developed, which is applied to two- and three-mass-systems without backlash. The identification is carried out in two steps: First the frequency response is calculated by processing the measured signals. For doing so, the Welch-method, which is known from the field of communications engineering, is applied. The system is excited by pseudo random binary signals (PRBS). As the adjustable characteristics of this test signal have an enormous influence on the identification result, great emphasis is put on the adequate parameterization of the test signal generator. The second step leads to the parametric model of the system. The parameters are computed on basis of the beforehand obtained frequency response data by utilizing the Levenberg-Marquardt-algorithm.

The second part of this research work addresses the condition monitoring and fault diagnosis by making use of the proposed identification method. The identification process can be accomplished during normal operation of the plant. This is important for cyclic condition monitoring. The investigations concentrate on drives with backlash and rolling bearing faults. Different bearing damages are analyzed. Even though the frequency response is only defined for linear systems, the presented identification strategy yields information about changes of the mechanical characteristics caused by bearing faults and backlash. As the gear play itself cannot be determined in this way, a time domain identification method is presented for this purpose.

Experimental results are given in order to confirm the presented identification method. Furthermore, the experimental investigations point out that this method is suitable for detecting bearing faults and dominant backlash in drives.

8 Literaturverzeichnis

Folgende Abkürzungen werden für vielfach zitierte Konferenzen verwendet:

EPE:	European Conference on Power Electronics and Applications
IAS:	IEEE Industry Applications Society Annual Meeting
IECON:	Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society
ISIE:	IEEE International Symposium on Industrial Electronics
PCIM:	International Conference & Exhibition for Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality

- [ACT-05] ARKAN, M., ÇALIŞ, H., TAĞLUK, M.E.:
Bearing and Misalignment Fault Detection in Induction Motors by Using the Space Vector Angular Fluctuation Signal
Electrical Engineering 87, pp. 197-206, 2005
- [APHT-06] AHMAD, H., PAPIERNIK, W., HAMM, C., TRÖNDLE, H.-P.:
Identifying plant parameters using linear least squares and stochastic techniques (Genetic Algorithms)
PCIM-conference, Nürnberg, Germany, 2006
- [AR-73] AHRENS, D., RAATZ, E.:
Regelungstechnische Untersuchungen von Antrieben mit Kupplungs- und Getriebelose
AEG-Telefunken, 63, 1973
- [BEHW-95] BRÄNDLEIN, J., ESCHMANN, P., HASBARGEN, L., WEIGAND, K.:
Die Wälzlagerpraxis – Handbuch für die Berechnung und Gestaltung von Lagerungen
Vereinigte Fachverlage, 3. Auflage, 1995
- [Bei-00] BEINEKE, S.:
Online-Schätzung von mechanischen Parametern, Kennlinien und Zustandsgrößen geregelter elektrischer Antriebe
Dissertation, Universität Paderborn, 2000
- [Ben-00] EL HACHEMI BENBOUZID, M.:
A Review of Induction Motors Signature Analysis as a Medium for Faults Detection
IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 5, Oct. 2000

- [Ben-87] BENTLEY, D.:
Predictive maintenance through the monitoring and diagnosis of rolling element bearings
Orbit Magazine, 1987
- [Blö-06] BLÖDT, M.:
Condition Monitoring of Mechanical Faults in Variable Speed Induction Motor Drives. Application of Stator Current Time-Frequency Analysis and Parameter Estimation
Thèse de doctorat, Institut National de Polytechnique de Toulouse, France, 2006
- [Bra-99] BRANDENBURG, G.:
Intelligente Antriebe
VDI-Z Spezial Antriebstechnik, pp. 14-15, April 1999
- [Bra-89] BRANDENBURG, G.:
Einfluss und Kompensation von Lose und Coulombscher Reibung bei einem drehzahl- und lagegeregelten, elastischen Zweimassensystem
Automatisierungstechnik at 37, 1989
- [Bri-92] BRIGHAM, E. ORAN:
FFT-Schnelle Fourier-Transformation
5. Auflage, Oldenbourg-Verlag, 1992
- [Bri-85] BRICKWEDDE, A.:
On-Line Adaptive and Selftuning Control for Complex Electrical Drive Systems
EPE-conference, Aachen, Germany, 1989
- [BSG-97a] BEINEKE, S., SCHÜTTE, F., GROSTOLLEN, H.:
Comparison of Methods for State Estimation and On-Line Identification in Speed and Position Control Loops
EPE-conference, Trondheim, Norway, 1997
- [BSG-97b] BEINEKE, S., SCHÜTTE, F., GROSTOLLEN, H.:
Online Identification of Nonlinear Mechanics Using Extended Kalman Filters with Basis Function Networks
IEEE IECON-conference, New Orleans, Louisiana, USA, 1997
- [BSWG-97] BEINEKE, S., SCHÜTTE, F., WERTZ, H., GROSTOLLEN, H.:
Comparison of Parameter Identification Schemes for Self-Commissioning Drive Control of Nonlinear Two-Mass Systems
IEEE IAS-conference, New Orleans, Louisiana, USA, 1997

-
- [BT-07] BECK, H.-P., TURSCHNER, D.:
Selbsteinstellende Regelung für losebehaftete Antriebssysteme – Hochdynamische Drehzahlregelung für veränderliche Streckenparameter in der Walzwerktechnik
Antriebstechnik 2007
- [BVT-99] EL HACHEMI BENBOUZID, M., VIEIRA, M., THEYS, C.:
Induction Motors' Fault Detection and Localization Using Stator Current Advanced Signal Processing Techniques
IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No 1, Jan. 1999
- [BWSGF-98] BEINEKE, S., WERTZ, H., SCHÜTTE, F., GROSTOLLEN, H., FRÖHLEKE, N.:
Identification of Nonlinear Two-Mass Systems for Self-Commissioning Speed Control of Electrical Drives
IEEE IECON-conference, Aachen, Germany, 1998
- [CLF-96] CHEN, S., LIPO, T.A., FITZGERALD, D.:
Source of Induction Motor Bearing Currents Caused by PWM Inverters
IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 11, No. 1, 1996
- [CTD-86] CAMERON, J.R., THOMSON, W.T., DOW, A.B.:
Vibration and current monitoring for detecting air gap eccentricity in large induction motors
IEEE Proceedings, Vol. 133, No. 3, May 1986
- [EKSS-96] ERDMAN, J.M., KERKMAN, R.K., SCHLEGEL, D.V., SKIBINSKI, G.L.:
Effect of PWM-Inverters on AC Motor Bearing Currents and Shaft Voltages
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 2, 1996
- [EP-99] EUTEBACH, T., PACAS, J.M.:
Damping of torsional Vibrations in High-Dynamics-Drives
EPE-conference, Lausanne, Switzerland, 1999
- [Eut-00] EUTEBACH, T.:
Ein Beitrag zur Bedämpfung von Torsionsschwingungen in hochdynamischen Industrieantrieben
Dissertation, Universität Siegen, 2000
- [Fil-95] FILBERT, D.:
Diagnose von Lagerfehlern in Elektronmotoren durch nichtlineare Modellierung des Motorstroms
Forum Akustische Qualitätskontrolle, Heidelberg, Juni 1995

- [Fis-04] FISCHER, R.:
Elektrische Maschinen
Hanser Verlag, 12. Auflage, 2004
- [Föl-94] FÖLLINGER, O.:
Regelungstechnik – Einführung in die Methoden und ihre Anwendung
8. überarbeitete Auflage, Hüthig Buch Verlag Heidelberg, 1994
- [GH-98] GEBLER, D., HOLTZ, J.:
Identification and Compensation of Gear Backlash without Output Position Sensor in High-Precision Servo Systems
IEEE IECON-conference, Aachen, Germany, 1998
- [Har-00] HARRIS, T.A.:
Rolling Bearing Analysis
4th Edition, Wiley-Interscience, 2000
- [HB-03] HABERHAUER, H., BODENSTEIN, F.:
Maschinenelemente – Gestaltung, Berechnung, Anwendung
12. Auflage, Springer Verlag, 2003
- [HS-00a] HAUSBERG, V., SEINSCH, H.O.:
*Wellenspannungen und zirkulierende Lagerströme bei umrichter-
gespeisten Induktionsmaschinen*
Electrical Engineering 82, pp. 313-326, Springer Verlag, 2000
- [HS-00b] HAUSBERG, V., SEINSCH, H.O.:
*Kapazitive Lagerspannungen und -ströme bei umrichter-
gespeisten Induktionsmaschinen*
Electrical Engineering 82, pp. 153-162, Springer Verlag, 2000
- [Ise-06] ISERMANN, R.:
*Fault-Diagnosis Systems – An Introduction from Fault Detection
to Fault Tolerance*
Springer-Verlag, 2006
- [Ise-91] ISERMANN, R.:
Identifikation dynamischer Systeme 1
2. Auflage, Springer-Verlag, 1992
- [Ise-88] ISERMANN, R.:
Parameterschätzung dynamischer Systeme – Übersichtsaufsatz
Automatisierungstechnik, Heft 6, 1988

-
- [JP-02] JUKIĆ, T. PERIĆ, N.:
Autotuning Controller with Backlash Compensation
EPE-PEMC, Dubrovnik und Cavat, Kroatien, 2002
- [Jue-86] JUEN, G.:
Lageregelung elastischer Antriebssysteme dargestellt an einem Radioteleskop
Dissertation, Universität Stuttgart, 1986
- [KB-05] KNIGHT, A. M., BERTANI, S.:
Mechanical Fault Detection in a Medium-Sized Induction Motor Using Stator Current Monitoring
IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, No. 4, 2005
- [Ket-95] KETTERER, G.:
Automatisierte Inbetriebnahme elektromechanischer, elastisch gekoppelter Bewegungsachsen
Dissertation, Universität Stuttgart, 1995
- [KHH-04] KRAL, C., HABETLER, T.G., HARLEY, R.G.:
Detection of Mechanical Imbalances of Induction Machines without Spectral Analysis of Time-Domain Signals
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 40, No. 4, 2004
- [Kie-94] KIEL, E.:
Anwendungsspezifische Schaltkreise in der Drehstrom-Antriebstechnik
Dissertation, TU Braunschweig, 1994
- [KK-02] KAMMEYER, K.D., KROSCHER, K.:
Digitale Signalverarbeitung
5. Auflage, B.G. Teubner, 2002
- [Kli-66] KLITTICH, M.:
Über die Nachbildung von Getrieben auf dem Analogrechner
Elektronische Rechenanlagen 8, Heft 3, 125-130, 1966
- [Kna-94] KNAPPE, H.:
Nichtlineare Regelungstechnik und Fuzzy-Control
Expert-Verlag, 1994
- [Kra-04] KRAH, J.O.:
Bode Plot based Auto-Tuning – Enhanced Solution for High Performance Servo Drives
PCIM-conference, Nürnberg, Germany, 2004

- [KS-90] KLIMAN, G. B., STEIN, J.:
Induction Motor Fault Detection Via Passive Current Monitoring
Proc. International Conference Electrical Machines, Aug. 1990
- [Lan-90] LANDAU, I.D.:
System Identification and Control Design
Prentice-Hall, 1990
- [LAP-02] LINDH, T., AHOLA, J., PARTANEN, J.:
Effects of Internal Radial Clearance of Bearings to Condition Monitoring of Bearings of Induction Motor Based on Statistical Stator Current Analysis
VANEM 2002 3rd International Seminar on Vibrations and Acoustic Noise of Electric Machinery, Lodz, Poland, 17.-19. October 2002
- [LCTH-00] LI, B. CHOW, M.-Y., TIPSUWAN, Y., HUNG, J.C.:
Neural-Network-Based Motor Rolling Bearing Fault Diagnosis
IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 5, 2000
- [Leo-73] LEONHARD, W.:
Statistische Analyse linearer Regelsysteme
Teubner Verlag, 1973
- [Lin-03] LINDH, T.:
On the Condition Monitoring of Induction Machines
Dissertation, Laapeenrata University of Technology, Finland, 2003
- [Lju-99] LJUNG, L.:
System Identification – Theory for the User
2nd edition, Prentice Hall PTR, 1999
- [LRWW-98] LAGARIAS, J.C., REEDS, J.A., WRIGHT, M.H., WRIGHT, P.:
Convergence Properties of the Nelder-Mead Simplex Method in Low Dimensions
Society for Industrial and Applied Mathematics, SIAM J OPTIM. Vol. 9, No. 1, pp. 112-147, 1998
- [LW-00] LUTZ, H., WENDT, W.:
Taschenbuch der Regelungstechnik
3. Auflage, Harri Deutsch Verlag, 2000
- [MM-02] MÜLLER, I., MUTSCHLER, P.:
Two Reliable Methods for Estimating the Mechanical Parameters of a Rotating Three-Inertia-System
EPE-PEMC-conference, Dubrovnik & Cavat, Croatia, 2002

-
- [Neu-95] NEUMANN, R.:
Beobachtergestützte dezentrale entkoppelnde Regelung von Robotern mit elastischen Gelenken
Dissertation, Universität Paderborn, 1995
- [NM-65] NELDER, J.A., MEAD, R.:
A simplex method for function minimization
The Computer Journal, Vol. 7, pp. 308-313, 1965
- [NTL-05] NANDI, S., TOLIYAT, H. A., LI, X.:
Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Motors – A Review
IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, No. 4, 2005
- [NWH-05] NIEMANN, G., WINTER, H., HÖHN, B.-R.:
Maschinenelemente Band 1 – Konstruktion und Berechnung von Verbindungen, Lagern, Wellen
4. Auflage, Springer Verlag, 2005
- [ÖGN-03] ÖSTRING, M., GUNNARSSON, S., NORRLÖF, M.:
Closed-loop Identification of an Industrial Robot Containing Flexibilities
Control Engineering Practise, Elsener, 2003
- [OHG-00] OBAID, R.R., HABETLER, T.G., GITTER, D.J.:
A Simplified Technique for Detecting Mechanical Faults using Stator Current in Small Induction Motors
IEEE IAS-conference, Rom, Italy, Okt. 2000
- [OHS-03] OBAID, R.R., HABETLER, T.G., STACK, J.R.:
Stator Current Analysis for Bearing Damage Detection in Induction Motors
IEEE SDEMPED, Symposium on Diagnosis for Electric Machines, Power Electronics and Drives, Atlanta, Georgia, USA, 2003
- [OS-99] OPPENHEIM, A.V., SCHAFFER, R.W.:
Zeitdiskrete Signalverarbeitung
3. Auflage, Oldenburg-Verlag, 1999
- [PJE-00] PACAS, J.M., JOHN, A., EUTEBACH, T.:
Automatic Identification and Damping of Torsional Vibrations in High-Dynamic-Drives
IEEE ISIE-conference, Cholula, Puebla, Mexico, 2000

- [PM-92] PFAFF, G., MEIER, C.:
Regelung elektrischer Antriebe II
3. Auflage, Oldenbourg-Verlag, 1992
- [PS-01] PINTELON, R., SCHOURKENS, J.:
System Identification – A Frequency Domain Approach
IEEE Press, 2001
- [PTVF-92] PRESS, W.H., TEUKOLSKY, S.A., VETTERLING, W.T., FLANNERY, B.P.:
Numerical Recipes in C – The Art of Scientific Computing
2nd edition, Cambridge University Press, 1992
- [PVA-06] PACAS, J.M., VILLWOCK, S., ALLEBROD, S.:
Kommunikation zwischen Antriebsregelgerät und PC – Leistungsfähige USB-Interface-Platine mit wenigen Bausteinen,
Elektronik – Fachzeitschrift für industrielle Anwender und Entwickler, Heft Nr. 6, 2006
- [PVE-04a] PACAS, J.M., VILLWOCK, S., EUTEBACH, T.:
Parameter-Identification of a Two-Mass-System in the Frequency Domain
PCIM-conference, Nürnberg, Germany, 2004
- [PVE-04b] PACAS, J.M., VILLWOCK, S., EUTEBACH, T.:
Identification of the Mechanical System of a Drive in the Frequency Domain
IEEE IECON-conference, Busan, Korea, 2004
- [Rid-55] RIDDLE, J.:
Ball Bearing Maintenance
University of Oklahoma Press, 1955
- [RM-01] RUBINI, R., MENEGHETTI, U.:
Application of the Envelope and Wavelet Transform Analysis for the Diagnosis of incipient Faults in Ball Bearings
Mechanical Systems and Signal Processing 15(2), 287-302, 2001
- [Roe-86] ROETHER, F.:
Identifikation mechanischer Systeme mit zeitdiskreten Parameterschätzmethoden
Dissertation, Universität Wuppertal, 1986

-
- [RSGM-02] REITZ, K., STEINHUSEN, C., GUIMARÃES, J. H. D., MAKARSKI, M.:
Messung der Übertragungsfunktion zur Optimierung der Wälzlagerdiagnose
Tagungsband, 4. Aachener Kolloquium für Instandhaltung, Diagnose und Anlagenüberwachung, Band 46. S. 591-606, 6./7. Nov. 2002
- [RZ-02] REUTER, M., ZACHER, S.:
Regelungstechnik für Ingenieure
10. Auflage, Vieweg-Verlag, 2002
- [San-04] SANTNER, E.:
Reibung und Verschleiß von Werkstoffen, Bauteilen und Konstruktionen
Expert Verlag, Band 602, 2004
- [SBHG-96] SCHÜTTE, F., BEINEKE, S., HENKE, M., GROSTOLLEN, H.:
Drehzahlregelung eines elastischen Zweimassensystems mit On-Line-Identifikation lastseitiger Reibung und aktiver Schwingungsbedämpfung bei Stellgrößenbegrenzung
SPS/IPC/DRIVES, Sindelfingen, Deutschland, 1996
- [SBRG-97] BEINEKE, S., SCHÜTTE, F., ROLFSMEIER, A. GROSTOLLEN, H.:
Online Identification of Mechanical Parameters Using Extended Kalman Filters
IEEE IAS-conference, New Orleans, Louisiana, USA, 1997
- [Sch-01] SCHRÖDER, D.:
Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen
2. Auflage, Springer Verlag, 2001
- [Sch-00] SCHRÖDER, D.:
Intelligent Observer and Control Design for Nonlinear Systems
Springer Verlag, 2000
- [Sch-93] SCHÄFER, U.:
Entwicklung von nichtlinearen Drehzahl- und Lageregelungen zur Kompensation von Coulomb-Reibung und Lose bei einem elektrisch angetriebenen, elastischen Zweimassensystem
Dissertation TU München, 1993
- [Scht-97] SCHÜTTE, H.:
Symbolische Modellierung und beobachtergestützte nichtlineare Regelung eines modularen elastischen Robotersystems
Dissertation, Universität Paderborn, 1997

- [Schü-02] SCHÜTTE, F.:
Automatisierte Reglerinbetriebnahme in elektrischen Antrieben mit schwingungsfähiger Mechanik
Dissertation, Universität Paderborn, 2002
- [Schw-80] SCHWARZ, R.G.:
Identifikation mechanischer Mehrkörpersysteme
Dissertation, TU München, 1980
- [SGH-98] SCHNELL, W., GROSS, D., HAUGER, W.:
Technische Mechanik, Band 2 – Elastostatik
6. Auflage, Springer-Verlag, 1998
- [SHH-06] STACK, J.R., HABETLER, T.G., HARLEY, R.G.:
Fault-Signature Modeling and Detection of Inner-Race Bearing Faults
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 42, No. 1, Jan./Feb. 2006
- [SHH-05] STACK, J.R., HABETLER, T.G., HARLEY, R.G.:
Experimentally Generating Faults in Rolling Element Bearings via Shaft Current
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, No. 1, 2005
- [SHH-04a] STACK, J.R., HABETLER, T.G., HARLEY, R.G.:
Fault Classification and Fault Signature Production for Rolling Element Bearings in Electric Machines
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 40, No. 3, May/June 2004
- [SHH-04b] STACK, J.R., HABETLER, T.G., HARLEY, R.G.:
Bearing Fault Detection via Autoregressive Stator Current Modeling
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 40, No. 3, May/June 2004
- [SHH-04c] STACK, J.R., HARLEY, R.G., HABETLER, T.G.:
An Amplitude Modulation Detector for Fault Diagnosis in Rolling Element Bearings
IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 5, Oct. 2004
- [SHH-02] STACK, J.R., HARLEY, R.G., HABETLER, T.G.:
An Amplitude Modulation Detector for Fault Diagnosis in Rolling Element Bearings
IEEE IECON-conference, Sevilla, Spain, 2002

-
- [SHKB-95] SCHOEN, R.R., HABETLER, T.G., KAMRAN, F., BARTHELD, R.G.:
Motor Bearing Damage Detection Using Stator Current Monitoring
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 6,
Nov./Dec. 1995
- [SLHSF-95] SCHOEN, R.R., LIN, B.K., HABETLER, T.G., SCHLAG, J.H., FARAG, S.:
An Unsupervised, On-Line System for Induction Motor Fault Detection Using Stator Current Monitoring
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 6,
Nov./Dec. 1995
- [SP-91] SCHOURKENS, J., PINTELON, R.:
Identification of Linear Systems – A Practical Guideline to Accurate Modeling
Pergamon Press, 1991
- [Spe-89] SPECHT, R.:
Parameterschätzung und adaptive Regelung eines Industrieroboters
Dissertation, TU Darmstadt, 1989
- [Spe-86] SPECHT, R.:
Ermittlung von Getriebelose und Getriebereibung bei Robotergetrieben und Gleichstromantrieben
VDI Berichte Nr. 598, 1986
- [Spr-98] SPRENGLER, R.:
Quadratische Ausgleichsrechnung und Levenberg-Marquardt Verfahren bei der Vereinfachung von Problemstrukturen
Dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg, 1998
- [SR-96] STEINHILPER, W., RÖPER, R.:
Maschinen- und Konstruktionslehre Band 3 – Elastische Elemente, Federn, Achsen und Wellen, Dichtungstechnik, Reibung, Schmierung, Lagerungen
2. Auflage, Springer Verlag, 1996
- [SS-06] STEINHILPER, W., SAUER, B.:
Konstruktionselemente des Maschinenbaus Band 2 – Grundlagen von Maschinenelementen für Antriebsaufgaben
5. Auflage, Springer Verlag, 2006
- [SS-03] SIEMERS, C., SIKORA, A.:
Taschenbuch Digitaltechnik
Carl-Hanser-Verlag, 2003

- [SS-98] STROBL, D., SCHRÖDER, D.:
Neural observers for the identification of backlash in electromechanical systems
IFAC International Workshop on Motion Control, Grenoble, France 1998
- [Str-99] STROBL, D.:
Identifikation nichtlinearer mechatronischer Systeme mittels neuronaler Beobachter
Dissertation, TU München, 1999
- [Str-75] STROBEL, H.:
Experimentelle Systemanalyse
Akademieverlag, 1975
- [TD-99] THORSON, O. V., DALVA, M.:
Failure Identification and Analysis for High-Voltage Induction Motors in the Petrochemical Industry
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No.4, Jul./Aug. 1999
- [TD-98] THORSEN, O.V., DALVA, M.:
Methods of Condition Monitoring and Fault Diagnosis for Induction Motors
ETEP, Vol. 8, No. 5, Sept./Oct. 1998
- [TP-87] TAVNER, P.J., PENMAN, J.:
Condition Monitoring of Electrical Machines
Research Studies Press Ltd., 1st Edition, England, 1987
- [Tur-02] TURSCHNER, D.:
Selbsteinstellende kaskadierte Zustandsregelung mit evolutionären Algorithmen für mechatronische Antriebssysteme mit Lose
Dissertation, Technische Universität Clausthal, 2003
- [UR-87] UNBEHAUEN, H., RAO, G.P.:
Identification of continuous systems
North-Holland-Verlag, 1987
- [Vas-93] VAS, P.:
Parameter Estimation, Condition Monitoring and Diagnosis of Electrical Machines
Oxford University Press, 1993
- [VBL-05] VALENZUELA, M.A., BENTLY, J.M., LORENZ, R.D.:
Evaluation of Torsional Oscillations in Paper Machine Sections
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, No. 2, 2005

-
- [VP-07] VILLWOCK, S., PACAS, J.M.:
Detection of Rolling Bearing Faults by Frequency Response Analysis
PCIM-conference, Nürnberg, Germany, 2007
- [VP-06a] VILLWOCK, S., PACAS, J.M.:
Deterministic Method for the Identification of Backlash in the Time Domain
IEEE ISIE-conference, Montréal, Kanada, 2006
- [VP-06b] VILLWOCK, S., PACAS, J.M.:
Die Identifikation mechanischer Lose als Beitrag zur Diagnose und zur automatisierten Inbetriebnahme elektrischer Antriebe
VDI-Fachtagung Elektrisch-mechanische Antriebssysteme, Böblingen, Deutschland, 27./28. Sept. 2006
- [VPE-05] VILLWOCK, S., PACAS, J.M., EUTEBACH, T.:
Application of the Welch-Method for the Automatic Parameter Identification of Electrical Drives
IEEE IECON-conference, Raleigh, North Carolina, USA, 2005
- [VS-98] VUKOSAVIĆ, S.N., STOJIĆ, M.R.:
Suppression of Torsional Oscillations in a High-Performance Speed Servo Drive
IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, No. 1, Feb. 1998
- [WB-99] WERTZ, H., BEINEKE, S.:
Analysetool für die systematische Reglerinbetriebnahme von Servoantrieben
SPS/IPC/Drives, Nürnberg, Germany, 1999
- [WBFBUZZ-99] WERTZ, H., BEINEKE, S., FRÖHLEKE, N., BOLOGNANI, S., UNTERKOFER, K., ZIGLIOTTO, M., ZORDAN, M.:
Computer Aided Commissioning of Speed and Position Control for Electrical Drives with Identification of Mechanical Load
IEEE IAS-conference, Phoenix, Arizona, USA, 1999
- [Wel-67] WELCH, P.D.:
The Use of Fast Fourier Transform for the Estimation of Power Spectra: A Method Based on Time Average Over Short, Modified Periodograms
IEEE Transactions on Audio/Electroacoustics, Vol. AU-15, S. 70-73, 1967

- [Wir-98] WIRTH, R.:
Maschinendiagnose an Industriegetrieben – Grundlagen
Antriebstechnik 37, Nr. 10, 1998
- [Wol-02] WOLFRAM, A.:
Komponentenbasierte Fehlerdiagnose industrieller Anlagen am Beispiel frequenzumrichter gespeister Asynchronmaschinen und Kreiselpumpen
Dissertation, TU Darmstadt, 2002
- [WSGB-97] WERTZ, H., SCHÜTTE, F., GROSTOLLEN, H., BÜNTE, A.:
Ein rechnergestütztes Inbetriebnahmewerkzeug für geregelte industrielle Antriebssysteme mit schwingungsfähiger Mechanik
SPS/IPC/Drives, Nürnberg, Deutschland, 1997
- [YK-99] YAZICI, B., KLIMAN, G.B.:
An Adaptive Statistical Time-Frequency Method for Detection of Broken Bars and Bearing Faults in Motors Using Stator Current
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 2, 1999
- [Zug-90] ZUGHAIBI, N.:
Entwicklung eines selbststellenden digitalen Reglers für numerisch gesteuerte Werkzeugmaschinen
Dissertation, Fraunhofer-Institut für Produktionsanlagen und Konstruktionstechnik der Fraunhofer Gesellschaft in Berlin, 1990

9 Anhang - Daten der Versuchsaufbauten

9.1 Elektrische Systeme

Diesem Abschnitt sind die wichtigsten Daten der verwendeten elektrischen Komponenten zu entnehmen.

9.1.1 Daten der verwendeten Synchronmaschinen

Tabelle 9.1 enthält die für die experimentellen Arbeiten relevanten Daten der verwendeten permanent erregten Synchronmaschinen.

	Maschine 1	Maschine 2	Maschine 3
Hersteller, Motortyp	ABB, SDM101-039N0- 190/20-1000	ABB, SDM101- 021N0-140/30- 1000	ABB, SDM101- 010N8-115/30- 1020
Nennspannung U_N	360 V	360 V	360 V
Motorstillstandsstrom I_0	18,5 A	13,5 A	7,1 A
Max. Impulsstrom I_{\max}	55 A	48 A	34 A
Nenndrehzahl n_N	2000 min^{-1}	3000 min^{-1}	3000 min^{-1}
Nenndrehmoment M_N	30 Nm	15 Nm	7,8 Nm
Stillstandsdauermoment M_0	39 Nm	21 Nm	10,8 Nm
Trägheitsmoment J_M	13,784 10^{-3} kg m^2	4,317 10^{-3} kg m^2	1,174 10^{-3} kg m^2

Tabelle 9.1: Daten der Synchronmaschinen

Maschine 1, Antriebsmotor des Versuchsaufbaus in Kap. 5.2 - 5.4

Maschine 2, Antriebsmotor des Versuchsaufbaus in Kap. 5.5

Maschine 3, Belastungsmotor des Versuchsaufbaus in Kap. 5.3

9.1.2 Drehgeber

Der eingesetzte Geber ERN 1185 der Firma Heidenhain ist ein inkrementeller Sinus-Cosinus-Geber mit einer Auflösung von 2048 Impulsen pro mechanische Umdrehung. Mit einer Vierfachauswertung und Hochauflösung erreicht man die maximal mögliche Auflösung von 19 Bit.

9.1.3 Wechselrichter

Ausgangsnennspannung U_{AN}	360 V	
IGBT-Nennstrom I_{Neff}	300 A	
Zwischenkreisspannung U_d	565 V	
Stromwandler	Hersteller, Typ	LEM, LT200-S
	Primärstrom (effektiv)	200 A
	Übersetzungsverhältnis	1:2000
	Messwiderstand	35 Ω
Leistungshalbleiter	Hersteller, Typ	Eupec, FF300KF2, Dual N-Channel IGBT
	Kollektor-Emitter-Sperrspannung	1200 V
	Kollektor-Dauergleichstrom	300 A
	Gesamtverlustleistung	1800 W
	Gate-Emitter-Spitzenspannung	± 20 V
	Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung	4 V

Tabelle 9.2: Daten des Wechselrichters

Der digitale Vecon-Chip enthält

- einen Signalprozessor mit 32 Bit-Arithmetik und erweitertem Befehlssatz für die schnelle Durchführung von Regelungsroutinen,
- C165 Mikrocontroller für übergeordnete Aufgaben,

- diverse Peripheriefunktionen, z.B. Positionsgeberauswertung, Leistungsteilansteuerung etc.

		Vecon-System	Sican-System
Digitalchip	Taktfrequenz	20 MHz	30 MHz
	Programmzykluszeit	100 μ s	62,5 μ s
	Pulsfrequenz	5 kHz	8 kHz
	Programmspeicher	1024 Befehlswoorte zu 24 Bit Breite	2048 Befehlswoorte zu 26 Bit Breite
	Datenspeicher	256 Worte zu 16 Bit Breite	512 Worte zu 16 Bit Breite
Analogchip	A/D-Wandlungszeit	10,4 μ s	

Tabelle 9.3: Daten der Embedded Control Systeme

9.2 Vibrationssensor

Hier werden die Kenndaten der beiden Komponenten des Vibrationsmesssystems aufgezeigt. Zu Beginn erfolgt in Tabelle 9.4 eine Auflistung der Daten des piezoelektrischen Beschleunigungssensors KS80C.

Hersteller / Typ	MMF / KS80C
Spannungsübertragungsfaktor	100 mV / g \pm 5%
Messbereich	\pm 55 g
Resonanzfrequenz	> 23 kHz
Konstantstromversorgung	2...20 mA
Arbeitspunktspannung	12...13,5 V
Untere Grenzfrequenz	0,3 Hz

Tabelle 9.4: Daten des Beschleunigungssensors

Der Sensor kann mittels Magnetfuß oder fest verschraubt auf der Unterlage montiert werden. Die Ausgangssignale werden im Universalschwingungsüberwachungsgerät

M12 der Firma MMF ausgewertet. Dieses bietet die Möglichkeit, die erfassten Beschleunigungssignale in verschiedenen Messbereichen als analoge Ausgangsspannung zwischen 0 V und 10 V darzustellen und die Schwingbeschleunigung in die Messgrößen Schwinggeschwindigkeit oder Schwingweg umzurechnen. Die Kenngrößen dieses System sind aus Tabelle 9.5 ersichtlich.

Hersteller / Typ	MMF / M12	
Versorgung	22-28 V, 50-100 mA	
Messbereiche:		
Schwingbeschleunigung	20/100/200 m/s ²	
Schwinggeschwindigkeit	20/100/200 m/s	
Schwingweg	200/1000/2000 μm	
Messfehler (v.E.):	Effektiv	Spitze-Spitze
Schwingbeschleunigung	±5 %	±5 %
Schwinggeschwindigkeit	±5 %	±8 %
Schwingweg	±8 %	±15 %
Frequenzbereich, Breitbandsignal	1 Hz...>50 kHz (ohne Filter)	
Gleichspannungsausgänge	0-10 V	

Tabelle 9.5: Daten der Universalschwingungsüberwachung M12

9.3 Mechanische Teilsysteme

Die in dieser Arbeit verwendeten mechanischen Komponenten sind mit ihren Abmessungen in diesem Abschnitt aufgeführt.

9.3.1 Daten des in Kapitel 5.2 - 5.4 verwendeten mechanischen Aufbaus

9.3.1.1 Torsionswellen für ZMS

Bild 9.1 zeigt die drei verwendeten Wellen um die Resonanzfrequenz des ZMS zu verändern.

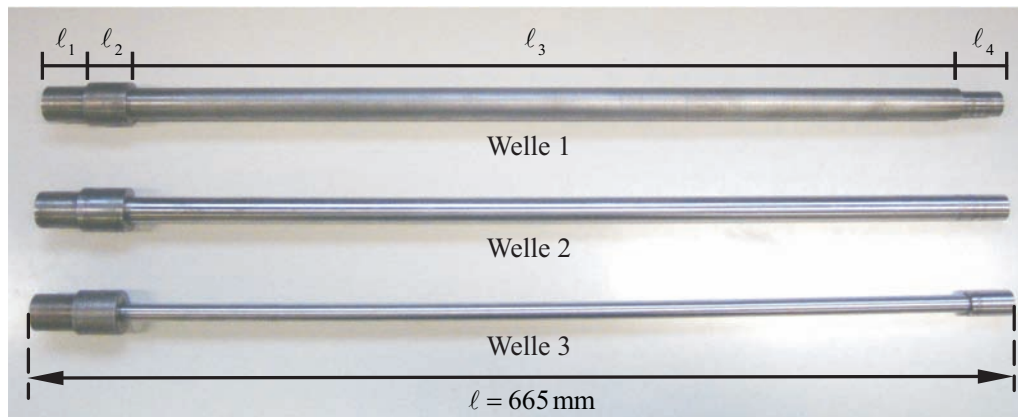


Bild 9.1: Torsionswellen zur Veränderung der Resonanzfrequenz des ZMS

In den Bereichen l_1 , l_2 und l_4 besitzen alle Wellen in Bild 9.1 die gleichen Längen und Durchmesser. Ebenso ist die Gesamtlänge $l = 665$ mm aller Wellen identisch. Nur der Durchmesser des Torsionsbereichs l_3 unterscheidet die Wellen 1 bis 3 und verändert die Resonanzfrequenz f_{res} des Setups. In folgender Tabelle 9.6 sind alle Größen aufgelistet.

Bereich		Länge [mm]	Ø [mm]
l_1		30	25
l_2		30	30
l_3	Welle 1	575	22,5
	Welle 2	575	18
	Welle 3	575	12
l_4		30	18

Tabelle 9.6: Abmessungen der drei verwendeten Torsionswellen des ZMS

9.3.1.2 Torsionswellen für DMS

Für die experimentellen Arbeiten zum DMS wurde das Setup ebenfalls durch Austauschen der Torsionswellen variiert, deren Abmessungen in Tabelle 9.7 aufgeführt sind.

Bereich		Länge [mm]	Ø [mm]
ℓ_1		30	25
ℓ_2		30	30
ℓ_3	Welle M.1	380	20
	Welle M.2	380	23
	Welle L.1	575	22,5
	Welle L.2	575	18
	Welle L.3	575	12
ℓ_4		30	18

Tabelle 9.7: Abmessungen der verwendeten Torsionswellen des DMS

Torsionswelle M.1 und M.2 befanden sich abwechselnd auf der Motorseite.

Für die Frequenzgangmessung im laufenden Betrieb mit zusätzlichem Lastmoment wurde aus Platzgründen ein Aufbau mit zwei kürzeren Wellen verwendet ($\ell_3 = 220$ mm; Ø = 18 mm motorseitig und $\ell_3 = 380$ mm; Ø = 20 mm lastseitig).

9.3.1.3 Lastseitige Schwungmasse

Die Schwungmasse der Lastseite (J_L) hat folgende Daten:

Massenträgheitsmoment J_L	220,9 kg · cm ²
Durchmesser d	126 mm
Länge ℓ	112 mm

Tabelle 9.8: Abmessungen der lastseitigen Schwungmasse

9.3.1.4 Kugellager

Die verwendeten Kugellager sind Spannlager der Firma INA. Viele ihrer Abmessungen in Tabelle 9.9 sind dem Datenblatt entnommen worden. Alle dargestellten Größen, die nicht im Datenblatt zu finden sind, wurden für diese Arbeit ermittelt, wie z.B. der Kugeldurchmesser d_w .

Hersteller, Typ	INA, GAY-30NPP-B
Außenringdurchmesser d_A	62 mm
Innenringdurchmesser d_I	30 mm
Breite B_I (inkl. verlängertem Innenring)	30 mm
Breite B_A (Außenring)	18 mm
Durchmesser des Käfigs d_k	47 mm
Durchmesser des Wälzkörpers d_w	8,7 mm

Tabelle 9.9: Daten der verwendeten Spannlager

9.3.2 Zeichnungen der in Kapitel 5.5 verwendeten Klauenkupplung

Bei den Betrachtungen in Kapitel 5.5 steht die mechanische Lose im Antriebsstrang im Fokus der Untersuchungen. Deshalb beschränkt sich die Darstellung hier ausschließlich auf die Klauenkupplung, welche das Herzstück des Prüfstands ist und die flexible Einstellung der Loseweite ermöglicht, denn in Bild 5.4 und Bild 5.5 ist der gesamte losebehaftete Antriebsstrang bereits abgebildet worden. In Kapitel 5 wurden die wesentlichen Merkmale der Klauenkupplung bereits anhand von Bildmaterial erörtert, so dass im Folgenden Einzelteilzeichnungen, die als Grundlage zur Fertigung dieses Maschinenteils dienen, dargestellt sind.

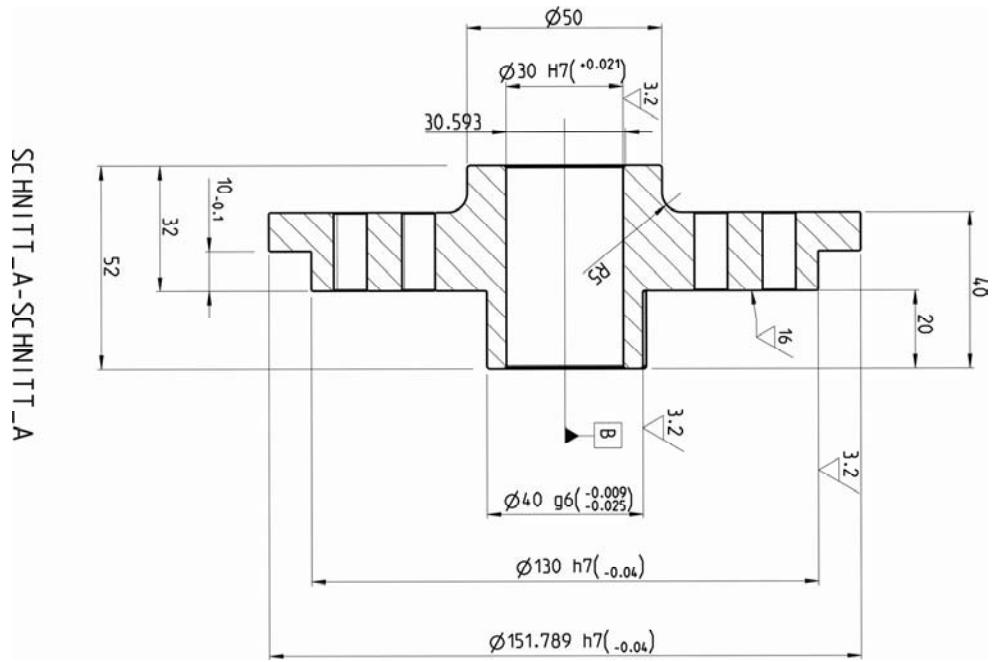


Bild 9.2: Kupplungshälfte 1 (Seitenansicht)

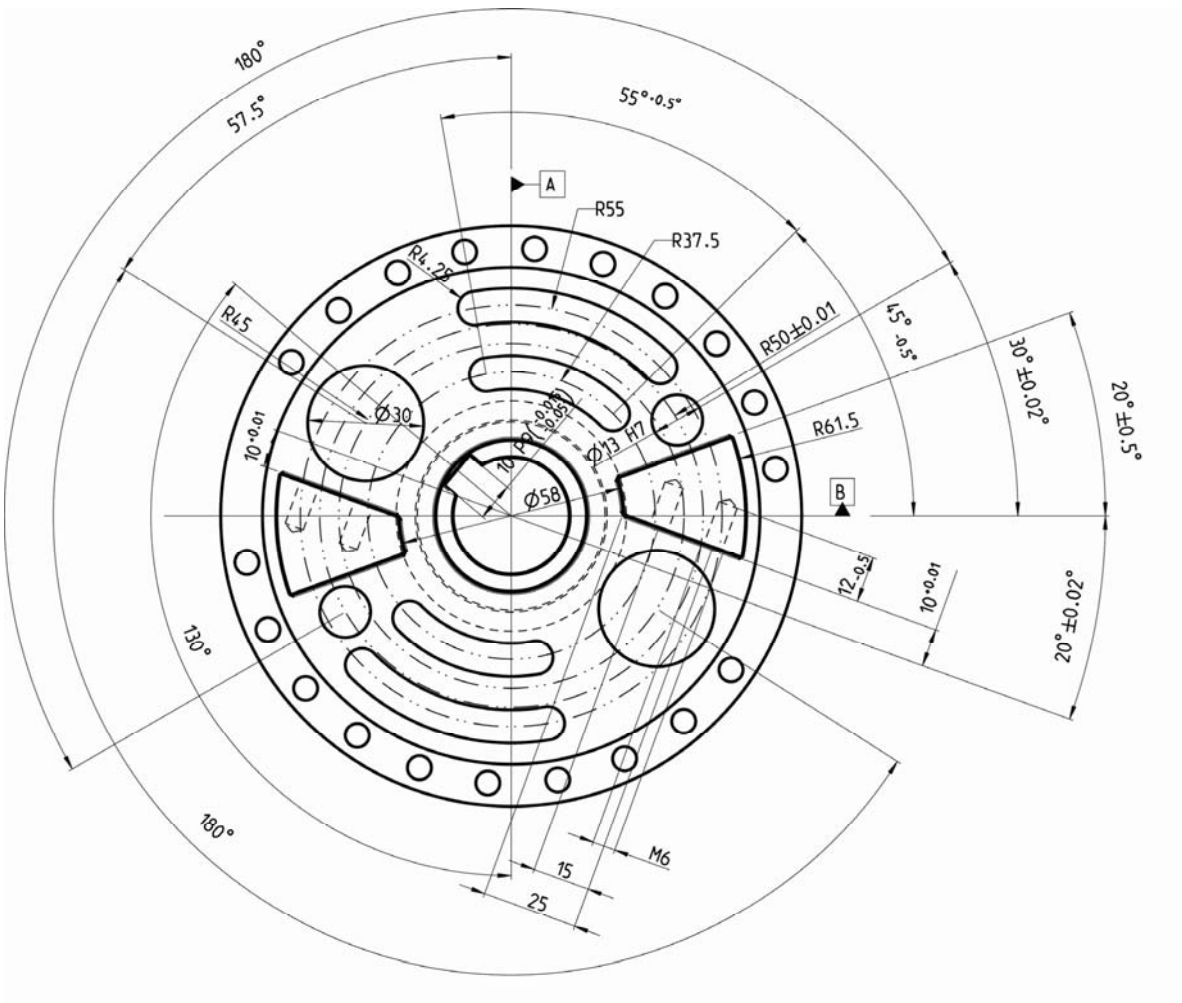


Bild 9.3: Kupplungshälfte 1 (Frontansicht)

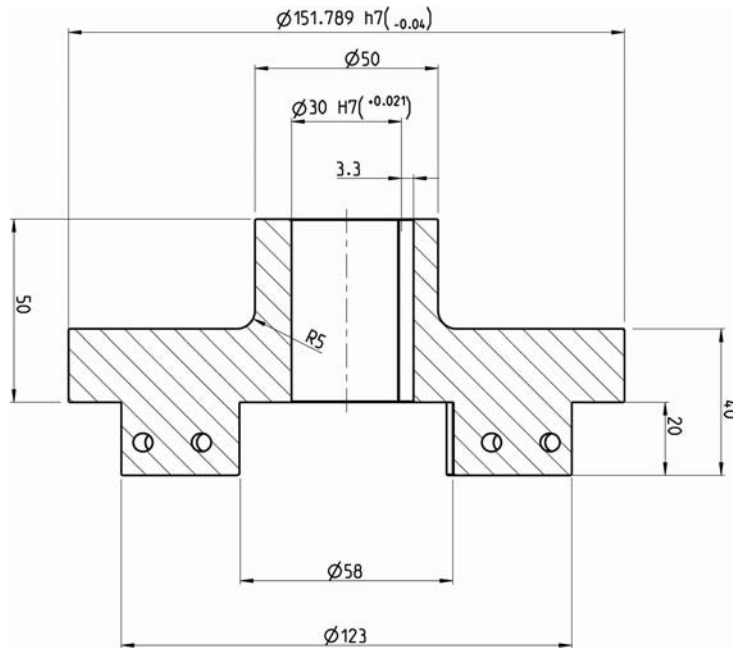


Bild 9.4: Kupplungshälfte 2 (Seitenansicht)

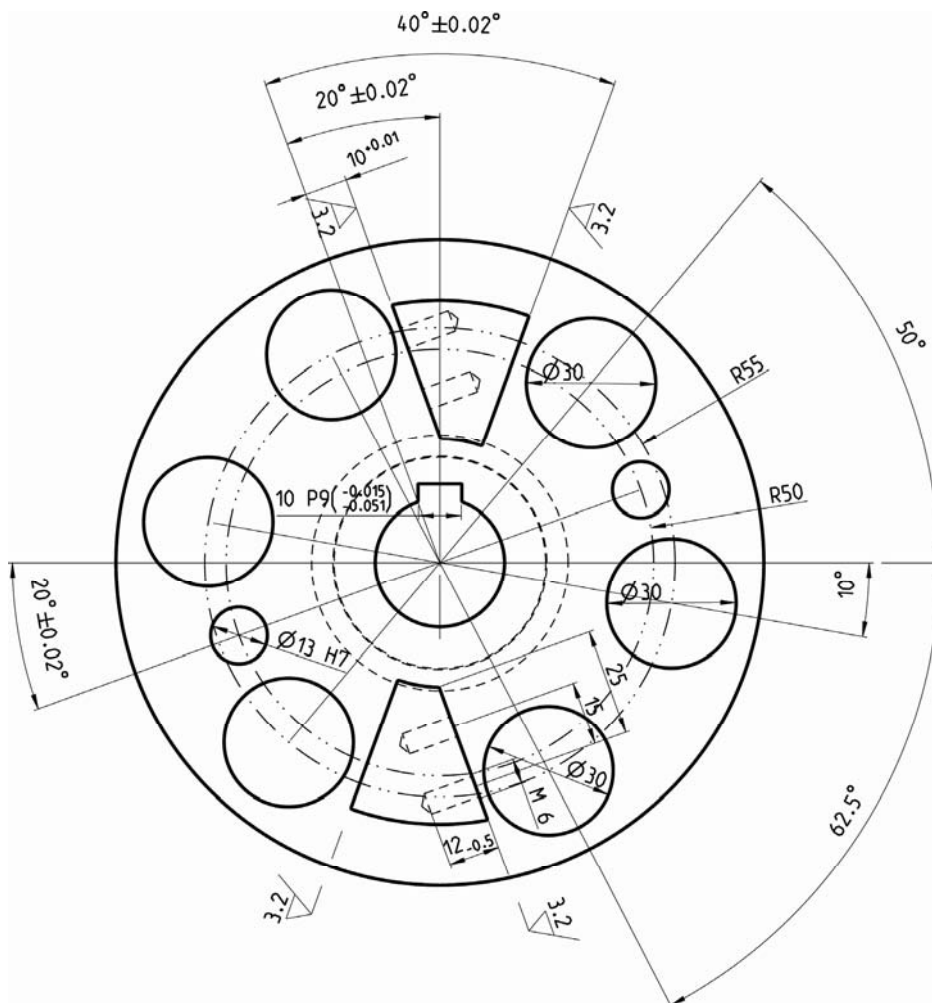


Bild 9.5: Kupplungshälfte 2 (Frontansicht)

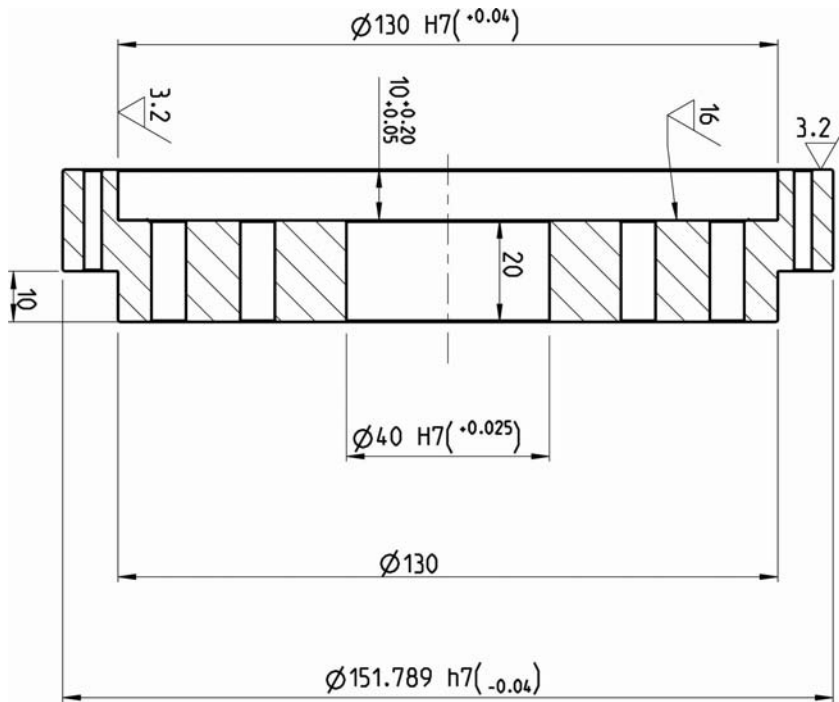


Bild 9.6: Stellelement (Seitenansicht)

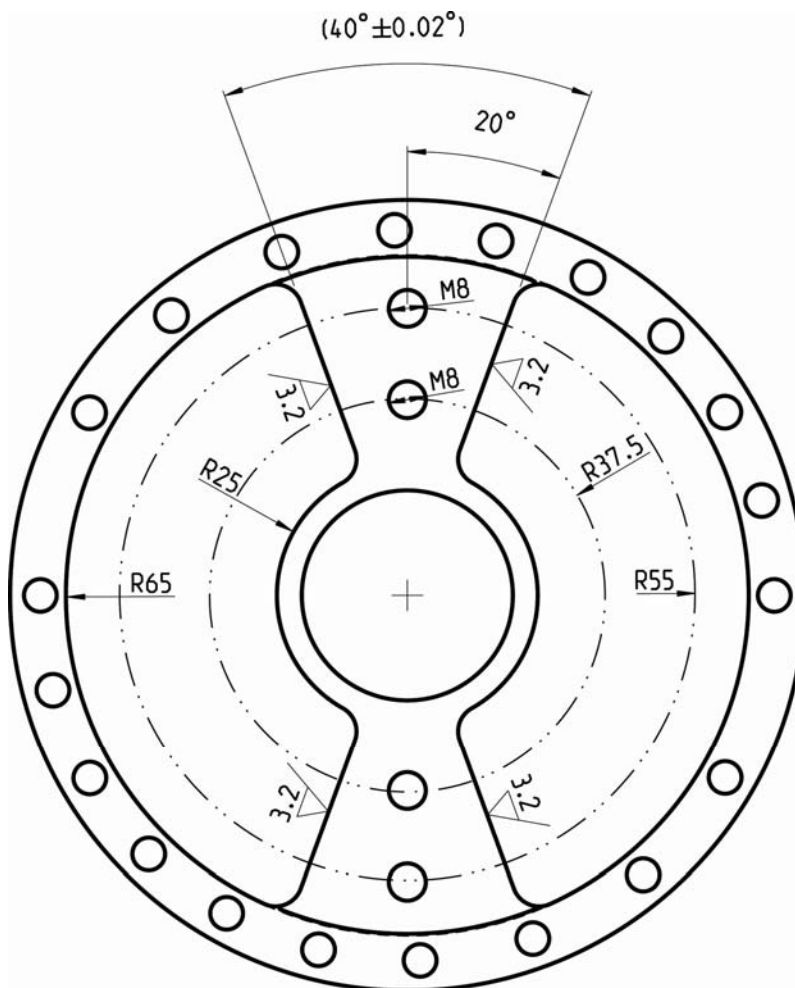


Bild 9.7: Stellelement (Frontansicht)

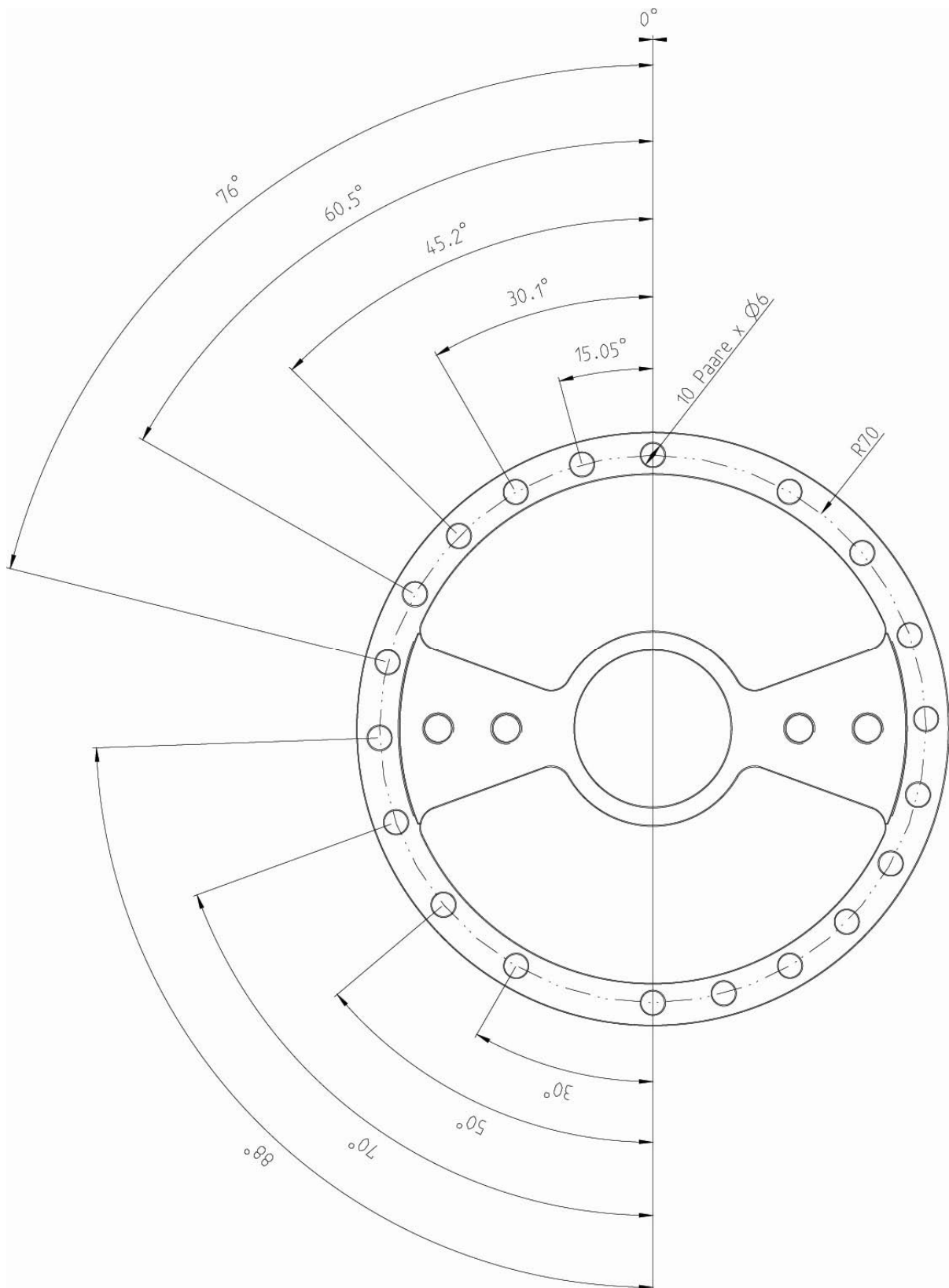


Bild 9.8: Stellelement (Frontansicht)

