

Dissertation

Adaptive und kennfeldbasierte Steuerung aktiver Motorlager

ausgeführt zum Zwecke der Erlangung des akademischen Grades
eines Doktors der technischen Wissenschaften
unter der Leitung von

Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Manfred Plöchl
Institut für Mechanik und Mechatronik
Forschungsgruppe Fahrzeugdynamik, E325 / A1

eingereicht an der Technischen Universität Wien
Fakultät für Maschinenwesen und Betriebswissenschaften

von

Fabian Hausberg
Matrikelnummer: 1128467
Cusanusstr. 27, D-85049 Ingolstadt

Wien, im Dezember 2014

Fabian Hausberg

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als Mitarbeiter in der Entwicklung Aggregatelagerung I/EF-35 der Audi AG in Ingolstadt im Rahmen eines Forschungsprojektes mit der Hochschule für angewandte Wissenschaften München und der Technischen Universität Wien.

Mein besonderer Dank gilt meinem Doktorvater, Herrn Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Manfred Plöchl, der sehr großes Interesse an meiner Arbeit gezeigt hat und mich stets gastfreundlich bei meinen Aufenthalten in Wien empfing. Des Weiteren bedanke ich mich bei Herrn Univ.Prof. Dr.-Ing. Markus Rupp für die Übernahme des Koreferats und die vielen wertvollen Beiträge zur theoretischen Betrachtung adaptiver Filterverfahren.

Ebenso danke ich den Herren Prof. Dr. Peter Pfeffer und Prof. Dr.-Ing. Simon Hecker von der Hochschule München, die durch ihre kontinuierliche wissenschaftliche Betreuung das Entstehen dieser Arbeit begleitet haben. Die zahlreichen fachlichen Gespräche und die Bereitstellung der Versuchseinrichtungen haben maßgeblich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen.

Sehr dankbar bin ich dem ehemaligen Abteilungsleiter der Entwicklung Aggregatelagerung, Torsten Kolkhorst, für die Initiierung des Promotionsprojektes und das mir entgegengebrachte Vertrauen. Gleichmaßen danke ich seinem Nachfolger Armin Ohletz, der mir weiterhin den nötigen Freiraum zur Fertigstellung dieser Arbeit gegeben hat. Den Kollegen der Abteilung I/EF-35 danke ich für die angenehme Arbeitsatmosphäre. Mein herzlicher Dank gilt insbesondere Stefan Vollmann für die sehr gute Zusammenarbeit und seine Unterstützung in allen Belangen. Für die zahlreichen Fahrzeugumbauten danke ich Stefan Vollnhals aus der Achsenwerkstatt. Dr.-Ing. Lars Hinrichsen danke ich für den gewinnbringenden bereichsübergreifenden Austausch und die erste Durchsicht der Arbeit.

Darüber hinaus möchte ich mich bei Alessandro Contini, Jan Hlawatschek, Mike Kunz, Christian Scheiblegger, Rico Schimpf und allen anderen Mitarbeiter des Labors für Kraftfahrzeugtechnik der Hochschule München bedanken. Bei meinen Besuchen an der Hochschule wurde ich stets herzlich empfangen und in meinen Anliegen unterstützt.

Mein Dank gilt auch allen Studenten, die in Form von Abschlussarbeiten und Praktika Interesse an meiner Arbeit zeigten und durch ihre Ergebnisse einen wichtigen Beitrag geleistet haben.

Schließlich gilt mein größter Dank meiner Familie und meiner Frau Alexandra für ihre bedingungslose Unterstützung, ihr großes Verständnis und die vielen aufmunternden Worte in schwierigen Phasen dieser Arbeit.

Kurzfassung

Aktive Motorlager leisten einen wichtigen Beitrag zur Komfortsteigerung in Kraftfahrzeugen mit modernen, emissionsmindernden Antriebstechnologien, wie z.B. der Zylinderabschaltung. Zur Ansteuerung aktiver Motorlager sind adaptive und nicht-adaptive Steuerungen weitverbreitet. In der vorliegenden Arbeit werden die bisher getrennt behandelten Ansätze in Form von adaptiven Filtern mit selbstlernenden Rasterkennfeldern verknüpft. Durch die Kombination beider Verfahren lassen sich die Anpassungsfähigkeit adaptiver Filter und die direkte Wirkung sowie das schnelle Folgeverhalten von Kennfeldsteuerungen optimal nutzen. Des Weiteren liefert die gemeinsame Betrachtung beider Methoden eine praktikable Vorgehensweise für die Datengenerierung kennfeldbasierter Steuerungen.

Die erfolgreiche Anwendung adaptiver und kennfeldbasierter Steuerungen hängt maßgeblich von den im Fahrzeug vorliegenden Übertragungstrecken und deren Veränderungen während des Betriebes ab. Bei zu großen Variationen können adaptive Verfahren nur mit zusätzlichen stabilisierenden Maßnahmen eingesetzt werden. Die Güte kennfeldbasierter Steuerungen wird hingegen aufgrund ihrer festen Struktur unmittelbar reduziert. Im zweiten Teil dieser Arbeit werden anhand von Prüfstandsversuchen und einem analytischen Motorlagermodell die Auswirkungen der im Fahrzeug herrschenden Umgebungseinflüsse auf das Motorlagerübertragungsverhalten analysiert. Die Ergebnisse unterstreichen die besondere Bedeutung der Frequenzlage der Lageraktorresonanz für den Einsatz adaptiver und nicht-adaptiver Steuerungen. Eine Kennfeldsteuerung kann nur deutlich unterhalb der Aktoresonanzfrequenz in Bereichen geringer Streckenänderungen effektiv genutzt werden. Die adaptive Steuerung lässt sich hingegen auch innerhalb des Resonanzbereiches mit einer entwickelten Methodik zur Onlineidentifikation eines Teilfrequenzbandes zuverlässig anwenden. In der abschließenden experimentellen Gegenüberstellung beider Steuerungsverfahren zeigt die adaptive Steuerung ein überlegenes Reduktionspotenzial. Allerdings wird auch mit der einfachen, kostengünstigen Kennfeldsteuerung, trotz der Serienstreuung des betrachteten Fahrzeugkollektivs, eine deutliche, subjektiv wahrnehmbare Komfortsteigerung erzielt.

Abstract

Active engine mounts provide an effective solution to further improve the acoustic and vibrational comfort of vehicles with emission-reducing engine technologies, e.g., cylinder-on-demand. To control active engine mounts either adaptive or non-adaptive feedforward control is commonly employed. Since both approaches previously have been treated separately, this thesis proposes methods to connect them in terms of adaptive filters with self-trained grid-based look-up tables. By incorporating the two control strategies, their inherent advantages, i.e., the adaptivity of adaptive filtering and the direct impact as well as the tracking behavior of map-based feedforward control, are combined. In addition, the joint consideration of the two feedforward control structures provides a viable approach for data generation of map-based feedforward algorithms.

The successful application of adaptive and map-based feedforward control mostly depends on the controlled plant and its respective variations during vehicle operation. Large variations may degrade the performance or even destabilize adaptive feedforward algorithms. In this case stabilizing countermeasures, e.g., online system identification, are necessary. On the other hand, map-based feedforward control becomes ineffective in the presence of transfer path variations. Therefore, in the second part of this thesis, the active and passive characteristics of an active engine mount as well as their variations in a vehicle environment are investigated. The analytical and experimental results emphasize the importance of the active engine mount actuator's resonance frequency for the use of adaptive and non-adaptive feedforward control algorithms. Map-based feedforward control can only be effectively employed in frequency regions well below the actuator's resonance frequency, where only small transfer path variations occur. However, adaptive feedforward control can be operated within the resonance region due to a proposed novel online subband identification scheme. Finally, in-vehicle tests show a superior vibration cancellation of the adaptive feedforward control algorithm compared to map-based feedforward control. Nevertheless, the latter still provides a significant, subjective perceptible vibration reduction, despite the variability of the analyzed six vehicles.

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungen, Operatoren und Formelzeichen	VI
1 Einleitung	1
1.1 Stand der Technik	3
1.1.1 Systemkonfigurationen	4
1.1.2 Verfahren zur Steuerung bzw. Regelung aktiver Motorlager	6
1.2 Zusammenfassung und Zielsetzung	11
2 Grundlagen FIR-basierter adaptiver Filter	15
2.1 Konvergenz im Mittel und normierter LMS-Algorithmus	15
2.2 Adaptives Kerbfilter	17
2.3 FxLMS-Algorithmus	20
2.3.1 Komplexer schmalbandiger FxLMS-Algorithmus	22
2.3.2 Erweiterung auf Mehrgrößensysteme	25
3 Versuchsumgebung zur experimentellen Analyse	31
3.1 Aktives Motorlager	31
3.2 Versuchsfahrzeug	32
3.2.1 Zylinderabschaltung	33
3.2.2 Signalverarbeitung und Echtzeitumgebung	34
3.2.3 Sekundärstreckenidentifikation	36
3.3 Prüfstände	36
3.3.1 Hydropulsprüfmaschine	36
3.3.2 Prüfstand zur Vermessung des aktiven Übertragungsverhaltens	38
4 Verknüpfung adaptiver und kennfeldbasierter Steuerungen	39
4.1 Zusammenhang zwischen Filtergewichten und verbrennungsmotorischer Anregung . .	39
4.2 Integration adaptiver Kennfelder in adaptive Steuerungen	42
4.2.1 Steuerungsstrukturen	42
4.2.2 Rasterkennfelder und deren Online-Adaption	44
4.2.3 Maßnahmen zur Verbesserung der Kennfeldadaption	46
4.2.4 Wahl der Schrittweiten	48
4.2.5 Simulation	50
4.2.6 Fahrversuch	51
4.3 Nutzung adaptiver Filter zur Bedatung kennfeldbasierter Steuerungen	55
4.4 Zusammenfassung	58

5	Analyse des Motorlagerübertragungsverhaltens	59
5.1	Modellbildung	59
5.1.1	Elastomermodell	60
5.1.2	Motorlagermodell	61
5.1.3	Charakteristische Pol- und Nullstellen	64
5.2	Experimentelle Validierung	66
5.3	Variation des Übertragungsverhaltens bei äußeren Einflüssen	68
5.3.1	Nichtlinearität	69
5.3.2	Lagervorlast	71
5.3.3	Temperatur	73
5.3.4	Alterung	74
5.3.5	Serienstreuung	76
5.4	Zusammenfassung	77
6	Maßnahmen zur Stabilisierung der adaptiven Steuerung	79
6.1	Stabilitätsbetrachtung	79
6.2	Robuster Systementwurf	82
6.2.1	Wahl eines frequenzabhängigen <i>Leakage</i> -Faktors	83
6.2.2	Einfluss des <i>Leakage</i> -Faktors auf die erzielbare Schwingungsreduktion	84
6.3	Onlineidentifikation eines Teilfrequenzbandes	86
6.3.1	Strukturen zur Onlineidentifikation eines Teilfrequenzbandes	87
6.3.2	Identifikationssignal	90
6.3.3	Wahl der Identifikationsschrittweite und -amplitude	92
6.3.4	Fahrversuch	94
6.4	Zusammenfassung	97
7	Experimenteller Vergleich adaptiver und kennfeldbasierter Steuerungen	99
7.1	Versuchsmethodik	100
7.2	Versuchsergebnisse	101
7.2.1	Schwingungsreduktion am Referenzfahrzeug	101
7.2.2	Schwingungsreduktion im Fahrzeugkollektiv	102
7.3	Zusammenfassung	105
8	Zusammenfassung und Ausblick	107
	Literaturverzeichnis	109
	Anhang	125
	Lebenslauf	140

Abkürzungen, Operatoren und Formelzeichen

Abkürzungen

AEM	Active Engine Mount
ANC	Active Noise Control
CF	Crest- bzw. Scheitelfaktor
DFT	Diskrete Fourier Transformation
Er-MCSI	Error Driven Minimal Controller Synthesis with Integral Action
FBLMS	Fast-Block Least Mean Squares
FFT	Fast Fourier Transformation
FuLMS	Filtered-u Least Mean Squares
FIR	Finite Impulse Response
FxLMS	Filtered-x Least Mean Squares
GPC	Generalized Predictive Control
IIR	Infinite Impulse Response
LMS	Least Mean Squares
LPV	Linear Parameter Varying
LQG	Linear Quadratic Gaussian
MO	Motorordnung
MPC	Model Predictive Control
MRAC	Model Reference Adaptive Control
MSE	Mean Squared Error
NBMCS	Narrow-Band Minimal Controller Synthesis
NLMS	Normalized Least Mean Squares
SHARF	Simplified Hyperstable Adaptive Recursive Filter
SFX	Synchronized Filtered-x Least Mean Squares

Operatoren

*	Faltungsoperator
∇	Gradient
$\Re \{ \cdot \}$	Realteil einer komplexen Größe
$ \cdot $	Betrag eines Skalars
$\mathbf{a}^T, \mathbf{A}^T$	Transponierte eines Vektors bzw. einer Matrix
$\bar{\mathbf{a}}, \bar{\mathbf{A}}$	Konjugierte eines Vektors bzw. einer Matrix
\mathbf{A}^{-1}	Inverse einer Matrix
\mathbf{A}^H	Hermitesche einer Matrix (Transposition bei gleichzeitiger Konjugation)
$\text{Spur}(\mathbf{A})$	Spur einer Matrix, d.h. die Summe der Diagonalelemente
q^{-1}	Verzögerungsoperator $q^{-1}x(n) = x(n-1)$
$E \{ \cdot \}$	Erwartungswertoperator

Formelzeichen

Dieses Verzeichnis enthält die wichtigsten Formelzeichen und Symbole. Für die Wahl der Formelzeichen wird die folgende Konvention weitestgehend durchgängig verwendet: Kleine kursive Buchstaben bezeichnen Skalare, z.B. x , e , u . Vektoren sind durch kleine fette Buchstaben, z.B. \mathbf{x} , \mathbf{e} , \mathbf{u} , und Matrizen durch fette Großbuchstaben, z.B. \mathbf{X} , \mathbf{E} , \mathbf{U} , dargestellt. Abweichungen zu dieser Konvention treten bei Betrachtungen im Frequenzbereich auf. Dort bezeichnen große kursive Buchstaben Skalare, z.B. X , E , U , und fette Großbuchstaben, z.B. \mathbf{X} , \mathbf{E} , \mathbf{U} , Vektoren oder Matrizen.

a	Zustandsvariable des Goertzel-Algorithmus
A	(1) Fläche (2) Amplitude
A_A	Aktormembranfläche
A_B	Blähfederfläche
A_K	Fluidkanalquerschnittsfläche
A_m	Amplitude der motorischen Störung
A_p	Amplitude der Primärstrecke
A_s	Amplitude der Sekundärstrecke
\hat{A}_s	Amplitude der Sekundärstreckenschätzung
A_T	Tragfederfläche
A_w	Amplitude der Filtergewichte des adaptiven Kerbfilters
B	magnetische Flussdichte
c	(1) Federkonstante (2) Zustandsvariable des Goertzel-Algorithmus
\mathbf{c}	Vektor mit Positionen der Kennfelddatenpunkte
c_A	Aktorfederkonstante
$c_{B,1}$	Blähfederkonstante 1 (Doppel-Kelvin-Voigt-Modell)
$c_{B,2}$	Blähfederkonstante 2 (Doppel-Kelvin-Voigt-Modell)
$c_{T,1}$	Tragfederkonstante 1 (Doppel-Kelvin-Voigt-Modell)
$c_{T,2}$	Tragfederkonstante 2 (Doppel-Kelvin-Voigt-Modell)
$C_{\text{dyn}}(s)$	dynamische Steifigkeit
$C_{A,\text{dyn}}(s)$	dynamisches Übertragungsverhalten des Lageraktors
$C_{B,\text{dyn}}(s)$	dynamische Blähfedersteifigkeit
$C_{K,\text{dyn}}(s)$	dynamisches Übertragungsverhalten des Fluidkanals
$C_{T,\text{dyn}}(s)$	dynamische Tragfedersteifigkeit
d	(1) Dämpfungskonstante (2) Störsignal bzw. gewünschte Antwort des adaptiven Filters
\mathbf{d}	Vektor mit Störung bzw. gewünschter Antwort des adaptiven Filters
d_A	Aktordämpfung
$d_{B,1}$	Blähfederdämpfungskonstante 1 (Doppel-Kelvin-Voigt-Modell)
$d_{B,2}$	Blähfederdämpfungskonstante 2 (Doppel-Kelvin-Voigt-Modell)

d_K	lineare Fluidkanaldämpfung
$d_{K,quad}$	quadratische Fluidkanaldämpfung
d_m	motorische Störung
$d_{T,1}$	Tragfederdämpfungskonstante 1 (Doppel-Kelvin-Voigt-Modell)
$d_{T,2}$	Tragfederdämpfungskonstante 2 (Doppel-Kelvin-Voigt-Modell)
D	Dämpfungsmaß
e	Eulersche Zahl $e = 2,71828\dots$
e, \mathbf{e}	Fehlersignal, Fehlervektor
e_g, \mathbf{e}_g	Fehlersignal bzw. -vektor der Onlineidentifikation
e_{KF}, \mathbf{e}_{KF}	Fehlersignal bzw. -vektor der Kennfeldadaption
$\hat{\mathbf{e}}$	Schätzfehlervektor
f	(1) Kraft (2) Frequenz (3) allgemeine Funktion
f_A	Aktorkraft
f_m	motorische Anregungskraft
f_p	passive Lagerkraft
f_s	Abtastfrequenz
f_x	motorseitige Lagerkraft
f_y	karoserieseitige Lagerkraft
$H(z)$	Störübertragungsfunktion
g	Identifikationssignal
i	(1) elektrische Stromstärke (2) Index
\mathbf{I}	Einheitsmatrix
j	imaginäre Einheit $\sqrt{-1}$
J	Gütefunktional
k	(1) diskreter Zeitindex (2) Index
k_M	Wandlerkonstante
K	Anzahl Aktoren
l	(1) Länge (2) Index (3) diskreter Zeitindex
l_K	Fluidkanallänge
L	(1) Filterordnung (2) elektrische Induktivität
m	(1) Masse (2) Index
m_A	Aktormasse

m_K	Kanalfluidmasse
M	Anzahl Sensoren
M_{mot}	Motormoment
n	diskreter Zeitindex
n_{mot}	Motordrehzahl
N	(1) Anzahl Messungen (Kennfeldidentifikation) (2) Blocklänge (Diskrete Fourier Transformation)
\mathbb{N}	Menge der natürlichen Zahlen
p_0	Umgebungsdruck
p_i	Lagerinnendruck
\mathbf{p}	Autokorrelationsvektor
$\mathbf{p}(n)$	Impulsantwort der Primärstrecke
$P(z)$	Primärstrecke
$P_{xx}(s)$	Übertragungsverhalten des aktiven Motorlagers zwischen motorseitiger Auslenkung und motorseitig eingeleiteter Kraft
$P_{yx}(s)$	Übertragungsverhalten des aktiven Motorlagers zwischen motorseitiger Auslenkung und karosserie-seitig eingeleiteter Kraft
\mathbf{Q}	Matrix mit orthonormalen Eigenvektoren
r	Motorordnung
R	elektrischer Widerstand
\mathbf{R}	Autokorrelationsmatrix
s	Laplace-Variable $s = \delta + j\omega$
s_p	Polstelle
s_x, s_y, s_{yx}	Nullstelle
$\mathbf{s}(n)$	Impulsantwort der Sekundärstrecke $S(z)$
$\hat{\mathbf{s}}(n)$	Impulsantwort der Sekundärstreckenschätzung $\hat{S}(z)$
$S(z), \mathbf{S}(z)$	Sekundärstrecke, Sekundärstreckenmatrix
$\hat{S}(z), \hat{\mathbf{S}}(z)$	Sekundärstreckenschätzung, Matrix der Sekundärstreckenschätzungen
$S_x(s)$	Übertragungsverhalten des aktiven Motorlagers zwischen Aktorspannung und motorseitig eingeleiteter Kraft
$S_y(s)$	Übertragungsverhalten des aktiven Motorlagers zwischen Aktorspannung und karosserie-seitig eingeleiteter Kraft
t	kontinuierliche Zeit
u, \mathbf{u}	Stellsignal, Stellvektor
u', \mathbf{u}'	gefiltertes Stellsignal, gefilterter Stellvektor
u_g	Ausgang eines zur Onlineidentifikation eingesetzten adaptiven Filters
U	(1) Spannung (2) Stellsignal im Frequenzbereich
U_{opt}	optimales Stellsignal im Frequenzbereich
U_{ind}	induzierte Spannung

U_R	elektrische Spannung am Widerstand
U_L	elektrischer Spannung der Spuleninduktivität
v	unkorreliertes Störsignal
\mathbf{v}	(1) Vektor mit Kennfeldstützstellendaten (2) transformierter Filtergewichtsvektor
v_{fzg}	Fahrzeuggeschwindigkeit
\mathbf{v}_{reg}	regularisierter Vektor mit Kennfeldstützstellendaten
w, \mathbf{w}	Filtergewicht, Filtergewichtsvektor
$\tilde{w}, \tilde{\mathbf{w}}$	Parameterfehler, Parameterfehlervektor
$w_{\text{g,s}}, w_{\text{g,c}}$	Sinus- bzw. Cosinusfiltergewicht eines zur Onlineidentifikation eingesetzten adaptiven Kerbfilters
$w_{\text{KF}}, \mathbf{w}_{\text{KF}}$	Kennfeldausgang, Kennfeldausgangsvektor
$\mathbf{w}_{\text{KF,reg}}$	regularisierter Kennfeldausgangsvektor
$w_{\text{opt}}, \mathbf{w}_{\text{opt}}$	Wiener-Lösung
$w_{\text{s}}, w_{\text{c}}$	Sinus- bzw. Cosinusfiltergewicht eines adaptiven Kerbfilters
$w_{\text{s,opt}}, w_{\text{c,opt}}$	optimale Lösung des Sinus- bzw. Cosinusfiltergewichtes eines adaptiven Kerbfilters
$\tilde{w}_{\text{s,opt}}, \tilde{w}_{\text{c,opt}}$	Parameterfehler des Sinus- bzw. Cosinusfiltergewichtes eines adaptiven Kerbfilters
\tilde{w}_{stat}	stationärer Parameterfehler
W, \mathbf{W}	adaptiver Filter, adaptive Filtermatrix
x	(1) Auslenkung (2) Referenzsignal
\mathbf{x}	Referenzvektor
x', \mathbf{x}'	gefiltertes Referenzsignal, gefilterter Referenzvektor
x_A	Auslenkung Aktor
x_B	Auslenkung Blähfeder
x_c	Cosinus-Referenzsignal des adaptiven Kerbfilters
x_K	Auslenkung Fluidkanalmasse
x_s	Sinus-Referenzsignal des adaptiven Kerbfilters
x_T	Auslenkung Tragkörper
\mathbf{X}	Regressionsmatrix
\mathbf{X}_{reg}	regularisierte Regressionsmatrix
y	Auslenkung Karosserie
\mathbf{y}	Kennfeldeingangsvektor
z	Variable in der z -Transformation
α	(1) Amplitudenfehler (2) Regularisierungsparameter
δ	Phasenfehler

η	normiertes Verhältnis zwischen Betriebs- und Eigenkreisfrequenz
Φ	Basisfunktion
φ_{KW}	Kurbelwellenwinkel
φ_m	Phasenwinkel der motorischen Störung
φ_p	Phasenwinkel der Primärstrecke
φ_s	Phasenwinkel der Sekundärstrecke
$\hat{\varphi}_s$	Phasenwinkel der Sekundärstreckenschätzung
φ_w	Phasenwinkel der Filtergewichte eines adaptiven Kerbfilters
γ	<i>Leakage</i> -Faktor
γ_0	globaler <i>Leakage</i> -Faktor
$\mathbf{\Gamma}$	Regularisierungsmatrix
κ	Sicherheitsfaktor bei der Schrittweitenormierung
$\kappa_{B,dyn}$	dynamische Kompressibilität der Blähfeder
λ	Eigenwert
$\mathbf{\Lambda}$	Diagonalmatrix mit Eigenwerten
μ	Adaptionsschrittweite
$\tilde{\mu}$	normierte Schrittweite
μ_0	globale Adaptionsschrittweite
μ_{freq}	Schrittweite der Adaption im Frequenzbereich
μ_g	Schrittweite der Onlineidentifikation
μ_{KF}	Schrittweite der Kennfeldadaption
μ_{opt}	Schrittweite für optimale Konvergenz
μ_{zeit}	Schrittweite der Adaption im Zeitbereich
π	Kreiszahl $\pi = 3,14159\dots$
Θ	Kennfeldstützstellenwert
ρ_f	Fluiddichte
ω	Kreisfrequenz
ω_0	Eigenkreisfrequenz
ω_r	Betriebskreisfrequenz der Motorordnung r
ω_i	Frequenzstützstelle an der i -ten Position
ψ	Phasenwinkel Identifikationssignal
σ_d^2	Varianz der Störung d

1 Einleitung

In einer aktuellen Studie zu Fahrzeuginnovationen [142] gaben nahezu alle der rund 2000 befragten Automobilnutzer an, dass eine kostengünstige Fahrzeugnutzung im Sinne einer herausragenden Kraftstoffeffizienz für sie oberste Priorität besitzt. Darüber hinaus wurde in derselben Studie das stressfreie und entspannte Fahren durch Schaffung eines angenehmen Fahrerlebnisses als Innovationstrend der kommenden Jahre identifiziert. Zur Erfüllung der Forderung nach geringem Verbrauch und immer strengeren gesetzlichen Abgasemissionsvorgaben werden zunehmend Antriebstechnologien, wie z.B. Zylinderabschaltung, Hybridantriebe oder kleinvolumige, hochaufgeladene Verbrennungsmotoren, entwickelt. Zudem wird eine stetige Reduktion des Fahrzeuggewichtes durch den konsequenten Einsatz von Leichtbau vorangetrieben. Die Schwingungsanfälligkeit leichter Strukturen und das höhere Anregungspotenzial moderner Antriebskonzepte stellen eine Herausforderung bei der Erreichung des vom Kunden erwarteten Akustik- und Schwingungskomforts dar. Die Auslegung der Aggregatelagerung ist hierbei als Hauptverbindung zwischen der Antriebseinheit und der Karosserie von besonderer Bedeutung.

Die Aggregatelagerung eines Fahrzeuges mit längseingebautem Verbrennungsmotor besteht in der Regel aus zwei Motorlagern und einem oder mehreren Getriebelagern. Zu ihren Hauptaufgaben zählen die Aufnahme des statischen Gewichtes des Motor-Getriebe-Verbandes und die Abstützung des Antriebsmomentes. Darüber hinaus führen Ungleichförmigkeiten sowie Gas- und Massenkräfte zu Motorschwingungen. Deren Übertragung in die Karosseriestruktur soll durch die Aggregatelagerung reduziert werden. Die Isolationswirkung eines Lagerelements lässt sich anhand eines einfachen Feder-Masse-Dämpfer-Systems verdeutlichen. Abbildung 1.1 zeigt den Amplitudengang der Krafteinleitung in die Karosserie für verschiedene Dämpfungsmaße $D = d/(2\sqrt{cm})$. Um eine gute Isolationswirkung zu erzielen, muss die Betriebsfrequenz ω des Verbrennungsmotors deutlich oberhalb der Eigenfrequenz ω_0 des aus der Aggregatmasse und seiner Lagerung bestehenden Schwingungssystems liegen. Hieraus folgt unmittelbar die Forderung nach einer geringen Steifigkeit der Lagerelemente. Des Weiteren wird mit einem niedrigen Dämpfungsmaß D eine gute Isolation bei hohen Frequenzen erzielt [215].

Neben den hochfrequenten, periodischen Schwingungen des Verbrennungsmotors wirken niederfrequente, transiente Anregungen infolge von Straßenanregungen auf den Motor-Getriebe-Verband. Bei zu geringer Steifigkeit und Dämpfung der Lagerung führen diese Anregungen zu sehr großen Aggregatauslenkungen. Diese können umliegende Bauteile beschädigen und werden von den Fahrzeuginsassen als unangenehme Schwingungen wahrgenommen. Daher muss die Aggregatelagerung im niederfrequenten Bereich ausreichend hohe Steifigkeits- und Dämpfungseigenschaften besitzen.

Der beschriebene Zielkonflikt einer frequenzabhängigen Steifigkeit und Dämpfung bei der Lagerauslegung ist in der Vergangenheit weitestgehend mit immer aufwändigeren Konstruktionen passiver

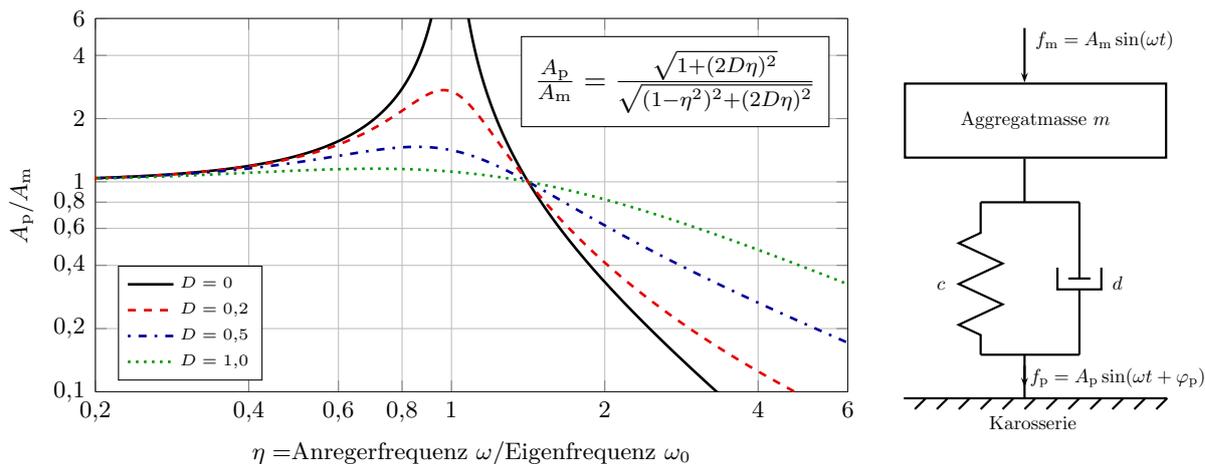


Abb. 1.1: Amplitudengang der Krafteinleitung in die Karosserie [72, 215, 216].

Elastomerlager, wie z.B. hydraulischen Motorlagern, gelöst worden. Allerdings geraten diese Maßnahmen in dem eingangs beschriebenen Spannungsfeld zwischen modernen Antriebstechnologien und Komfortexpectationen des Kunden zunehmend an ihre technischen Grenzen. Vor diesem Hintergrund bieten aktive Motorlager eine Möglichkeit zur teilweisen Auflösung des beschriebenen Zielkonfliktes und leisten einen Beitrag zur weiteren Steigerung des Akustik- und Schwingungskomforts in Kraftfahrzeugen.

Bei aktiven Motorlagern handelt es sich um mechatronische Systeme bestehend aus Aktoren, Sensoren, Verstärkern und einer entsprechenden Signalverarbeitung. Im Gegensatz zu schaltbaren oder semiaktiven Motorlagern, nutzen aktive Motorlager die Energie einer äußeren Quelle, um unabhängig von der Verschiebung ihres Kraftangriffspunktes Kräfte mit beliebigem Vorzeichen in das System einzubringen [204]. Durch die geschickte Ansteuerung der aktiven Lagerung lassen sich die motorischen Anregungskräfte nach dem physikalischen Prinzip der destruktiven Interferenz bestenfalls vollständig kompensieren. Obwohl adaptive und nicht-adaptive Steuerungen für die Anwendung in aktiven Lagerungen weit verbreitet sind, wurden beide Ansätze bisher weitestgehend getrennt betrachtet. Darüber hinaus hängt der erfolgreiche Einsatz beider Verfahren maßgeblich vom Übertragungsverhalten der aktiven Lagerung und dessen Veränderung unter den im Fahrzeug herrschenden Umgebungsbedingungen ab.

Vor diesem Hintergrund beschäftigt sich die vorliegende Arbeit mit der Verknüpfung adaptiver und kennfeldbasierter Methoden zur Ansteuerung eines aktiven Lagerungssystems in einem Oberklassefahrzeug mit Zylinderabschaltungstechnologie. Einerseits werden kennfeldbasierte Steuerungen in adaptive Steuerungen integriert, um deren Nachteile bezüglich ihres Konvergenz- und Folgeverhaltens aufzuheben. Andererseits wird auf Grundlage adaptiver Steuerungen ein Verfahren zur Datengenerierung für kennfeldbasierte Steuerungen entwickelt. Im zweiten Teil dieser Arbeit erfolgt die Analyse des Motorlagerübertragungsverhaltens unter den im Fahrzeug herrschenden Umgebungsbedingungen. Hieraus werden Maßnahmen für den robusten Einsatz adaptiver Steuerungen und Randbedingungen für die Anwendung kennfeldbasierter Steuerungen abgeleitet. Abschließend wird in einem experimentellen Vergleich das Reduktionspotenzial beider Steuerungsverfahren gegenübergestellt.

1.1 Stand der Technik

Die ersten Ansätze zur aktiven Schwingungskompensation wurden zur Unterdrückung von Luftschall unternommen [216]. In den Patentschriften [110] und [143] wurden bereits frühzeitig die unterschiedlichen Ansätze von Steuerung und Regelung aufgezeigt, die bei der aktiven Schall- und Schwingungskompensation eingesetzt werden. Mit der zunehmenden Leistungsfähigkeit der digitalen Signalverarbeitung ist seit Anfang der siebziger Jahre ein deutlicher Anstieg der praktischen Anwendungen von Systemen zur aktiven Schall- und Schwingungskompensation zu beobachten [191]. Allgemeine Einführungen in die historische Entwicklung und die Methoden der aktiven Schall- und Schwingungskompensation sind in [27, 31, 48, 53, 60, 64, 90, 102, 103, 155, 172] zu finden.

Auch im Automobil wurde das Prinzip der destruktiven Interferenz in zahlreichen Untersuchungen umgesetzt. Die Vielzahl der Anwendungsszenarien und die stetige Zunahme an Publikationen unterstreichen das große Interesse am Einsatz aktiver Methoden im Kraftfahrzeug. Insbesondere im niederfrequenten Bereich sind passive Maßnahmen meist unwirksam oder nur mit großen Einschränkungen bezüglich Kosten, Gewicht und Bauraum einsetzbar [31]. In vielen Fällen wird mit aktiven Systemen im Vergleich zu passiven Maßnahmen eine Gewichtsreduzierung erzielt und somit ein Beitrag zu leichteren, effizienteren Fahrzeugen geleistet [28]. Allen voran ist die direkte, aktive Beeinflussung des Schallfeldes im Fahrzeuginnenraum (ANC, *active noise control*) über dort positionierte Lautsprecher zu nennen. Einen Überblick über den aktuellen Stand der Technik von ANC-Systemen in Kraftfahrzeugen geben u.a. [17, 28, 116, 168]. Anwendungsbeispiele zur aktiven Kompensation von Fahrbahngeräuschen sind in [1, 141, 167, 190] dargestellt und Systeme zur Reduktion motorinduzierter Geräusche werden in [2, 82, 173] beschrieben. Der hohe technische Reifegrad wird dadurch verdeutlicht, dass sich ANC-Systeme teilweise bereits seit mehreren Jahren im serienmäßigen Einsatz bewährt haben. Ein weiteres Anwendungsgebiet stellt die aktive Kompensation von Schwingungen der Fahrbahn-Fahrzeug-Interaktion dar. In [195] werden aktive Fahrwerkslager und in [24] aktive Tilger zur Reduktion fahrbahnerregter Schwingungen im Fahrzeuginnenraum eingesetzt. Auf aktive Federungssysteme [72] soll an dieser Stelle nicht näher eingegangen werden. Die aktive Beeinflussung von Karosserietorsionsschwingungen bei Cabriolets mit hydraulischen bzw. piezoelektrischen Zugstreben im Fahrzeugunterboden wird in [56, 77] beschrieben. Für denselben Anwendungsfall werden in [94, 127] aktive Karosserietilger eingesetzt. Weitere Möglichkeiten zur aktiven Klanggestaltung im Fahrzeug bieten aktive Abgasanlagen [12, 79, 100] und die Nutzung flächiger Aktoren am Fahrzeugdach [47, 205], der Ölwanne des Verbrennungsmotors [159] oder in der Windschutzscheibe [128, 136].

Nach dem vorangegangenen allgemeinen Überblick zur aktiven Schwingungs- und Geräuschminderung im Automobil, wird im Folgenden der Stand der Technik aktiver Motorlager erläutert. Zunächst erfolgen die Einordnung in bestehende Lagerungssysteme und die Abgrenzung von adaptiven Systemen. Des Weiteren wird ein Überblick über bereits umgesetzte Aktortechnologien aktiver Motorlager gegeben. Im Anschluss werden Methoden zur Steuerung bzw. Regelung aktiver Motorlager und aktiver Tilgersysteme vorgestellt.

1.1.1 Systemkonfigurationen

Zur Abgrenzung und Unterscheidung aktiver Aggregatelager wird die in Tabelle 1.1 gezeigte Klassifikation vorgenommen [52, 126, 193, 204, 215]. Die Ersatzmodelle und die dynamischen Kennlinien sind stark vereinfachend dargestellt, um einen anschaulichen Vergleich zu ermöglichen. Tatsächlich in der Realität auftretende Nichtlinearitäten, beispielsweise der eingesetzten Elastomerwerkstoffe, werden hier vernachlässigt. Entsprechend der Einteilung aus [204] lassen sich Aggregatelagerungen in die drei Kategorien passiv, semiaktiv und aktiv einteilen.

		Passiv		Semiaktiv	
		Elastomer	Hydraulisch	Schaltbar	Adaptiv
Modell	Motorseite				
	Karosserie-seite				
Dyn. Steifigkeit	Motorseite				
	Karosserie-seite				
		Aktiv		Aktiver Tilger	
Modell	Motorseite				
	Karosserie-seite				
Dyn. Steifigkeit	Motorseite				
	Karosserie-seite				
				Entsprechend eingesetzter Lagerung.	

Tab. 1.1: Klassifikation von Lagerungssystemen [52, 126, 193, 204, 215].

Passive Lager zeichnen sich dadurch aus, dass sie für ihre Funktion keine externe Energie benötigen. Die dynamische Steifigkeit setzt eine harmonische Verformung ins Verhältnis zur resultierenden Reaktionskraft [216] (siehe Abschnitt 5.1.1). Sie ist ein wesentliches Kriterium zur Beurteilung der akustischen Güte von Lagerelementen und steigt bei Elastomerlagern nur leicht mit zunehmender Frequenz an [72]. Dagegen kann bei Hydrolagern durch integrierte Fluidkanal- und Entkopplungssysteme ein frequenz- und amplitudenabhängiges Übertragungsverhalten erzielt werden. Da der Schwerpunkt dieser Arbeit auf aktiven Systemen liegt, wird an dieser Stelle auf eine weitere Erläuterung passiver Aggregatelager verzichtet und auf die Literatur verwiesen [73, 120, 154, 193, 215, 216].

Als semiaktive Aggregatelager werden alle Systeme bezeichnet, deren dynamisches Übertragungsverhalten durch Schaltmechanismen von außen veränderbar ist, ohne Kräfte in das Lagerungssystem einzuleiten [169]. Wie bei einem passiven Lager sind als Reaktion auf eine positive bzw. negative Verformung nur positive bzw. negative Kraftreaktionen realisierbar [204]. Semiaktive Aggregatelager lassen sich weiter in schaltbare und adaptive Lager untergliedern. Bei Erstgenannten wird durch einen einfachen Schaltmechanismus das Lagerübertragungsverhalten zwischen definierten Zuständen gewechselt. Hierzu zählen beispielsweise Hydrolager mit abschaltbarer hydraulischer Dämpfung, deren dynamische Steifigkeit durch Freigabe eines Luftvolumens unter der Entkopplungsmembran abgesenkt wird. Weiterhin sind auch Hydrolager mit einem oder mehreren Fluidkanälen (Bypass), die zu- und abgeschaltet werden können, dieser Kategorie zuzuordnen [7, 72, 134]. Bei adaptiven Lagern lassen sich die Steifigkeits- und/oder Dämpfungseigenschaften nicht nur zwischen diskreten Zuständen, sondern viel mehr kontinuierlich verstellen. Beispielsweise wird über einen stetig verstellbaren Kolben der Kanalquerschnitt und somit die Dämpfung eines Hydrolagers stufenlos verstellt [204]. Eine weitere Möglichkeit bieten magneto- und elektrorheologische Flüssigkeiten [26], deren Viskosität durch Anlegen eines magnetischen bzw. elektrischen Feldes beeinflusst werden kann. Nahezu alle in der Literatur vorgestellten adaptiven Lager sind hydraulischer Art [215]. Diese Konzepte bilden somit den Übergang zwischen schaltbaren und adaptiven Lagern, da ihre dynamischen Eigenschaften stufenlos, aber innerhalb gewisser Grenzen, verstellbar sind. Eine Ausnahme ist das in [69] vorgestellte Konzept eines mechanisch verstellbaren Elastomerlagers, dessen Steifigkeit stufenlos mit einem Elektromotor zwischen 200 – 1500 N/mm verstellt wird.

Bei aktiven Motorlagern werden unabhängig von der Bewegungsrichtung des Krafteinleitungspunktes dynamische Kräfte erzeugt, um die Übertragung störender Schwingungen zu unterdrücken [204, 215]. Entsprechend ihrer passiven Grundstrukturen können aktive Lager in aktive Hydrolager [3, 49, 50, 52, 58, 75, 76, 78, 85, 104, 106, 109, 118, 119, 121, 137, 160, 166, 197, 198, 202] und aktive Elastomerlager [16, 18, 74, 80, 88, 99, 122, 145, 148, 177, 187, 188, 213, 219] klassifiziert werden [193]. Bei aktiven Hydrolagern wird wie bei passiven hydraulischen Lagern durch ein Fluidkanalsystem ein Tilgereffekt im Bereich niederfrequenter Starrkörpermoden erzielt. Mit dem aktiven Teil lässt sich die dynamische Steifigkeit in einem oder mehreren schmalen Frequenzbändern theoretisch auf Null reduzieren. Somit wird eine sehr gute Isolationswirkung höherfrequenter Schwingungen erzielt. Dagegen eignen sich aktive Elastomerlager auch zur breitbandigen Kompensation bis in den niederfrequenten Bereich, um die geringe Dämpfung von Elastomeren zu kompensieren. Die eingesetzten Aktuatoren umfassen elektrodynamische, elektromagnetische, piezoelektrische, hydraulische und pneumatische Wirkprinzipien. Ein Überblick kann [52, 86, 189] entnommen werden.

In Tabelle 1.1 ist weiterhin das Prinzip des aktiven Tilgers [11, 35, 54, 98, 149, 158, 162, 175, 192] dargestellt. Bei dieser Systemanordnung wird die passive Motorlagerung um einen oder mehrere aktive Tilger ergänzt. Durch Beschleunigen der zusätzlichen Tilgermasse mit dem Aktor werden seismische Kräfte erzeugt, mit dem Ziel, die in die Struktur eingeleiteten dynamischen Störkräfte zu kompensieren [191]. Das angewandte Prinzip des Kraftausgleichs unterscheidet sich grundlegend vom Prinzip des Wegausgleichs, das bei aktiven Aggregatlagern genutzt wird [191]. Da allerdings die im nächsten Abschnitt behandelten Steuerungs- und Regelungsverfahren teilweise auf beide Systemanordnungen anwendbar sind, werden im weiteren Verlauf auch aktive Tilger berücksichtigt.

1.1.2 Verfahren zur Steuerung bzw. Regelung aktiver Motorlager

Die Aufgabe der aktiven Schwingungsminderung besteht darin, ein Stellglied W zu entwerfen, das unter Berücksichtigung des dynamischen Verhaltens der Regel- bzw. Sekundärstrecke S einen Fehler e minimiert. Zur Erzeugung des Stellsignals u , das der Störung d entgegenwirkt, wird ein gegebenenfalls vorliegendes Referenzsignal x genutzt. Einführungen in die angewendeten Verfahren können [27, 48, 64, 102, 155] entnommen werden. Dieser Abschnitt beschränkt sich auf eine Übersicht der entwickelten Methoden für die Anwendung auf aktive Motorlager- bzw. Tilgersysteme in Kraftfahrzeugen. Eine Klassifikation erfolgt zunächst allgemein in Steuerungen und Regelungen. Diese lassen sich in adaptive bzw. nicht-adaptive, sensorlose Steuerungen sowie Regelungen mit bzw. ohne Referenzsignal untergliedern.

Adaptive Steuerungen

Adaptive Steuerungen, deren schematisches Blockschaltbild in Abbildung 1.2 (a) dargestellt ist, genießen im Bereich der aktiven Schwingungskompensation große Popularität. Ein mit der zu kompensierenden Störung d korreliertes Referenzsignal x wird einem Filter W zugeführt. Dessen Koeffizienten werden durch Rückführung des Fehlers e adaptiert, um das Stellsignal u zu erzeugen. Die verwendeten Verfahren unterscheiden sich in der Struktur und Koeffizientenzahl des Filters, im Algorithmus zur Koeffizientenadaptation und im Verfahren zur Generierung des Referenzsignals x .

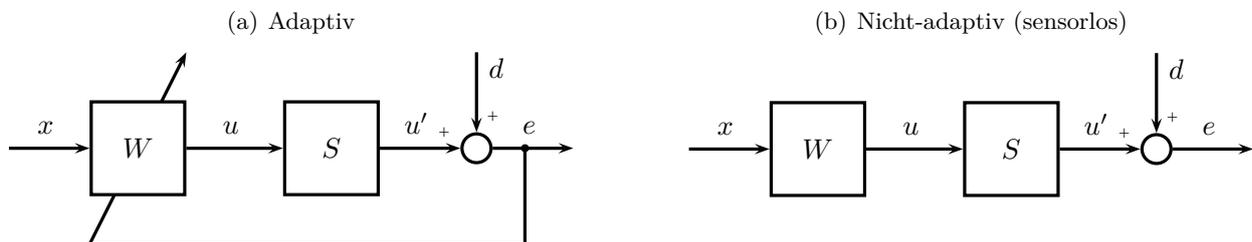


Abb. 1.2: Verfahren zur Steuerung aktiver Motorlager

Unter den adaptiven Steuerungen sind insbesondere *Finite Impulse Response* (FIR)-Filter, deren Koeffizienten mit dem *Filtered-x-Least-Mean-Squares* (FxLMS)-Algorithmus [130] adaptiert werden, weit verbreitet. In [106] werden die direkte Form des FxLMS-Algorithmus und ein FIR-Filter genutzt, um ein aktives Lager in Prüfstandsversuchen anzusteuern. Das harmonische Referenzsignal wird synthetisch aus der Drehfrequenz der Störquelle erzeugt und das Fehlersignal mit einem Kraftsensor gemessen. Ein ähnliches Verfahren verwendet [149] in einem Prüfstand mit vier aktiven Tilgern und Beschleunigungssensoren zur Ermittlung der Fehlersignale. In [197] wird die direkte Form des FxLMS-Algorithmus mit einem explizit an der Störquelle gemessenen Referenzsignal in Prüfstandsversuchen mit einem aktiven Motorlager eingesetzt. Dagegen dient beim *Synchronized-FxLMS* (SFX)-Algorithmus die Impulsfolge eines Kurbelwellensensors als Referenzsignal eines adaptiven FIR-Filters. Die Anwendung des SFX-Algorithmus wird in [3, 137] zur Ansteuerung von zwei aktiven Motorlagern beschrieben, um die zweite und vierte Motorordnung eines quereingebauten Vierzylinder-Dieselmotors zu kompensieren. In [158] wird ein Mehrgrößen-FxLMS-Algorithmus mit Berücksichtigung aller im System vorhandenen Querkopplungen zur Ansteuerung zweier aktiven

Tilger in einem Fahrzeug mit Vierzylinder-Aggregat beschrieben. Ein weiteres Verfahren stellt die in [49] beschriebene Adaption im Frequenzbereich mit vorheriger Transformation des Referenz- und Fehlersignals mit variabler, drehzahlabhängiger Blocklänge dar. Die serienmäßige Umsetzung in einem Achtzylindermotors mit Zylinderabschaltung wird in [160] beschrieben.

Der *Filtered-u-LMS* (FuLMS)-Algorithmus und der *Simplified Hyperstable Adaptive Recursive Filter* (SHARF)-Algorithmus werden in [149] auf einen Prüfstand mit vier aktiven Tilgern angewendet. Beim FuLMS-Algorithmus wird der direkte FIR-Filter mit einem rekursiven Filteranteil erweitert, um das Verhalten eines adaptiven *Infinite Impulse Response* (IIR)-Filters abzubilden. Beim SHARF-Algorithmus wird ein dritter FIR-Filter zur Glättung des Fehlersignals eingesetzt.

Eine wichtige Voraussetzung bei der Anwendung adaptiver Steuerungen ist eine genaue Schätzung der Sekundärstrecke zwischen Aktoreingang und Sensorausgang. Modellfehler können aus im Fahrzeugbetrieb auftretenden Veränderungen der Strecke resultieren und zu Instabilität führen. Wenige Arbeiten beschäftigen sich mit der Veränderung des Übertragungsverhaltens aktiver Motorlager und der Entwicklung geeigneter Stabilisierungsmaßnahmen. In [75, 76] wird ein *Fast-Block-LMS* (FBLMS)-Algorithmus zur Onlineidentifikation der gesamten als Impulsantworten abgebildeten Sekundärstrecken in einem Vierzylinder-Aggregat mit zwei aktiven Motorlagern vorgeschlagen. Darüber hinaus werden in [123] Streckenschätzungen abhängig vom aktuellen Motormoment gewählt, um Nichtlinearitäten der Sekundärstrecke infolge von Vorlaständerungen zu berücksichtigen.

Nicht-adaptive, sensorlose Steuerungen

Bei der in Abbildung 1.2 (b) gezeigten Struktur nicht-adaptiver Steuerungen wird auf eine explizite Messung des Fehlers e verzichtet. Das Referenzsignal x umfasst meist mehrere Komponenten, die im Zusammenhang zum ursächlichen Prozess der Störung d stehen. Das Stellsignal u wird mit einem den Störungsprozess beschreibenden Modell W erzeugt. Nicht-adaptive Steuerungen sind inhärent stabil und aufgrund ihrer einfachen Struktur kostengünstig. Allerdings können sie aufgrund der fehlenden Adaptabilität nicht auf Schwankungen der Übertragungspfade und des Störprozesses reagieren. Alle zur Ansteuerung aktiver Lager entwickelten sensorlosen Verfahren basieren auf dem Zusammenhang zwischen den zu kompensierenden Störungen und den deterministischen Gas- und Massenanstörungen des Verbrennungsmotors. Unterschiede bestehen in dem genutzten Prozessmodell und den verwendeten Referenzsignalen.

Zornemann [220] beschreibt zwei Steuerungsverfahren, die mit der Motordrehzahl, dem Kurbelwellenwinkel und dem gemessenen Zylinderinnendruck eines Vierzylinderaggregates die zu kompensierende Lagerkraft ermitteln. Die Grundlage hierfür bilden ein experimentell identifiziertes Modell bzw. ein analytisches Modell von Motor-Getriebe-Verband, reduziertem Kurbeltrieb und aktivem Motorlager. Eine Weiterentwicklung des Verfahrens bei der an Stelle der notwendigen Streckeninvertierung ein approximiertes, inverses Modell mit einer Modifikation der H_∞ -Methode bestimmt wird, ist in [219] dargestellt. Die Validierung der Verfahren erfolgt in einem Eingrößen-Prüfstand bei dem die störende Anregung durch einen Shaker simuliert wird. In [104] werden zur Frequenz-, Amplituden- und Phasenschätzung der dominierenden Motorordnung die Signale eines Nocken-

und Kurbelwellensensors herangezogen. Das Stellsignal wird anhand eines analytischen Modells von Motor-Getriebe-Verband, reduziertem Kurbeltrieb und aktivem Hydrolager bestimmt. Die serienmäßige Umsetzung eines ähnlichen Verfahrens beschreiben [121, 214]. Bei einem Fahrzeug mit quereingebautem Sechszylinder-Aggregat und Zylinderabschaltung wird mit zwei aktiven Lagern im Fahrbetrieb eine Reduktion von etwa 10 dB an den Lagerfußpunkten im Drehzahlbereich von 1400–2200 min^{-1} erzielt. In [108] wird eine sensorlose Steuerung zur Verbesserung des Schwingungskomforts mit einem aktiven Motorlager an einem Vierzylinder-Aggregat ohne Ausgleichswellen angewendet. Bei allen genannten Fahrzeugumsetzungen nicht-adaptiver Steuerungen, werden keine detaillierten Beschreibungen der zu Grunde liegenden Algorithmen sowie der Einflüsse von Bauteilstreuungen auf die Regelgüte gemacht.

Eine Kombination der Verfahren aus Abbildung 1.2 (a) und Abbildung 1.2 (b) in Form einer Parallelschaltung wird in [178] beschrieben. Während die nicht-adaptive Steuerung eine schnelle Konvergenzgeschwindigkeit gewährleistet, werden mit der adaptiven Steuerung verbleibende Reststörungen kompensiert. Die Bedatung der nicht-adaptiven Steuerung wird aus experimentell ermittelten Motoranregungen gewonnen und fest im Algorithmus hinterlegt. Neben dem Aufwand der notwendigen Messungen, der mit einer steigenden Modell- und Motorenvielfalt zunimmt, besteht ein wesentlicher Nachteil dieser Methode darin, dass die fest hinterlegten Werte der Steuerung nicht an serien- und altersbedingte Streuungen angepasst werden können.

Regelungen mit Referenzsignal

Die in Abbildung 1.3 (a) gezeigte Struktur bildet bei der Ermittlung der Stellgröße u durch die Rückkopplung des Fehlers e mit dem Regler W einen geschlossenen Regelkreis. Im Gegensatz zu einer klassischen Regelung werden weitere Signale x verwendet, um das Verhalten des Reglers während seines Betriebes anzupassen.

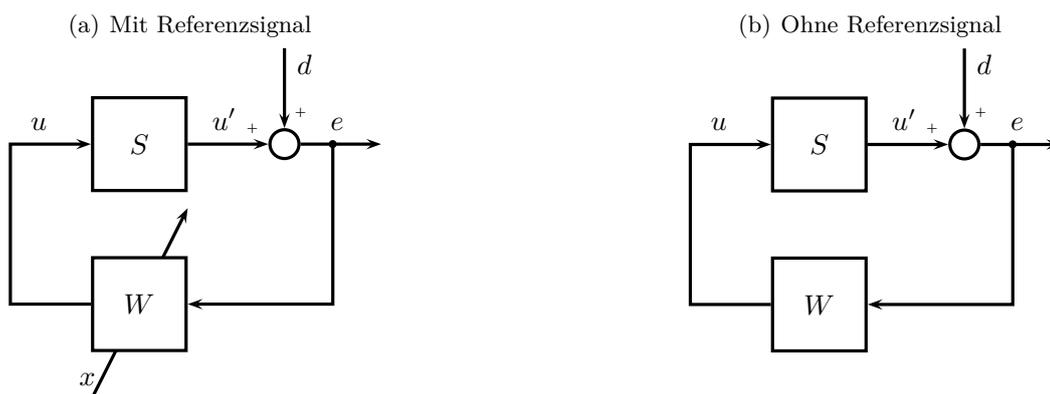


Abb. 1.3: Verfahren zur Regelung aktiver Motorlager

Bei der Zustandsregelung mit Störbeobachter wird eine nicht messbare, deterministische Störung d durch ein fiktives Störmodell, in Form eines Differentialgleichungssystems beschrieben und mit dem Zustandsraummodell des zu regelnden Systems kombiniert [200]. Mit einem vollständigen Zustandsbeobachter lässt sich eine Schätzung der Störgröße d gewinnen, die dem System mit umgekehrtem Vorzeichen als Stellgröße u aufgebracht wird. Dieses Verfahren wird in [11, 98] zur Regelung eines am

Getriebequerträger positionierten aktiven Tilgers vorgeschlagen. Aufgrund der zeitveränderlichen Grundfrequenz der motorischen Anregung ergibt sich eine zeitvariante Systemmatrix des Störmodells. Der Reglerentwurf wird daher zunächst für feste Arbeitspunkte mit konstanter Motordrehzahl durchgeführt. Im Reglerbetrieb werden die Beobacherverstärkung und die Beobachtermatrix des aktuellen Betriebspunktes anhand eines *Gain-Scheduling*-Verfahrens mit der Motordrehzahl als *Scheduling*-Signal x bestimmt. Ein ähnlicher Ansatz wird in [147] zur Regelung aktiver Motorlager gewählt, bei dem der Beobachterentwurf mit Methoden der linearen quadratischen Regelung durchgeführt wird. Die Stabilität der beschriebenen Verfahren lässt sich nur für die stationären Frequenzpunkte des Beobachterentwurfs nachweisen. Daher wird in [5] eine Erweiterung zum linearen, parameterveränderlichen System (LPV, *linear parameter varying*) vorgeschlagen. Dessen Systemmatrizeinträge sind Funktionen bekannter Variablen, wie in diesem Fall der Motordrehfrequenz. Mit Hilfe eines LPV-Reglerentwurfs werden an einem Fahrzeug mit zwei aktiven Tilgern neun Frequenzanteile der motorischen Störung kompensiert. Ein weiterer LPV-Reglerentwurf wird in [144] zur aktiven Schwingungskompensation an einem Mehrkörpersimulationsmodell beschrieben. Neben der Frequenzabhängigkeit des Störgrößenmodells werden auch Nichtlinearitäten des Systems in der Darstellung als LPV-Modell berücksichtigt.

Die modellprädiktive Regelung (MPC, *model predictive control*) nutzt ein internes Modell zur Vorhersage des zukünftigen Systemverhaltens. Anhand dieses Modells wird durch die Minimierung eines Gütefunktionalis die optimale Stellgröße für einen Prädiktionshorizont ermittelt [115]. In [219] wird ein solcher Ansatz in Form des *Generalized predictive control* (GPC)-Algorithmus zur Ansteuerung eines aktiven Motorlagers in einer Prüfstands Umgebung vorgeschlagen. Aus der aktuellen Motordrehzahl, dem Kurbelwellenwinkel und dem Zylinderdruck wird eine Prädiktion der zu erwartenden Störkräfte bestimmt, die in die Berechnung der Stellgröße eingeht.

In [145] wird ein robuster Mehrgrößenregler durch Minimierung der H_2 -Norm der Störübertragungsmatrix entworfen. Aufgrund großer Winkelbewegungen des Aggregats und nichtlinearer Lagereigenschaften, werden mehrere Regler für verschiedene linearisierte Betriebspunkte entworfen. Die gemessene linke Motorlagerkraft dient als *Scheduling*-Variable x , um während dem Betrieb die Reglerparameter des jeweiligen Arbeitspunktes zu bestimmen. Das Verfahren wird mit einem Mehrkörpersimulationsmodell eines mit zwei aktiven Motorlagern gelagerten, quereingebauten Aggregates validiert.

Bei der Modell-Referenz-Regelung (MRAC, *model reference adaptive control*) wird das gewünschte Verhalten in einem mathematischen Modell formuliert und mit der tatsächlichen Regelgröße verglichen. Die entstehende Abweichung ist die Eingangsgröße eines Algorithmus, der die Reglerparameter so verändert, dass die Abweichung zwischen gewünschtem und realem Verhalten betragsmäßig möglichst klein wird [41]. Da bei der aktiven Schwingungsminderung das wesentliche Ziel in der Fehlerminimierung besteht, ist kein explizites Referenzmodell notwendig. In [75] werden die beiden Modell-Referenz-Regelungen Er-MCSI (*error driven minimal controller synthesis with integral action*) und NBMCS (*narrow-band minimal controller synthesis*) zur Ansteuerung von zwei aktiven Motorlagern in einem Fahrzeug mit Dieselaggregat vorgeschlagen. Der Er-MCSI-Algorithmus ist in der praktischen Anwendung stabilitätskritisch. Dagegen wird mit dem NBMCS-Algorithmus durch

Verwendung einer schmalbandigen, phasentreuen Filterung des Fehlersignals, trotz Verzicht auf ein Streckenmodell, ein robustes Verhalten erzielt.

In [118] wird die Relativbewegung zwischen Fahrzeugaufbau und Aggregat als Regelgröße e einem fahrzustandsabhängigen Regler W zurückgeführt. Aus der Motordrehzahl, der Gaspedalstellung, der Fahrzeuggeschwindigkeit und der Karosseriebeschleunigung wird auf die momentanen Fahrsituation geschlossen und aus einer vordefinierten Bibliothek das Regelgesetz W angepasst. Mit dem beschriebenen Verfahren lassen sich die Steifigkeit und Dämpfung des aktiven Motorlagers regelungstechnisch den Anforderungen der aktuellen Fahrsituation anpassen. Eine Validierung des Verfahrens erfolgt in Elastomerprüfstandsversuchen.

Bei der *Fuzzy*-Regelung beschreibt eine Logik die Behandlung von nicht scharfen Variablen und Wissen in einem systematischen Rahmen [84]. Das gewünschte Verhalten wird gewöhnlich als „Wenn-Dann“-Regeln formuliert und kommt damit dem Verhalten des Menschen als Regeln in ihrer linguistischen Form sehr nahe [201]. In [107] wird mit einem *Fuzzy*-Regler anhand der motor- und karosserie-seitig gemessenen Verschiebung die Stellgröße eines aktiven Motorlagers bestimmt. Nach [83] lässt sich das Verfahren auch als *Fuzzy*-Steuerung interpretieren, da die motor-seitige Verschiebung eine Referenzgröße für die Prozessstörung darstellt. Die Validierung des beschriebenen *Fuzzy*-Reglers beschränkt sich auf eindimensionale Elastomerprüfstandsversuche.

Regelungen ohne Referenzsignal

Bei dem in Abbildung 1.3 (b) gezeigten Blockschaltbild wird die Stellgröße u durch die Rückkopplung des Fehlers e in einem geschlossenen Regelkreis mit dem Regler W bestimmt. Im Gegensatz zu den bisher beschriebenen Verfahren, wird bei dieser Struktur kein Referenzsignal genutzt, das Aussagen über den Frequenzinhalt der Störung d liefert. Die Wirkung des entworfenen Reglers ist daher meist breitbandig und nicht auf die Anregungsfrequenz der motorischen Störung begrenzt.

Einfache lineare Regelungsverfahren, wie die proportionale Positions-, Geschwindigkeits- oder Beschleunigungsrückführung werden in [149] am Beispiel eines Prüfstands mit vier aktiven Tilgersystemen behandelt. Mahil [117] vergleicht einen PID-Regler mit einem linear-quadratischen (LQ)-Regler an einem einfachen Simulationsmodell aus Aggregatmasse und Motorlagerung. Der Reglerentwurf durch Optimierung eines quadratischen Gütekriteriums unter Einfluss von Störuschen (LQG, *linear quadratic gaussian*) wird in [58, 179] vorgeschlagen. Die simulativen und experimentellen Untersuchungen werden mit einem dynamischen Modell eines Nutzfahrzeug-Leiterrahmens mit Aggregat und aktiven Motorlagern durchgeführt. In [181] wird ein um frequenzabhängige Gewichtungsmatrizen erweiterter LQG-Regler zur Regelung eines Ersatzmodells zweier schwingungsfähiger Massen, die über ein aktives Lager verbunden sind, vorgeschlagen.

Bei robusten Regelungsverfahren werden Modellunsicherheiten und Parameterschwankungen in der Entwurfsmethodik berücksichtigt [201]. Beispielsweise werden H_∞ -Regler in [175] zur Regelung eines aktiven Tilgers und in [219] zur Regelung eines aktiven Motorlagers vorgeschlagen. In [36] werden ein H_2 - bzw. ein H_∞ -Regler zur Regelung eines aktiven Lagers in einem Mehrkörpersimulationsmodell eines Vierzylinderaggregates entworfen. Die Verknüpfung robuster Regler mit dem

adaptiven FxLMS-Algorithmus wird in [211, 212] beschrieben. Ein robuste Entwurfsmethodik zur Ansteuerung aktiver Lager basierend auf *Haar-Wavelets* wird in [91] erläutert. Die Validierung aller beschriebenen Verfahren beschränkt sich auf Simulationen und einfache, eindimensionale Prüfstände. Eine robuste Variante der im vorangegangenen Abschnitt beschriebenen Modell-Referenz-Regelung wird in [37] zur Regelung eines aktiven Motorlagers in einem Mehrkörpersimulationsmodell eines Vierzylinderaggregates angewendet. Über ein Referenzmodell werden Steifigkeits- und Dämpfungseigenschaften der Lagerung vorgegeben. Es wird lediglich der Lagerweg als Regelgröße verwendet und auf die Nutzung eines Referenzsignals verzichtet.

Sliding-Mode-Regler werden auch als strukturvariable Regler bezeichnet. Ihre Aufgabe besteht darin, den Zustandsvektor des betreffenden Regelsystems zunächst entlang einer Trajektorie auf eine Schaltgerade oder -ebene zu bringen. Auf dieser gleitet der Zustandsvektor dann in den Ursprung des Zustandsraumes, der dem gewünschten Sollwert entspricht [201]. In [88, 139, 187, 210] werden verschiedene *Sliding-Mode*-Regler zur Ansteuerung aktiver Motorlager entworfen. Die Validierung beschränkt sich auf Simulationen, bei denen die Verfügbarkeit des vollständigen Zustandsvektors vorausgesetzt wird, und auf einfache Prüfstandsversuche.

Künstliche neuronale Netze eignen sich insbesondere für die Regelung von linearen und nichtlinearen Regelstrecken mit unbekannter Struktur. In einer Trainingsphase wird anhand von Messwerten der Ein- und Ausgangssignale die Lernfähigkeit künstlicher neuronaler Netze genutzt, um ein dynamisches Modell der Regelstrecke zu bestimmen [201]. In [22, 23] werden simulativ anhand eines einfachen Einmassenschwingers künstliche neuronale Netze zur Regelung aktiver Motorlager mit rückgeführter Lagerkraft betrachtet. Neben der Kompensation periodischer Störungen werden auch impulsförmige Anregungen untersucht.

1.2 Zusammenfassung und Zielsetzung

Im Stand der Technik wurden zahlreiche Steuerungs- und Regelungsverfahren zur Anwendung in aktiven Motorlagerungen vorgestellt. Der Einsatz von Regelungen beschränkt sich derzeit auf wissenschaftliche Untersuchungen und dort weitestgehend auf Simulations- und Prüfstandsversuche. Dagegen konnten adaptive und nicht-adaptive Steuerungen ihr großes Potenzial bereits im Serieneinsatz zeigen. Die wesentlichen Gründe hierfür liegen in ihrer transparenten Parametrierbarkeit und dem geringeren Entwurfsaufwand. Adaptive Steuerungen zeichnen sich auch bei veränderlichen Störungen durch eine sehr gute Kompensationswirkung aus. Demgegenüber stehen Einschränkungen bezüglich ihres Konvergenz- und Folgeverhaltens. Nicht-adaptive Steuerungen sind inhärent stabil und zeigen kein Konvergenzverhalten. Aufgrund der fehlenden Adaptabilität besitzen sie allerdings eine eingeschränkte Kompensationswirkung. Darüber hinaus sind insbesondere die existierenden, modellbasierten Verfahren mit einem großen Bedatungsaufwand verbunden. Obwohl eine Verknüpfung beider Verfahren eine Nutzung der jeweiligen Vorteile verspricht, wurden adaptive und nicht-adaptive Steuerungen bisher nahezu ausschließlich getrennt betrachtet.

Die erfolgreiche Anwendung adaptiver und nicht-adaptiver Steuerungen hängt maßgeblich von der Sekundärstrecke zwischen Stell- und Fehlergröße ab. Einen wesentlichen Bestandteil dieser Strecke

stellen das Übertragungsverhalten aktiver Motorlager und dessen Variation unter den im Fahrzeug herrschenden Umgebungsbedingungen dar. Bei adaptiven Steuerungen können signifikante Streckenänderungen zu Instabilität führen und machen den Einsatz zusätzlicher Maßnahmen, wie z.B. eine kontinuierliche Onlineidentifikation während des Betriebes, notwendig. Dagegen wird die erzielte Schwingungskompensation nicht-adaptiver Steuerungen durch Veränderungen im Übertragungsverhalten unmittelbar reduziert. Trotz seiner großen Bedeutung für den Einsatz adaptiver und nicht-adaptiver Steuerungen in aktiven Motorlagern, ist deren Übertragungsverhalten bisher nicht wissenschaftlich untersucht worden.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit werden demnach zwei Ziele verfolgt. Durch die Verknüpfung adaptiver und nicht-adaptiver Steuerungen sollen die jeweiligen Vorteile beider Verfahren genutzt werden und darüber hinaus eine praktikable Methode zur Bedatung nicht-adaptiver Steuerungen entwickelt werden. In einem zweiten Schritt soll das Übertragungsverhalten des aktiven Motorlagers und dessen Veränderung unter den im Fahrzeug herrschenden Umgebungsbedingungen untersucht werden. Darauf aufbauend sollen entsprechende Maßnahmen für den robusten Einsatz adaptiver Steuerungen entwickelt und die Grenzen nicht-adaptiver Steuerungen aufgezeigt werden.

Die wesentlichen Beiträge und bereits veröffentlichten Arbeiten dieser Dissertation sind:

- Zwei Strukturen zur Verknüpfung adaptiver und nicht-adaptiver Steuerungen bei denen adaptive Rasterkennfelder in FxLMS-basierte, adaptive Kerbfilter eingebunden werden. Durch das Hinterlegen bereits adaptierter Filtergewichte in Parameterkennfeldern wird die Konvergenzzeit des adaptiven Filters deutlich reduziert. Darüber hinaus wird mit parallelen Kennfeldern eine Verbesserung des Folgeverhaltens erzielt. Aufgrund ihrer adaptiven Eigenschaften ist im Vergleich zu bereits existierenden Methoden keine vorherige, zeitaufwändige Kennfeldvermessung notwendig.

HAUSBERG, F.; VOLLMANN, S.; PFEFFER, P.; HECKER, S.; PLÖCHL, M.; KOLKHORST, T.: Improving the convergence behavior of active engine mounts in vehicles with cylinder-on-demand engines. In: *Proc. of the 42nd International Congress and Exposition on Noise Control Engineering (Inter-Noise)*, 2013, S. 5244–5252.

HAUSBERG, F.; HECKER, S.; PFEFFER, P.; PLÖCHL, M.; RUPP, M.: Incorporation of adaptive grid-based look-up tables in adaptive feedforward algorithms for active engine mounts. In: *Proc. of the 12th International Symposium on Advanced Vehicle Control (AVEC)*, 2014, S. 535–540.

RUPP, M.; HAUSBERG, F.: LMS algorithmic variants in active noise and vibration control. In: *Proceedings of the 22nd European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2014)*, 2014, S. 691–695.

- Eine praktikable Methode zur Bedatung kennfeldbasierter Steuerungen auf Grundlage des stationären Verhaltens adaptiver Filter. Im Gegensatz zu bisher bekannten analytischen Verfahren sind keine aufwändige Modellbildung sowie konstruktive Detailinformationen des Verbrennungsmotors erforderlich.

- Die systematische analytische und experimentelle Analyse des Übertragungsverhaltens aktiver Motorlager sowie dessen Veränderung bezüglich Nichtlinearität, Vorlast, Temperatur, Alterung und Serienstreuung. Es wird gezeigt, dass sich signifikante Veränderungen auf den Bereich der Lageraktorresonanz beschränken und im Wesentlichen temperaturbedingt sind.

HAUSBERG, F.; SCHEIBLEGGER, C. ; PFEFFER, P.; PLÖCHL, M.; HECKER, S.; RUPP, M.: Experimental and analytical study of secondary path variations in active engine mounts. In: *Journal of Sound and Vibration*, in press (2014).

- Ein Konzept zur Onlineidentifikation eines Teilfrequenzbandes der Sekundärstreckenschätzung. Aufbauend auf den Ergebnissen der Motorlageranalyse lässt sich die Onlineidentifikation auf ein Teilfrequenzband beschränken. Die entwickelte Methode zeichnet sich durch eine fahrzeuggeschwindigkeitsabhängige Steuerung der Identifikationsamplitude und -schrittweite aus.
- Die erstmalige Gegenüberstellung der erreichbaren Kompensationswirkung adaptiver und nicht-adaptiver Steuerungen innerhalb eines serienmäßigen Fahrzeugkollektivs. Anhand von sechs Fahrzeugen wird gezeigt, dass mit der Kennfeldsteuerung im Vergleich zur adaptiven Steuerung eine geringere Pegelminderung erzielt wird. Diese reicht allerdings aus, um eine deutliche Komfortsteigerung zu bewirken.

Die Arbeit ist wie folgt gegliedert:

In Kapitel 2 werden grundlegende Eigenschaften FIR-basierter adaptiver Filter behandelt. Es werden drei Varianten des *Least-Mean-Squares* (LMS)-Algorithmus vorgestellt, die in der vorliegenden Arbeit zur Kennfeldadaptation, zur Systemidentifikation und zur Schwingungskompensation angewendet werden. Wichtige Eigenschaften werden anhand von Konvergenzbetrachtungen im Mittel und im mittleren Quadrat erläutert.

Da ein Schwerpunkt dieser Arbeit auf der praxisnahen, experimentellen Validierung aller entwickelten Methoden liegt, wird in Kapitel 3 die dafür eingesetzte Versuchsumgebung beschrieben. Hierzu zählen das genutzte aktive Motorlagerungssystem, das Versuchsfahrzeug und die verwendeten Prüfstände.

In Kapitel 4 erfolgt die Integration von adaptiven Kennfeldern in FxLMS-basierte Kerbfilter zur Verknüpfung adaptiver und nicht-adaptiver Steuerungen. Nach der simulativen und experimentellen Validierung von zwei Steuerungsstrukturen, wird darüber hinaus ein Verfahren zur Bedatung kennfeldbasierter Steuerungen durch die Nutzung des Stationärverhaltens adaptiver Filter vorgestellt.

Die experimentelle und analytische Charakterisierung des Motorlagerübertragungsverhaltens wird in Kapitel 5 durchgeführt. Die Auswirkungen der im Fahrzeug auftretenden Umgebungseinflüsse werden auf Bauteilebene untersucht und anhand eines Motorlagermodells interpretiert.

Der Übertrag der Ergebnisse von der Bauteilebene auf die Fahrzeugumgebung in Bezug auf die Anwendung einer adaptiven Steuerung erfolgt in Kapitel 6. Nach einer Stabilitäts- und Robust-

heitsuntersuchung, wird ein Verfahren zur Onlineidentifikation eines Teilfrequenzbandes der Sekundärstreckenschätzung vorgeschlagen und experimentell validiert.

Den Abschluss der Arbeit bildet Kapitel 7 in dem die adaptive und die sensorlose, kennfeldbasierte Steuerung in einer Versuchsreihe mit sechs Serienfahrzeugen gegenübergestellt werden. Anhand einer statistischen Auswertung der Ergebnisse wird der Einfluss der Serienstreuung auf beide Verfahren bewertet.

Eine Zusammenfassung der Ergebnisse und ein Ausblick auf weiterführende Arbeiten werden in Kapitel 8 gegeben. Im Anhang sind zusätzliche Aspekte der digitalen Signalverarbeitung, die Parameter des analytischen Motorlagermodells sowie Abbildungen weiterer Versuchsergebnisse zusammengefasst.

2 Grundlagen FIR-basierter adaptiver Filter

Aufgrund seiner numerischen Stabilität, der niedrigen Komplexität und seiner Robustheit, ist der LMS-Algorithmus der mit Abstand am häufigsten eingesetzte adaptive Algorithmus [163]. Das erstmals in [207] vorgestellte Verfahren kann entsprechend der im Anhang A.1 erläuterten Vorgehensweise aus der Problemstellung eines optimalen FIR-Filters hergeleitet werden. In diesem Kapitel werden drei Varianten des LMS-Algorithmus erläutert, die an verschiedenen Stellen dieser Arbeit genutzt werden. Der normierte LMS-Algorithmus wird zur Onlineadaptation von Rasterkennfeldern angewendet. Der adaptive Kerbfilter wird zur Offline- und Onlineidentifikation von Frequenzgängen an diskreten Frequenzstützstellen eingesetzt. Abschließend erfolgt die Erweiterung zum FxLMS-Algorithmus in komplexer Form für Ein- und Mehrgrößensysteme. Der FxLMS-Algorithmus ist von zentraler Bedeutung für die aktive Schwingungskompensation. Für alle drei LMS-Derivate werden die für den jeweiligen Anwendungsfall relevanten Eigenschaften erläutert.

2.1 Konvergenz im Mittel und normierter LMS-Algorithmus

Die Funktionsweise des LMS-Algorithmus gliedert sich in zwei grundlegende Prozesse. Zunächst wird während des Filtervorgangs der Filterausgangswert $u(n)$ aus dem aktuellen Filtergewichtsvektor $\mathbf{w}(n)$ und dem Eingangsvektor $\mathbf{x}(n)$ bestimmt:

$$u(n) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n). \quad (2.1)$$

Durch den Vergleich des Filterausgangs mit einer gewünschten Antwort $d(n)$ erhält man den Schätzfehler $e(n)$:

$$e(n) = d(n) - u(n). \quad (2.2)$$

In einem zweiten Schritt werden die L Einträge des Filtergewichtsvektors in Abhängigkeit des Schätzfehlers aufdatiert:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu\mathbf{x}(n)e(n). \quad (2.3)$$

Die Gleichungen (2.1) bis (2.3) bilden einen geschlossenen Kreis, der in Form eines Blockschaltbildes in Abbildung 2.1 dargestellt ist [68]. Da es sich bei $e(n)$ und $x(n)$ um stochastische Signale handelt, verläuft jede einzelne Realisation einer Adaption des Filtergewichtsvektors durch den LMS-Algorithmus unterschiedlich [133]. Zunächst führt man den Parameterfehlervektor

$$\tilde{\mathbf{w}}(n) = \mathbf{w}_{\text{opt}} - \mathbf{E}\{\mathbf{w}(n)\} \quad (2.4)$$

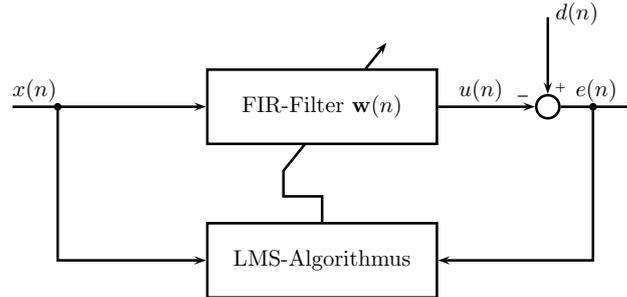


Abb. 2.1: Blockdiagramm des adaptiven FIR-Filters.

als Abweichung des aktuellen Filtergewichtsvektors im Mittel $E\{\mathbf{w}(n)\}$ von der optimalen Lösung des Wiener-Filters \mathbf{w}_{opt} aus Gleichung (A.11) ein. Unter der Annahme langsam veränderlicher Filtergewichte erhält man einen Ausdruck für das Konvergenzverhalten des Parameterfehlervektors im Mittel

$$\tilde{\mathbf{w}}(n+1) = (\mathbf{I} - \mu\mathbf{R})\tilde{\mathbf{w}}(n), \quad (2.5)$$

mit der im Anhang in Gleichung (A.7) definierten symmetrischen Autokorrelationsmatrix \mathbf{R} [163]. Die Autokorrelationsmatrix $\mathbf{R} = \mathbf{Q}\mathbf{\Lambda}\mathbf{Q}^T$ lässt sich durch die Matrix \mathbf{Q} ihrer orthonormalen Eigenvektoren und die Diagonalmatrix $\mathbf{\Lambda}$ der Eigenwerte ausdrücken. Mit der Transformation $\mathbf{v}(n) = \mathbf{Q}^T\tilde{\mathbf{w}}(n)$ erhält man

$$\mathbf{v}(n+1) = (\mathbf{I} - \mu\mathbf{\Lambda})\mathbf{v}(n), \quad (2.6)$$

woraus hervorgeht, dass das mittlere Konvergenzverhalten des LMS-Algorithmus maßgeblich durch die Schrittweite μ und die Eigenwerte der Autokorrelationsmatrix \mathbf{R} bestimmt wird [27]. Für die Schrittweite μ folgt unmittelbar die notwendige Bedingung für Konvergenz im Mittel

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}}, \quad (2.7)$$

wobei λ_{\max} der größte Eigenwert von \mathbf{R} ist [68]. Da λ_{\max} in der Praxis meist nicht ohne Weiteres angegeben werden kann, wird der größte Eigenwert häufig durch die Summe aller Eigenwerte λ_i von \mathbf{R} ersetzt. Aufgrund der Orthonormalität von \mathbf{Q} entspricht die Summe aller Eigenwerte der Spur von \mathbf{R} . Diese wiederum entspricht dem mittleren Quadrat des Referenzsignals $E\{x^2(n)\}$, woraus die häufig verwendete konservative Abschätzung folgt [27, 133]:

$$0 < \mu < \frac{2}{L \cdot (\text{mittlere Eingangsleistung})} \approx \frac{2}{\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n)}. \quad (2.8)$$

Aus der Bedingung (2.8) geht unmittelbar hervor, dass es bei stark schwankender Eingangsleistung sinnvoll ist, die Schrittweite μ der momentanen Eingangsleistung anzupassen:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{\tilde{\mu}}{\kappa + \mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n)}\mathbf{x}(n)e(n), \quad 0 < \tilde{\mu} < 2, \quad (2.9)$$

mit $0 < \kappa \ll 1$ als Sicherheitsfaktor, der eine sehr große Schrittweite bei zu kleiner Eingangsleistungsschätzung verhindern soll [133]. Gleichung (2.9) wird als normierter LMS (NLMS)-Algorithmus bezeichnet, der in Abschnitt 4.2.2 zur Onlineadaption von Rasterkennfeldern eingesetzt wird.

2.2 Adaptives Kerbfilter

Bei der bisherigen Betrachtung des LMS-Algorithmus wurde ein breitbandiges, stochastisches Referenzsignal $x(n)$ vorausgesetzt, das mit der gewünschten Antwort $d(n)$ ausreichend korreliert. Für den Fall sinusförmiger Signale, lässt sich der LMS-Algorithmus in der besonders rechengünstigen Form des erstmals in [206] vorgeschlagenen adaptiven Kerbfilters anwenden. In der vorliegenden Arbeit werden adaptive Kerbfilter in Abschnitt 3.2.3 zur Offlineidentifikation der im Fahrzeug vorliegenden Übertragungspfade genutzt. Des Weiteren werden in Abschnitt 6.3.1 die Veränderungen der Übertragungsstrecken während des Fahrzeugbetriebes mit einer Variante des adaptiven Kerbfilters online identifiziert.

Abbildung 2.2 zeigt das Blockschaltbild des adaptiven Kerbfilters zur Frequenzgangmessung eines unbekanntes Systems an der Frequenzstützstelle ω_r . Das System wird mit einem Identifikationssignal $x_s(n) = A \sin(\omega_r n)$ der Amplitude A angeregt. Da mit der Amplitude A_s und der Phase φ_s der Systemantwort bei der Frequenz ω_r lediglich zwei Parameter unbekannt sind, kommt das adaptive Filter in diesem Fall mit nur zwei Koeffizienten $w_s(n)$ und $w_c(n)$ aus [133]. Mit den synthetischen Referenzsignalen

$$x_s(n) = A \sin(\omega_r n), \quad (2.10)$$

$$x_c(n) = A \cos(\omega_r n) \quad (2.11)$$

erhält man die Stellgröße $u(n)$ des adaptiven Kerbfilters entsprechend:

$$u(n) = w_s(n)x_s(n) + w_c(n)x_c(n). \quad (2.12)$$

Die beiden Filtergewichte werden mit dem LMS-Algorithmus analog zu Gleichung (2.3) aufdatiert:

$$w_s(n+1) = w_s(n) + \mu x_s(n)e(n), \quad (2.13)$$

$$w_c(n+1) = w_c(n) + \mu x_c(n)e(n). \quad (2.14)$$

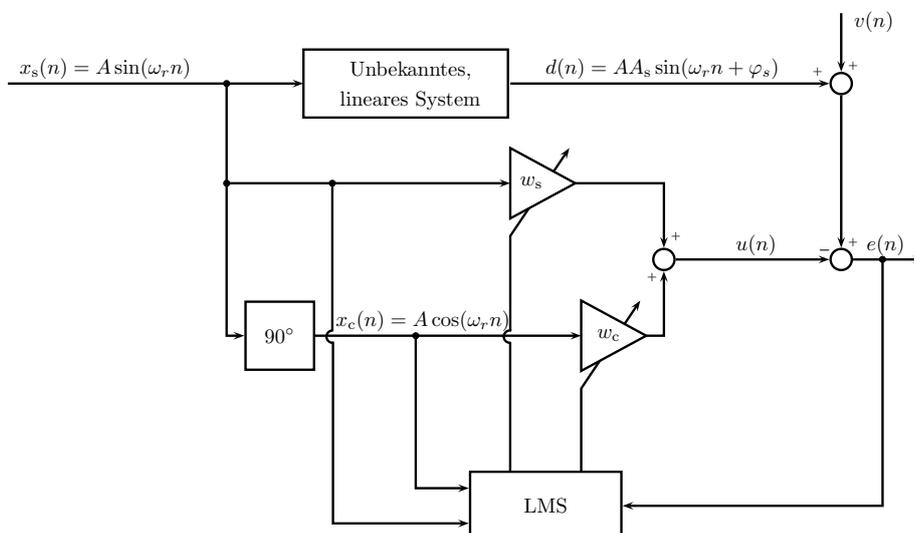


Abb. 2.2: Anwendung des adaptiven Kerbfilters zur Frequenzgangmessung.

Mit dem unkorrelierten Störsignal $v(n)$ und den Gleichungen (2.10) bis (2.12) erhält man den gemessenen Fehler

$$\begin{aligned} e(n) &= d(n) + v(n) - u(n) \\ &= AA_s \sin(\omega_r n + \varphi_s) + v(n) - w_s(n)A \sin(\omega_r n) - w_c(n)A \cos(\omega_r n) \\ &= AA_s \sin(\omega_r n + \varphi_s) + v(n) - AA_w \sin(\omega_r n + \varphi_w), \end{aligned} \quad (2.15)$$

mit

$$A_w = \sqrt{w_s^2 + w_c^2} \quad (2.16)$$

$$\varphi_w = \arctan \frac{w_c}{w_s}. \quad (2.17)$$

Durch den Adaptionsprozess werden die Filterkoeffizienten $w_s(n)$ und $w_c(n)$ derart eingestellt, dass die Amplitude A_w und der Phasenwinkel φ_w bei nicht vorhandenen Störeinflüssen $v(n)$ der Amplitude A_s und dem Phasenwinkel φ_s des unbekanntes Systems an der Frequenzstützstelle ω_r entsprechen.

Die Bezeichnung als adaptives Kerbfilter wird durch dessen Störübertragungsfunktion $H(z)$ für den eingeschwungenen Zustand verdeutlicht [206]:

$$H(z) = \frac{E(z)}{D(z)} = \frac{z^2 - 2z \cos(\omega_r) + 1}{z^2 - (2 - \mu A^2)z \cos(\omega_r) + 1 - \mu A^2}. \quad (2.18)$$

Die Darstellung von Gleichung (2.18) mit $A = 1$ und $\omega_r = 2\pi \cdot 150 \text{ rad/s}$ für verschiedene Schrittweiten μ in Abbildung 2.3 zeigt, dass die Störübertragungsfunktion der eines Kerbfilters mit der Bandsperrfrequenz ω_r entspricht. Mit der Schrittweite μ wird neben der Breite des Sperrbandes auch die Amplitudenüberhöhung im Passband festgelegt. Die Auswertung von $H(z)$ für $z = 1$ und $A = 1$,

$$H(1) = \frac{2 - 2z \cos(\omega_r)}{2 - (2 - \mu) \cos(\omega_r) - \mu} = \frac{1}{1 - \mu/2}. \quad (2.19)$$

zeigt, dass der Verstärkungsfaktor im Passband größer als Eins ist und sich nur für kleine Schrittweiten μ Eins annähert [55, 101].

Der Einfluss der Identifikationsamplitude A , der Schrittweite μ und der Varianz σ_v^2 des mittelwertfreien Rauschsignals $v(n)$ auf die Lerneigenschaften des adaptiven Kerbfilters in einer zeitlich invarianten Umgebung, lässt sich anschaulich durch die Betrachtung des Fehlervektors im mittleren Quadrat aufzeigen. Zunächst werden erneut die Parameterfehler eingeführt:

$$\begin{aligned} \tilde{w}_s(n) &= w_{s,\text{opt}} - w_s(n), \\ \tilde{w}_c(n) &= w_{c,\text{opt}} - w_c(n). \end{aligned} \quad (2.20)$$

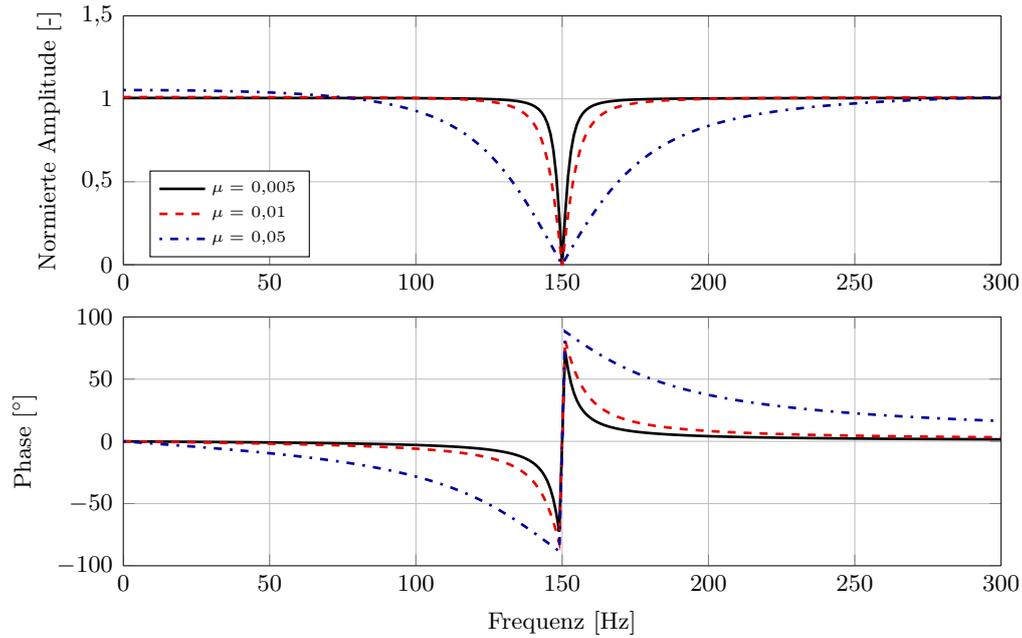


Abb. 2.3: Störübertragungsfunktion $H(z)$ des adaptiven Kerbfilters.

Mit der im Anhang A.1.2 erläuterten Herleitung, erhält man den Ausdruck für das Konvergenzverhalten des Fehlervektors im mittleren Quadrat:

$$\begin{aligned} & \begin{pmatrix} \mathbb{E} \{ \tilde{w}_s^2(n+1) \} \\ \mathbb{E} \{ \tilde{w}_c^2(n+1) \} \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} 1 - \mu A^2 + 0,375\mu^2 A^4 & 0,125\mu^2 A^4 \\ 0,125\mu^2 A^4 & 1 - \mu A^2 + 0,375\mu^2 A^4 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbb{E} \{ \tilde{w}_s^2(n) \} \\ \mathbb{E} \{ \tilde{w}_c^2(n) \} \end{pmatrix} + 0,5\mu^2 A^2 \sigma_v^2 \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (2.21)$$

Darüber hinaus wird im Anhang A.1.2 anhand von Gleichung (2.21) gezeigt, dass die Schrittweite für maximale Konvergenz bei

$$\mu_{\text{opt}} = \frac{1}{A^2} \quad (2.22)$$

liegt und der mittlere quadratische Parameterfehlervektor $\mathbb{E} \{ \tilde{\mathbf{w}}^2 \} = [\mathbb{E} \{ \tilde{w}_s^2 \}, \mathbb{E} \{ \tilde{w}_c^2 \}]^T$ im stationären Zustand für kleine Schrittweiten μ die folgende Form annimmt:

$$\mathbb{E} \{ \tilde{\mathbf{w}}_{\text{stat}}^2 \} = 0,5\mu\sigma_v^2 \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}. \quad (2.23)$$

Abbildung 2.4 zeigt das theoretische und simulierte Lernverhalten des adaptiven Kerbfilters im mittleren Quadrat. Die theoretischen Ergebnisse wurden anhand von Gleichung (2.21) erzielt, wobei w_s und w_c zu $w = w_s + jw_c$ bzw. $w_{s,\text{opt}}$ und $w_{c,\text{opt}}$ zu $w_{\text{opt}} = w_{s,\text{opt}} + jw_{c,\text{opt}}$ zusammengefasst worden sind. Die Simulationsergebnisse sind aus dem Ensemblemittelwert von 1000 Ausführungen der Gleichungen (2.10) bis (2.15) mit normalverteilten Phasenwinkeln der harmonischen Funktionen zur Identifikation des unbekanntes Frequenzgangwertes $w_{\text{opt}} = 0,2 + j0,4$ entstanden. Insgesamt ist eine sehr gute Übereinstimmung zwischen der Theorie und den Simulationsergebnissen zu beobachten.

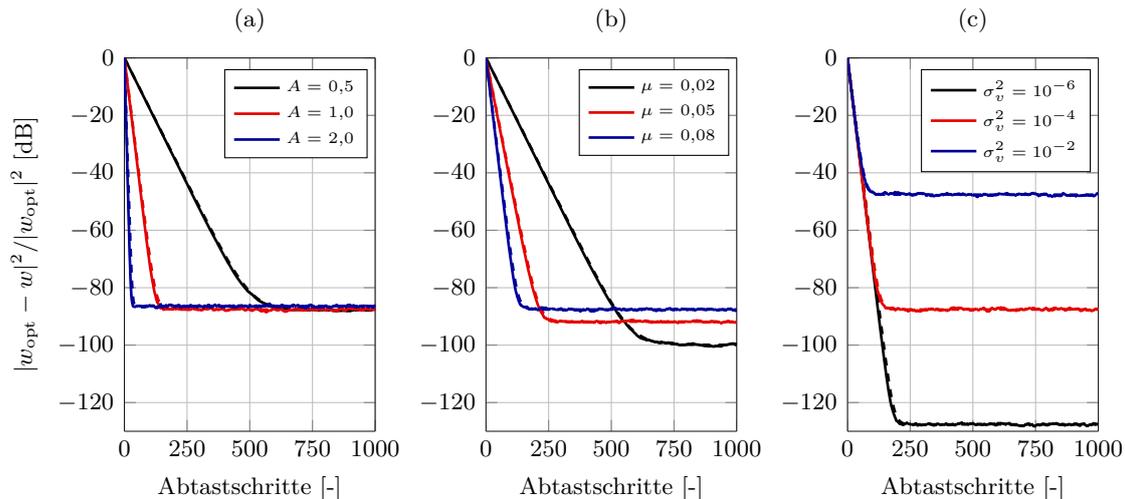


Abb. 2.4: Lernverhalten des Parameterfehlervektors im mittleren Quadrat für das adaptive Kerbfilter (Simulation (—), Theorie (- -)). (a) Variation von A ($\mu = 0,08$; $\sigma_v^2 = 10^{-4}$); (b) Variation von μ ($A = 1,0$; $\sigma_v^2 = 10^{-4}$); (c) Variation von σ_v^2 ($A = 1,0$; $\mu = 0,08$).

Aus der theoretischen Betrachtung und den Simulationsergebnissen in Abbildung 2.4 lassen sich grundlegende Zusammenhänge für das Lernverhalten des adaptiven Kerbfilters ableiten. Diese sind insbesondere für die Entwicklung einer Methodik zur Onlineidentifikation eines Teilfrequenzbandes in Abschnitt 6.3 von besonderer Bedeutung. Die Variation der Identifikationsamplitude A in Abbildung 2.4 (a) zeigt, dass die Konvergenzzeit mit zunehmender Identifikationsamplitude abnimmt. Der stationäre Restfehler ist bei kleinen Schrittweiten dagegen weitestgehend unabhängig von der Amplitude des Identifikationssignals. Dies wird durch den theoretischen Ausdruck in Gleichung (2.23) untermauert. Durch die Steigerung der Schrittweite μ in Abbildung 2.4 (b) wird das Konvergenzverhalten des adaptiven Kerbfilters beschleunigt. Allerdings nimmt auch der Einfluss der unkorrelierten Signalanteile $v(n)$ auf das Identifikationsergebnis und somit auch der Restfehler zu. Zuletzt wird die Güte des Identifikationsergebnisses durch die Steigerung der Varianz σ_v^2 des Störsignals $v(n)$ in Abbildung 2.4 (c) reduziert. Die Konvergenzgeschwindigkeit ist davon unabhängig. Eine ähnliche Betrachtung wurde mit stochastischen Anregungssignalen in [164] durchgeführt. Das adaptive Kerbfilter wurde hierbei in der im nächsten Kapitel im Zusammenhang des FxLMS-Algorithmus eingeführten komplexen Form mit reellem Fehlersignal behandelt. Die untersuchte und die hier gezeigte Variante erreichen im Vergleich zum komplexen LMS-Algorithmus [208] nur die halbe Lerngeschwindigkeit bei gleichbleibendem Restfehler [164].

2.3 FxLMS-Algorithmus

Bei der Anwendung eines adaptiven Filters zur aktiven Schwingungskompensation in einer realen Umgebung wird der Filterausgang $u(n)$ nicht direkt auf das gemessene Fehlersignal $e(n)$ einwirken. Vielmehr besitzt der Übertragungspfad zwischen $u(n)$ und $e(n)$ ein eigenes Transferverhalten. Diese als Sekundärstrecke $S(z)$ bezeichnete Transferfunktion umfasst sämtliche Hardwareelemente der Signalverarbeitung und die Struktur zwischen Aktorik und Sensorik (siehe Abbildung 3.4). Das Vorliegen eines weiteren linearen Filters $S(z)$ im Fehlerpfad des adaptiven Filters führt in

der Regel aufgrund des unterschiedlichen zeitlichen Abgleichs zwischen dem Fehler $e(n)$ und dem Referenzsignal $x(n)$ zur Instabilität [102].

Die populärste Methode zur Stabilisierung eines adaptiven Filters mit einem zusätzlichen linearen Filter im Fehlerpfad ist der in Abbildung 2.5 gezeigte FxLMS-Algorithmus. Dieser wurde erstmals in [130] vorgeschlagen und unabhängig voneinander in [209] zur adaptiven Steuerung und in [14] zur aktiven Geräuschminderung entwickelt. Beim FxLMS-Algorithmus wird das Referenzsignal $x(n)$ mit einer Schätzung $\hat{S}(z)$ der Sekundärstrecke $S(z)$ gefiltert, bevor es dem LMS-Algorithmus zugeführt wird. Die Motivation dieser Lösung ist, dass identische Filter im Fehler- und Referenzpfad einer Vorfilterung des Referenzsignals $x(n)$ mit $S(z)$ entsprechen, sofern sich die Gewichte des adaptiven Filters nur langsam ändern und $W(z)$ und $S(z)$ vertauscht werden können [131].

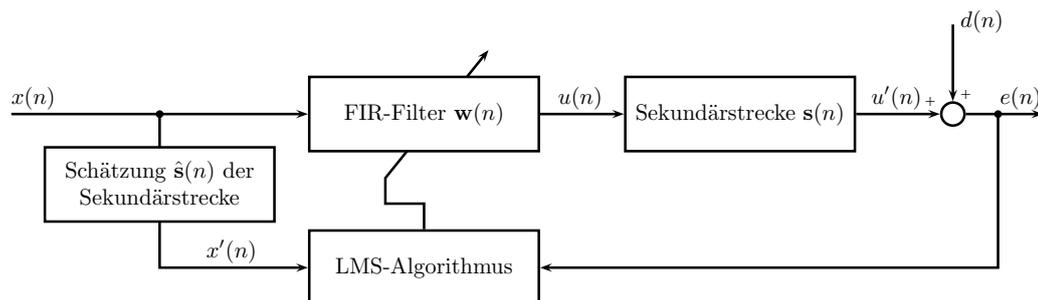


Abb. 2.5: Blockschaltbild des FxLMS-Algorithmus.

Die Adaptionsvorschrift des FxLMS-Algorithmus lautet

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \mathbf{x}'(n)e(n) \quad (2.24)$$

mit dem gefilterten Referenzsignal:

$$\mathbf{x}'(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \hat{s}(l)x(n-l). \quad (2.25)$$

Hierin ist $\hat{s}(l)$ der l -te Koeffizient der Impulsantwort der Sekundärstreckenschätzung $\hat{S}(z)$. Diese entspricht im Idealfall der tatsächlichen Sekundärstrecke $S(z)$. Das gemessene Fehlersignal ergibt sich aus der Summation¹ der Störung $d(n)$ und dem gefilterten Stellsignal $u'(n)$:

$$e(n) = d(n) + u'(n) = d(n) + \sum_{l=0}^{L-1} s(l)u(n-l). \quad (2.26)$$

Die Konvergenzeigenschaften des FxLMS-Algorithmus entsprechen denen des in Abschnitt 2.1 beschriebenen LMS-Algorithmus. Allerdings wird das Konvergenzverhalten des FxLMS-Algorithmus durch die Eigenwerte der Autokorrelationsmatrix des gefilterten Referenzsignals $x'(n)$ bestimmt, während für den LMS-Algorithmus die Autokorrelationsmatrix von $x(n)$ relevant ist [48].

¹Es wird die Notation aus [27] übernommen, bei der die Überlagerung physikalischer Signale einer Summation entspricht. Im Gegensatz dazu, wurde bei der in den Abschnitten 2.1 und 2.2 behandelten Überlagerung rein elektrischer Signale der Fehler $e(n)$ aus der Differenz von $d(n)$ und $u(n)$ bestimmt.

In den nachfolgenden Abschnitten wird die für diese Arbeit zentrale Anwendung des FxLMS-Algorithmus zur Kompensation schmalbandiger Störungen erläutert. Zunächst erfolgt die Einführung des komplexen schmalbandigen FxLMS-Algorithmus. Im Anschluss wird der Algorithmus auf Mehrgrößensysteme ausgeweitet und wichtige Aspekte der Stabilität, des Konvergenzverhaltens und der Schrittweitenormierung erläutert.

2.3.1 Komplexer schmalbandiger FxLMS-Algorithmus

Das in Abschnitt 2.2 eingeführte Prinzip des adaptiven Kerbfilters lässt sich auch zur Kompensation tonaler Störungen in physikalischen Systemen nutzen. Hierfür muss analog zum FxLMS-Algorithmus das Referenzsignal mit einer Schätzung der Sekundärstrecke gefiltert werden. Abbildung 2.6 zeigt eine besonders recheffiziente Variante bei der das Übertragungsverhalten der Sekundärstrecke zu jedem Abtastschritt nur an der jeweils interessierenden Frequenzstützstelle berücksichtigt wird.

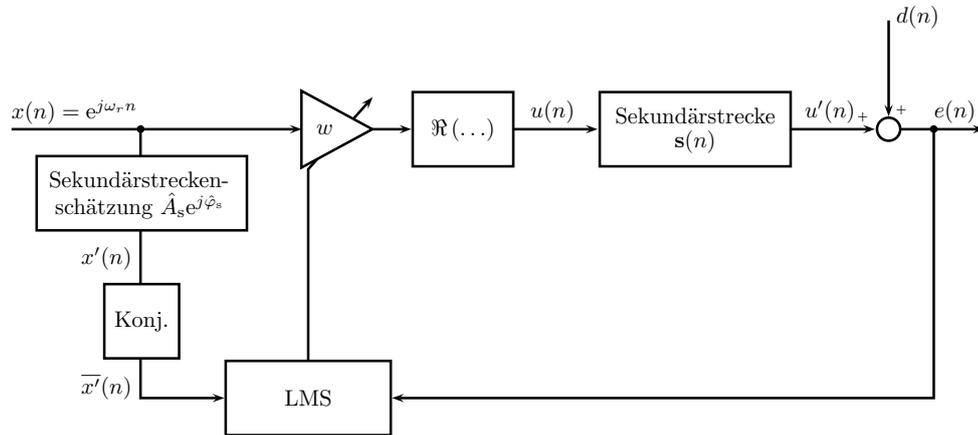


Abb. 2.6: Blockschaltbild des komplexen, schmalbandigen FxLMS-Algorithmus.

Die Sekundärstreckenschätzung $\hat{S}(z)$ lässt sich durch die Amplitude $\hat{A}_s(\omega_r)$ und den Phasenwinkel $\hat{\varphi}_s(\omega_r)$ bei der Frequenz ω_r in komplexer Form ausdrücken:

$$\hat{A}_s(\omega_r) e^{j\hat{\varphi}_s(\omega_r)} = \hat{A}_s(\omega_r) \cos(\hat{\varphi}_s(\omega_r)) + j \hat{A}_s(\omega_r) \sin(\hat{\varphi}_s(\omega_r)). \quad (2.27)$$

Die Filterung des komplexen Referenzsignals

$$x(n) = e^{j\omega_r n} = \cos(\omega_r n) + j \sin(\omega_r n) \quad (2.28)$$

mit der Sekundärstreckenschätzung $\hat{S}(z)$ wird auf eine komplexe Multiplikation reduziert:

$$\begin{aligned} x'(n) &= \hat{A}_s(\omega_r) e^{j\hat{\varphi}_s(\omega_r)} e^{j\omega_r n} \\ &= \hat{A}_s(\omega_r) \cos(\hat{\varphi}_s(\omega_r)) \cos(\omega_r n) - \hat{A}_s(\omega_r) \sin(\hat{\varphi}_s(\omega_r)) \sin(\omega_r n) \\ &\quad + j \left[\hat{A}_s(\omega_r) \cos(\hat{\varphi}_s(\omega_r)) \sin(\omega_r n) + \hat{A}_s(\omega_r) \sin(\hat{\varphi}_s(\omega_r)) \cos(\omega_r n) \right] \\ &= \hat{A}_s(\omega_r) \cos(\omega_r n + \hat{\varphi}_s(\omega_r)) + j \hat{A}_s(\omega_r) \sin(\omega_r n + \hat{\varphi}_s(\omega_r)). \end{aligned} \quad (2.29)$$

Bei der Kompensation tonaler Störungen kann auf einen zusätzlichen Sensor zum Messen des Referenzsignals $x(n)$ verzichtet werden, sofern die Drehfrequenz ω der Störquelle erfasst werden kann. Der Frequenzinhalt der Störung $d(n)$ steht in direktem Zusammenhang zur Drehzahl ω der Störquelle, die im vorliegenden Fall der Verbrennungsmotor darstellt. Das komplexe Referenzsignal in Gleichung (2.28) lässt sich demnach synthetisch mit der zu kompensierenden Ordnung r aus der Frequenz $\omega_r = r \cdot \omega$ bestimmen. Die Vorteile der synthetischen Referenzsignalgenerierung sind [103]:

- Eine Rückkopplung des Aktuators auf den Referenzsensor ist nicht möglich und Nichtlinearitäten sowie Alterungsprobleme im Zusammenhang mit dem Referenzsensor werden vermieden.
- Die Periodizität der Störung lässt die bei der Kompensation breitbandiger Störungen bestehende Kausalitätsforderung entfallen. Demnach muss die Laufzeit der Signalverarbeitung nicht kleiner sein, als die der physikalischen Strecke zwischen Referenz- und Fehlersensor.
- Mit der Nutzung eines synthetischen Referenzsignals lassen sich mehrere harmonische Anteile individuell durch die mehrfache, parallele Anordnung der Struktur aus Abbildung 2.6 realisieren.

Durch die Einführung der komplexen Form des schmalbandigen FxLMS-Algorithmus muss lediglich ein komplexes Filtergewicht für jeden zu kompensierenden, harmonischen Anteil adaptiert werden. Bei der Aufdatierung des Filtergewichts ist entsprechend des komplexen LMS-Algorithmus [208] das Referenzsignal in konjugiert komplexer Form zu berücksichtigen:

$$\begin{aligned} w(n+1) &= w(n) - \mu \bar{x}^T(n) e(n) \\ &= w(n) - \mu \hat{A}_s(\omega_r) e^{-j\hat{\varphi}_s(\omega_r)} e^{-j\omega_r n} e(n). \end{aligned} \quad (2.30)$$

Mit der Definition der Fouriertransformation eines diskreten periodischen Signals [146]

$$E(r) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e(n) e^{-j(2\pi r(n/N))} \quad (2.31)$$

lässt sich der letzte Term in Gleichung (2.30) als instantane Approximation (Blocklänge $N = 1$)

$$E_n(r) = e(n) e^{-j\omega_r n} \quad (2.32)$$

des Fourierkoeffizienten $E_n(r) \approx E(r)$ des Fehlersignals bei der Frequenz ω_r interpretieren. Die anschließende Berechnung des Stellsignals

$$u_r(n) = \Re \{ (w_r(n) x(n)) \} \quad (2.33)$$

kann mit der Definition zur Rücktransformation eines Fourierkoeffizienten in ein diskretes Zeitsignal [146]

$$u(n) = \sum_{r=0}^{N-1} U(r) e^{j(2\pi r(n/N))} \quad (2.34)$$

ebenfalls als Approximation

$$u_r(n) \approx W(r)e^{j\omega_r n} \quad (2.35)$$

aufgefasst werden, die bei jedem Abtastschritt ausgeführt wird.

Bei der Rücktransformation des Stellsignals in den Zeitbereich in Gleichung (2.34) wird lediglich der Realteil berücksichtigt, da nur dieser für die Aufschaltung auf das physikalische System relevant ist. Der komplexe FxLMS-Algorithmus zur Kompensation schmalbandiger Störungen lässt sich demnach als Approximation eines Frequenzbereichsverfahrens einordnen, wie es unter anderen auch in [27, 194] zum Einsatz kommt. Im Gegensatz zur Abbildung der Sekundärstreckenschätzung als lineares FIR-Filter, sind bei der Darstellung in komplexer Form lediglich vier Multiplikationen und zwei Additionen pro Iterationsschritt zur Filterung des Referenzsignals erforderlich. Für den vorliegenden Fall einer variablen Anregungsfrequenz wird der Amplituden- und Phasengang der Sekundärstrecken im interessierenden Frequenzbereich als komplexe Stützstellen in einer Tabelle hinterlegt [102]. Der jeweils interessierende Wert wird frequenzabhängig durch lineare Interpolation zwischen den einzelnen Stützstellen gewonnen.

Die äquivalente Störübertragungsfunktion $H(z)$ des schmalbandigen FxLMS-Algorithmus lautet unter der Annahme einer perfekten Schätzung $\hat{S} = S$ [102]:

$$H(z) = \frac{z^2 - 2z \cos(\omega_r) + 1}{z^2 - 2z \cos(\omega_r) + 1 + \mu A_s(\omega_r) S(z) [z \cos(\omega_r - \varphi_s(\omega_r)) - \cos(\varphi_s(\omega_r))]} \quad (2.36)$$

Abbildung 2.7 zeigt die Störübertragungsfunktion der Gleichung (2.36) mit einer im Fahrzeug gemessenen Sekundärstrecke $S(z)$ für verschiedene Schrittweiten μ . Während bei der zu kompensierenden Frequenz $\omega_r = 2\pi \cdot 150$ Hz eine Kerbe im Amplitudengang zu sehen ist, kommt es abhängig von der Schrittweite μ zu Verstärkungen im Passband. Neben schwach gedämpften Resonanzen der Sekundärstrecke, die in der Nähe der zu kompensierenden Frequenz liegen, können auch Störsignale im Bereich dieser Frequenz zu einer Verstärkung unerwünschter Anteile bis hin zur Instabilität führen [101, 132, 186]. Die wirksamste Maßnahme, um eine Überlagerung von Anteilen des Fehler Signals auf das Stellsignal und den Einfluss schwach gedämpfter Resonanzen der Sekundärstrecke zu vermeiden, besteht in der Reduktion der Schrittweite μ deutlich unterhalb der von theoretischen Stabilitätsbetrachtungen vorgegebenen Werte. Die erzielte Reduktion der Sensitivität im Passband des adaptiven Filters geht allerdings zu Lasten der Konvergenzgeschwindigkeit [185].

Ein besonderer Vorteil des FxLMS-Algorithmus ist seine verhältnismäßig hohe Robustheit gegenüber Fehlern des Streckenmodells. Der schmalbandige FxLMS-Algorithmus kann stabilisiert werden, sofern der Phasenfehler zwischen $S(z)$ und $\hat{S}(z)$ nicht $\pm 90^\circ$ überschreitet [32, 64, 98, 130]. Es handelt sich allerdings um ein notwendiges und kein hinreichendes Stabilitätskriterium. Bei der hier gezeigten Implementierung im Zeitbereich, kann Instabilität bereits bei deutlich kleineren Phasenfehlern auftreten. Wichtige Einflussfaktoren sind dabei die Schrittweite μ , die Verzögerung der Signalverarbeitung und das Verhältnis zwischen Abtast- und Störfrequenz. Genauere, quantitative Stabilitätsgrenzen in Abhängigkeit des Phasenfehlers und der Schrittweite lassen sich daher nicht angeben [184]. In diesem Zusammenhang werden beispielsweise in [43–46, 96, 165] verschiedene Modifikationen zur Steigerung der Robustheit des FxLMS-Algorithmus vorgeschlagen.

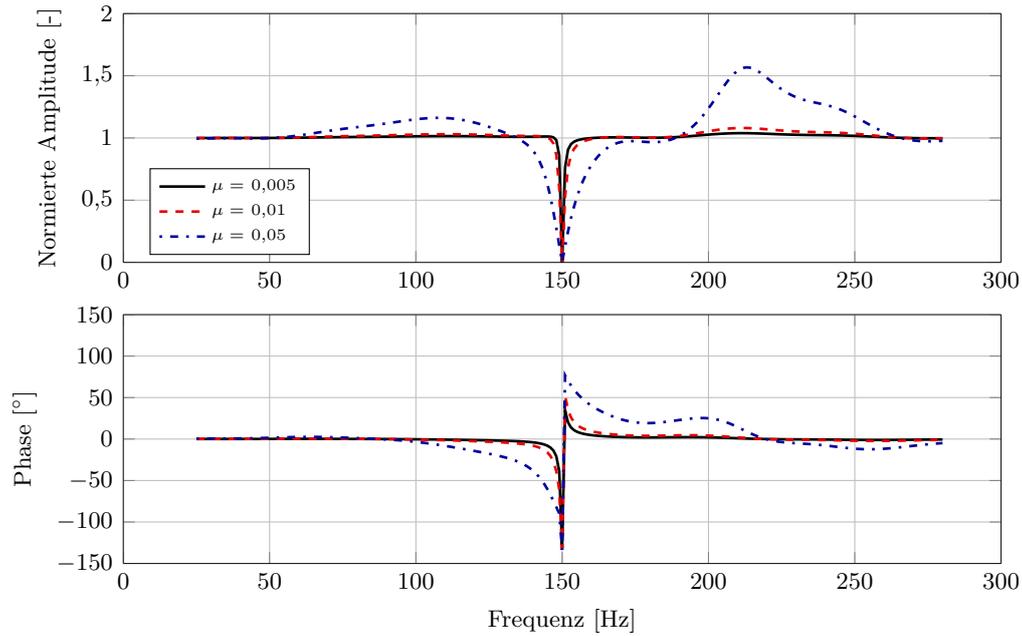


Abb. 2.7: Störübertragungsfunktion $H(z)$ des schmalbandigen FxLMS-Algorithmus.

2.3.2 Erweiterung auf Mehrgrößensysteme

In einer praktischen Anwendung liegt meist ein Mehrgrößensystem mit M Sensoren und K Aktoren vor. Dessen Systemübertragungsverhalten wird durch eine Matrix

$$\mathbf{S}(n) = \begin{pmatrix} \mathbf{s}_{11}(n) & \dots & \mathbf{s}_{1K}(n) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{s}_{M1}(n) & \dots & \mathbf{s}_{MK}(n) \end{pmatrix} \quad (2.37)$$

mit $M \times K$ Impulsantworten $\mathbf{s}_{mk}(n)$ der Sekundärstrecke $S_{mk}(z)$ zwischen dem k -ten Eingang und dem m -ten Ausgang beschrieben [102]. Der m -te Eintrag des Fehlervektors $\mathbf{e}(n)$ folgt aus:

$$e_m(n) = d_m(n) + \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{L-1} s_{mk}(l) u_k(n-l) \quad \text{mit } m = 1, 2, \dots, M. \quad (2.38)$$

Hierin ist $s_{mk}(l)$ der l -te Koeffizient der Impulsantwort der Sekundärstrecke $S_{mk}(z)$. Bei der Berechnung der Matrix $\mathbf{X}'(n)$ mit den $M \times K$ gefilterten komplexen Referenzsignalen

$$\mathbf{X}'(n) = \hat{\mathbf{S}}^T(n) x(n), \quad (2.39)$$

wird das geschätzte Sekundärstreckenübertragungsverhalten durch die Matrix

$$\hat{\mathbf{S}}(n) = \begin{pmatrix} \hat{A}_{s,11}(\omega_r) e^{j\hat{\varphi}_{s,11}(\omega_r)} & \dots & \hat{A}_{s,1K}(\omega_r) e^{j\hat{\varphi}_{s,1K}(\omega_r)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{A}_{s,M1}(\omega_r) e^{j\hat{\varphi}_{s,M1}(\omega_r)} & \dots & \hat{A}_{s,MK}(\omega_r) e^{j\hat{\varphi}_{s,MK}(\omega_r)} \end{pmatrix} \quad (2.40)$$

berücksichtigt. Hierin entsprechen $\hat{A}_{s,mk}(\omega_r)$ und $\hat{\varphi}_{s,mk}(\omega_r)$ der Amplitude und dem Phasenwinkel der Sekundärstreckenschätzung \hat{S}_{mk} an der Frequenzstützstelle ω_r . Das Adaptionsgesetz zur Aufdatierung der Filtergewichte lautet für den Mehrgrößenfall:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \hat{\mathbf{S}}^H(n) e^{-j\omega_r n} \mathbf{e}(n). \quad (2.41)$$

Die Vorschrift zur Berechnung der K Ausgangsgrößen ergibt sich entsprechend zu:

$$\mathbf{u}(n) = \Re\{\mathbf{w}(n)x(n)\} = \Re\{\mathbf{w}(n)e^{j\omega_r n}\}. \quad (2.42)$$

Gemäß der Herleitung im Anhang A.1.3 kann das Konvergenzverhalten des beschriebenen Mehrgrößen-FxLMS-Algorithmus im Frequenzbereich durch

$$(\mathbf{U}_r(n+1) - \mathbf{U}_{r,\text{opt}}) = [\mathbf{I} - \mu \hat{\mathbf{S}}^H \mathbf{S}] (\mathbf{U}_r(n) - \mathbf{U}_{r,\text{opt}}) \quad (2.43)$$

ausgedrückt werden [30, 32, 102]. Hierin entspricht \mathbf{U}_r dem Stellvektor bei der Frequenz ω_r und $\mathbf{U}_{r,\text{opt}}$ bezeichnet die stationäre Lösung des adaptiven Filters im eingeschwungenen Zustand. Der Vergleich mit dem Konvergenzverhalten des Fehlervektors im Mittel des einkanaligen LMS-Algorithmus in Gleichung (2.5) zeigt, dass das Matrizenprodukt $\hat{\mathbf{S}}^H \mathbf{S}$ im Mehrgrößenfall eine ähnliche Bedeutung hat, wie die Autokorrelationsmatrix \mathbf{R} im Eingrößenfall. Demnach sind die Eigenwerte λ_i von $\hat{\mathbf{S}}^H \mathbf{S}$ ausschlaggebend für die Stabilität und das Konvergenzverhalten des FxLMS-Algorithmus zur Kompensation schmalbandiger Störungen in Mehrgrößensystemen [102]. Mit einer Eigenwertzerlegung von $\hat{\mathbf{S}}^H \mathbf{S}$ analog zu Abschnitt 2.1 folgt die Stabilitätsbedingung [13, 30]

$$|1 - \mu \lambda_i| < 1 \quad \text{für alle } i, \quad (2.44)$$

wodurch unmittelbar die Grenzen für die Schrittweite μ festgelegt sind:

$$0 < \mu < \frac{2\Re\{\lambda_i\}}{|\lambda_i|^2} \quad \text{für alle } i. \quad (2.45)$$

Der Algorithmus ist nur stabilisierbar, sofern alle Eigenwerte von $\hat{\mathbf{S}}^H \mathbf{S}$ positiv sind.

Beim sogenannten *Leaky*-FxLMS-Algorithmus wird die Adaptionvorschrift aus Gleichung (2.41) um den *Leakage*-Faktor γ erweitert:

$$\mathbf{w}(n+1) = (1 - \mu\gamma)\mathbf{w}(n) - \mu \hat{\mathbf{S}}^H(n) e^{-j\omega_r n} \mathbf{e}(n). \quad (2.46)$$

In diesem Fall sind die Eigenwerte der Matrix $\hat{\mathbf{S}}^H \mathbf{S} + \gamma \mathbf{I}$ stabilitätsrelevant, so dass durch den *Leakage*-Faktor eine stabilisierende Wirkung erzielt werden kann. Instabile Eigenwerte mit negativem Realteil können durch Erhöhung des *Leakage*-Faktors γ in die positive komplexe Halbebene verschoben und der Algorithmus stabilisiert werden [13]. Diese Vorgehensweise wird in Abschnitt 6.2 gewählt, um die Robustheit des untersuchten Gesamtsystems gegenüber Sekundärstreckenfehlern zu steigern. Das zu minimierende Gütefunktional des *Leaky*-FxLMS-Algorithmus in der zuvor beschriebenen Notation lautet [27]:

$$J_r = \mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r + \gamma \mathbf{U}_r^H \mathbf{U}_r. \quad (2.47)$$

mit \mathbf{E}_r bzw. \mathbf{U}_r als Fehler- bzw. Stellvektor im Frequenzbereich. Die Einführung des *Leakage*-Faktors bewirkt eine Bestrafung des Stellaufwandes. Die Wahl von γ stellt immer einen Kompromiss zwischen erreichbarer Schwingungskompensation und Begrenzung des Stellaufwands bzw. der Steigerung der Systemrobustheit dar. Darüber hinaus lassen sich mit dem *Leakage*-Faktor Rundungsfehler bei der Ausführung der adaptiven Algorithmen auf Echtzeitsystemen vermeiden [102].

In [30] wird unter der Annahme $\hat{\mathbf{S}} = \mathbf{S}$ mit einer Singulärwertzerlegung von Gleichung (2.43) nachgewiesen, dass sich das Konvergenzverhalten des Mehrgrößen-FxLMS-Algorithmus aus einzelnen, exponentiell abklingenden Moden mit den Zeitkonstanten $1/(\mu\lambda_i)$ zusammensetzt. Die Zeitkonstante des langsamsten Modes, der großen Einfluss auf die gesamte Konvergenzgeschwindigkeit hat, ist $1/(\mu\lambda_{\min})$, mit λ_{\min} als kleinstem Eigenwert von $\hat{\mathbf{S}}^H\mathbf{S}$. Da aus Gleichung (2.44) optimale Konvergenz für $\mu_{\text{opt}} = 1/\lambda_{\max}$ folgt, wird die Konvergenzgeschwindigkeit maßgeblich durch die Eigenwertspreizung $\lambda_{\max}/\lambda_{\min}$ bestimmt [27].

In einer praktischen Anwendung sind die Einträge von $\hat{\mathbf{S}}$ bzw. \mathbf{S} aufgrund der dynamischen Eigenschaften der Sekundärstrecken nicht konstant. Abbildung 2.8 (a) zeigt beispielhaft die minimalen und maximalen Eigenwerte von $\hat{\mathbf{S}}^H\mathbf{S}$ für reale im Fahrzeug vermessene Sekundärstrecken. Darüber hinaus ist in Abbildung 2.8 (b) die Schrittweite $\mu_{\text{opt}} = 1/\lambda_{\max}$ für optimales Konvergenzverhalten dargestellt. Aus den Abbildungen geht hervor, dass sowohl die Stabilitätsgrenze aus Gleichung (2.45) als auch das Konvergenzverhalten von der aktuellen Betriebsfrequenz ω_r des adaptiven Algorithmus abhängen. Eine konstante Schrittweite μ kann nur einen Kompromiss darstellen, da einerseits die für den aktuellen Betriebspunkt optimale Schrittweite eingehalten werden soll, andererseits aber die Stabilitätsgrenze bei keiner Betriebsfrequenz verletzt werden darf. Daher ist eine Unabhängigkeit des Konvergenzverhaltens von den Eigenwerten von $\hat{\mathbf{S}}^H\mathbf{S}$ anzustreben.

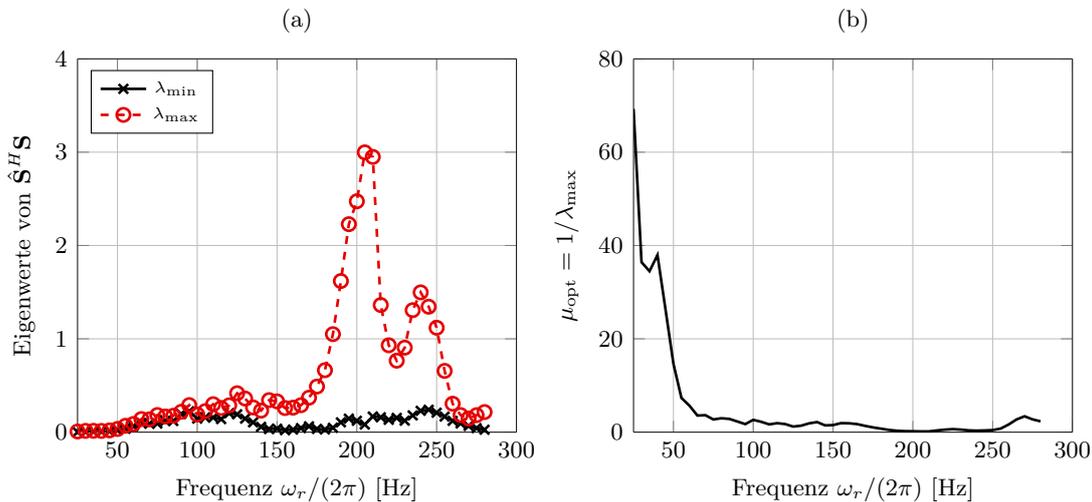


Abb. 2.8: Einfluss der dynamischen Eigenschaften im Fahrzeug vermessener Sekundärstrecken auf die Eigenwerte von $\hat{\mathbf{S}}^H\mathbf{S}$. (a) Minimaler und Maximaler Eigenwert von $\hat{\mathbf{S}}^H\mathbf{S}$; (b) Optimale Schrittweite $\mu_{\text{opt}} = 1/\lambda_{\max}$.

Wird im Ausdruck zur Aktualisierung des komplexen Filtergewichtsvektors in Gleichung (2.41) an Stelle der Matrix $\hat{\mathbf{S}}^H$ die Inverse $\hat{\mathbf{S}}^{-1}$ verwendet, erhält man:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \hat{\mathbf{S}}^{-1}(n) e^{-j\omega_r n} \mathbf{e}(n). \quad (2.48)$$

Durch Anwendung der im Anhang A.1.3 eingeführten Analyse des Konvergenzverhaltens im Frequenzbereich, folgt der Ausdruck für das iterative Verhalten des Stellvektors:

$$(\mathbf{U}_r(n+1) - \mathbf{U}_{r,\text{opt}}) = [\mathbf{I} - \mu \hat{\mathbf{S}}^{-1} \mathbf{S}] (\mathbf{U}_r(n) - \mathbf{U}_{r,\text{opt}}). \quad (2.49)$$

In diesem Fall ist $\hat{\mathbf{S}}^{-1} \mathbf{S}$ das relevante Matrizenprodukt, das bei einer idealen Sekundärstrecken-schätzung $\hat{\mathbf{S}} = \mathbf{S}$ der Einheitsmatrix entspricht. Die Konvergenzgeschwindigkeit des Algorithmus in Gleichung (2.48) ist unabhängig von der aktuellen Betriebsfrequenz ω_r , da die Eigenwertspreizung immer gleich Eins ist. Die vorangegangenen Betrachtungen gelten für eine quadratische Matrix $\hat{\mathbf{S}}$ bei gleicher Anzahl von K Aktoren und M Sensoren. Für ein überbestimmtes System ($M > K$) bzw. ein unterbestimmtes System ($M < K$) sind an Stelle der inversen Matrix $\hat{\mathbf{S}}^{-1}$ die entsprechenden Pseudoinversen $(\hat{\mathbf{S}}^H \hat{\mathbf{S}})^{-1} \hat{\mathbf{S}}^H$ bzw. $\hat{\mathbf{S}}^H (\hat{\mathbf{S}} \hat{\mathbf{S}}^H)^{-1}$ zu verwenden [68], wodurch allerdings der Restfehler zunimmt.

Der Algorithmus aus Gleichung (2.48) verhält sich stabil, sofern

$$|1 - \mu| < 1 \quad (2.50)$$

gilt. Setzt man die im Sinne schneller Konvergenz optimale Schrittweite $\mu_{\text{opt}} = 1$ in Gleichung (2.48), so folgt:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \hat{\mathbf{S}}^{-1}(n) e^{-j\omega_r n} \mathbf{e}(n). \quad (2.51)$$

Dieser Ausdruck entspricht dem in [27] erläuterten iterativen Least-Squares-Algorithmus bzw. dem Gauss-Newton-Algorithmus zur Lösung von Optimierungsproblemen. Theoretisch erreicht dieses Verfahren seine optimale Lösung in einem Iterationsschritt [68]. Da der beschriebene Algorithmus allerdings nur eine eingeschränkte Robustheit aufweist [27], muss in der praktischen Anwendung die Schrittweite μ deutlich kleiner gewählt werden als μ_{opt} . Aufgrund des Zusammenhangs zum Gauss-Newton-Algorithmus wird der in Gleichung (2.48) eingeführte Algorithmus im weiteren Verlauf dieser Arbeit als Newton/FxLMS-Algorithmus bezeichnet. Im Bereich der Rotordynamik wird das Verfahren als *Convergent Control*-Algorithmus zur Unterdrückung von Rotorschwingungen mit aktiven Magnetlagern eingesetzt [15, 95, 194, 217]. In [63, 150] wird mit dem *Higher Harmonic Control*-Algorithmus eine Variante des Algorithmus genutzt, um Rotorblattschwingungen bei Helikoptern zu reduzieren.

Der Vorteil des Newton/FxLMS-Algorithmus gegenüber dem konventionellen FxLMS-Algorithmus für die in dieser Arbeit behandelte Ansteuerung aktiver Motorlager wird durch Abbildung 2.9 verdeutlicht. Die Darstellung zeigt den im Fahrzeug gemessenen Verlauf des normierten Stellaufwandes $\mathbf{u}^T(n) \mathbf{u}(n) / (\mathbf{u}_{\text{opt}}^T \mathbf{u}_{\text{opt}})$ für Einschaltvorgänge bei zwei verschiedenen Motordrehzahlen. Während der Newton/FxLMS-Algorithmus in beiden Fällen das gleiche Konvergenzverhalten aufweist, zeigt der konventionelle FxLMS-Algorithmus bei niedrigen Drehzahlen eine deutlich geringere Konvergenzgeschwindigkeit. Allerdings steht den positiven Konvergenzeigenschaften des Newton/FxLMS-Algorithmus der höhere Rechenaufwand der Matrixinversion in Gleichung (2.48) gegenüber. Obwohl auf dem in dieser Arbeit genutzten Prototypensteuergerät der Newton/FxLMS-Algorithmus direkt

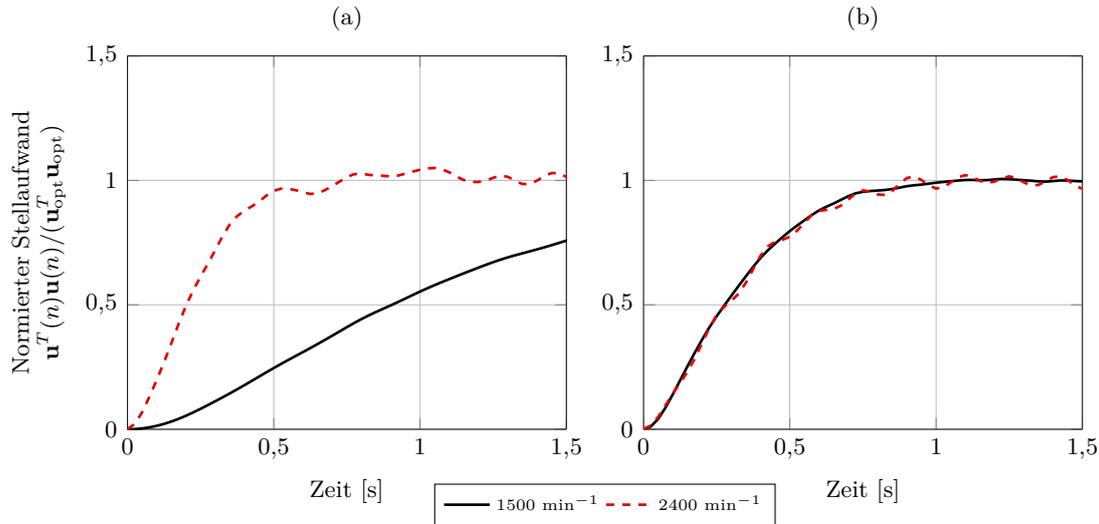


Abb. 2.9: Gemessener Verlauf des normierten Stellaufwands während Einschaltvorgängen bei verschiedenen Motordrehzahlen. (a) FxLMS; (b) Newton/FxLMS.

umgesetzt wird, sollen abschließend einige Möglichkeiten zur näherungsweise Implementierung des Algorithmus auf Seriensteuergeräten aufgezeigt werden:

- Sofern sich die Sekundärstrecken während des Betriebes nicht signifikant ändern, kann die Inverse $\hat{\mathbf{S}}^{-1}$ *a priori* bestimmt und in einer Tabelle hinterlegt werden [43]. Die Matrixeinträge werden dann abhängig von der aktuellen Motordrehzahl aufgerufen.
- Die Inversenberechnung kann durch die Einführung einer frequenzabhängigen, normierten Schrittweite $\tilde{\mu}(\omega_r)$ in der Adaptionvorschrift des konventionellen FxLMS-Algorithmus in Gleichung (2.48) approximiert werden. In [89] wird eine aktorindividuelle Normierung

$$\tilde{\mu}(\omega_r) = \mu_0 \begin{pmatrix} \frac{1}{\kappa + \sum_{m=1}^M \hat{A}_{s,m1}^2(\omega_r)} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \frac{1}{\kappa + \sum_{m=1}^M \hat{A}_{s,mk}^2(\omega_r)} \end{pmatrix}, \quad \text{für } k = 1, 2, \dots, K, \quad (2.52)$$

vorgeschlagen, worin μ_0 einer globalen, frequenzunabhängigen Schrittweite und κ einem Sicherheitsfaktor zur Limitierung der maximalen Schrittweite entsprechen. Eine alternative Schrittweitenormierung wird in [17] eingeführt. In diesem Fall setzt sich die Schrittweite

$$\tilde{\mu}(\omega_r) = \mu_0 \mu_{\text{opt}}(\omega_r) \quad (2.53)$$

aus der konstanten Schrittweite μ_0 und der frequenzabhängigen Schrittweite $\mu_{\text{opt}}(\omega_r)$ zusammen. Letztere wird anhand von $\mu_{\text{opt}}(\omega_r) = 1/\lambda_{\text{max}}(\omega_r)$ mit dem jeweils größten Eigenwert von $\hat{\mathbf{S}}^H(\omega_r)\mathbf{S}(\omega_r)$ festgelegt. Diese Methode setzt allerdings voraus, dass die Sekundärstrecken keinen signifikanten Veränderungen unterliegen.

- Sofern $\hat{\mathbf{S}}$ bzw. \mathbf{S} diagonaldominant sind, können die schwach ausgeprägten Querkopplungen in der Sekundärstreckenschätzung vernachlässigt werden. Die Inversenberechnung des resultierenden dezentralen Algorithmus vereinfacht sich in diesem Fall zu:

$$\hat{\mathbf{S}}^{-1}(\omega_r) = \begin{pmatrix} \overline{\hat{S}}_{11}(\omega_r)/\hat{A}_{s,11}^2(\omega_r) & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \overline{\hat{S}}_{MK}(\omega_r)/\hat{A}_{s,MK}^2(\omega_r) \end{pmatrix}. \quad (2.54)$$

Setzt man die vereinfachte Inversenberechnung aus Gleichung (2.54) in Gleichung (2.48) ein, so erhält man die Vorschrift zur Adaption der Einträge des komplexen Filtergewichtsvektors für den dezentralen Newton/FxLMS-Algorithmus:

$$w_i(n+1) = w_i(n) - (\mu/\hat{A}_{s,ii}^2(\omega_r))\overline{\hat{S}}_{ii}(\omega_r)e^{-j\omega_r n}e_i(n), \quad \text{für } i = 1, \dots, K. \quad (2.55)$$

In Gleichung (2.55) wurde die gleiche Anzahl von Aktoren und Sensoren ($M = K$) vorausgesetzt. Die entstandene Normierung der Schrittweite mit dem Quadrat der Sekundärstreckenamplitude wird in [92] als Alternative zur Normierung mit der geschätzten Leistung des Referenzsignals vorgeschlagen. Der dezentrale Newton/FxLMS-Algorithmus wird in Kapitel 6 bezüglich der Auswirkung der vernachlässigten Querkopplungen auf die Stabilität analysiert.

- Die Matrixinversion des Newton/FxLMS-Algorithmus kann umgangen werden, in dem der gesamte rechte Term aus Gleichung (2.48) als Vektor

$$\hat{\mathbf{e}}(n) = \hat{\mathbf{S}}^{-1}(n)e^{-j\omega_r n}\mathbf{e}(n) \quad (2.56)$$

iterativ in einem unterlagerten Adaptionalgorithmus mit L -fach höherem Rechentakt bestimmt wird. Mit $n = Ll$ folgt die Adaptionvorschrift:

$$\hat{\mathbf{e}}(n, l+1) = \hat{\mathbf{e}}(n, l) + \mu_{\text{iter}}\hat{\mathbf{S}}^H(n) \left(\mathbf{e}(n)e^{-j\omega_r n} - \hat{\mathbf{S}}(n)\hat{\mathbf{e}}(n, l) \right), \quad \text{mit } l = 1, 2, \dots, L. \quad (2.57)$$

Für den Anfangswert $\hat{\mathbf{e}}(n,1)$ kann in diesem Fall entweder Null oder *a priori* Wissen, wie z.B. $\mathbf{e}(n-1)$ oder $\hat{\mathbf{e}}(n-1, L)$, verwendet werden. Das Konvergenzverhalten der Iteration in Gleichung (2.57) ist wiederum von den Eigenwerten von $\hat{\mathbf{S}}^H\hat{\mathbf{S}}$ abhängig, so dass ein ausreichend hoher Rechentakt des unterlagerten Adaptionalgorithmus gewählt werden muss. Die Wahl der Schrittweite μ_{iter} ist durch

$$0 < \mu_{\text{iter}} < \frac{2}{\lambda_{\max}} \quad (2.58)$$

festgelegt. Hierin ist λ_{\max} der größte Eigenwert von $\hat{\mathbf{S}}^H\hat{\mathbf{S}}$, der zur Vereinfachung durch die konservative Abschätzung $\text{Spur}(\hat{\mathbf{S}}^H\hat{\mathbf{S}})$ ersetzt werden kann.

3 Versuchsumgebung zur experimentellen Analyse

Einen Schwerpunkt der vorliegenden Arbeit stellen experimentelle Untersuchungen dar. Hierbei handelt es sich einerseits um Analysen auf Bauteilebene, die zu einem besseren Verständnis des Übertragungsverhaltens aktiver Lager beitragen sollen. Darüber hinaus werden Methoden für adaptive und kennfeldbasierte Steuerungen entwickelt, deren Wirksamkeit im Gesamtfahrzeug nachgewiesen wird. Das nachfolgende Kapitel beschreibt die hierfür eingesetzten und entwickelten Forschungswerkzeuge. Hierzu zählen die aktive Motorlagerung, das Versuchsfahrzeug und die verwendeten Prüfstände. Neben ihrem jeweiligen Aufbau und der Funktionsweise werden für den weiteren Verlauf dieser Arbeit grundlegende Begriffe erläutert.

3.1 Aktives Motorlager

Das für die experimentellen Untersuchungen genutzte aktive Motorlager ist Teil des in [160] beschriebenen Seriensystems. Ein schematisches Schnittbild zeigt Abbildung 3.1. Der Aufbau des Lagers entspricht weitestgehend dem eines konventionellen hydraulischen Motorlagers. Die Tragfeder übernimmt die statischen Lasten und umschließt gleichzeitig die mit Fluid gefüllte Arbeitskammer. Aufgrund ihrer hohen statischen und dynamischen Festigkeit und den niedrigen Dämpfungseigenschaften werden vulkanisierte Mischungen aus Naturkautschuk, Schwefel, Füllstoffen, wie z.B. Ruß, und Weichmachern als Tragfederwerkstoffe verwendet [73, 154]. Bei dynamischer Belastung der Tragfeder baut sich ein Druck in der Arbeitskammer auf, der Flüssigkeitsvolumen durch den ringförmigen Kanal in die Ausgleichskammer verschiebt. Gleichzeitig werden die blähe-

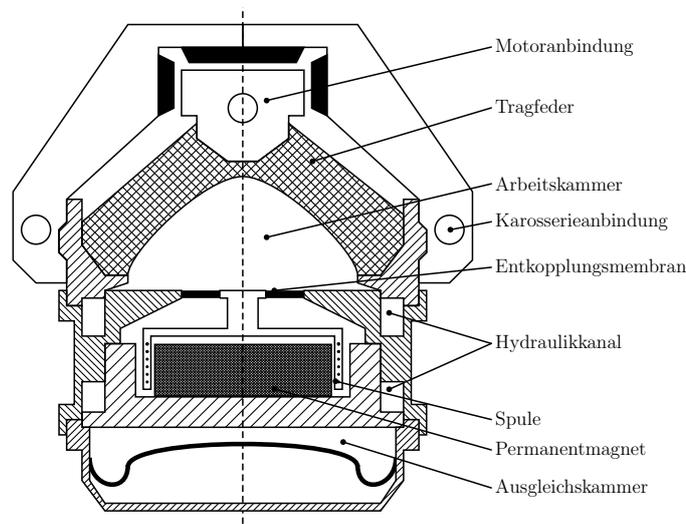


Abb. 3.1: Schnittbild eines aktiven Motorlagers.

Tragfeder und Entkopplungsmembran nach außen verformt [73]. Die blähelastischen Lagerkomponenten und die Flüssigkeitsmasse im Kanal bilden ein schwingungsfähiges System, dessen Resonanzfrequenz gewöhnlich auf den Bereich der Eigenfrequenzen des Aggregat-/Lagerungssystems abgestimmt wird. Durch die entstehende Tilgerwirkung lassen sich fahrbahnerregte Schwingungen des Motor-Getriebe-Verbandes im Frequenzbereich unterhalb von 20 Hz wirksam reduzieren. Im überkritischen Bereich ist der Kanal dagegen hydraulisch geschlossen. Hier werden die dynamischen Eigenschaften des Lagers durch die Elastomertragfeder, deren Blähsteifigkeit sowie das zwischen Arbeits- und Ausgleichskammer liegende Düsen-Membran-System bestimmt. Weitere detaillierte Erläuterungen konventioneller Hydrolager sind beispielsweise in [20, 40, 73, 87, 154, 215, 216] zu finden.

Bei dem eingesetzten aktiven Motorlager wird die zwischen Arbeits- und Ausgleichskammer liegende Entkopplungsmembran mit einem Aktor angesteuert. Somit lässt sich der Druck des Fluides in der Arbeitskammer aktiv beeinflussen. Die erzeugte Gegenkraft kann im Frequenzbereich oberhalb der Kanalresonanz zur Reduktion motorerregter Schwingungen eingesetzt werden. Im vorliegenden Fall arbeitet der Aktor nach dem elektrodynamischen Prinzip. Der festsitzende Permanentmagnet erzeugt ein magnetisches Feld in dem sich eine stromdurchflossene, bewegliche Spule befindet. Die auf die Spule wirkende Lorentzkraft ist proportional zur Flussdichte des magnetischen Feldes, der Leiterlänge der Spule und der Stärke des in ihr fließenden Stromes. Am Lagerfußpunkt wird die karosserie seitige Beschleunigung in vertikaler Richtung mit einem kapazitiven Beschleunigungssensor erfasst. Das gemessene Signal dient als Fehlergröße für die im Folgenden eingesetzten adaptiven Steuerungsalgorithmen.

3.2 Versuchsfahrzeug

Die experimentelle Umsetzung der entwickelten Algorithmen wird an verschiedenen Serienmodellen der Baureihe Audi S7 durchgeführt. Das fünftürige, allradgetriebene Sportcoupé wird von einem längseingebauten 4,0-Liter-V8-TFSI-Ottomotor (Max. Leistung: 331 kW bei 5800–6400 min^{-1} , Max. Drehmoment: 550 N m bei 1400–5700 min^{-1} [4]) angetrieben. Die Positionierung der aktiven Motorlagerung in einem Modell derselben Fahrzeugplattform ist in Abbildung 3.2 dargestellt. Der Verband aus Verbrennungsmotor und dem siebenstufigen Doppelkupplungsgetriebe ist mit einer Dreipunktlagerung im Fahrzeug positioniert. Im vorderen Teil kommen zwei der beschriebenen aktiven Motorlager zum Einsatz, die sich nur in der Abstimmungsfrequenz der Kanalresonanz unterscheiden. Am Getriebeende wird der Motor-Getriebe-Verband mit einem hydraulischen Getriebe lager gelagert. Zur Reduktion des Kraftstoffverbrauches und Verringerung des CO_2 -Ausstoßes arbeitet der Verbrennungsmotor mit einer Zylinderabschaltung. Diese Technologie und ihre schwingungstechnischen Auswirkungen werden im nächsten Abschnitt erläutert. Den Abschluss dieses Kapitels bilden die Beschreibung der Echtzeitumgebung, die zur prototypischen Implementierung der entwickelten Algorithmen verwendet wird, sowie die Erläuterung der Sekundärstreckenidentifikation im Gesamtfahrzeug.



Abb. 3.2: Anordnung der Aggregatelagerung.¹

3.2.1 Zylinderabschaltung

Bei der Zylinderabschaltung wird im Teillastbereich die Hälfte der Zylinder abgeschaltet, um eine Lastpunktverschiebung in den verbleibenden aktiven Zylindern zu erreichen. In diesem Halbmotorbetrieb lässt sich somit der effektive spezifische Kraftstoffverbrauch reduzieren. Darüber hinaus wird die Ladungswechselarbeit durch die drosselfreie Laststeuerung im Vergleich zum Drosselklappenbetrieb weiter abgesenkt [39]. Bei dem vorliegenden V8-Motor werden pro Bank entsprechend der Zündfolge jeweils zwei Zylinder deaktiviert (Zylinder zwei, drei, fünf und acht). Dazu müssen nicht nur die Kraftstoffzufuhr ausgesetzt, sondern auch die Ein- und Auslassventile der entsprechenden Zylinder verschlossen werden. Die Komprimierung und Expansion der in den Zylindern befindlichen heißen Abgase verhindert ein Auskühlen während der laufenden Zylinderabschaltung [81]. Bei dem eingesetzten Aggregat wird die Ventilbetätigung über verschiebbare Nockenstücke mit Nullnocken realisiert. Die Zylinderabschaltung wird ab dem dritten Gang im Teillastbereich innerhalb des Drehzahlbandes von $1200 - 3600 \text{ min}^{-1}$ aktiv.

Am Verbrennungsmotor treten aufgrund der periodischen Gas- und Massenwirkungen Reaktionskräfte und -momente auf, die über die Lagerungspunkte in die Karosserie eingeleitet werden. Diese periodischen Anregungen zerlegt man üblicherweise in ihre harmonischen Komponenten und erhält die jeweiligen Anteile der halben, ersten, zweiten, usw. Motorordnung. Bei Viertaktmotoren mit gleichen Zündintervallen entspricht die dominierende Motorordnung der halben Zylinderzahl [114]. Durch die vorübergehende Abschaltung der Hälfte der Zylinder kommt es zu einer Veränderung des Anregungsspektrums. Während die Massenkräfte und -momente bei abgeschalteten Zylindern unverändert bleiben, ändert sich die dominierende Motorordnung des freien Moments um die Kurbelwellenachse infolge der Gaskraftanregung. Dieser Zusammenhang wird anhand der in Abbildung 3.3 dargestellten Spektrogramme der am linken Lagerfußpunkt während eines Drehzahlhochlaufs gemessenen vertikalen Beschleunigung verdeutlicht. Durch die Zylinderabschaltung wird die Zahl der Zündungen pro Kurbelwellenumdrehung halbiert und damit dominiert die zweite

¹Die Abbildung wird mit freundlicher Genehmigung der Audi AG abgedruckt.

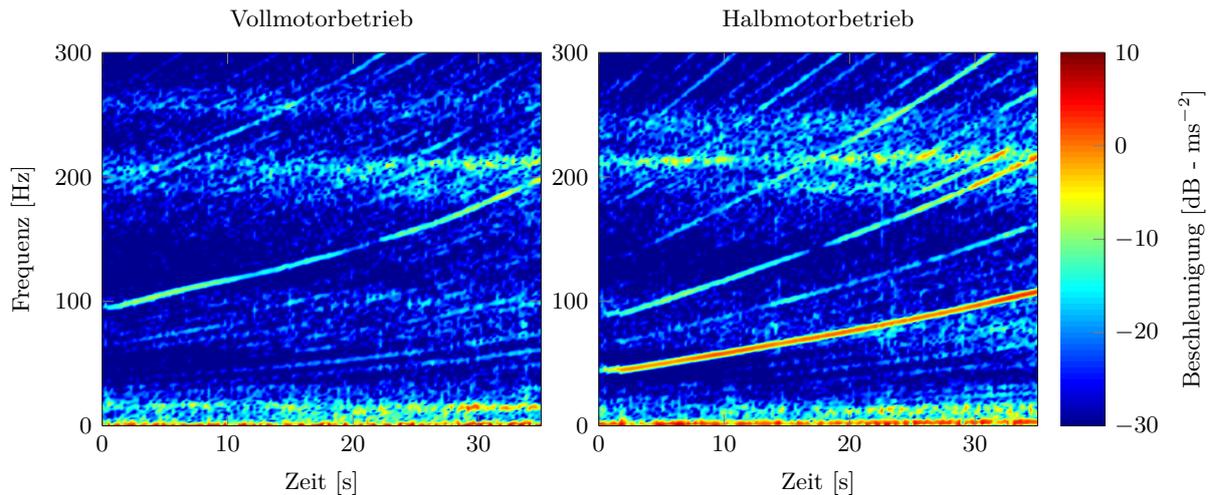


Abb. 3.3: Spektrogramme der vertikalen Beschleunigung am linken Lagerfußpunkt im Voll- bzw. Halbmotorbetrieb während eines Drehzahlhochlaufes im fünften Gang.

Motorordnung. Des Weiteren ist insgesamt eine Zunahme der Anregungsamplitude zu beobachten. Diese ist mit der Verschiebung der dominierenden Motorordnung in niedrigere Frequenzbereiche und dem gestiegenen Gasdruck in den verbleibenden, aktiven Zylindern zu begründen.

Verbrennungsmotoren mit Zylinderabschaltung stellen aus schwingungstechnischer Sicht eine besondere Herausforderung an die Aggregatelagerung dar. Einerseits muss die Lagerung sehr steif sein, um die hohen Lasten des im Vollmotorbetrieb zur Verfügung stehenden Drehmoments abzustützen und große Wege zu unterbinden. Andererseits sollen durch die Zylinderabschaltung keine Einbußen in der Gesamtfahrzeugakustik entstehen, woraus die Forderung nach einer möglichst geringen Lagersteifigkeit resultiert. Mit aktiven Lagern lassen sich gezielt Motorordnungen kompensieren und somit auf das geänderte Anregungsspektrum reagieren. In der vorliegenden Arbeit wird die aktive Lagerung lediglich während des Halbmotorbetriebes angesteuert. Neben der dominierenden zweiten Motorordnung wird zusätzlich die deutlich schwächer ausgeprägte vierte Motorordnung kompensiert.

3.2.2 Signalverarbeitung und Echtzeitumgebung

Die Simulation und Entwicklung der vorgestellten Algorithmen werden mit dem Softwarepaket *MATLAB/Simulink* durchgeführt. Aus den erstellten Modellen wird mit der *Simulink Coder Toolbox* C-Code generiert, der anschließend in den prozessorgeigneten Maschinencode kompiliert wird. Die implementierten Algorithmen arbeiten alle mit einem Rechentakt von 4 kHz.

Die hardwareseitige Umsetzung im Fahrzeug erfolgt mit dem in Abbildung 3.4 dargestellten Aufbau. Die Auswahl und Anordnung der Komponenten entspricht dem prinzipiellen Schema der digitalen Signalverarbeitung bei aktiven Systemen, wie es beispielsweise in [64, 157] beschrieben wird. Als Echtzeitsystem wird eine *dSPACE MicroAutoBox 1401/1501* verwendet. Diese *Rapid-Prototyping*-Einheit verfügt neben einem leistungsstarken Prozessor auch über die notwendigen Schnittstellen zur A/D- bzw. D/A-Wandlung der Ein- und Ausgangssignale. Darüber hinaus können zusätzliche Informationen aus dem Fahrzeugbus, wie beispielsweise das aktuelle Motormoment, über eine

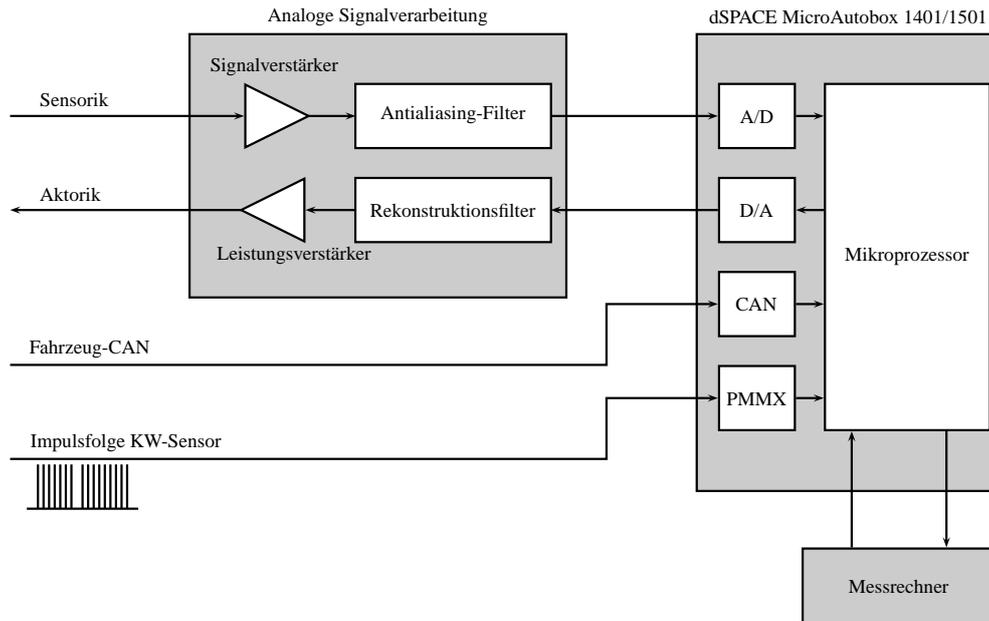


Abb. 3.4: Schematische Darstellung der Signalverarbeitungskomponenten und Echtzeitumgebung.

CAN-Schnittstelle ausgelesen werden. Die Implementierung der Algorithmen erfolgt mit einem Messrechner, der über eine Schnittstelle mit der *MicroAutoBox* verbunden ist. Weiterhin lassen sich über diese Schnittstelle aktuelle Messwerte aufzeichnen und Parameter der Algorithmen online beeinflussen.

Die analoge Signalverarbeitung wird in einer separaten Hardwareinheit durchgeführt. Die Signale der Beschleunigungssensoren an den karosserie seitigen Lagerfußpunkten werden zunächst verstärkt und mit Antialiasing-Filtern gefiltert. Bei den Antialiasing-Filtern handelt es sich um analoge Tiefpassfilter, mit denen eine Bandbegrenzung der gemessenen Sensorsignale erzielt wird. Durch Herausfiltern der Frequenzanteile, die oberhalb der halben Abtastrate liegen, wird verhindert, dass der im digitalen Signalprozessor implementierte Algorithmus auf diese hochfrequenten Signalanteile reagiert [112]. Die treppenförmigen, digitalen Stellgrößen werden mit weiteren analogen Tiefpassfiltern, den so genannten Rekonstruktionsfiltern, geglättet und zur Ansteuerung der Aktorik verstärkt. Die Eckfrequenz der analogen Antialiasing- bzw. Rekonstruktionsfilter liegt jeweils bei 500 Hz.

Die Güte der in dieser Arbeit entwickelten kennfeldbasierten und adaptiven Steuerungen hängt maßgeblich von einer genauen Erfassung der Kurbelwellendrehzahl bzw. des Kurbelwellendrehwinkels ab. Hierfür liefert der ohnehin im Fahrzeug vorhandene Kurbelwellensensor der elektronischen Motorsteuerung das Rohsignal. Der induktive Sensor besteht aus einem Permanentmagneten, der hinter einem Weicheisenkern mit einer Spule angeordnet ist. Durch die Bewegung eines fest mit der Kurbelwelle verbundenen, leitfähigen Zahnrades vor dem Sensor ändert sich der magnetische Fluss im Weicheisenkern und eine Spannung wird in der Spule induziert [124]. Entsprechend der 60 minus 2 Zähne des Zahnrades liefert der Sensor eine Impulsfolge mit jeweils einer längeren Unterbrechung pro Kurbelwellenumdrehung. Daraus werden die aktuelle Motordrehzahl und der Kurbelwellenwinkel mit der *Extended Period Measurement* (PMMX)-Funktion der *MicroAutoBox* [25] ausgewertet.

3.2.3 Sekundärstreckenidentifikation

Die Sekundärstrecke vom Aktoransteuersignal zum gemessenen Sensorsignal umfasst die in Abschnitt 3.2.2 beschriebenen Hardwarekomponenten zur digitalen und analogen Signalverarbeitung, die Beschleunigungssensoren sowie die aktive Motorlagerung. Das Versuchsfahrzeug besitzt zwei aktive Motorlager mit jeweils einem karosserieeitigen Beschleunigungssensor. Demnach liegt ein Mehrgrößensystem mit zwei Sekundärstrecken zur Beschreibung der Hauptübertragungspfade und zwei Sekundärstrecken zur Beschreibung der Querkopplungen vor. Für die Anwendung des Newton/-FxLMS-Algorithmus ist eine Schätzung dieser Übertragungsstrecken notwendig. Im Folgenden wird eine kurzgefasste Darstellung der experimentellen Identifikation der Sekundärstrecken gegeben.

Die Sekundärstrecken werden entsprechend Abschnitt 2.3 als komplexes Frequenzgangmodell hinterlegt, um den rechnerischen Aufwand bei der Filterung des Referenzsignals zu reduzieren. Zur Identifikation der Frequenzgangwerte wird ein Sinussignal verwendet, dessen Frequenz in Schritten von 5 Hz im Bereich von 30–250 Hz stufenweise erhöht wird. Ein Sekundärstreckenmodell umfasst demnach 45 komplexe Werte. An jedem Frequenzpunkt wird der in Abschnitt 2.2 beschriebene adaptive Kerbfilter genutzt, um zwei Filtergewichte zu adaptieren. Aus diesen lassen sich Real- und Imaginärteil bzw. Amplitude und Phasenwinkel der Sekundärstrecke am aktuellen Frequenzpunkt bestimmen.

Das Ergebnis einer solchen experimentellen Identifikation ist in Abbildung 3.5 dargestellt. Anhand der Amplitudengänge ist deutlich zu erkennen, dass die Hauptübertragungsstrecken \hat{S}_{11} und \hat{S}_{22} in weiten Teilen des betrachteten Frequenzbereiches stärker ausgeprägt sind, als die entsprechenden Querkopplungen \hat{S}_{12} und \hat{S}_{21} . Lediglich unterhalb von 30 Hz und im Bereich der Resonanzfrequenz des Motorlageraktors bei etwa 200 Hz liegen teilweise ähnlich stark ausgeprägte Haupt- und Querkopplungen vor.

3.3 Prüfstände

Ein Fokus der vorliegenden Arbeit liegt auf der experimentellen und analytischen Charakterisierung des Übertragungsverhaltens aktiver Motorlager. Zur Ermittlung der standardisierten statischen und dynamischen Kenngrößen hydraulischer Motorlager wird eine Hydropulsprüfmaschine verwendet. Darüber hinaus kommt ein neu entwickelter Prüfstand zum Einsatz, der die Vermessung des aktiven Übertragungsverhaltens aktiver Motorlager bis in hohe Frequenzbereich ermöglicht. Im Folgenden werden die Prüfstände näher erläutert.

3.3.1 Hydropulsprüfmaschine

Die in [156] einheitlich festgelegten Vergleichsgrößen zur Bewertung der Dämpfung und der Federrate von Gummi-Metalteilen werden standardmäßig auf Hydropulsanlagen gemessen [73]. Im Rahmen dieser Arbeit wird zur Ermittlung der statischen und dynamischen Steifigkeit des aktiven Motorlagers die in Abbildung 3.6 (a) schematisch dargestellte Schenck Hydropuls® MHF 25

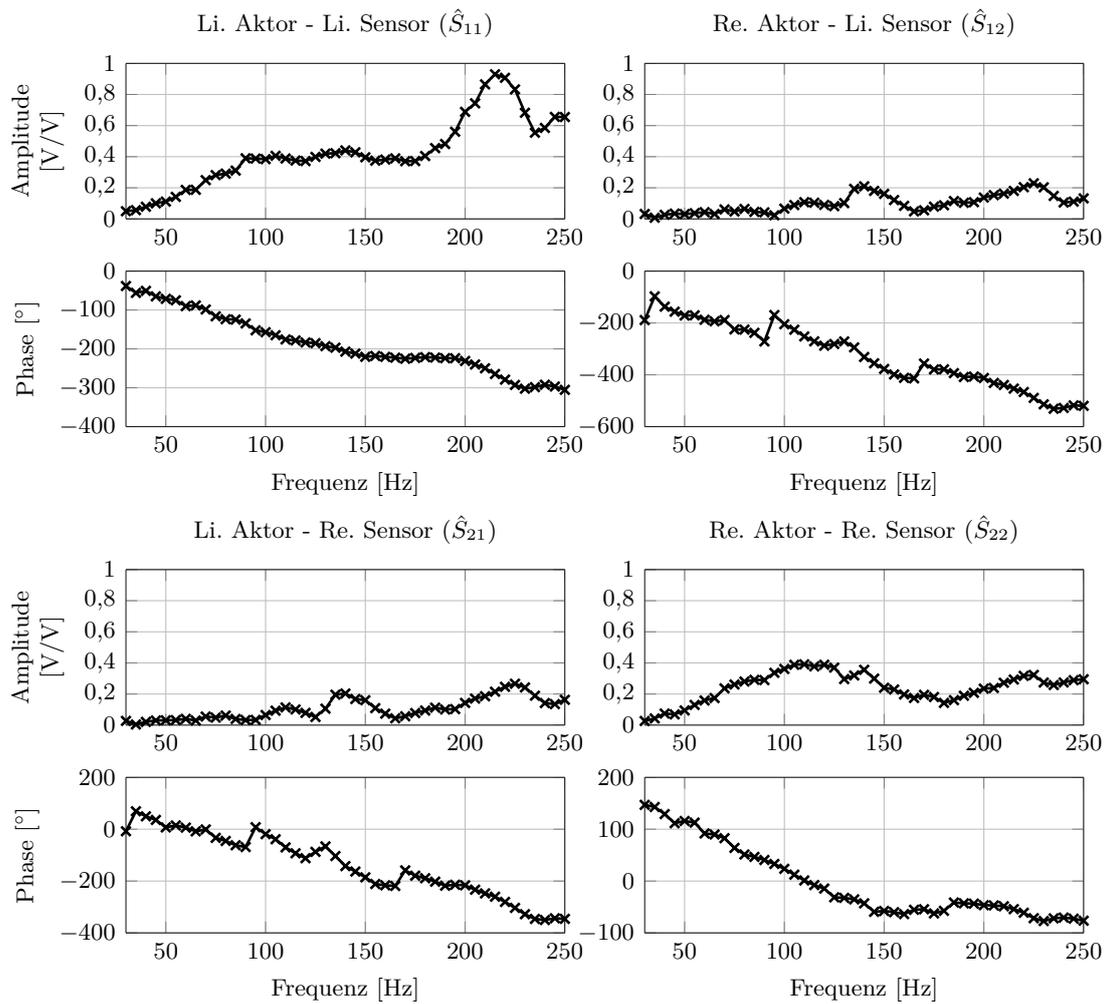


Abb. 3.5: Im Gesamtfahrzeug experimentell identifizierte Sekundärstrecken.

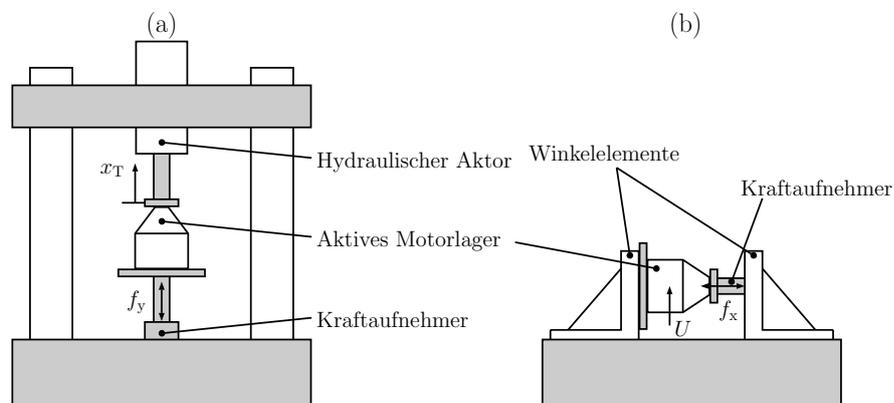


Abb. 3.6: Prüfstände zur Vermessung des aktiven Motorlagers. (a) Hydropulsprüfmaschine; (b) Prüfstand zur Ermittlung des aktiven Übertragungsverhaltens.

verwendet. Die Prüfmaschine besteht aus einem steifen Rahmen, der auf einem massiven Fundament gelagert ist. Das aktive Motorlager wird zwischen einem Kraftaufnehmer an seiner Unterseite und einem hydraulischen Aktor an der Oberseite eingespannt. Mit dem geregelten Aktor können dem Lager statische und dynamische Wege bzw. Kräfte aufgeprägt werden. Alle durchgeführten Bauteilmessungen erfolgen translatorisch in z-Richtung des Lagers. Aufgrund strukturbedingter Resonanzen ist die maximale Prüffrequenz auf 150 Hz beschränkt. Zur Bewertung des Einflusses der Bauteiltemperatur wird eine das Motorlager umschließende Klimakammer verwendet.

Die statische Steifigkeit beschreibt die Steilheit der Kraft-Weg-Kurve bei vernachlässigbarer Verformungsgeschwindigkeit [216]. Zur Vermessung der statischen Kennlinie wird dem aktiven Motorlager bei einer Prüfgeschwindigkeit von 10 mm/min ein Weg aufgeprägt bis eine maximale bzw. minimale Reaktionskraft von 10 kN bzw. -10 kN erreicht ist. Die gemessene Kraft-Weg-Kurve besitzt eine nichtlineare Charakteristik mit einem linearen Abschnitt im Bereich des Ursprungs und einem progressiv, ansteigenden Verlauf im Bereich größerer Verfahrswege (siehe z.B. Abbildung 5.12).

Zur Charakterisierung des dynamischen Übertragungsverhaltens von Elastomerlagern haben sich die dynamische Steifigkeit und der Verlustwinkel etabliert. Hierbei handelt es sich um die Amplitude und den Phasenwinkel der Übertragungsfunktion, die sich aus der dynamischen Weganregung an der Lageroberseite und der Kraftmessung an der Lagerunterseite ergibt. Bei der dynamischen Messung wird das Motorlager zunächst mit einer dem anteiligen Gewicht des Motor-Getriebe-Verbandes äquivalenten statischen Kraft belastet. Im Anschluss wird das Lager an definierten Frequenzstützstellen mit einer konstanten Amplitude angeregt. Aus der Fouriertransformation von Anregungssignal und gemessener Reaktionskraft, lässt sich das dynamische Übertragungsverhalten bestimmen. Aufgrund des nichtlinearen, amplitudenabhängigen Übertragungsverhaltens hydraulischer Motorlager werden in der Regel mehrere Messungen bei verschiedenen Anregungsamplituden durchgeführt. Da sich die Untersuchungen dieser Arbeit auf den Bereich kleiner Amplituden beschränken, wird das Lager lediglich mit 0,1 mm dynamischer Amplitude vermessen.

3.3.2 Prüfstand zur Vermessung des aktiven Übertragungsverhaltens

Im Gegensatz zu konventionellen, hydraulischen Motorlagern besitzen aktive Motorlager einen weiteren charakteristischen Übertragungspfad. Das Übertragungsverhalten zwischen der Aktoransteuerung und der Reaktionskraft des Motorlagers ist ein wesentlicher Bestandteil der in Abschnitt 3.2.3 identifizierten Sekundärstrecken. Aufgrund der strukturellen Einschränkungen der Hydropulsprüfmaschine aus Abschnitt 3.3.1 wurde in [152] der in Abbildung 3.6 (b) gezeigte Prüfstand entwickelt. Das aktive Motorlager wird mit einer definierten Vorlast zwischen zwei Winkelementen eingespannt. Zur Vermessung des aktiven Übertragungsverhaltens wird der lagerinterne Aktor mit einer Sinusfunktion mit konstanter Spannungsamplitude an definierten Frequenzstützstellen angesteuert. Die resultierende Reaktionskraft wird konstruktionsbedingt an der Oberseite des Motorlagers gemessen. Aus der Fouriertransformation der Ein- und Ausgangssignale erhält man das aktive Übertragungsverhalten des Motorlagers. Aufgrund seiner massiven Bauweise ermöglicht der Prüfstand eine Erweiterung des strukturresonanzfreien Messbereiches bis 400 Hz. Eine detaillierte Beschreibung der Prüfstandskomponenten ist in [152] zu finden.

4 Verknüpfung adaptiver und kennfeldbasierter Steuerungen

Aus dem Stand der Technik geht hervor, dass adaptive und kennfeldbasierte Steuerungen bisher weitestgehend getrennt zur Ansteuerung aktiver Lager angewendet worden sind. In diesem Kapitel werden Methoden entwickelt, um beide Steuerungsverfahren miteinander zu verknüpfen und ihre jeweiligen Vorteile zu nutzen. Adaptive Steuerungen ermöglichen eine zuverlässige Schwingungsreduktion, indem sie sich an Änderungen der Anregung und der Primärstrecke anpassen. Demgegenüber steht das schnelle Konvergenz- und Folgeverhalten kennfeldbasierter Steuerungen. Zunächst wird der Zusammenhang zwischen den Filtergewichten des Newton/FxLMS-Algorithmus und der verbrennungsmotorischen Anregung erläutert. Darauf aufbauend werden im Anschluss Ansätze zur Integration adaptiver Kennfelder in adaptive Steuerungen diskutiert. Unter Ausnutzung zusätzlicher Motorinformationen lässt sich eine Verbesserung des Konvergenz- und Folgeverhaltens bei gleichzeitig moderater Adaptionsschrittweite μ erzielen. Die Wirksamkeit der entwickelten Methoden wird im Versuchsfahrzeug bei Einschaltvorgängen und schnellen Drehzahlhochläufen nachgewiesen. Weiterhin eignen sich adaptive Steuerungen zur Bedatung kennfeldbasierter Steuerungen. Abschließend wird ein entsprechendes Verfahren zur experimentellen Identifikation von Kennfelddaten vorgestellt. Die identifizierten Kennfelder dienen als Grundlage für den in Kapitel 7 durchgeführten Vergleich einer sensorlosen Kennfeldsteuerung mit dem konventionellen Newton/FxLMS-Algorithmus. Teile des vorliegenden Kapitels sind bereits in [65, 67] veröffentlicht.

4.1 Zusammenhang zwischen Filtergewichten und verbrennungsmotorischer Anregung

Die Grundlage für die in diesem Kapitel entwickelten Methoden bildet der in Abbildung 4.1 dargestellte Zusammenhang zwischen der verbrennungsmotorischen Anregung und den Gewichten des adaptiven Filters. Vereinfachend werden hier nur die Übertragungsverhältnisse an einem aktiven Lager bei einer zu kompensierenden Motorordnung dargestellt.

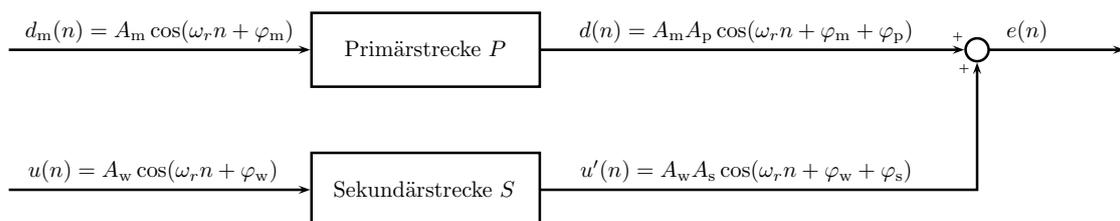


Abb. 4.1: Zusammenhang zwischen der verbrennungsmotorischen Anregung und den Gewichten des adaptiven Filters.

Die auf die Kurbelwellenachse bezogene Anregung der zu kompensierenden Ordnung r mit der Frequenz ω_r lässt sich als harmonische Schwingung

$$d_m(n) = A_m \cos(\omega_r n + \varphi_m) \quad (4.1)$$

ausdrücken. Unter Berücksichtigung der Primärstrecke erhält man die karosserie-seitig gemessene motorinduzierte Störung zu:

$$d(n) = A_m A_p \cos(\omega_r n + \varphi_m + \varphi_p). \quad (4.2)$$

Die Primärstrecke beinhaltet die geometrischen Verhältnisse der Motorlageranordnung in Bezug auf die Kurbelwellenachse, das passive Übertragungsverhalten des Lagers und das Übertragungsverhalten des Beschleunigungssensors. Der adaptive Algorithmus erzeugt ein Stellsignal

$$u(n) = A_w \cos(\omega_r n + \varphi_w), \quad (4.3)$$

dessen Amplitude A_w und Phasenwinkel φ_w in direktem Zusammenhang zu den Filtergewichten stehen. Die auf den Ort der Schwingungsauslöschung tatsächlich wirkende Stellgröße ergibt sich unter Berücksichtigung der Sekundärstrecke zu:

$$u'(n) = A_w A_s \cos(\omega_r n + \varphi_w + \varphi_s). \quad (4.4)$$

Durch die Überlagerung der harmonischen Signale aus Gleichung (4.2) und (4.4) wird der Fehler $e(n)$ bei der betrachteten Frequenz ω_r minimiert. Entsprechend erhält man für die Amplitude und den Phasenwinkel des Stellsignals:

$$A_w = -\frac{A_m A_p}{A_s}, \quad (4.5)$$

$$\varphi_w = \varphi_m + \varphi_p - \varphi_s. \quad (4.6)$$

Die Amplitude A_w und der Phasenwinkel φ_w stehen in direktem Zusammenhang zur Amplitude A_m und dem Phasenwinkel φ_m der kurbelwellenbezogenen, motorischen Störung $d_m(n)$. An einem Betriebspunkt mit fester Motordrehzahl und Motorlast lassen sich die Amplitude A_m und der Phasenwinkel φ_m der zu kompensierenden Ordnung r als näherungsweise konstant betrachten. Weiterhin wird vorausgesetzt, dass das Übertragungsverhalten von Primär- und Sekundärstrecke zwar frequenzabhängig, allerdings an einem festen Betriebspunkt konstant ist. Die Gültigkeit dieser Aussage wird in Kapitel 5 bei der analytischen und experimentellen Charakterisierung des Lagerübertragungsverhaltens unter verschiedenen Umgebungseinflüssen überprüft. Aus den Gleichungen (4.5) und (4.6) folgt somit unmittelbar für das Stellsignal $u(n)$, dass dessen Amplitude A_w und Phasenwinkel φ_w nach Abschluss des Konvergenzvorgangs konstante Werte annehmen. Diese Werte sind reproduzierbar, sofern das komplexe Referenzsignal $x(n)$ der adaptiven Steuerung einen festen Phasenbezug zur Störung d_m besitzt. Anstelle das komplexe Referenzsignal

$$x(n) = e^{j\omega_r n} \quad (4.7)$$

aus der numerischen Integration von ω_r zu bestimmen, wird daher das Produkt aus der Motorordnung r und dem Kurbelwellenwinkel φ_{KW} als Exponent verwendet. Bei der Auswertung der Impulsfolge des Kurbelwellensensors werden zusätzlich die Impulslücke des oberen Totpunktes und die Nockenwellenstellung berücksichtigt. Die aktuelle Position der Kurbelwelle lässt sich somit in Bezug auf den Verbrennungsprozess bzw. die Störung d_m eindeutig bestimmen.

Die vorangegangene Betrachtung wird mit den auf einem Fahrzeugrollenprüfstand gemessenen Verläufen in Abbildung 4.2 veranschaulicht. Die Darstellung zeigt das Einschalten der aktiven Lagerung bei Fahrt im fünften Gang mit einem konstanten Motormoment von 200 Nm und einer Motordrehzahl von 1500 min^{-1} . Die Schrittweite μ des adaptiven Filters wurde bewusst niedrig gewählt, um mögliche Störeinflüsse und kurzfristige Schwankungen der Filtergewichte zu unterdrücken. Erwartungsgemäß konvergieren Real- und Imaginärteil des komplexen Filtergewichtes zu konstanten Werten. Für die Anwendung im Fahrzeug folgt, dass es ausreichend ist, für sämtliche Betriebspunkte jeweils die Amplitude und den Phasenwinkel des Stellsignals zu ermitteln. Unter Verzicht auf die Fehlersensorik an den Lagerfußpunkten und einen Adaptionalgorithmus können diese Werte dann in einer kennfeldbasierten Steuerung genutzt werden. Ein entsprechender Ansatz wird in Abschnitt 4.3 am Ende dieses Kapitels verfolgt. Allerdings bleiben bei einer kennfeldbasierten Steuerung Veränderungen und Streuungen des Anregungsspektrums sowie der Primär- und Sekundärstrecke unberücksichtigt. Vor diesem Hintergrund werden im nachfolgenden Abschnitt Methoden zur Integration adaptiver Kennfelder in adaptive Steuerungen entwickelt.

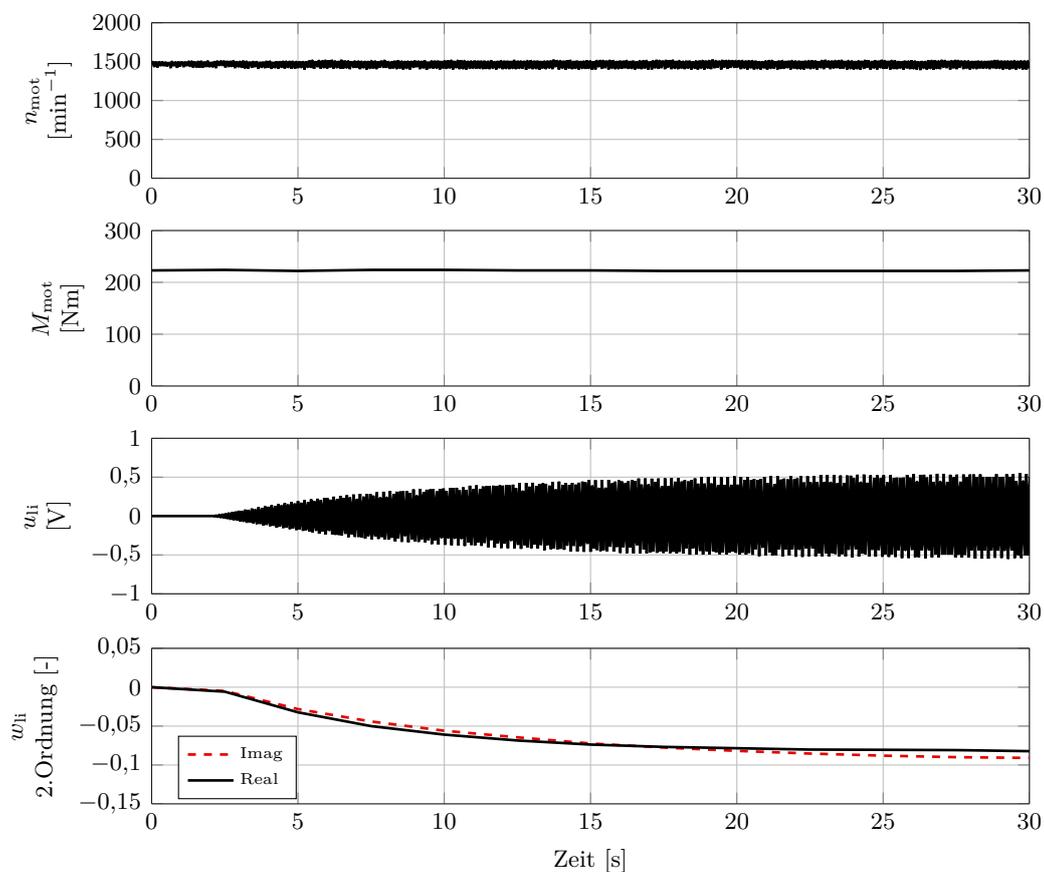


Abb. 4.2: Gemessener Verlauf von Real- und Imaginärteil des komplexen Filtergewichtes zur Kompensation der zweiten Motorordnung bei konstanter Motordrehzahl und Motorlast.

4.2 Integration adaptiver Kennfelder in adaptive Steuerungen

Der Grundgedanke der in diesem Abschnitt vorgestellten Methoden besteht in der Erweiterung der adaptiven Steuerung um adaptive Kennfelder. In diesen werden bereits adaptierte Filtergewichte angelernt, um das Konvergenz- und Folgeverhalten der adaptiven Steuerung zu verbessern. Zunächst werden zwei Strukturen zur Verknüpfung adaptiver Steuerungen mit adaptiven Kennfeldern aufgezeigt. Im Anschluss erfolgt eine Einführung in Rasterkennfelder und Verfahren für deren Adaption. Abschließend wird auf Maßnahmen zur Verbesserung der Güte der adaptierten Kennfelder im Fahrbetrieb sowie auf die geeignete Wahl der Schrittweiten eingegangen. Die Wirksamkeit der entwickelten Methoden wird in einem Simulationsbeispiel und Fahrzeugversuchen nachgewiesen. In diesem Abschnitt wird lediglich die Kompensation der zweiten Motorordnung betrachtet. Allerdings sind die vorgestellten Methoden auch auf die Kompensation weiterer Motorordnungen übertragbar.

4.2.1 Steuerungsstrukturen

Zur anschaulichen und flexiblen Darstellung nichtlinearer statischer Zusammenhänge werden Kennfelder besonders für nichtlineare Steuerungen und Regelungen angewendet [84]. Aufbauend auf dem in Abschnitt 4.1 erläuterten Zusammenhang zwischen der verbrennungsmotorischen Anregung und den Gewichten des adaptiven Filters, wird die adaptive Steuerung um solche Kennfelder erweitert. Die unabhängigen Dimensionen der Kennfelder sind im vorliegenden Fall die Motordrehzahl n_{mot} und das Motormoment M_{mot} . Ein zusätzlicher Sensor zur Erfassung des Motormoments ist nicht notwendig, da dieses Signal in der Regel als geschätzte Größe auf dem Fahrzeugbussystem verfügbar ist. Die Kennfelder beinhalten die Real- und Imaginärteile des komplexen Filtergewichtsvektors $\mathbf{w}(n)$, der zur Kompensation der jeweiligen Motorordnung am aktuellen Motorbetriebspunkt erforderlich ist. Um eventuelle Veränderungen der Übertragungstrecken und der Motoranregung im Fahrzeugbetrieb zu kompensieren, werden die Kennfelder um ein Adaptionsverfahren erweitert. Des Weiteren wird dadurch eine fahrzeugindividuelle, optimale Kennfeldgüte gewährleistet und ein hoher Bedatungsaufwand bei einer großen Zahl von Fahrzeugderivaten und Motorisierungen vermieden.

Entsprechend der Kennfeld-Klassifikation aus [70] sind zwei Strukturen zur Einbindung der Kennfelder in die adaptive Steuerung denkbar. Abbildung 4.3 zeigt die Erweiterung um Parameterkennfelder. Die Real- und Imaginärteile des komplexen Filtergewichtsvektors $\mathbf{w}(n)$ des aktuellen Motorbetriebspunktes werden aus den Kennfeldern vor der Aktivierung der adaptiven Steuerung ausgelesen und dieser als Anfangsbedingung $\mathbf{w}(0)$ übergeben. Der Kennfeldzugriff erfolgt immer nur vor der Umschaltung vom Vollmotor- in den Halbmotorbetrieb. Voraussetzung für die laufende Kennfeldadaption während des Fahrzeugbetriebes ist das Vorhandensein eines Korrektur- oder Lernsignals [135]. Hierbei handelt es sich um den Ausgang der adaptiven Steuerung, also die Real- und Imaginärteile des aktuellen, komplexen Filtergewichtsvektors $\mathbf{w}(n)$. Die Adaption der Parameterkennfelder beschränkt sich auf den Halbmotorbetrieb, in dem die adaptive Steuerung aktiv ist. Der Kennfeldzugriff und die Kennfeldadaption erfolgen daher niemals gleichzeitig. Durch die Übergabe einer geeigneten Anfangsbedingung an den adaptiven Filter, verspricht die in Abbildung 4.3

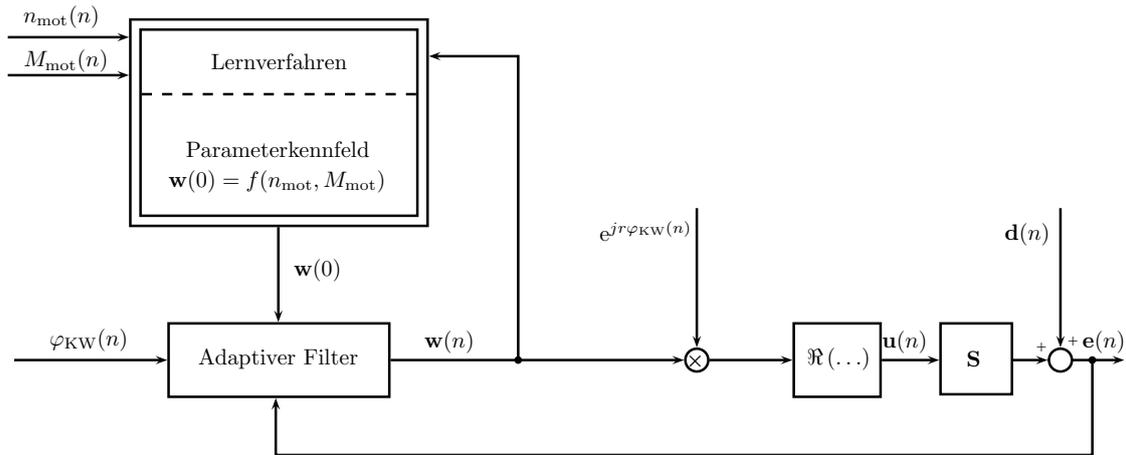


Abb. 4.3: Adaptive Steuerung mit adaptivem Parameterkennfeld.

gezeigte Struktur eine Verkürzung der Konvergenzzeit an Umschaltpunkten. Darüber hinaus haben die Parameterkennfelder keinen Einfluss auf die adaptive Steuerung.

Eine alternative Struktur zur Erweiterung der adaptiven Steuerung um Kennfelder ist in Abbildung 4.4 dargestellt. In diesem Fall werden die Kennfelder als Parallel- bzw. Vorsteuerkennfelder genutzt. Die Struktur ist mit der Methode aus [178] vergleichbar. Allerdings sind die dort verwendeten Kennfelder nicht adaptiv. Während des Halbmotorbetriebes wird dem komplexen Filtergewichtsvektor $\mathbf{w}_F(n)$ des adaptiven Filters ein kennfeldbasierter komplexer Vektor $\mathbf{w}_{\text{KF}}(n)$ überlagert. Der resultierende komplexe Vektor $\mathbf{w}(n)$ wird mit dem komplexen Referenzsignal multipliziert, um das Stellsignal zu generieren. Die Real- und Imaginärteile des komplexen Vektors $\mathbf{w}_{\text{KF}}(n)$ des aktuellen Motorbetriebspunktes werden laufend während des Halbmotorbetriebs aus den Kennfeldern ausgelesen. Als Korrekturgröße zur Kennfeldadaption dient der aus der Überlagerung von adaptiver Steuerung und Kennfeldvorsteuerung entstandene komplexe Vektor $\mathbf{w}(n)$. Der Kennfeldzugriff und die Kennfeldadaption erfolgen demnach gleichzeitig.

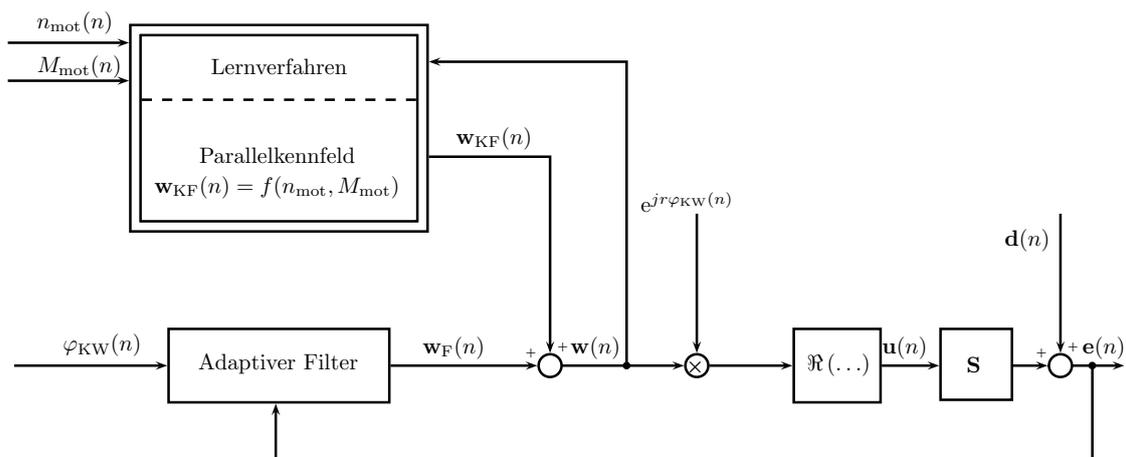


Abb. 4.4: Adaptive Steuerung mit adaptivem Parallelkennfeld.

Der parallele Einsatz von Kennfeldern zu einem klassischen Regler erfolgt prinzipiell aus zwei Gründen. Einerseits kann das Kennfeld als Vorsteuerung eingesetzt werden und der klassische Regler kompensiert lediglich Modellierungsfehler der Vorsteuerung. Andererseits kann auch der klassische Regler die eigentliche Regelung übernehmen und das Kennfeld unterstützt in Bereichen, in denen

die Regelung ohne Kennfeld keine ausreichende Güte aufweist [70]. Im vorliegenden Fall unterstützt die Kennfeldvorsteuerung den adaptiven Filter an Umschaltpunkten zwischen Voll- und Halbmotorbetrieb und verbessert dessen Konvergenzeigenschaften. Darüber hinaus ist durch die Überlagerung des Kennfeldausgangs mit dem Ausgang des adaptiven Filters auch eine Verbesserung des Folgeverhaltens, z.B. bei Drehzahlprüngen durch Gangwechsel oder schnelles Beschleunigen, zu erwarten. Während des stationären Betriebes kompensiert wiederum der adaptive Filter Modellierungsfehler der Vorsteuerung.

4.2.2 Rasterkennfelder und deren Online-Adaption

Kennfelder finden in der Automobilelektronik insbesondere im Motor- und Abgasmanagement eine breite Anwendung. In zahlreichen wissenschaftlichen Arbeiten sind verschiedenste Darstellungsformen für Kennfelder entwickelt worden. Hierzu zählen unter anderen künstliche neuronale Netze [135, 138], Assoziativkennfelder [174], *Delauway*-Netze [135, 199], parametrische Modelle [84] und Rasterkennfelder [135, 203]. Insbesondere Letztgenannte zählen zu den am weitesten verbreiteten Darstellungsformen von Kennfeldern. Die Gründe hierfür sind ihre anschauliche Darstellbarkeit nichtlinearer Zusammenhänge, ihre einfache Applizierbarkeit und der geringe Rechenaufwand beim Kennfeldzugriff [174]. Daher werden für die in Abschnitt 4.2.1 entwickelten Strukturen zweidimensionale Rasterkennfelder eingesetzt. In diesem Abschnitt werden die für das weitere Verständnis notwendigen Funktionen der Kennfeldinterpolation und -adaption erläutert. Darüber hinausgehende Informationen zu Rasterkennfeldern können den zuvor genannten Quellen entnommen werden.

Die zweidimensionalen Rasterkennfelder enthalten einen Satz von skalaren Datenpunkten. Diese approximieren das nichtlineare Verhalten der Real- und Imaginärteile des komplexen Filtergewichtsvektors des adaptiven Filters in Abhängigkeit der Eingangsgrößen Motordrehzahl n_{mot} und Motormoment M_{mot} . Die entsprechenden Dimensionen werden in K bzw. L Inkremente unterteilt. Für jedes aktive Motorlager und jede zu kompensierende Motorordnung sind zwei Rasterkennfelder vorzusehen. Der Kennfeldausgang am aktuellen Betriebspunkt wird durch ein lineares Flächeninterpolationsverfahren bestimmt [174]. Die Darstellung eines Teilgebietes eines Rasterkennfeldes in Abbildung 4.5 zeigt, dass zunächst die vier Stützstellen ermittelt werden, die den aktuellen Betriebspunkt umgeben. Der Kennfeldausgang w_{KF} wird durch die Summation der mit der jeweils gegenüberliegenden Teilfläche gewichteten Stützstellenwerte und anschließender Division mit der Zellengesamtfläche A bestimmt:

$$w_{\text{KF}} = \Theta_{k,l} \frac{A_{k+1,l+1}}{A} + \Theta_{k+1,l} \frac{A_{k,l+1}}{A} + \Theta_{k,l+1} \frac{A_{k+1,l}}{A} + \Theta_{k+1,l+1} \frac{A_{k,l}}{A}. \quad (4.8)$$

Die Kennfeldadaption während des Fahrzeugbetriebes wird mit dem Verfahren aus [135, 203] durchgeführt. Gleichung (4.8) wird zunächst in einem vereinheitlichten Basisfunktionenansatz formuliert:

$$w_{\text{KF}} = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \Theta_{k,l} \Phi_{k,l}(\mathbf{y}, \mathbf{c}). \quad (4.9)$$

Die Eingangsgrößen M_{mot} und n_{mot} des aktuellen Betriebspunktes werden im Vektor \mathbf{y} und die Positionen der Datenpunkte im Vektor \mathbf{c} zusammengefasst. Die Basisfunktionen $\Phi_{k,l}(\mathbf{y}, \mathbf{c})$ sind

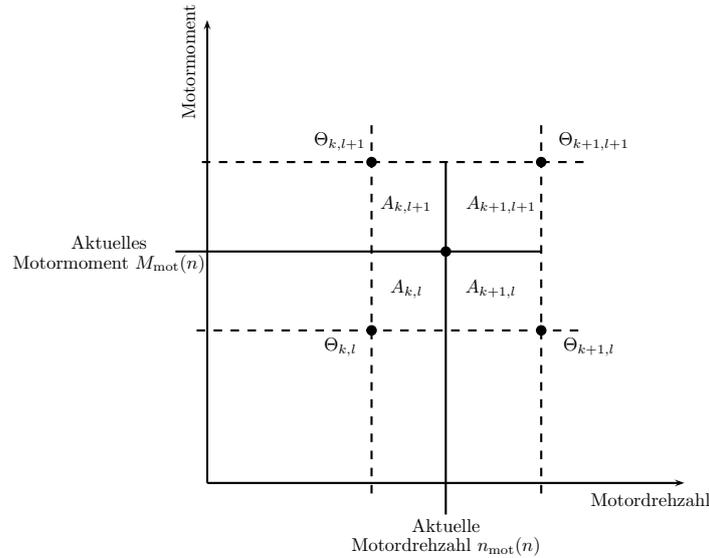


Abb. 4.5: Darstellung der zur Interpolation in zweidimensionalen Rasterkennfeldern benötigten Teilflächen [84].

jeweils den Kennfeldstützstellen zugeordnet. Laut Gleichung (4.8) sind beim Kennfeldzugriff immer nur vier Basisfunktionen ungleich von Null. Die zu adaptierenden Datenpunkte lassen sich in vektorieller Form zusammenfassen:

$$\mathbf{v} = [v_1, v_2, \dots, v_M]^T = [\Theta_{1,1}, \Theta_{1,2}, \dots, \Theta_{K,L}]^T. \quad (4.10)$$

Aufgrund ihres geringen Rechenaufwands, werden zur Online-Adaption von Kennfeldern derzeit fast ausschließlich Gradientenverfahren eingesetzt [71, 135, 203]. Besonders weit verbreitet ist hierfür der in Abschnitt 2.1 eingeführte normierte LMS-Algorithmus. Das entsprechende Adaptionsgesetz zur Aktualisierung der $M = K \cdot L$ Einträge des Datenpunktvektors in Gleichung (4.10) lautet:

$$v_i(n+1) = v_i(n) + \mu_{KF} e_{KF}(n) \frac{\Phi_i(\mathbf{y}(n), \mathbf{c})}{\sum_{j=1}^M \Phi_j^2(\mathbf{y}(n), \mathbf{c})} \quad \text{mit } i = 1, 2, \dots, M. \quad (4.11)$$

Die Abweichung zwischen dem Kennfeldausgang $w_{KF}(\mathbf{u}, \mathbf{c})$ und dem tatsächlichen Wert des Korrektursignals $w(n)$ wird durch den Fehler $e_{KF}(n)$ ausgedrückt. Φ_i entspricht der Gewichtsfunktion des i -ten Datenpunktes und μ_{KF} der Schrittweite des Adaptionalgorithmus. Diese ist nicht mit der Schrittweite μ der adaptiven Steuerung zur Schwingungskompensation zu verwechseln.

Abhängig von der gewählten Gitterstruktur des Kennfeldes entsteht ein Speicheraufwand von $K \cdot L$ Datenpunkten pro Kennfeld. Bezüglich des Rechenaufwandes der Kennfeldadaption ist anzumerken, dass in der Adaptionvorschrift (4.11) in jedem Adaptionsschritt nur die vier umliegenden Stützstellen adaptiert werden. Der aktuelle Motorbetriebspunkt ist die Eingangsgröße für alle implementierten Kennfelder. Daher ist die Berechnung der Basisfunktionen unabhängig von der Zahl der Kennfelder und wird für jeden Adaptionsschritt immer nur einmal durchgeführt. Des Weiteren muss die Kennfeldadaption nicht zwangsläufig mit dem gleichen Rechenakt erfolgen wie die Adaption der Filtergewichte zur Schwingungskompensation. Fahrzeugversuche haben ergeben, dass sich

auch bei einem um den Faktor zehn bis zwanzig reduzierten Rechenakt eine ausreichende Güte der adaptierten Kennfelder in vertretbarer Fahrzeit einstellt.

4.2.3 Maßnahmen zur Verbesserung der Kennfeldadaption

Die Eingangsgrößen Motormoment und Motordrehzahl sowie der Filtergewichtsvektor unterliegen gewissen Veränderungen. Entsprechend der in [174] vorgenommenen Klassifizierung werden in diesem Abschnitt die auf die genutzten Signale einwirkenden Veränderungen bezüglich ihrer Wirksamkeitsdauer eingeteilt. Darauf aufbauend erfolgt die Ableitung geeigneter Gegenmaßnahmen, um die Adaption auf die tatsächlich im Kennfeld darzustellenden Veränderungen zu beschränken.

Kurzzeitige Veränderungen von Motormoment, Motordrehzahl und Filtergewichtsvektor entstehen durch folgende Ursachen:

- Eine Änderung des Motorbetriebspunktes durch einen Beschleunigungsvorgang oder einen Gangwechsel, resultiert in Veränderungen des Motormoments, der Motordrehzahl und des Filtergewichtsvektors. Da es sich um instationäre Fahrmanöver handelt, kann der Filtergewichtsvektor vom stationären Wert des entsprechenden Motorbetriebspunktes abweichen. Eine Kennfeldadaption wird in diesem Fall zu einer Verschlechterung der Kennfeldgüte führen.
- Prozessbedingte Schwankungen können in stationären Zuständen zu Veränderungen einzelner Signale führen. Während das auf dem Fahrzeugbussystem verfügbare Momentensignal und der Filtergewichtsvektor im eingeschwungenen Zustand näherungsweise stationär sind, besitzt die Motordrehzahl aufgrund der Drehungleichförmigkeit des Verbrennungsmotors eine oszillierende Charakteristik. Ohne entsprechende Gegenmaßnahmen, würde der Interpolationspunkt im Kennfeld trotz stationärem Motorverhalten kontinuierlich wechseln.
- Äußere Einflüsse, wie z.B. Fahrbahnanregungen, überlagern das Fehlersensorsignal und somit auch den Filtergewichtsvektor. Diese Schwankungen lassen sich durch kleinere Schrittweiten μ des Kompensationsalgorithmus minimieren, worunter allerdings das Konvergenz- und Folgeverhalten leidet. Bei der Kennfeldadaption führen Veränderungen im Korrektursignal bei stationären Eingangssignalen zu Schwankungen des Kennfeldes an einer Stützstelle.

Mittelfristige Einflüsse, wie z.B. Veränderungen der Temperatur oder des Luftdruckes, auf das Verhalten des Verbrennungsmotors und somit auf die zu adaptierenden Kennfelder, konnten im Rahmen dieser Arbeit nicht untersucht werden. Die Veränderung der relevanten Übertragungspfade unter verschiedenen Umgebungseinflüssen wird in Kapitel 5 lediglich vor dem Hintergrund der Robustheit des adaptiven Kompensationsalgorithmus untersucht. Die systematische Bewertung dieser Einflüsse auf die genutzten Kennfelder und deren Berücksichtigung durch geeignete Korrekturparameter und -kennfelder könnten Gegenstand weiterer Forschungen sein.

Dauerhafte Veränderungen des Prozessverhaltens entstehen beispielsweise durch den Verschleiß einzelner Komponenten. Diese Veränderungen sind langfristig wirksam und sollen daher im Kennfeld detailliert abgebildet werden [174]. Nur so werden die positiven Eigenschaften der entwickelten

Algorithmen über der gesamten Fahrzeugnutzungsdauer gewährleistet. Demnach ist das Ziel der nachfolgend eingeführten Maßnahmen langfristige von kurzfristigen Veränderungen der Kennfeld-daten zu trennen.

Zur Reduktion der prozessbedingten Oszillationen des Motordrehzahlsignals hat sich eine Tiefpass-filterung erster Ordnung als zweckmäßig erwiesen. Eine explizite Vorfilterung des Filtergewichts-vektors ist dagegen nicht notwendig. Wie die nähere Betrachtung in Abschnitt 4.2.4 zeigen wird, kann eine implizite Rauschunterdrückung durch die geeignete Wahl der Schrittweite μ_{KF} erfolgen.

Die Kennfelder werden ausschließlich in stationären Betriebspunkten adaptiert. Somit erfolgt eine Kennfeldadaption erst bei einem vollständig adaptiertem Filtergewichtsvektor. Für den Kennfeld-zugriff müssen ohnehin die vier den aktuellen Betriebspunkt umgebenden Stützstellen bestimmt werden [174]. Eine Stationärphase liegt vor, wenn eine Mindestzahl von Kennfeldzugriffen im sel-ben Teilbereich des Kennfeldes stattgefunden hat. Sobald der Wechsel in einen anderen Bereich des Kennfeldes erfolgt, gilt die Stationärphase als beendet. Entgegen dem in [174] beschriebenen Verfahren, wird die Stationärphasenerkennung nicht auf angrenzende Teilfelder erweitert. Schnelle Motorhochläufe, in denen sich der aktuelle Betriebspunkt jeweils nur zum nächsten benachbarten Teilfeld bewegt, werden demnach nicht als Stationärphasen erkannt. Der Arbeitspunkt kann al-lerdings während einer Stationärphase zwischen den Grenzen zweier benachbarter Kennfeldzellen wechseln. Die Randbereiche der Kennfeldzellen besitzen daher Toleranzgrenzen, innerhalb derer sich der aktuelle Arbeitspunkt bewegen darf, ohne eine Stationärphase zu beenden.

Bei der Online-Adaption von Kennfeldern kann nicht beeinflusst werden, wie oft und welche Stütz-stellen adaptiert werden. Dadurch ist eine stark unterschiedliche Adaptionshäufigkeit zwischen verschiedenen Stützstellen möglich [135]. Dies ist insbesondere dann kritisch, wenn der aktuelle Betriebspunkt von einem adaptierten Teilgebiet in ein benachbartes, nicht-adaptiertes Teilgebiet wechselt. In diesem Fall wird die Güte der bereits adaptierten, gemeinsamen Datenpunkte beider Teilfelder durch die Adaption der hinzukommenden Datenpunkte reduziert. Diese als *Hebeleffekt* [70] bezeichnete stärkere Korrektur naheliegender Stützstellen lässt sich mit einem Adaptionenzähler [135] vermeiden. Der Adaptionenzähler überwacht die Adaptionshäufigkeit der Kennfelddatenpunk-te. Zusätzlich wird die Forderung eingeführt, dass die Adaptionshäufigkeit der vier Datenpunkte eines Teilfeldes immer gleich sein muss. Sofern diese Bedingung nicht erfüllt ist, werden zunächst nur die Datenpunkte mit der geringeren Adaptionshäufigkeit adaptiert, bis die Adaptionshäufig-keit aller Teilfelddatenpunkte wieder gleich ist. Erst dann erfolgt die gleichzeitige Adaption aller Datenpunkte des Teilfeldes. Beim Übergang von einem adaptierten Kennfeldbereich in einen nicht-adaptierten Bereich wird die Güte der bereits adaptierten Datenpunkte somit nicht reduziert. Der zusätzliche Speicherbedarf beträgt $K \cdot L$ Datenpunkte, da jeder Kennfeldstützstelle ein Adaption-szähler zugeordnet wird. Dieser Wert ist für die vorliegende Anwendung unabhängig von der Zahl der implementierten Kennfelder, da jedes Kennfeld immer am selben Betriebspunkt adaptiert wird.

4.2.4 Wahl der Schrittweiten

Durch die Erweiterung des adaptiven Filters zur Schwingungskompensation um adaptive Kennfelder ist neben der Schrittweite μ des Kompensationsalgorithmus, die Schrittweite μ_{KF} der Kennfeldadaption festzulegen. Im folgenden Abschnitt werden einige Hinweise zur geeigneten Wahl der Schrittweiten zusammengefasst. Des Weiteren werden Unterschiede zwischen der Implementierung der Kennfelder als Parameter- bzw. Parallelkennfeld aufgezeigt.

Schwankungen des Filtergewichtsvektors infolge äußerer Störeinflüsse werden durch eine niedrige Schrittweite μ des Kompensationsalgorithmus unterdrückt. Während die stabileren Eingangswerte die Kennfeldadaption positiv beeinflussen, wird das Konvergenz- und Folgeverhalten der aktiven Schwingungskompensation verschlechtert. Mit der Erweiterung um Parameter- bzw. Parallelkennfelder können das Konvergenzverhalten bzw. darüber hinaus auch das Folgeverhalten verbessert werden. Allerdings sind dafür adaptierte Kennfelder notwendig. Dies ist problematisch, wenn Wechsel in Kennfeldbereiche auftreten, die noch nicht ausreichend angelernt worden sind. Die Schrittweite μ des Kompensationsalgorithmus muss demnach so gewählt werden, dass das Konvergenz- und Folgeverhalten auch bei unvollständiger Kennfeldadaption ausreicht.

Die Schwankungen des Filtergewichtsvektors können aufgrund der geforderten Konvergenz- und Folgeigenschaften des Kompensationsalgorithmus nicht durch die Wahl der Schrittweite μ reduziert werden. Demnach muss eine Unterdrückung äußerer Störeinflüsse auf dem Korrektursignal durch die Wahl der Schrittweite μ_{KF} der Kennfeldadaption erfolgen. In [135] werden Werte im Bereich $0,001 < \mu_{KF} < 0,01$ für eine ausreichende Rauschunterdrückung empfohlen. Im vorliegenden Anwendungsfall wirken sich Schrittweiten $\mu_{KF} < 0,0005$ günstig auf die Qualität der Korrektursignale aus. Trotz der resultierenden langsameren Anpassung der Kennfelder können im Fahrversuch in Abschnitt 4.2.6 ausreichend adaptierte Kennfelder nach vertretbarer Fahrzeit erzielt werden.

Bei der Erweiterung des adaptiven Filters um Parameterkennfelder bilden die Kennfeldadaption und die Schwingungskompensation keinen geschlossenen Kreis. Die Wahl der Schrittweiten μ und μ_{KF} kann daher unabhängig voneinander erfolgen. Dagegen entsteht bei der Erweiterung mit Parallelkennfeldern durch die Überlagerung des Kennfeldausgangs mit dem Filterausgang ein geschlossener Kreis aus Kennfeldadaption und Schwingungskompensation. In diesem Fall können die Schrittweiten μ und μ_{KF} nicht unabhängig voneinander festgelegt werden. Dies wird anhand eines einfachen Simulationsbeispiels verdeutlicht, bei dem ein adaptiver Filter mit Parallelkennfeld zur Kompensation einer monofrequenten Störung in einem Eingrößensystem eingesetzt wird. Abbildung 4.6 zeigt die entsprechenden Zeitverläufe von Real- und Imaginärteil des komplexen Filtergewichts $w_F(n)$, Real- und Imaginärteil des Kennfeldausgangs $w_{KF}(n)$, die resultierende Stellgröße $u(n)$ und das Fehlersignal $e(n)$ für drei verschiedene Kombinationen der Schrittweiten μ und μ_{KF} . In allen Fällen erfolgt zunächst die Adaption des komplexen Filtergewichts $w_F(n)$ bis die vollständige Kompensation der Störgröße erreicht ist. Nach dem abgeschlossenen Konvergenzvorgang wird die Kennfeldadaption aktiviert. Durch die Überlagerung des Kennfeldausgangs $w_{KF}(n)$ mit dem Filtergewicht $w_F(n)$ des adaptiven Filters konvergieren die Einträge des Kennfeldes $w_{KF}(n)$ zu den Werten des komplexen Filtergewichts $w_F(n)$. Da nun das Parallelkennfeld die Kompensationsaufgabe übernimmt, konvergiert das Filtergewicht $w_F(n)$ des adaptiven Filters zu Null.

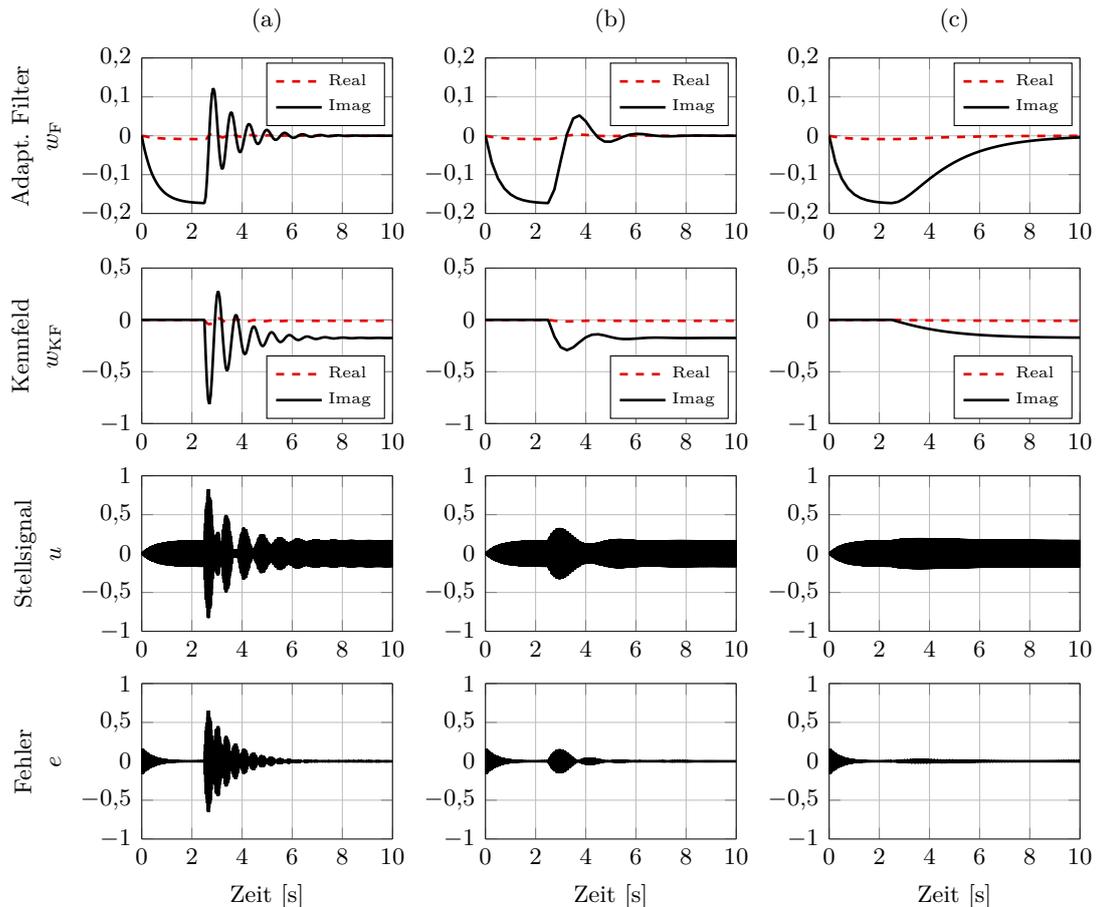


Abb. 4.6: Einschaltverhalten des adaptiven Filters mit Parallelkennfeld bei der Kompensation einer stationären, monofrequenten Störung in einem Eingrößensystem. (a) $\mu = 0,001$; $\mu_{KF} = 0,01$; (b) $\mu = 0,001$; $\mu_{KF} = 0,001$; (c) $\mu = 0,001$; $\mu_{KF} = 0,0001$.

In Abbildung 4.6 (a) ist die Schrittweite μ_{KF} zehnmal so groß wie die Schrittweite μ . Nach dem Einschalten der Kennfeldadaptation ist in allen Signalverläufen ein ausgeprägtes Schwingverhalten zu erkennen. Da die Kennfeldadaptation schneller ausgeführt wird als die Adaption der Filtergewichte, kann der adaptive Filter den durch das Parallelkennfeld hervorgerufenen Änderungen nicht folgen. Der wechselseitige Schwingvorgang zwischen den Filtergewichten und dem Kennfeldausgang überlagert sich auf die Stell- und Fehlersignale. Abbildung 4.6 (b) zeigt die Zeitverläufe für den Fall $\mu_{KF} = \mu$. Der Einschwingvorgang der Filtergewichte bzw. des Kennfeldausgangs wird durch die Schrittweitenwahl gedämpft. Allerdings ist im Stell- und Fehlersignal weiterhin eine Überhöhung zu erkennen. Das Simulationsergebnis für die Schrittweiten $\mu = 10\mu_{KF}$ ist in Abbildung 4.6 (c) dargestellt. Durch die sehr kleine Schrittweite μ_{KF} läuft die Kennfeldadaptation im Vergleich zur Adaption der Filtergewichte deutlich langsamer ab. Dies führt zu einem stark gedämpften Verlauf der Filtergewichte bzw. des Kennfeldausgangs. Bei der Nutzung eines adaptiven Filters mit Parallelkennfeldern muss demnach die Schrittweite μ_{KF} der Kennfeldadaptation deutlich niedriger gewählt werden als die Schrittweite μ des adaptiven Filters. Diese Anforderung stellt allerdings keine Einschränkung dar. Eine niedrige Schrittweite μ_{KF} ist ohnehin für eine ausreichende Rauschunterdrückung der Korrektursignale erforderlich. Darüber hinaus ist die resultierende, langsamere Kennfeldadaptation vertretbar, da nur langfristige Änderungen im Kennfeld abgebildet werden sollen.

4.2.5 Simulation

In diesem Abschnitt werden die zuvor entwickelten Verfahren zur Erweiterung der adaptiven Filter mit adaptiven Rasterkennfeldern in einem Simulationsbeispiel erläutert. Dabei wird lediglich die Erweiterung um Parameterkennfelder betrachtet und an entsprechenden Stellen auf Unterschiede zur Implementierung von Parallelkennfeldern eingegangen.

Abbildung 4.7 zeigt das Simulationsergebnis bei dem an einem Eingrößensystem der adaptive Filter mit Parameterkennfeld zur ausschließlichen Kompensation der zweiten Motorordnung eingesetzt worden ist. Zunächst befindet sich der Motor in einem stationären Betriebszustand mit $M_{\text{mot}} = 150 \text{ Nm}$ und $n_{\text{mot}} = 1500 \text{ min}^{-1}$. Aufgrund der geringen Motorlast und Motordrehzahl wird die Hälfte der Zylinder nach etwa acht Sekunden abgeschaltet. Die resultierenden Motorvibrationen erfordern die Aktivierung der aktiven Motorlagerung. Die Adaption am aktuellen Betriebspunkt wird zum ersten Mal ausgeführt. Daher sind noch keine Informationen über die stationären Werte des komplexen Filtergewichts $w(n)$ im Parameterkennfeld hinterlegt. Die Adaption des Filtergewichts $w(n)$ und der Verlauf der Stellgröße $u(n)$ zeigen ein ausgeprägtes Konvergenzverhalten.

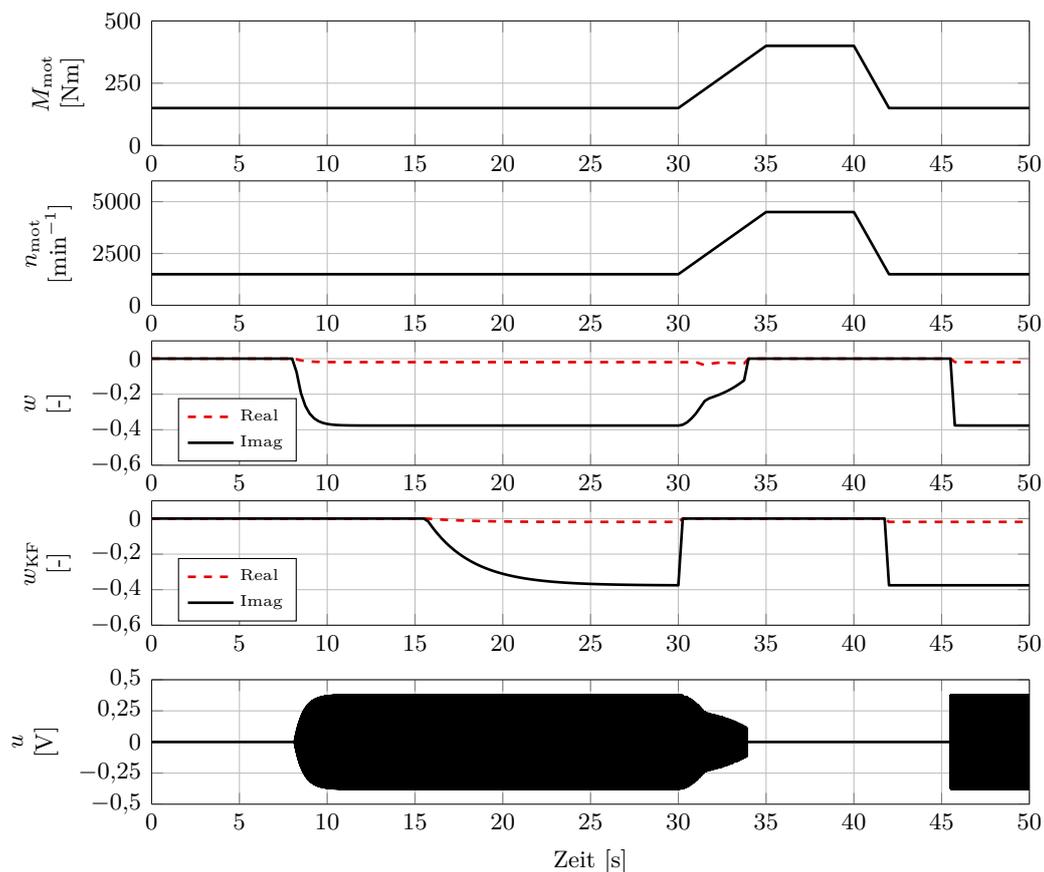


Abb. 4.7: Simulationsbeispiel des adaptiven Filters mit Parameterkennfeld.

Nachdem der Motor seinen stationären Betriebspunkt beibehält, erkennt die Stationärphasenerkennung aus Abschnitt 4.2.3 nach etwa sieben weiteren Sekunden eine Stationärphase. Während der Kennfeldadaption konvergiert der komplexe Kennfeldeintrag $w_{KF}(n)$ zum aktuellen Wert des komplexen Filtergewichts $w(n)$. Aufgrund der niedrigen Schrittweite μ_{KF} kann ein signifikantes

Konvergenzverhalten bei der Kennfeldadaption beobachtet werden. Im Gegensatz zu einer Implementierung der Kennfelder als Parallelkennfeld, behält bei der Anwendung von Parameterkennfeldern das komplexe Filtergewicht $w(n)$ auch bei abgeschlossener Kennfeldadaption seine stationären Werte bei. Dies liegt darin begründet, dass der Kennfeldausgang $w_{KF}(n)$ und das komplexe Filtergewicht $w(n)$ nicht überlagert werden, sondern die Kennfeldeinträge nur als Anfangsbedingung $w(0)$ dem adaptiven Filter übergeben werden.

Zum Zeitpunkt 33s verlässt das Aggregat den Halbmotorbetrieb, da ein Beschleunigungsvorgang eine höhere Motordrehzahl und ein höheres Motormoment erfordern. Aufgrund der geringeren Motorvibrationen, wird die aktive Motorlagerung deaktiviert. Die Kennfeldadaption wird bereits nach 30s beendet, wenn die Stationärphasenerkennung das Verlassen des aktuellen Kennfeldbereiches detektiert. Nach Abschluss des Beschleunigungsvorgangs, kehrt der Motor in seinen vorherigen Betriebspunkt zurück. Die Hälfte der Zylinder wird erneut deaktiviert. Da der Kennfeldbereich des aktuellen Betriebspunktes in diesem Fall bereits adaptiert worden ist, können dem adaptiven Filter vor dem Einschalten Anfangsbedingungen bereitgestellt werden. In den Verläufen des komplexen Filtergewichts $w(n)$ und der Stellgröße $u(n)$ ist nun kein ausgeprägtes Konvergenzverhalten zu beobachten. An dieser Stelle besteht ein weiterer Unterschied zwischen Parameter- und Parallelkennfeldern. Bei der Erweiterung um Parameterkennfelder nutzt der adaptive Filter die Kennfeldeinträge lediglich als Anfangsbedingung und das komplexe Filtergewicht $w(n)$ konvergiert weiterhin zu seinem ursprünglichen stationären Wert. Dagegen konvergiert bei der Implementierung mit Parallelkennfeldern das komplexe Filtergewicht zunächst zu einem neuen stationären Wert. Dieser gleicht lediglich den Unterschied zwischen dem Kennfeldausgang und dem optimalen Filtergewicht aus. Wird erneut eine Stationärphase erkannt, beginnt die Aktualisierung der entsprechenden Kennfeldeinträge und das komplexe Filtergewicht konvergiert zu Null (siehe auch Abbildung 4.6).

4.2.6 Fahrversuch

Um die Effektivität der entwickelten Methoden nachzuweisen, werden abschließend die Ergebnisse der Umsetzung im Fahrversuch dargestellt. Zunächst wird aufgezeigt, dass sich bereits nach kurzer Fahrtzeit eine ausreichende Adaption der Kennfelder einstellt. Im Anschluss werden das Konvergenzverhalten bei der Erweiterung um Parameterkennfelder und zusätzlich das Folgeverhalten bei Erweiterung um Parallelkennfelder dem Newton/FxLMS-Algorithmus gegenübergestellt.

Ergebnisse der Kennfeldadaption

In Abbildung 4.8 sind die online-adaptierten Kennfelder dargestellt, deren Einträge die Stellgrößen zur Kompensation der zweiten Motorordnung am linken und rechten Motorlager generieren. Die Ergebnisse wurden in einem 30-minütigen Fahrzyklus aus Stadtverkehr, Landstraße und Autobahn gewonnen. Für die praktische Implementierung wird eine Kennfeldstruktur mit Inkrementen von 50 Nm im Bereich von 0–350 Nm und 200 min^{-1} im Bereich von 1200–3600 min^{-1} gewählt. Bei der Implementierung im Fahrzeug beinhalten die Kennfelder jeweils den Real- und Imaginärteil

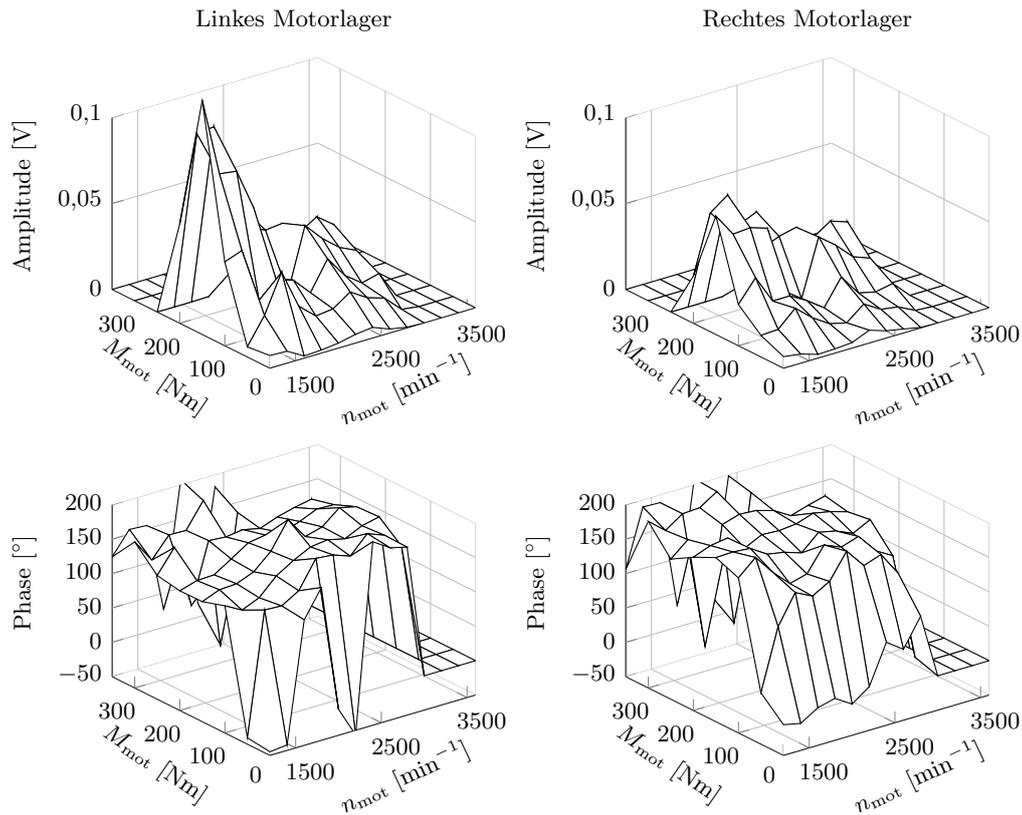


Abb. 4.8: Online-adaptierte Rasterkennfelder zur Kompensation der zweiten Motorordnung.

des komplexen Filtergewichtsvektors. An dieser Stelle werden zur besseren physikalischen Interpretierbarkeit die entsprechenden Amplituden und Phasenwinkel dargestellt. Erwartungsgemäß sind die größten Stellamplituden bei niedrigen Drehzahlen und hoher Motorlast zu erkennen, da die Motoranregung in diesem Bereich am höchsten ist. Die Amplituden nehmen mit abnehmendem Motormoment bzw. zunehmender Motordrehzahl ab. Die Phasenwinkel der Stellsignale steigen mit zunehmender Motordrehzahl an. Eine Erklärung hierfür ist, dass das Stellsignal die über der Frequenz abnehmende Phase der Sekundärstrecke ausgleichen muss.

Die Ergebnisse zeigen, dass eine ausreichende Füllung der Kennfelder bereits nach kurzer Fahrzeit erreicht wird. Daher sind im Gegensatz zu der in [178] präsentierten Methode keine vorherige Parametrisierung oder Fahrzeugvermessung notwendig. Der teilweise ungleichmäßige Verlauf der Kennfelder in Abbildung 4.8 kann dadurch erklärt werden, dass nicht alle Betriebspunkte gleichmäßig oft angefahren worden sind. Mit weiterer Fahrtzeit ist allerdings ein zunehmend glatter Kennfeldverlauf zu erwarten. Die Gestalt der Kennfelder ist unabhängig von der implementierten Struktur als Parameter- oder Parallelkennfeld.

Konvergenzverhalten

Die ursprüngliche Motivation zur Erweiterung des adaptiven Filters um Kennfelder bestand in der Verkürzung der Konvergenzzeiten an Umschaltpunkten zwischen Voll- und Halbmotorbetrieb. Bei der Erweiterung um Parameterkennfelder wird dies durch die Bereitstellung geeigneter Anfangs-

bedingungen erreicht. Der adaptive Filter mit Parallelkennfeld erzielt dagegen die Verkürzung der Konvergenzzeiten durch das überlagerte Stellsignal der schnellen Vorsteuerung. In diesem Abschnitt werden die mit den vorgestellten Methoden erzielten Konvergenzzeiten denen des konventionellen Newton/FxLMS-Algorithmus in Fahrversuchen gegenübergestellt. Dabei wird eine ausreichende, vorherige Kennfeldadaptation vorausgesetzt.

In Abbildung 4.9 ist der Zeitverlauf des linken Stellsignals für den Newton/FxLMS-Algorithmus mit verschiedenen Schrittweiten μ und für die Erweiterung um Parameter- bzw. Parallelkennfelder dargestellt. Der Umschaltvorgang zwischen Halb- und Vollmotorbetrieb wurde experimentell nachgestellt, indem zum Zeitpunkt 0,25 s der Algorithmus jeweils aktiviert wird. Für den Verlauf von Abbildung 4.9 (a) ist eine sehr niedrige Schrittweite $\mu = 0,0005$ gewählt worden. Erwartungsgemäß kann ein langsames Konvergenzverhalten der Stellgröße beobachtet werden. In Abbildung 4.9 (b) ist die Schrittweite um das Zehnfache auf $\mu = 0,005$ erhöht worden. Die Konvergenzzeit reduziert sich auf etwa 0,25 s. Dennoch haben Fahrversuche ergeben, dass diese Schwelle vom Fahrzeuginsassen weiterhin wahrnehmbar ist. Bei einer Erhöhung der Schrittweite auf $\mu = 0,01$ ergibt sich der Verlauf der Stellgröße in Abbildung 4.9 (c). Eine weitere Reduktion der Konvergenzzeit ist zu beobachten. Allerdings liegt die gewählte Schrittweite im Bereich der experimentell ermittelten Stabilitätsgrenze, wodurch die Robustheit des Algorithmus reduziert wird. Darüber hinaus weist der ungleichmäßige Signalverlauf auf zusätzliche harmonische Anteile hin. Diese lassen sich mit der in Abschnitt 2.3.1 erläuterten zunehmenden Passband-Sensitivität des FxLMS-Algorithmus erklären, die sich bei höheren Schrittweiten einstellt [185]. Die letzte Abbildung 4.9 (d) zeigt das Konvergenzverhalten des Stellsignals für den adaptiven Filter mit der Erweiterung um Parameter- bzw. Parallelkennfelder. Da sich das Konvergenzverhalten der Methoden prinzipiell nicht unterscheidet, werden an dieser Stelle beide gemeinsam betrachtet. Durch die im Parameterkennfeld hinterlegten Anfangsbedingungen bzw. die Vorsteuerung des Parallelkennfeldes ist nahezu kein ausgeprägtes Konvergenzverhalten zu beobachten. Die Schrittweite des adaptiven Filters wurde in diesem Fall

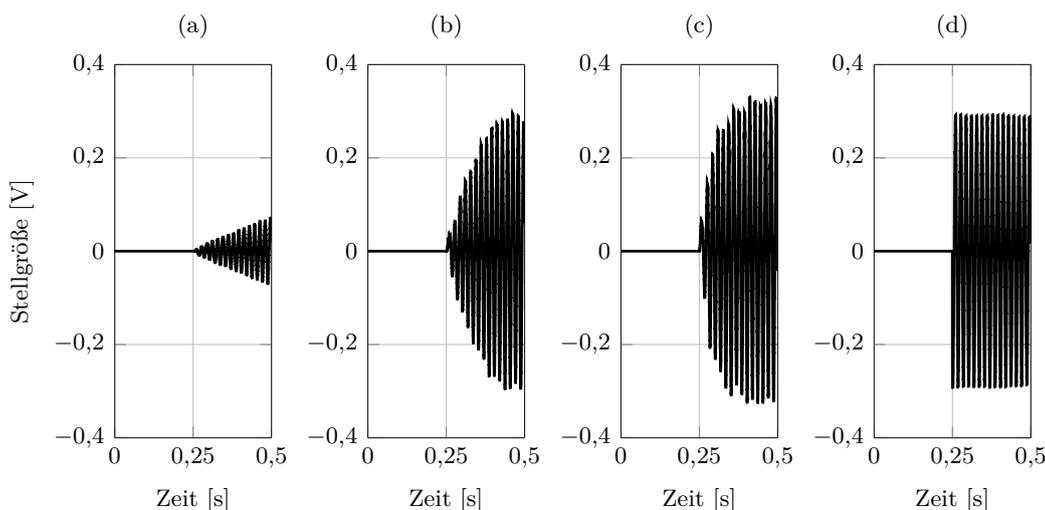


Abb. 4.9: Zeitverlauf des linken Aktorstellsignals des Newton/FxLMS-Algorithmus zur Kompensation der zweiten Motorordnung während eines Einschaltvorgangs an einem stationären Motorbetriebspunkt. (a) $\mu = 0,0005$; (b) $\mu = 0,005$; (c) $\mu = 0,01$; (d) Erweiterung mit Parameter- bzw. Parallelkennfeld ($\mu = 0,001$).

zu $\mu = 0,001$ gewählt und ist somit deutlich von der Stabilitätsgrenze entfernt. Das sich mit der reduzierten Schrittweite einstellende schlechtere Folgeverhalten, stellt für die vorliegende Anwendung keine Einschränkung dar. Aufgrund des geringen, verfügbaren Drehmoments sind während des Halbmotorbetriebes ohnehin keine schnellen Drehzahländerungen zu erwarten.

Folgeverhalten

Die Erweiterung des adaptiven Filters um Parallelkennfelder verspricht neben der im vorangegangenen Abschnitt behandelten Reduktion der Konvergenzzeiten auch eine Verbesserung des Folgeverhaltens bei schnellen Drehzahländerungen. Die Daten des Parallelkennfeldes werden kontinuierlich als Vorsteuerung genutzt. Der adaptive Filter hat daher lediglich die Aufgabe, Modellierungsfehler im Kennfeld auszugleichen. In diesem Abschnitt wird das Folgeverhalten des konventionellen Newton/FxLMS-Algorithmus dem des um Parallelkennfelder erweiterten Algorithmus experimentell gegenübergestellt. Um möglichst schnelle Änderungen der Frequenz des Referenzsignals zu erzielen, werden Beschleunigungsvorgänge bei Bergabfahrt im dritten Gang betrachtet. Bei dem Versuchsfahrzeug, das im Rahmen dieser Arbeit zur Verfügung steht, lassen sich so maximale Drehzahländerungen von 6 Hz/s erzielen. In niedrigeren Gängen sind eine Zylinderabschaltung und somit auch die Nutzung der aktiven Motorlagerung nicht möglich.

Abbildung 4.10 zeigt die Ordnungsschnitte der am linken bzw. rechten Lagerfußpunkt gemessenen Beschleunigungen für die zweite Motorordnung. Neben der Anregung bei inaktiver Motorlagerung sind die erreichbare Kompensation für den konventionellen Newton/FxLMS-Algorithmus und den um vollständig adaptierte Parallelkennfelder erweiterten Newton/FxLMS-Algorithmus dargestellt. In beiden Fällen ist die Adaptionsschrittweite auf $\mu = 0,001$ festgelegt worden. Durch die Erweiterung um Parallelkennfelder wird im Vergleich zum konventionellen Algorithmus nahezu über den gesamten Drehzahlbereich eine bessere Kompensationswirkung erzielt. Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass der adaptive Filter mit Parallelkennfeld nicht nur die Konvergenzzeit

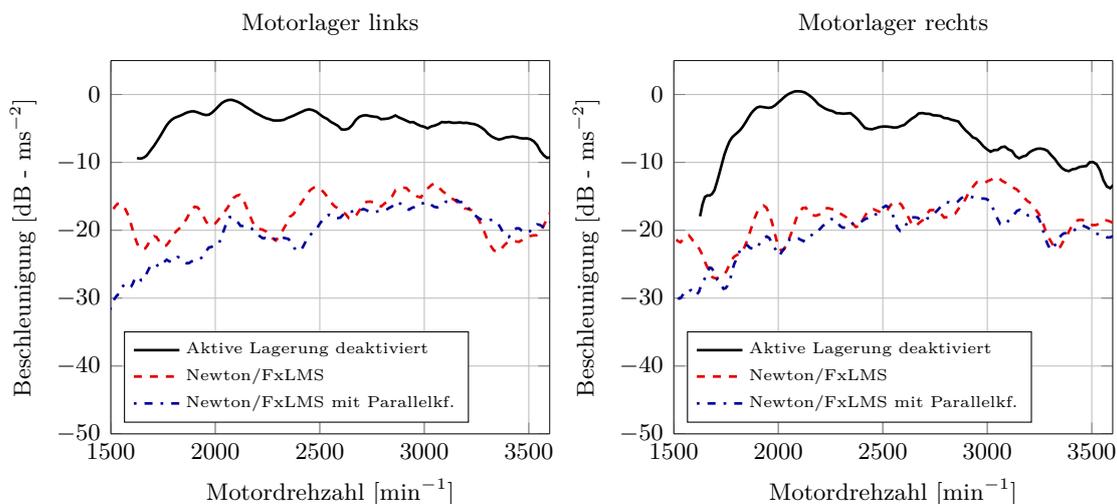


Abb. 4.10: Schnitte der zweiten Motorordnung der vertikalen Lagerfußpunktbeschleunigung bei schnellem Drehzahlhochlauf mit deaktivierter Lagerung, Newton/FxLMS-Algorithmus ($\mu = 0,001$) und Newton/FxLMS-Algorithmus ($\mu = 0,001$) mit Parallelkennfeldern.

während des Einschaltvorgangs verbessert, sondern auch zu einer Optimierung des Folgeverhaltens bei schnellen Drehzahländerungen beiträgt.

4.3 Nutzung adaptiver Filter zur Bedatung kennfeldbasierter Steuerungen

Aus Abschnitt 4.1 geht hervor, dass für stationäre Betriebspunkte des Verbrennungsmotors ein fester, reproduzierbarer Zusammenhang zwischen dem komplexen Gewichtsvektor des adaptiven Filters und der motorischen Anregung besteht. Nachfolgend werden aus dem stationären Verhalten eines adaptiven Filters mit Methoden der Kennfeldidentifikation Daten für eine sensorlose, kennfeldbasierte Steuerung gewonnen. Hiermit soll das im Stand der Technik identifizierte Defizit einer praktikablen Methode zur Datengenerierung für kennfeldbasierte Steuerungen behoben werden. Darüber hinaus dienen die identifizierten Kennfelder als Grundlage für den in Kapitel 7 an einem Fahrzeugkollektiv durchgeführten Vergleich adaptiver und kennfeldbasierter Steuerungen.

Die Identifikation von Kennfeldern aus Versuchsdaten ist insbesondere im Bereich der Verbrennungsmotoren eine weit verbreitete Problemstellung. Zur Lösung dieser Aufgabe mit vertretbarem zeitlichem Aufwand sind verschiedene Vermessungsstrategien entwickelt worden. Eine Übersicht dieser Verfahren ist z.B. in [218] zu finden. Im vorliegenden Fall ist sowohl die Zahl der zu identifizierenden Kennfelder als auch die Zahl der Stellgrößen gering. Dies erlaubt die Anwendung einer klassischen Rastervermessung bei vertretbarem Versuchsaufwand.

Vor der Identifikation der Kennfelddaten müssen bei der Generierung eines Rasterkennfeldes zunächst die Positionen der Gitterlinien festgelegt werden [135]. Für den Anwendungsfall dieser Arbeit liegen keine vergleichbaren Daten vor und die Charakteristik der zu approximierenden Nichtlinearität ist unbekannt. Demzufolge wird eine verhältnismäßig feine Gitterstruktur gewählt. Die Momentenachse wird in $K = 10$ äquidistante Inkremente im Bereich von 0–215 Nm unterteilt. Bei der Drehzahlachse erfolgt die Unterteilung in $L = 41$ äquidistante Inkremente im Bereich von 1350–3800 min^{-1} . Die Unterschiede zu der Gitterlinienlage der online-adaptierten Kennfelder aus Abbildung 4.8 ergeben sich aus dem eingeschränkten Betriebsbereich des Fahrzeugrollenprüfstandes, der für die Generierung der Versuchsdaten zur Verfügung stand.

Bei der Rastervermessung handelt es sich um das am einfachsten anzuwendende Vermessungsverfahren. Die Vermessung erfolgt nach einem vorgegebenen Raster in dem alle möglichen Betriebspunkt- und Stellgrößenkombinationen berücksichtigt werden [218]. Auf einem Fahrzeugrollenprüfstand werden verschiedene stationäre Motorbetriebspunkte angefahren und der Verlauf der komplexen Filtergewichtsvektoren zur Kompensation der zweiten und vierten Motorordnung aufgezeichnet. Die Schrittweite μ des adaptiven Filters wird zur Unterdrückung von Störeinflüssen und kurzfristigen Schwankungen der Filtergewichtsvektoren sehr niedrig gewählt. Als Ergebnis erhält man N Messungen gemäß Abbildung 4.2. Die Datenpunkte zur Kennfeldidentifikation werden durch die Mittelung der Signalverläufe über einen stationären Zeitraum gewonnen.

Der Drehmomentenbereich unterhalb von 100 Nm ist aufgrund des Motorschleppmoments auf dem Rollenprüfstand nicht darstellbar. Zur Abdeckung dieses Bereichs werden zusätzliche, künstliche Datenpunkte auf der Gitterlinie bei 0 Nm mit dem Vorwissen eingebracht, dass dort die Stellgrößen zur Ansteuerung der aktiven Lager gleich Null sein müssen. Die vermessenen und künstlichen Datenpunkte sind in den Abbildungen 4.11 und 4.12 dargestellt.

Während der Versuchsdurchführung können das Motormoment und die Motordrehzahl nicht unabhängig voneinander gewählt werden. Dadurch liegen die Messpunkte nicht immer direkt auf den Rasterpunkten. Die Kennfeldidentifikation muss mit Hilfe eines Optimierungsverfahrens durchgeführt werden. Aus den insgesamt N Datenpunkten erhält man nach [176] mit Gleichung (4.9) das Gleichungssystem

$$\begin{bmatrix} w_{\text{KF}}(1) \\ \vdots \\ w_{\text{KF}}(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_1(\mathbf{y}(1), \mathbf{c}) & \dots & \Phi_M(\mathbf{y}(1), \mathbf{c}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \Phi_1(\mathbf{y}(N), \mathbf{c}) & \dots & \Phi_M(\mathbf{y}(N), \mathbf{c}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_M \end{bmatrix} + \mathbf{e} = \mathbf{X}\mathbf{v} + \mathbf{e} \quad (4.12)$$

mit dem Vektor \mathbf{v} der zu identifizierenden Kennfelddaten auf den Rasterpunkten, der Regressionsmatrix \mathbf{X} und dem Fehlervektor \mathbf{e} , den es zu minimieren gilt.

Einige Kennfeldbereiche können bei der Rastervermessung nur unzureichend erfasst werden. In diesem Fall besitzt die Regressionsmatrix \mathbf{X} keinen vollen Rang. Um trotzdem eine Kennfeldidentifikation zu ermöglichen, wird die in [176] vorgeschlagene Regularisierung eingesetzt. Das Verfahren erzielt eine Kennfeldglättung und verbessert die Kondition der Matrix \mathbf{X} . Die Regressionsmatrix \mathbf{X} wird mit den zusätzlichen Zeilen

$$\alpha\mathbf{\Gamma} = \begin{bmatrix} 2\alpha & -\alpha & 0 & 0 & \dots & -\alpha & 0 & 0 & \dots \\ -\alpha & 3\alpha & -\alpha & 0 & \dots & 0 & -\alpha & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

zu

$$\mathbf{X}_{\text{reg}} = \begin{bmatrix} \mathbf{X} \\ \alpha\mathbf{\Gamma} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

erweitert. Die Differenzen des betrachteten Datenpunktes zu seinen jeweils benachbarten Datenpunkten sind in der Regularisierungsmatrix $\mathbf{\Gamma}$ beschrieben. Die Zeilen der Matrix können somit als Approximation der zweiten Richtungsableitung interpretiert werden. Da der Vektor \mathbf{w}_{KF} mit den gemessenen Datenpunkten zu

$$\mathbf{w}_{\text{KF,reg}}^T = \left(\mathbf{w}_{\text{KF}}^T \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad \dots \right) \quad (4.15)$$

erweitert wird, entspricht die Regularisierung einer Bestrafung der Kennfeldkrümmung [176]. Für den Regularisierungsparameter α wird gemäß des Vorschlages von [176] zunächst

$$\alpha = \sqrt{\frac{\text{Spur}(\mathbf{X}^T\mathbf{X})}{\text{Spur}(\mathbf{\Gamma}^T\mathbf{\Gamma})}} \quad (4.16)$$

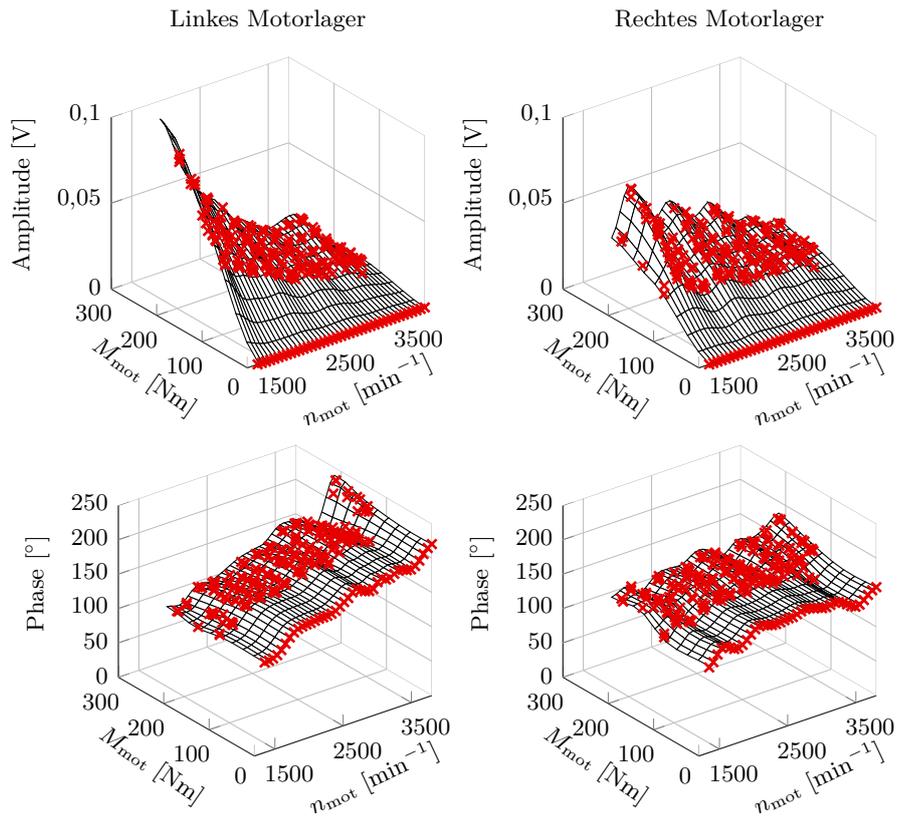


Abb. 4.11: Gemessene bzw. künstliche Datenpunkte (\times) und identifiziertes Steuerungskennfeld (—) der zweiten Motorordnung.

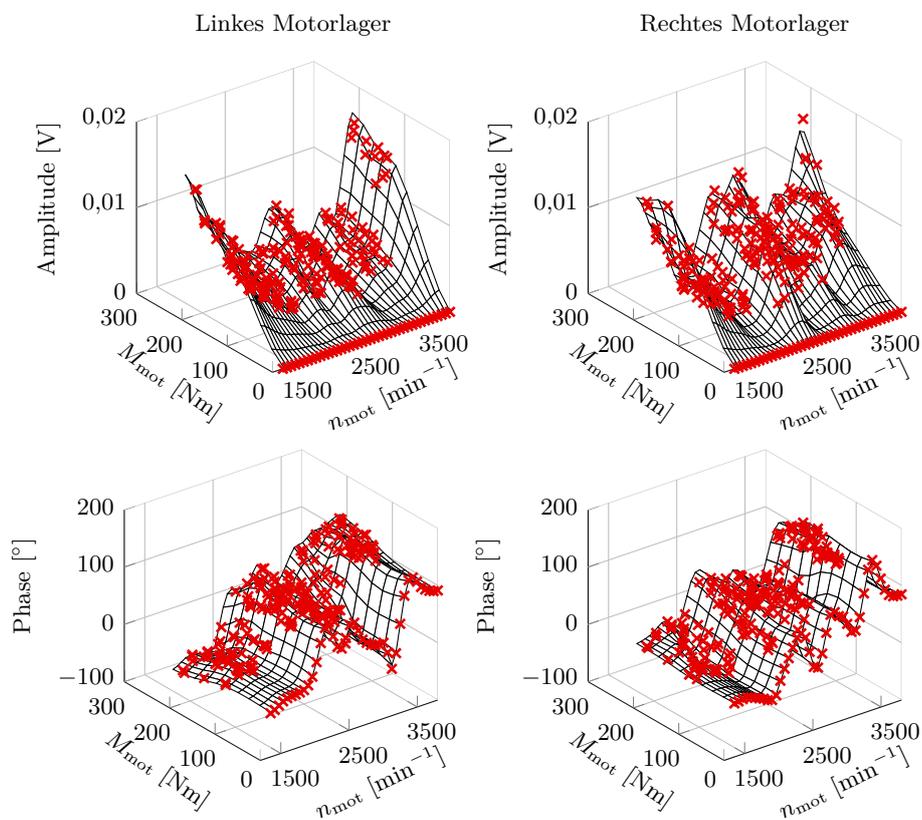


Abb. 4.12: Gemessene bzw. künstliche Datenpunkte (\times) und identifiziertes Steuerungskennfeld (—) der vierten Motorordnung.

als Anfangswert gewählt. Im Anschluss wird eine händische Anpassung durchgeführt bis die gewünschte Kennfeldglättung erreicht ist.

Da alle Messdaten vollständig zur Identifikation vorliegen, kann die explizite Methode der kleinsten Quadrate zur Minimierung der Fehlerquadratsumme $J = \mathbf{e}^T \mathbf{e}$ eingesetzt werden. Als Lösung erhält man laut [176] für den Datenpunktvektor des Referenzkennfeldes:

$$\hat{\mathbf{v}}_{\text{reg}} = \left(\mathbf{X}_{\text{reg}}^T \mathbf{X}_{\text{reg}} \right)^{-1} \mathbf{X}_{\text{reg}}^T \mathbf{w}_{\text{KF,reg}}. \quad (4.17)$$

Die mit der zuvor erläuterten Methode identifizierten Kennfelder zur Kompensation der zweiten und vierten Motorordnung sind neben den zugrunde gelegten Versuchsdaten ebenfalls in den Abbildungen 4.11 und 4.12 dargestellt. Diese bilden die Datenbasis für die kennfeldbasierte Steuerung, die in Kapitel 7 mit der adaptiven Steuerung experimentell verglichen wird.

4.4 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden Methoden entwickelt, um die bisher getrennt betrachteten Ansätze der adaptiven und kennfeldbasierten Steuerung zu verknüpfen. Die Grundlage hierfür bildet der Zusammenhang zwischen der verbrennungsmotorischen Anregung und dem Gewichtsvektor eines zur Schwingungskompensation eingesetzten adaptiven Filters. Für stationäre Betriebspunkte des Verbrennungsmotors stellen sich abhängig von Motordrehzahl und -last näherungsweise reproduzierbare Filtergewichte ein. Darauf aufbauend wurden Strukturen zur Erweiterung adaptiver Filter mit adaptiven Parameter- bzw. Parallelkennfeldern entworfen. In diesen werden bereits adaptierte Filtergewichte angelernt, um eine erneute Adaption zu vermeiden. In Fahrversuchen wurde nachgewiesen, dass sich eine ausreichende Kennfeldfüllung bereits nach kurzer Fahrtzeit einstellt. Beide Verfahren erreichen eine deutliche Reduktion der Konvergenzzeit des adaptiven Filters. Darüber hinaus ermöglicht die Implementierung von Parallelkennfeldern eine Verbesserung des Folgeverhaltens bei schnellen Drehzahlhochläufen. Abschließend wurde ein praktikables Verfahren zur Datengenerierung für kennfeldbasierte Steuerungen entwickelt. Hierbei wurden eine Rastervermessung und Methoden zur Kennfeldidentifikation angewendet. Die erzeugten Daten dienen als Basis für die in Kapitel 7 zur Anwendung kommende kennfeldbasierte Steuerung.

Die in diesem Kapitel behandelten Methoden bedienen sich lediglich im Gesamtfahrzeug experimentell bestimmter Rasterkennfelder. Ein Abgleich der Ergebnisse mit dem ursächlichen Prozess der verbrennungsmotorischen Anregung wird nicht durchgeführt. Die zu kompensierenden Gas- und Massenkräften ließen sich beispielsweise mit einem Mehrkörpersimulationsmodell analytisch bestimmen. Aufbauend auf den Ergebnissen könnten die Rasterkennfelder zur Reduktion des Speicheraufwandes als parametrische Modelle dargestellt werden. Des Weiteren könnte die Qualität der Steuerkennfelder durch die Verknüpfung experimenteller und analytischer Ergebnisse in einer modellbasierten Optimierung verbessert werden.

5 Analyse des Motorlagerübertragungsverhaltens

Die erfolgreiche Anwendung der in den vorangegangenen Kapiteln eingeführten kennfeldbasierten und adaptiven Steuerungen ist maßgeblich von den im Fahrzeug vorliegenden Übertragungstrecken abhängig. Aufgrund der fehlenden Adaptivität kennfeldbasierter Steuerungen resultieren im Fahrbetrieb auftretende Veränderungen der Übertragungsverhältnisse in einer direkten Verschlechterung der erreichbaren Schwingungskompensation. Demgegenüber besitzt der adaptive Newton/FxLMS-Algorithmus eine gewisse Robustheit gegenüber Fehlern des hinterlegten Sekundärstreckenmodells. Größere Abweichungen zwischen Streckenmodell und der tatsächlich im Fahrzeug vorliegenden Strecke führen allerdings zur Instabilität des Algorithmus. In diesem Fall sind zusätzliche Maßnahmen, wie eine kontinuierliche Streckenidentifikation während der Fahrzeugnutzung [6, 76] oder Methoden zur Steigerung der Robustheit [10, 27, 43, 44] notwendig. Während Erstgenannte den rechnerischen Aufwand steigern und in der Regel ein zusätzliches Identifikationssignal benötigen, reduzieren Letztergenannte die erreichbare Schwingungskompensation.

Vor diesem Hintergrund werden im vorliegenden Kapitel die Auswirkungen der im Fahrbetrieb auftretenden Umgebungseinflüsse auf das Übertragungsverhalten des aktiven Motorlagers analysiert. Dazu wird zunächst ein lineares, analytisches Modell eines aktiven Motorlagers entwickelt und experimentell validiert. Im Anschluss wird der Einfluss verschiedener Umgebungsparameter auf das Übertragungsverhalten in Prüfstandsversuchen untersucht und mit Hilfe des analytischen Lagermodells gedeutet. Das Ziel des Kapitels besteht darin, Hinweise auf eine für die Anwendung adaptiver oder kennfeldbasierter Steuerungen günstige Lagerkonstruktion zu geben. Darüber hinaus dienen die Ergebnisse als Grundlage für Kapitel 6, in dem eine Onlineidentifikationsstrategie für adaptive Steuerungen vorgeschlagen wird. Einige Vorarbeiten für dieses Kapitel wurden in den im Rahmen dieser Arbeit betreuten studentischen Arbeiten [8, 9, 152] geleistet. Teile dieses Kapitels sind bereits in [66] veröffentlicht.

5.1 Modellbildung

Das Ziel dieses Abschnittes besteht in der Entwicklung eines linearen, analytischen Modells des verwendeten aktiven Motorlagers. Zunächst werden die Ansätze zur linearen Modellierung des frequenzabhängigen Elastomerverhaltens aus [153, 171] dargestellt. Im Anschluss erfolgt deren Integration in ein Gesamtmodell, das an [104] angelehnt ist. Abschließend werden analytische Näherungslösungen der charakteristischen Pol- und Nullstellen im Lagerübertragungsverhalten ermittelt.

5.1.1 Elastomermodell

Die elastomere Tragfeder ist ein wesentlicher Bestandteil des aktiven Motorlagers. Sowohl ihre Steifigkeit und Dämpfung als auch ihre Bläheigenschaften tragen wesentlich zum Übertragungsverhalten des Motorlagers bei. Rußgefüllte Elastomere besitzen eine ausgeprägte amplituden- und frequenzabhängige Charakteristik [151]. Trotzdem wird in existierenden wissenschaftlichen Arbeiten zur Modellierung aktiver Motorlager die Tragfeder häufig durch einfache lineare Ersatzmodelle abgebildet. Dabei handelt es sich um lineare Federelemente [104, 106] oder eine Parallelschaltung aus einem Feder- und einem Dämpferelement (Kelvin-Voigt-Modell) [118]. Solche Modelle bilden lediglich die dynamische Steifigkeit über der Frequenz hinreichend genau ab, während die Dämpfungseigenschaften nur eine grobe Schätzung darstellen [171]. Im Folgenden werden die elastomere Trag- und Blähfeder durch das in Abbildung 5.1 gezeigte Doppel-Kelvin-Voigt-Modell abgebildet. Dieses wird in [153, 171] als Teil eines nichtlinearen Elastomermodells zur Modellierung des frequenz- und amplitudenabhängigen Übertragungsverhaltens genutzt. Da sich die Untersuchungen im vorliegenden Fall auf den Bereich kleiner Anregungsamplituden ($\leq 0,1$ mm) beschränken, wird in dieser Arbeit lediglich der lineare Teil des vorgeschlagenen Modells verwendet. Nachfolgend wird anhand von Abbildung 5.1 ein Ausdruck für das Übertragungsverhalten des Doppel-Kelvin-Voigt-Modells gewonnen.

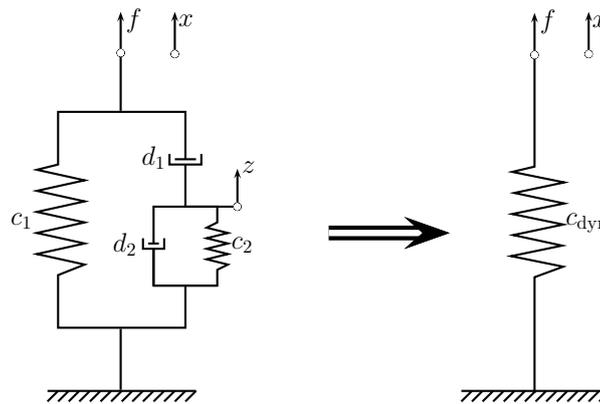


Abb. 5.1: Ersatzschabild des Doppel-Kelvin-Voigt-Modells [153].

Für die Kraft im rechten bzw. linken Element des Modells erhält man:

$$f_1(t) = c_1 x(t), \quad (5.1)$$

$$f_2(t) = c_2 z(t) + d_2 \dot{z}(t) = d_1 (\dot{x}(t) - \dot{z}(t)). \quad (5.2)$$

Durch Addition der Gleichungen (5.1) und (5.2) berechnet sich die Gesamtkraft des Doppel-Kelvin-Voigt-Modells zu:

$$f(t) = f_1(t) + f_2(t) = c_1 x(t) + d_1 (\dot{x}(t) - \dot{z}(t)). \quad (5.3)$$

Nach Anwendung der Laplacetransformation auf die Gleichungen (5.2) und (5.3) folgt:

$$C_{\text{dyn}}(s) = \frac{F(s)}{X(s)} = c_1 + \frac{d_1 c_2 s + d_1 d_2 s^2}{c_2 + (d_1 + d_2) s}. \quad (5.4)$$

In Abbildung 5.2 ist das gemessene Übertragungsverhalten eines konventionellen Elastomerlagers den Simulationsergebnissen eines Kelvin-Voigt-Modells bzw. des Doppel-Kelvin-Voigt-Modells gegenübergestellt. Beide Modelle bilden die gemessene dynamische Steifigkeit näherungsweise genau ab. Dagegen eignet sich lediglich das Doppel-Kelvin-Voigt-Modell, um den Verlustwinkel über dem gesamten Frequenzbereich richtig wiederzugeben. Das Übertragungsverhalten des Kelvin-Voigt-Modells ist nur für eine Auslegungsfrequenz zufriedenstellend. Außerhalb dieser Frequenz über- bzw. unterbewertet es die Dämpfungseigenschaften des Elastomers [171].

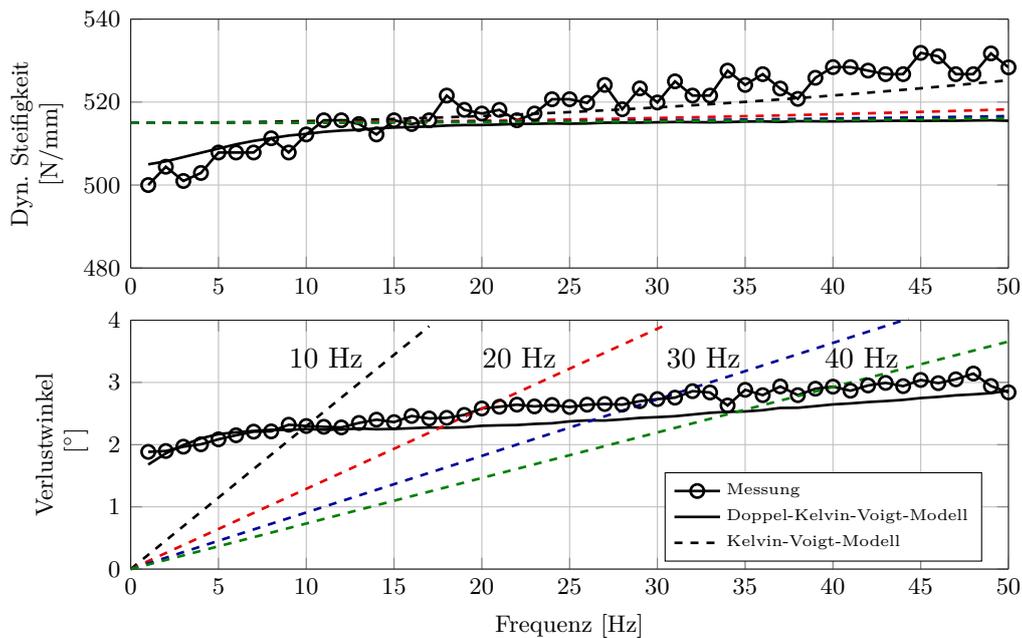


Abb. 5.2: Dynamische Steifigkeit und Verlustwinkel eines konventionellen Elastomerlagers bei dynamischer Weganregung mit 0,1 mm Amplitude [171].

5.1.2 Motorlagermodell

Das lineare Ersatzmodell des aktiven Motorlagers ist in Abbildung 5.3 (a) dargestellt. Es handelt sich um eine Erweiterung des Modells aus [104], mit dem drei wesentliche Konzepte eingeführt wurden. Erstens wird die Aktordynamik berücksichtigt, um das aktive und passive Übertragungsverhalten des Lagers richtig abzubilden. Zweitens werden die motor- und karosserie-seitig eingeleiteten Kräfte f_x und f_y unterschieden, da die Trägheit der Aktormasse nicht vernachlässigbar ist. Drittens wird das dynamische Verhalten des Aktors an Stelle der Verschiebung in Abhängigkeit der erzeugten Kraft ausgedrückt. Diese Arbeit erweitert das Modell, indem Gleichung (5.4) zur Charakterisierung des dynamischen Übertragungsverhaltens der Tragfeder $C_{T,dyn}(s)$ und deren Blähfedereigenschaft $C_{B,dyn}(s)$ angewendet wird. Darüber hinaus wird die experimentelle Validierung zu höheren Frequenzen erweitert, um den Einfluss der Aktordynamik auf das Übertragungsverhalten des Motorlagers zu verdeutlichen.

Die Tragfeder umschließt mit ihrer wirksamen Pumpfläche A_T die fluidgefüllte obere Arbeitskammer. Die Blähfedeigenschaften der Arbeitskammer werden entgegen der verbreiteten Notation nicht

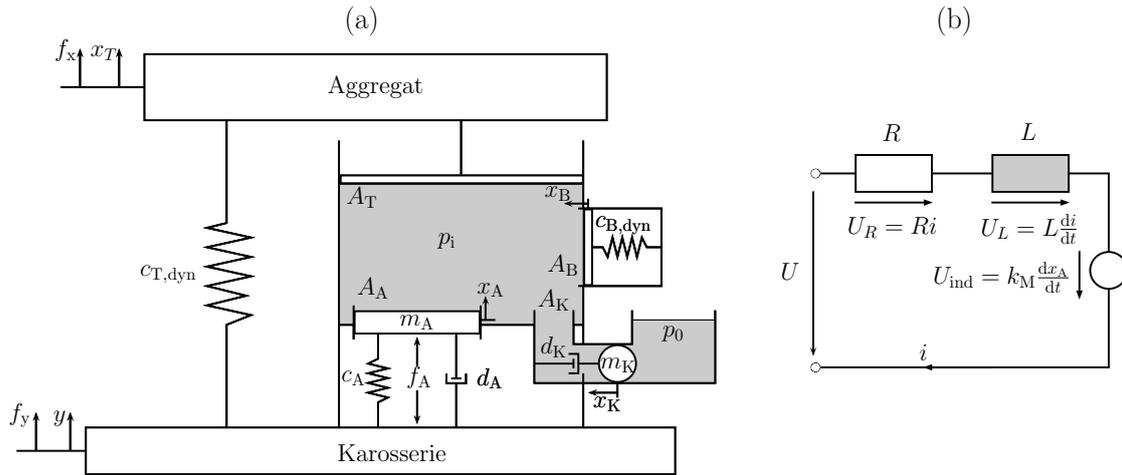


Abb. 5.3: Ersatzmodell des aktiven Motorlagers. (a) Mechanisches Modell; (b) Elektrischer Kreis des elektrodynamischen Aktuators.

durch die Kompressibilität, sondern explizit durch den Freiheitsgrad x_B , die Fläche A_B und die dynamische Steifigkeit $c_{B,dyn}$ abgebildet. Diese Größen lassen sich in die Kompressibilität

$$\kappa_{B,dyn} = \frac{A_B^2}{c_{B,dyn}} \quad (5.5)$$

überführen. Die Blähfederkraft befindet sich mit dem in der oberen Arbeitskammer herrschenden Innendruck p_i im Gleichgewicht:

$$-p_i(t)A_B = c_{B,dyn}x_B(t). \quad (5.6)$$

Die Bläheigenschaften der unteren Ausgleichskammer sind im Vergleich zur Arbeitskammer vernachlässigbar klein [20, 93, 182]. Es wird angenommen, dass in der Ausgleichskammer der Umgebungsdruck p_0 herrscht. Der Fluidkanal mit der Querschnittsfläche A_K und der Länge l_K verbindet die Arbeits- und Ausgleichskammer. Mit der Fluidichte ρ_f erhält man die Kanalfliuidmasse:

$$m_K = \rho_f A_K l_K. \quad (5.7)$$

Die Flüssigkeitsreibung im Kanal wird zunächst mit dem linearen Dämpfungsterm d_K berücksichtigt. Die Bewegungsgleichung der im Fluidkanal befindlichen Masse lautet:

$$m_K \ddot{x}_K(t) + d_K \dot{x}_K(t) = -p_i(t)A_K. \quad (5.8)$$

Es wird angenommen, dass die Kräfte im Fluidkanal in radialer Richtung wirken. In Anlehnung an [105] wird so vermieden, dass durch die Berücksichtigung der Fluidträgheit fälschlicherweise ein Unterschied zwischen der karosserie- und motorseitig eingeleiteten Kraft entsteht. Aus der Kontinuitätsgleichung für das Kontrollvolumen der oberen Arbeitskammer erhält man unter der Annahme eines inkompressiblen Fluides:

$$A_A \dot{x}_A(t) + A_K \dot{x}_K(t) + A_B \dot{x}_B(t) = A_T \dot{x}_T(t). \quad (5.9)$$

Der Aktuator wird als Einmassenschwinger mit der Steifigkeit c_A , der Dämpfung d_A und der Masse m_A modelliert. Er wirkt über die Membranfläche A_A auf den Innendruck der Arbeitskammer. Die Anwendung des zweiten Newtonschen Gesetzes ergibt

$$m_A \ddot{x}_A(t) + d_A \dot{x}_A(t) + c_A x_A(t) = f_A(t) - p_i(t) A_A, \quad (5.10)$$

worin f_A die aktiv erzeugte Aktorkraft beschreibt. Bei der experimentellen Validierung in Abschnitt 5.2 wird das Lager karosserie-seitig eingespannt. Demzufolge wird in Gleichung (5.10) und den nachfolgenden Herleitungen für den karosserie-seitigen Freiheitsgrad $y(t) = 0$ angenommen.

Im Gegensatz zu [104] arbeitet das analysierte Motorlager nach dem elektrodynamischen Aktorprinzip. Die Lorentzkraft f_A tritt auf, wenn sich ein stromdurchflossener Leiter der Länge l im Magnetfeld mit der Flussdichte B befindet und der Strom i und das Magnetfeld Relativbewegungen gegeneinander ausführen [140]. Im vorliegenden Fall steht der stromdurchflossene Leiter senkrecht zum Magnetfeld und man erhält für die Aktorkraft:

$$f_A(t) = B l i(t) = k_M i(t). \quad (5.11)$$

Der elektrische Widerstand R und die Induktivität L der Aktorspule werden als linear und frequenzunabhängig angenommen. Der magnetische Fluss in der Spule erfährt durch die Bewegung mit der Geschwindigkeit \dot{x}_A eine Änderung, die nach dem Induktionsgesetz eine Spannung induziert. Unter Berücksichtigung der angelegten Spannung U , die die spätere Regelgröße darstellt, erhält man aus der Anwendung der zweiten Kirchhoffschen Gleichung auf den in Abbildung 5.3 (b) gezeigten elektrischen Kreis:

$$U(t) = U_R(t) + U_L(t) + U_{\text{ind}}(t) = R i(t) + L \frac{di(t)}{dt} + k_M \dot{x}_A(t). \quad (5.12)$$

Für die aggregat- bzw. karosserie-seitig eingeleiteten Kräfte gilt:

$$f_x(t) = -c_{T,\text{dyn}} x_T + p_i(t) A_T, \quad (5.13)$$

$$\begin{aligned} f_y(t) &= c_{T,\text{dyn}} x_T - p_i(t) (A_T - A_A) + c_A x_A(t) + d_A \dot{x}_A(t) - f_A(t) \\ &= c_{T,\text{dyn}} x_T - p_i(t) A_T - m_A \ddot{x}_A. \end{aligned} \quad (5.14)$$

Der Vergleich der Gleichungen (5.13) und (5.14) zeigt, dass sich durch die Berücksichtigung der Aktorträgheit die karosserie- und aktorseitig eingeleiteten Kräfte unterscheiden.

Aus den Gleichungen (5.4) bis (5.14) und anschließender Laplacetransformationen ergeben sich zwei Übertragungsfunktionen zur Beschreibung des passiven Übertragungsverhaltens

$$P_{xx}(s) = \frac{F_x(s)}{X_T(s)} = -C_{T,\text{dyn}}(s) - \frac{A_T^2}{\frac{A_B^2}{C_{B,\text{dyn}}(s)} + \frac{A_K^2}{C_{K,\text{dyn}}(s)} + \frac{A_A^2}{C_{A,\text{dyn}}(s)}}, \quad (5.15)$$

$$P_{yx}(s) = \frac{F_y(s)}{X_T(s)} = C_{T,\text{dyn}}(s) + \frac{A_T^2 - \frac{m_A A_A A_T}{C_{A,\text{dyn}}(s)} s^2}{\frac{A_B^2}{C_{B,\text{dyn}}(s)} + \frac{A_K^2}{C_{K,\text{dyn}}(s)} + \frac{A_A^2}{C_{A,\text{dyn}}(s)}} \quad (5.16)$$

und zwei Übertragungsfunktionen zur Beschreibung des aktiven Übertragungsverhaltens:

$$S_x(s) = \frac{F_x(s)}{U(s)} = \frac{k_M A_A A_T}{C_{A,dyn}(s)(R + Ls) \left(\frac{A_B^2}{C_{B,dyn}(s)} + \frac{A_K^2}{C_{K,dyn}(s)} + \frac{A_A^2}{C_{A,dyn}(s)} \right)}, \quad (5.17)$$

$$S_y(s) = \frac{F_y(s)}{U(s)} = \frac{-k_M \left(A_A A_T + m_A s^2 \left(\frac{A_B^2}{C_{B,dyn}(s)} + \frac{A_K^2}{C_{K,dyn}(s)} \right) \right)}{C_{A,dyn}(s)(R + Ls) \left(\frac{A_B^2}{C_{B,dyn}(s)} + \frac{A_K^2}{C_{K,dyn}(s)} + \frac{A_A^2}{C_{A,dyn}(s)} \right)}. \quad (5.18)$$

In den obigen Gleichungen wurden zur anschaulichen Notation folgende Ausdrücke eingeführt:

$$C_{A,dyn}(s) = m_A s^2 + \left(d_A + \frac{k_M^2}{R + Ls} \right) s + c_A, \quad (5.19)$$

$$C_{K,dyn}(s) = m_K s^2 + d_K s, \quad (5.20)$$

$$C_{T,dyn}(s) = c_{T,1} + \frac{d_{T,1} c_{T,2} s + d_{T,1} d_{T,2} s^2}{c_{T,2} + (d_{T,1} + d_{T,2}) s}, \quad (5.21)$$

$$C_{B,dyn}(s) = c_{B,1} + \frac{d_{B,1} c_{B,2} s + d_{B,1} d_{B,2} s^2}{c_{B,2} + (d_{B,1} + d_{B,2}) s}. \quad (5.22)$$

5.1.3 Charakteristische Pol- und Nullstellen

In diesem Abschnitt werden analytische Näherungslösungen für die charakteristischen Pol- und Nullstellen der Übertragungsfunktionen aus Abschnitt 5.1.2 hergeleitet. Diese sind von besonderer Bedeutung bei der in Abschnitt 5.3 durchgeführten Untersuchung der Variation der Übertragungstrecken. Es werden lediglich die für den weiteren Verlauf dieses Kapitels relevanten Übertragungsfunktionen $P_{yx}(s)$, $S_x(s)$ und $S_y(s)$ betrachtet.

Zur Vereinfachung werden sämtliche Dämpfungsterme und Induktionseffekte vernachlässigt, so dass $C_{T,dyn}(s) = c_{T,1}$, $C_{B,dyn}(s) = c_{B,1}$, $C_{A,dyn}(s) = m_A s^2 + c_A$ und $C_{K,dyn}(s) = m_K s^2$ folgt. Weiterhin wird im unteren Frequenzbereich (< 25 Hz) das Übertragungsverhalten von der Dynamik des Fluidkanals dominiert. In diesem Bereich wird die Aktormasse nicht berücksichtigt. Oberhalb von etwa 25 Hz ist der Fluidkanal hydraulisch geschlossen, so dass dessen dynamische Eigenschaften vernachlässigt werden. Mit diesen Annahmen und den Herleitungen, die in Abschnitt 5.1.2 bereits zu den Gleichungen (5.16) und (5.17) geführt haben, erhält man

$$P_{yx,<25\text{ Hz}}(s) = \frac{m_K (A_A^2 c_{B,1} c_{T,1} + A_B^2 c_A c_{T,1} + A_T^2 c_A c_{B,1}) s^2 + A_K^2 c_A c_{B,1} c_{T,1}}{m_K (A_A^2 c_{B,1} + A_B^2 c_A) s^2 + A_K^2 c_A c_{B,1}}, \quad (5.23)$$

$$S_{x,<25\text{ Hz}}(s) = -S_{y,<25\text{ Hz}}(s) = \frac{k_M A_A A_T c_{B,1} m_K s^2}{(R + Ls) (m_K (A_A^2 c_{B,1} + A_B^2 c_A) s^2 + A_K^2 c_A c_{B,1})} \quad (5.24)$$

als vereinfachte, ungedämpfte Übertragungsfunktionen für den Bereich unterhalb von 25 Hz, und

$$P_{yx,>25\text{ Hz}}(s) = \frac{m_A (A_B^2 c_{T,1} + c_{B,1} (A_T^2 - A_T A_A)) s^2 + A_B^2 c_A c_{T,1} + A_A^2 c_{B,1} c_{T,1} + A_T^2 c_A c_{B,1}}{m_A A_B^2 s^2 + A_A^2 c_{B,1} + A_B^2 c_A}, \quad (5.25)$$

$$S_{x,>25\text{ Hz}}(s) = \frac{k_M A_A A_T c_{B,1}}{(R + Ls) (m_A A_B^2 s^2 + A_A^2 c_{B,1} + A_B^2 c_A)}, \quad (5.26)$$

$$S_{y,>25\text{ Hz}}(s) = -\frac{k_M (m_A A_B^2 s^2 + A_A A_T c_{B,1})}{(R + Ls) (m_A A_B^2 s^2 + A_A^2 c_{B,1} + A_B^2 c_A)} \quad (5.27)$$

als vereinfachte, ungedämpfte Übertragungsfunktionen für den Frequenzbereich oberhalb von 25 Hz. Aus den Gleichungen (5.23) bis (5.27) lassen sich zwei konjugiert komplexe, rein imaginäre Polpaare bestimmen:

$$s_{p,1}^2 = -\frac{A_K^2}{\left(\frac{A_B^2}{c_{B,1}} + \frac{A_A^2}{c_A}\right) m_K}, \quad (5.28)$$

$$s_{p,2}^2 = -\frac{\left(\frac{A_B^2}{c_{B,1}} + \frac{A_A^2}{c_A}\right) c_A}{\frac{A_B^2}{c_{B,1}} m_A}. \quad (5.29)$$

Darüber hinaus besitzen die Übertragungsfunktionen (5.24), (5.26) und (5.27) jeweils eine zusätzliche Polstelle, die auf den elektrischen Kreis zurückzuführen ist:

$$s_{p,3} = -\frac{R}{L}. \quad (5.30)$$

Die konjugiert komplexen Pole der Gleichungen (5.28) und (5.29) entsprechen den Eigenfrequenzen des Systems. Das erste Polpaar $s_{p,1}$ wird durch das Schwingungssystem aus der Fluidmasse im Kanal und den Elastizitäten der oberen Arbeitskammer dominiert. Im weiteren Verlauf wird die zugehörige Frequenz als Fluidkanalresonanzfrequenz bezeichnet. Das zweite Polpaar $s_{p,2}$ kann dem Schwingungssystem aus der Aktormasse und den Elastizitäten der oberen Arbeitskammer zugeordnet werden. Die entsprechende Frequenz wird als Aktorresonanzfrequenz bezeichnet.

Aus der Betrachtung der Zählerterme der Übertragungsfunktionen (5.23) bis (5.27) ergeben sich die Nullstellenpaare

$$s_{yx,1}^2 = -\frac{A_K^2}{\left(\frac{A_B^2}{c_{B,1}} + \frac{A_A^2}{c_A} + \frac{A_T^2}{c_{T,1}}\right) m_K}, \quad (5.31)$$

$$s_{yx,2}^2 = -\frac{\left(\frac{A_B^2}{c_{B,1}} + \frac{A_A^2}{c_A} + \frac{A_T^2}{c_{T,1}}\right) c_A}{\left(\frac{A_B^2}{c_{B,1}} + \frac{A_T^2 - A_A A_T}{c_{T,1}}\right) m_A} \quad (5.32)$$

für das passive Übertragungsverhalten $P_{yx,<25\text{ Hz}}$ bzw. $P_{yx,>25\text{ Hz}}$ und

$$s_{x,1}^2 = 0, \quad (5.33)$$

$$s_{y,1}^2 = -\frac{A_A A_T c_{B,1}}{A_B^2 m_A} \quad (5.34)$$

für das aktive Übertragungsverhalten $S_{x,<25\text{ Hz}}$ bzw. $S_{x,>25\text{ Hz}}$ und $S_{y,>25\text{ Hz}}$.

5.2 Experimentelle Validierung

Das entwickelte analytische Motorlagermodell wird in diesem Abschnitt mit Hilfe der in Abschnitt 3.3 beschriebenen Prüfstände experimentell validiert. Das anteilige Gewicht des Motor-Getriebe-Verbandes wird dem Motorlager als statische Vorlast von -1400 N aufgeprägt. Das passive Übertragungsverhalten $P_{yx}(s)$ wird durch eine motorseitige, sinusförmige Weganregung (Amplitude: $0,1\text{ mm}$; Gestufte Frequenz bis 150 Hz) und Messung der karosserie-seitigen Reaktionskraft bestimmt. Für die Amplitude und den Phasenwinkel von $P_{yx}(s)$ werden die verbreiteten Bezeichnungen dynamische Steifigkeit und Verlustwinkel eingeführt. Zur Ermittlung des aktiven Übertragungsverhaltens $S_x(s)$ wird dem Lageraktor eine sinusförmige Anregung (Amplitude: 8 V ; Gestufte Frequenz bis 400 Hz) aufgeprägt und die motorseitige Reaktionskraft gemessen. Die unterschiedlichen maximalen Prüffrequenzen ergeben sich aus den strukturbedingten Einschränkungen der eingesetzten Prüfstände.

Als Grundlage für die Identifikation sinnvoller Modellparameter sind zunächst in [8] die geometrischen Parameter an einem zerlegten Motorlager ermittelt worden. Im Anschluss wurden in [9] die in [171] zur Parameteridentifikation konventioneller, hydraulischer Motorlagermodelle entwickelten Software-Werkzeuge genutzt, um die verbleibenden Modellparameter zu identifizieren. Zur Steigerung der Ergebnisgüte wurde im Rahmen dieser Arbeit das Motorlagermodell hinsichtlich der notwendigen Unterscheidung zwischen motor- und karosserie-seitig eingeleiteter Kraft überarbeitet. Für die endgültige Parametrierung wurde der Abgleich der Übertragungsfunktionen $P_{yx}(s)$ und $S_x(s)$ mit den Versuchsergebnissen in ein *least-squares curve fitting* Optimierungsproblem überführt und mit dem MATLAB-Befehl `lsqnonlin` gelöst. In Tabelle A.1 im Anhang sind die identifizierten Modellparameter zusammengefasst.

Abbildung 5.4 zeigt die Gegenüberstellung von Simulation und Messung des passiven Übertragungsverhaltens $P_{yx}(s)$. Zur Verdeutlichung der Lage der charakteristischen Pole und Nullstellen ist außerdem eine vereinfachte, ungedämpfte Übertragungsfunktion dargestellt. Das Simulationsergebnis stimmt bis zur maximalen Prüffrequenz von 150 Hz sehr gut mit der Messung überein. Die dynamische Steifigkeit und der Verlustwinkel zeigen im unteren Frequenzbereich das für hydraulische Motorlager typische Übertragungsverhalten. Bei niedrigen Frequenzen liegt die dynamische Steifigkeit im Bereich der statischen Steifigkeit und fällt bis zur Frequenz $\omega_{yx,1}$ des ersten Nullstellenpaares aus Gleichung (5.31) leicht ab. Der nachfolgende steile Anstieg der dynamischen Steifigkeit erreicht bei der Frequenz $\omega_{p,1}$ des ersten Polstellenpaares aus Gleichung (5.28) ein lokales Maximum. Der Verlustwinkel der ungedämpften Übertragungsfunktion zeigt bei den Frequenzen $\omega_{yx,1}$ bzw. $\omega_{p,1}$ jeweils einen Phasensprung um 180° bzw. -180° . Dadurch entsteht im Verlustwinkelverlauf der gedämpften Übertragungsfunktion ein lokales Maximum, das ein wichtiges Maß für die Tilgerwirkung des Lagers im niederfrequenten Bereich ist.

Oberhalb der Frequenz $\omega_{p,1}$ ist der Fluidkanal hydraulisch geschlossen. Das Fluid kann nicht mehr von der Arbeits- in die Ausgleichskammer bewegt werden. Die Zunahme der dynamischen Steifigkeit kann durch Auswertung der Laplace-Transformierten entlang der positiven Imaginärachse ($s = j\omega$) durch

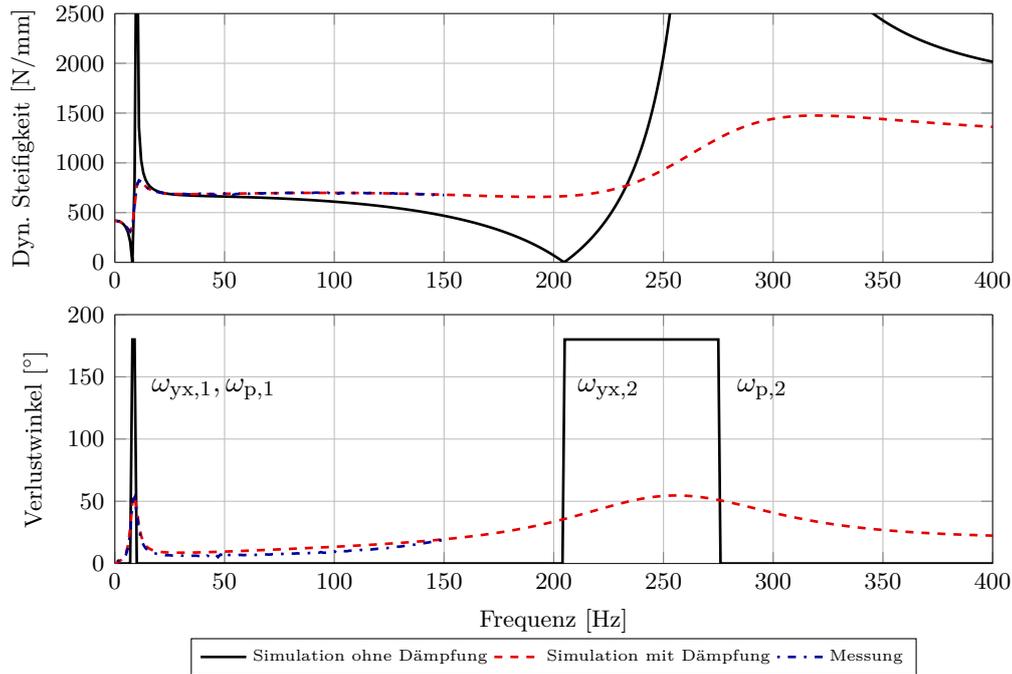


Abb. 5.4: Messung und Simulation des passiven Übertragungsverhaltens $P_{yx}(s)$.

$$|P_{yx}(j\omega_{p,1} < j\omega < j\omega_{yx,2})| = C_{T,dyn}(j\omega) + \frac{A_T^2}{\frac{A_A^2}{c_A} + \frac{A_B^2}{c_{B,dyn}(j\omega)}} \quad (5.35)$$

beschrieben werden. Die dynamische Steifigkeit entspricht demnach einer Parallelschaltung aus der Tragfedersteifigkeit und der mit den entsprechenden Flächenverhältnissen gewichteten Reihenschaltung aus Blähfeder- und Aktorsteifigkeit.

Im höherfrequenten Bereich unterscheidet sich der Verlauf von $P_{yx}(s)$ durch die zusätzliche Aktordynamik deutlich von dem eines passiven Hydrolagers. Zwischen der Frequenz $\omega_{yx,2}$ des Nullstellenpaares aus Gleichung (5.32) und der Frequenz $\omega_{p,2}$ des Polstellenpaares aus Gleichung (5.29) kommt es zu einem erneuten Anstieg der dynamischen Steifigkeit und jeweils einem Phasensprung von 180° bzw. -180° . Die Aktormasse ist oberhalb der Aktorresonanzfrequenz $\omega_{p,2}$ aufgrund ihrer Trägheit in Ruhe und die Elastizität c_A somit unwirksam. Der erneute Anstieg der dynamischen Steifigkeit beträgt in diesem Bereich näherungsweise:

$$|P_{yx}(j\omega > j\omega_{p,2})| = C_{T,dyn}(j\omega) + \frac{A_T(A_T - A_A)}{\frac{A_B^2}{c_{B,dyn}(j\omega)}}. \quad (5.36)$$

Die Simulations- und Versuchsergebnisse der aktiven Übertragungsfunktionen $S_x(s)$ und $S_y(s)$ sind in Abbildung 5.5 dargestellt. Die Simulation von $S_x(s)$ weist über den betrachteten Frequenzbereich bis 400 Hz eine sehr gute Übereinstimmung mit der Messung auf. Die Übertragungsfunktion $S_y(s)$ entspricht der Sekundärstrecke in einer adaptiven Steuerung. Aufgrund der kompakten Bauweise des Prüfstandes, war eine experimentelle Validierung von $S_y(s)$ im Rahmen dieser Arbeit nicht möglich. Da $S_x(s)$ und $S_y(s)$ in direktem Zusammenhang stehen, wird mit den Simulationsergebnissen von $S_y(s)$ allerdings eine gute Vorhersage des Übertragungsverhaltens erzielt.

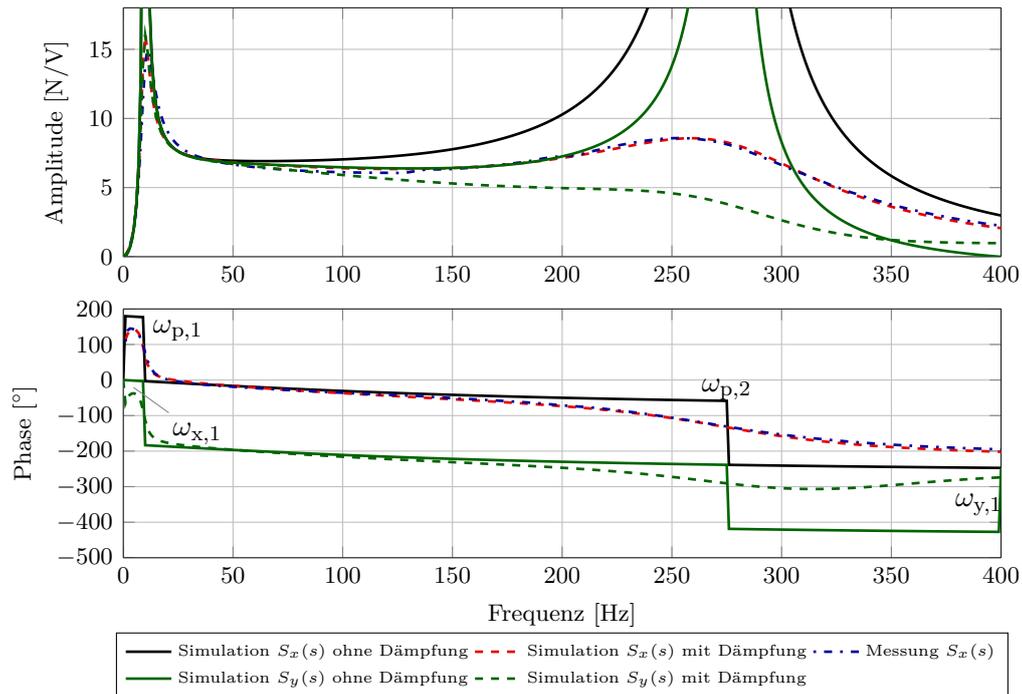


Abb. 5.5: Messung und Simulation der aktiven Übertragungsverhalten $S_x(s)$ und $S_y(s)$.

Die Amplitudenverläufe von $S_x(s)$ und $S_y(s)$ beginnen im Ursprung. Die Phasenverläufe zeigen aufgrund der doppelten Nullstelle $s_{x,1}$ einen Sprung um 180° . Im Bereich der Frequenz $\omega_{p,1}$ fällt die Anregungsfrequenz mit der Resonanzfrequenz der Fluidkanalmasse zusammen. Die Amplitudenverläufe erreichen ein erstes lokales Maximum. Aufgrund der einfachen Polstelle $s_{p,3}$ des elektrischen Kreises fällt die Phase im gesamten Verlauf kontinuierlich um -90° . Bei der Frequenz $\omega_{p,2}$ der zweiten doppelten Polstelle ist eine erneute Überhöhung in den Amplitudengängen von $S_x(s)$ und $S_y(s)$ zu beobachten. Der Phasenwinkel dreht in diesem Bereich um -180° . Die Steilheit der Phasendrehung wird von den Dämpfungseigenschaften des Lagers beeinflusst. Laut Gleichung (5.34) besitzt die Übertragungsfunktion $S_y(s)$ im Gegensatz zu $S_x(s)$ eine weitere doppelte Nullstelle $s_{y,1}^2$. Bei der Frequenz $\omega_{y,1}$ ist daher eine erneute Phasendrehung um 180° zu erkennen.

5.3 Variation des Übertragungsverhaltens bei äußeren Einflüssen

Mit dem entwickelten analytischen Modell lässt sich das Übertragungsverhalten des aktiven Motorlagers innerhalb des interessierenden Frequenzbereiches ausreichend genau abbilden. In diesem Abschnitt soll die bisher nicht behandelte Fragestellung beantwortet werden, inwieweit im Fahrzeug auftretende Umgebungseinflüsse das aktive und passive Übertragungsverhalten ändern. Zunächst wird der jeweilige Einfluss auf die Übertragungsfunktionen $P_{yx}(s)$ und $S_x(s)$ experimentell erfasst. Die Modellparameter des Lagermodells werden an die gemessenen Veränderungen angepasst. Im Anschluss wird die aktive Übertragungsfunktion $S_y(s)$ mit dem modifizierten Modell simulativ bestimmt. Das Ziel der Analyse besteht darin, Hinweise auf notwendige bauteil- und algorithmusbezogene Maßnahmen zu liefern, um einen robusten, serienmäßigen Einsatz einer adaptiven bzw. kennfeldbasierten Steuerung zu ermöglichen.

5.3.1 Nichtlinearität

Bei der Anwendung des Newton/FxLMS-Algorithmus ist im bisherigen Verlauf dieser Arbeit die Linearität der Sekundärstrecke vorausgesetzt worden. Geringe Nichtlinearitäten der Sekundärstrecke können sich bereits nachteilig auf die erreichbare Schwingungskompensation auswirken [21]. Passive, hydraulische Motorlager weisen ein hochgradig nichtlineares, amplitudenabhängiges Übertragungsverhalten auf. Die Ursachen hierfür sind die eingesetzten Elastomerwerkstoffe, die Strömungsverhältnisse im Fluidkanal und die Charakteristik der Entkopplungsmembran. Vor diesem Hintergrund wird in diesem Abschnitt die Nichtlinearität des Übertragungsverhaltens aktiver Motorlager untersucht.

Das aktive Übertragungsverhalten $S_x(s)$ wird für verschiedene Ansteuerspannungen experimentell ermittelt. Da für diesen Versuch keine korrespondierende Übertragungsfunktion $P_{yx}(s)$ existiert, wird zusätzlich die Aktorübertragungsfunktion ermittelt. Dazu wird der Aktor aus dem Lager entfernt und das Übertragungsverhalten von der Aktoransteuerspannung zu einem auf der Entkopplungsmembran positionierten Beschleunigungssensor gemessen. Die Versuchsergebnisse sind in Abbildung 5.6 gemeinsam mit den angepassten Simulationsergebnissen von $S_x(s)$ und $S_y(s)$ dargestellt. Das aktive Übertragungsverhalten zeigt eine nichtlineare, amplitudenabhängige Charakteristik. Diese ist insbesondere bei den im vorangegangenen Abschnitt ermittelten Frequenzen der charakteristischen Polstellen stärker ausgeprägt.

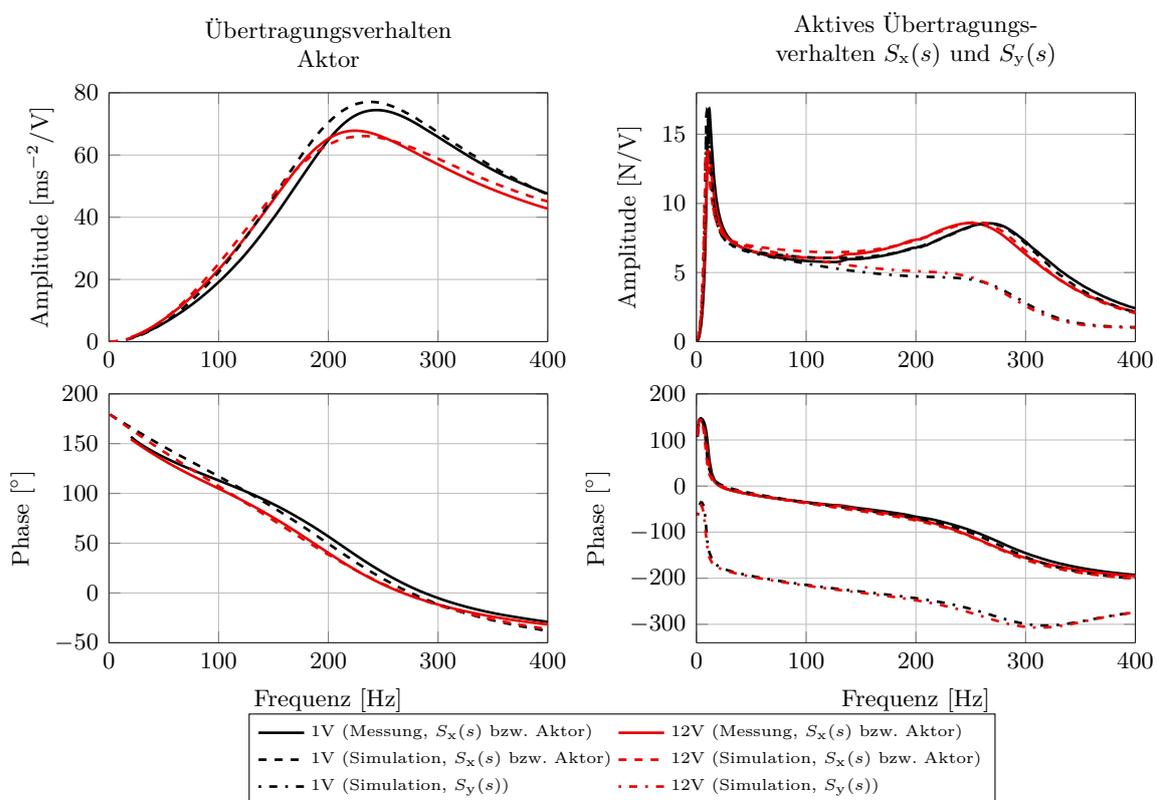


Abb. 5.6: Einfluss der Ansteuerspannungsamplitude auf das aktive Übertragungsverhalten von Aktor und aktivem Motorlager.

Im Bereich der Kanalresonanz sinkt die Amplitude mit zunehmender Ansteuerspannung. Da hier Anregungs- und Resonanzfrequenz zusammenfallen, steigt mit zunehmender Ansteuerspannung auch die Strömungsgeschwindigkeit des Fluides im Kanal. Der ursprünglich gewählte lineare Ansatz zur Berücksichtigung der Reibungsverluste wird um einen zum Quadrat der Strömungsgeschwindigkeit proportionalen Term erweitert. Für Gleichung (5.8) folgt entsprechend:

$$m_K \ddot{x}_K(t) + d_K \dot{x}_K(t) + d_{K,\text{quad}} |\dot{x}_K(t)| \dot{x}_K(t) = -p_i(t) A_K. \quad (5.37)$$

Diese Erweiterung wurde bereits in [51] zur nichtlinearen Modellierung eines passiven, hydraulischen Motorlagers genutzt. Während der lineare Term d_K den Strömungswiderstand für den laminaren Bereich erfasst, wird mit dem quadratischen Term $d_{K,\text{quad}}$ der turbulente Bereich abgedeckt. Die sehr gute Übereinstimmung zwischen Simulation und gemessenem, nichtlinearem Verhalten ist mit den Werten $d_K = 0,35 \text{ N s/m}$ und $d_{K,\text{quad}} = 0,1 \text{ N s}^2/\text{m}^2$ erzielt worden.

Die Übertragungsfunktionen $S_x(s)$ und $S_y(s)$ in Abbildung 5.6 zeigen eine weitere Nichtlinearität im Bereich der Aktorresonanzfrequenz. Die zugehörige Amplitudenüberhöhung und Phasendrehung wandern mit zunehmender Ansteuerspannung zu niedrigeren Frequenzen. Ein ähnliches Verhalten ist auch im Aktorübertragungsverhalten zu beobachten. Eine Erklärung lässt sich aus dem vereinfachten, analytischen Ausdruck für die Aktorresonanzfrequenz in Gleichung (5.29) ableiten. Die Aktormasse m_A kann als konstant angenommen werden. Es verbleiben lediglich die Parameter c_A und d_A als mögliche Ursachen für die beschriebene Nichtlinearität. Sowohl die dynamische Steifigkeit als auch der Verlustwinkel rußgefüllter Elastomere weisen ein ausgeprägtes amplitudenabhängiges Verhalten auf. Bei diesem als *Payne-Effekt* [151] bekannten Phänomen, sinkt die dynamische Steifigkeit mit zunehmender Anregungsamplitude. Der Verlustwinkel steigt dagegen zunächst steil an bis er ein Maximum erreicht, um im Anschluss wieder leicht abzusinken. Im vorliegenden Fall werden die dynamischen Eigenschaften c_A und d_A des Aktors durch die elastomere Entkopplungsmembran bestimmt. Im Simulationsmodell wird der *Payne-Effekt* mit dem in Abbildung 5.7 gezeigten amplitudenabhängigen Verlauf der dynamischen Steifigkeit bzw. des Verlustwinkels in Form einer Tabelle berücksichtigt. Aufgrund fehlender Versuchsdaten wurde der qualitative Verlauf an die Ergebnisse aus [183] angepasst.

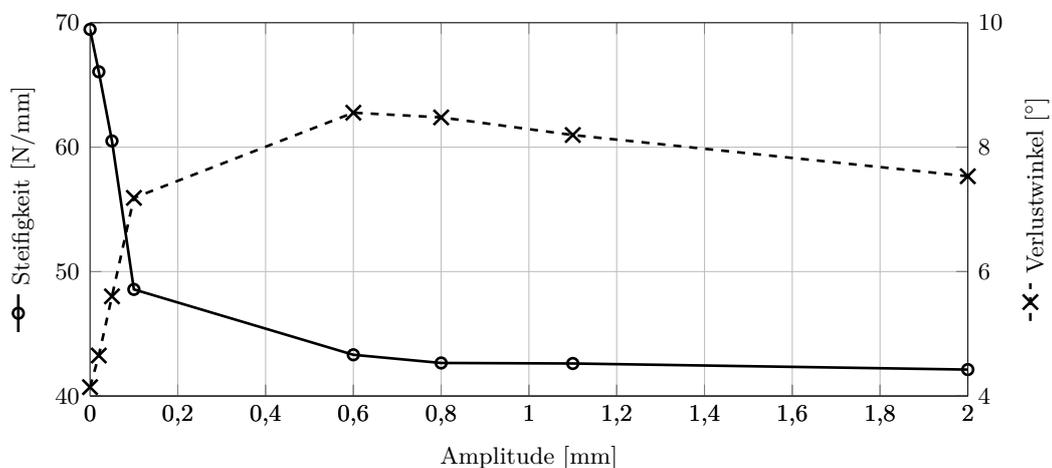


Abb. 5.7: Amplitudenabhängigkeit der Steifigkeit und des Verlustwinkels bei Elastomeren (*Payne-Effekt*).

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass das aktive Motorlager eine geringe amplitudenabhängige Nichtlinearität aufweist. Diese ist in den Bereichen der charakteristischen Pole stärker ausgeprägt. Der Bereich der Kanalresonanzfrequenz ist sowohl für die adaptive Steuerung als auch die Kennfeldsteuerung nicht relevant, da deren niedrigste Betriebsfrequenz meist oberhalb dieses Bereiches liegt. Die Nichtlinearität im Bereich der Aktorresonanzfrequenz ist ebenfalls von untergeordneter Bedeutung. Die resultierenden Amplituden- und Phasenfehler sind verhältnismäßig klein. Weiterhin sind die Unterschiede in der motorischen Anregung und somit auch in den Amplituden der Ansteuerspannung bei verschiedenen Lastzuständen gerade im höherfrequenten Bereich gering.

5.3.2 Lagervorlast

Bei den Messungen der vorangegangenen Abschnitte wurde eine konstante, statische Lagervorlast von -1400 N angenommen, die dem anteiligen Gewicht des Motor-Getriebe-Verbandes entspricht. Während der Fahrt kann es allerdings zu kurzzeitigen, dynamischen Änderungen der Lagervorlast kommen. Mögliche Ursachen hierfür sind fahrbahnseitige Anregungen und das Antriebsmoment, dessen Reaktionsmoment von der Aggregatelagerung abgestützt wird. In diesem Abschnitt wird der Einfluss der Lagervorlaständerung auf das Übertragungsverhalten aktiver Motorlager experimentell und analytisch untersucht.

Die Übertragungsfunktionen $P_{yx}(s)$ und $S_x(s)$ werden bei der Nennlast -1400 N und den Lasten -700 N sowie 0 N vermessen. Das Versuchsergebnis zeigt Abbildung 5.8. Aufgrund der bereits erwähnten strukturellen Einschränkungen des hydraulischen Elastomerprüfstands, sind die dyna-

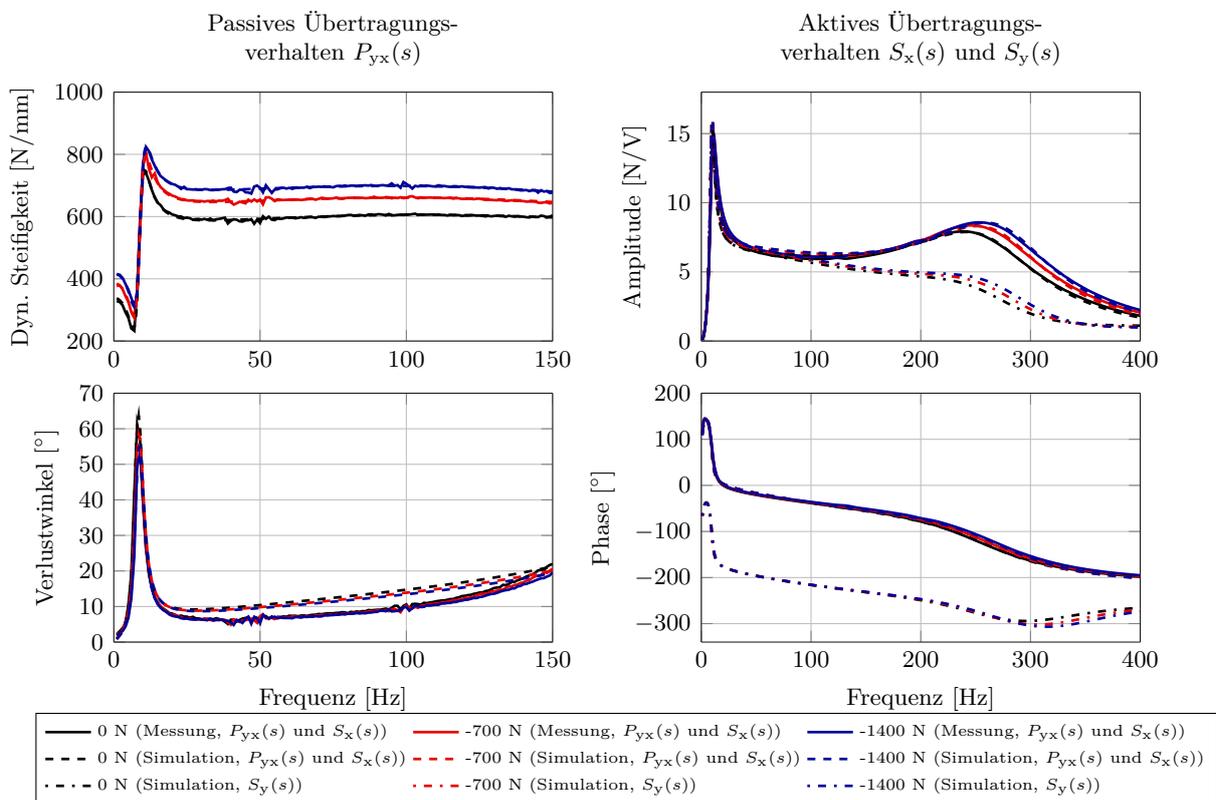


Abb. 5.8: Einfluss der Lagervorlast auf das aktive und passive Übertragungsverhalten des aktiven Motorlagers.

mische Steifigkeit und der Verlustwinkel lediglich bis 150 Hz dargestellt. Die Verläufe der Übertragungsfunktionen $S_x(s)$ und $S_y(s)$ ändern sich nur im Bereich der Aktorresonanz. Mit zunehmender Entlastung des Lagers verschiebt sich die Aktorresonanzfrequenz zu niedrigen Frequenzen und die Höhe der zugehörigen Amplitudenüberhöhung sinkt. Die Kennlinie der dynamischen Steifigkeit von $P_{yx}(s)$ verschiebt sich mit zunehmender Vorlast zu höheren Steifigkeiten.

Das Versuchsergebnis kann mit Hilfe von Abbildung 5.9 analytisch gedeutet werden. Neben der statischen Kennlinie sind in der Abbildung die drei Vorlastpunkte der dynamischen Messungen aufgetragen. Die Kennlinie verläuft zwischen diesen Betriebspunkten nicht linear, sondern zeigt ein leicht progressives Verhalten, das einer Zunahme der statischen Tragfedersteifigkeit entspricht. In der Messung der dynamischen Steifigkeit in Abbildung 5.8 ist bei sehr niedrigen Frequenzen ebenfalls diese Zunahme zu erkennen. Neben der Abhängigkeit der statischen Tragfedersteifigkeit von der Vorlast, wird in [51, 196] aufgezeigt, dass auch die Dämpfungs- und Bläheigenschaften der Tragfeder vorlastabhängig sind.

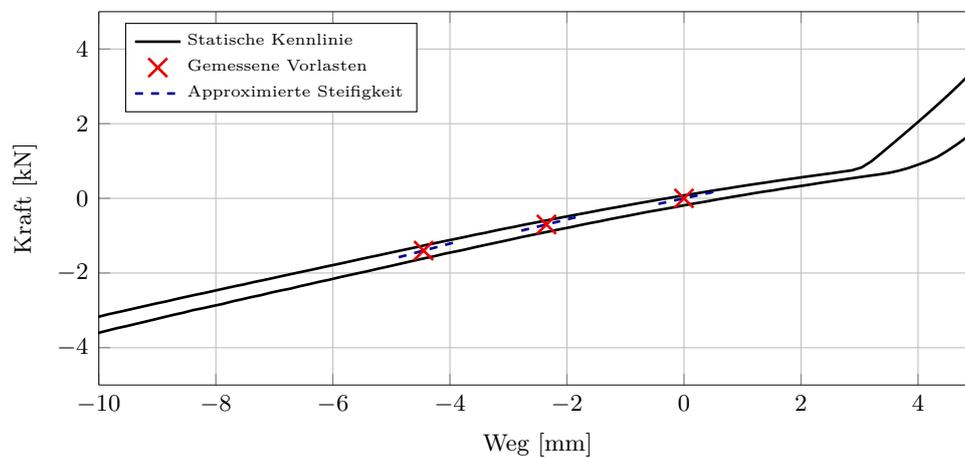


Abb. 5.9: Statische Kennlinie des aktiven Motorlagers und simulierte Steifigkeiten der Vorlastbetriebspunkte.

Vor diesem Hintergrund wird der Abgleich des analytischen Modells mit den Versuchsergebnissen erneut in ein Optimierungsproblem überführt. In diesem Fall sind allerdings nur die Parameter der Übertragungsfunktionen $C_{B,dyn}(s)$ bzw. $C_{T,dyn}(s)$ variabel, während die übrigen Werte aus der Modellvalidierung in Abschnitt 5.2 übernommen werden. Die identifizierten Parameter sind für die verschiedenen Vorlasten im Anhang in Tabelle A.2 dargestellt. Alle Steifigkeitsterme und die Dämpfungsterme $d_{T,1}$ bzw. $d_{B,1}$ nehmen mit zunehmender Vorlast ab. Die übrigen Terme zeigen nur geringfügige Schwankungen. Die experimentelle Validierung dieses Ergebnisses auf Komponentenebene könnte Gegenstand weiterer Forschungen sein.

Die identifizierten statischen Steifigkeiten $c_{T,1}$ sind für die verschiedenen Vorlasten ebenfalls in der Kennlinie in Abbildung 5.9 aufgetragen. Die Progression der Kennlinie wird durch die identifizierten Parameter leicht überbewertet. Bei Elastomerlagern führt eine dynamische Belastung im Bereich bis 1 Hz zu einer höheren Steifigkeit, die kinetische Steifigkeit genannt wird. Das Verhältnis von statischer und kinetischer Steifigkeit liegt bei üblichen Kautschukmischungen und Elastomeren im Bereich von 1,5 bis 3 [216]. Durch die verwendete lineare Modellierung kann der existierende

Unterschied zwischen statischer und kinetischer Steifigkeit nicht richtig dargestellt werden und resultiert in einer Überbewertung der statischen Steifigkeit [171].

Abschließend bleibt festzuhalten, dass eine Vorlaständerung die dynamische Steifigkeit über den gesamten betrachteten Frequenzbereich ändert, während der Verlustwinkel nahezu unbeeinflusst bleibt. Dagegen sind im aktiven Übertragungsverhalten moderate Amplituden- und Phasenänderungen nur im Bereich der Aktorresonanzfrequenz zu beobachten.

5.3.3 Temperatur

Durch ihre motornahe Positionierung unterliegen aktive Motorlager starken Temperaturschwankungen. Diese können abhängig von der Einsatzregion, der Jahreszeit und der Motorisierung im Bereich von -40 °C bis 100 °C liegen. Da Elastomerwerkstoffe eine ausgeprägte Temperaturabhängigkeit aufweisen, wird in diesem Abschnitt das Lagerübertragungsverhalten unter Temperatureinfluss untersucht.

Die bisherigen Ergebnisse sind bei einer Raumtemperatur von 20 °C erzielt worden. Zur Analyse des Temperatureinflusses wird das Übertragungsverhalten zusätzlich bei 0 °C und 65 °C vermessen. Dies entspricht dem Temperaturbereich der mit den vorhandenen Prüfständen darstellbar ist. Das gemessene und simulierte Übertragungsverhalten ist in Abbildung 5.10 dargestellt. Die Übertragungsfunktionen $S_x(s)$ und $S_y(s)$ zeigen in den Bereichen der Kanal- und Aktorresonanzfrequenz eine deutliche Abhängigkeit von der Bauteiltemperatur. Die Amplitudenüberhöhung der Kanalreso-

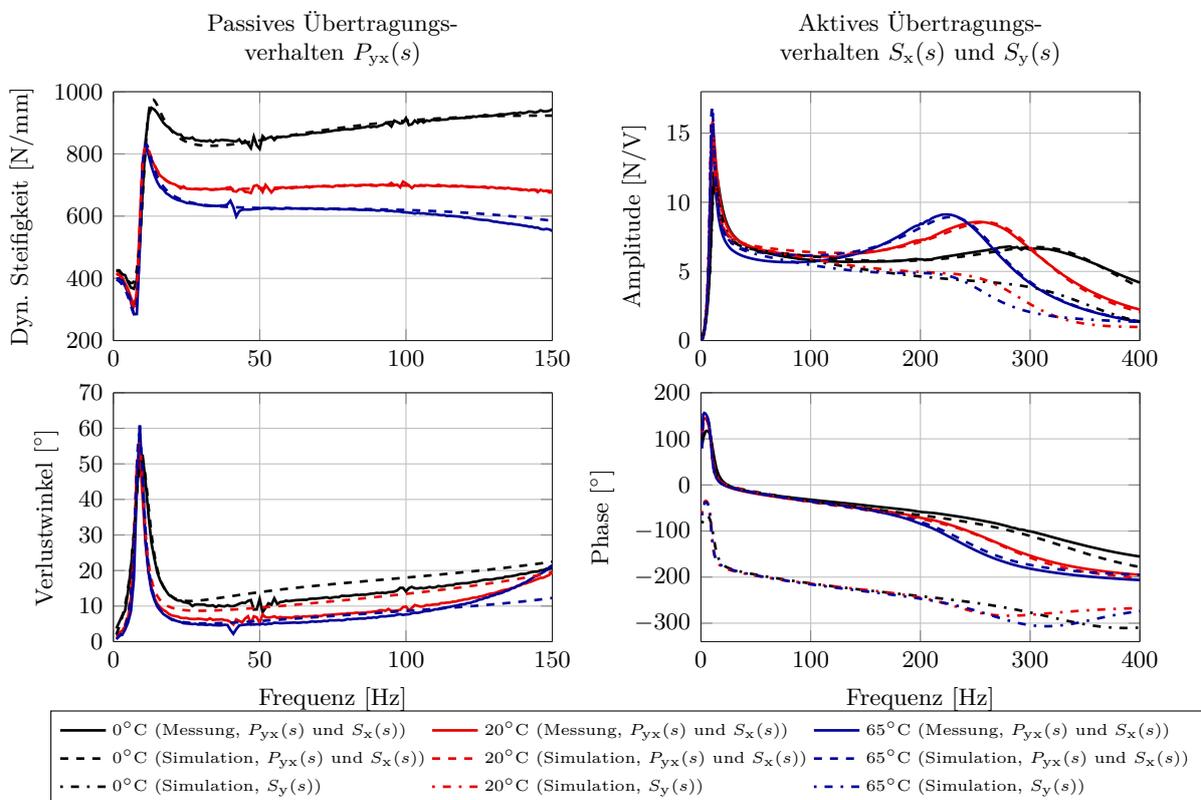


Abb. 5.10: Einfluss der Bauteiltemperatur auf das aktive und passive Übertragungsverhalten des aktiven Motorlagers.

nanz fällt mit abnehmender Temperatur. Die Aktorresonanz verschiebt sich mit abnehmender Bauteiltemperatur zu höheren Frequenzen. Gleichzeitig sinkt die zugehörige Amplitudenüberhöhung. Die dynamische Steifigkeit aus $P_{yx}(s)$ verschiebt sich mit zunehmender Temperatur zu niedrigen Steifigkeiten, während das Verlustwinkelmaximum im Bereich der Kanalresonanz zunimmt.

Das Materialverhalten von Elastomerwerkstoffen besitzt eine deutliche Temperaturabhängigkeit. Bei gefüllten Elastomeren kann in Abhängigkeit der Werkstoffzusammensetzung bei Temperaturerhöhung eine Steifigkeitsabnahme gemessen werden [59]. Darüber hinaus ist auch eine Temperaturabhängigkeit der Fluideigenschaften zu erwarten. Die Anpassung des analytischen Modells an die Versuchsergebnisse wird erneut in ein Optimierungsproblem überführt. In diesem Fall sind die Parameter der Elastomerbauteile Tragfeder, Blähfeder und Entkopplungsmembran sowie die Fluideigenschaften Dichte und Kanalreibung innerhalb gewisser Grenzen variabel. Die identifizierten Parameter sind im Anhang in Tabelle A.3 zusammengefasst. Erneut ist eine gute Übereinstimmung von Versuchs- und Simulationsergebnissen zu beobachten. Die mit abnehmender Temperatur abnehmende Amplitudenüberhöhung von $S_x(s)$ und $S_y(s)$ bzw. des Verlustwinkels von $P_{yx}(s)$ im Bereich der Kanalresonanz ist mit einem Anstieg der Strömungsverluste im Kanal zu erklären. Die Verschiebung der Aktorresonanz zu niedrigeren Frequenzen bei zunehmender Temperatur, kann mit einer Abnahme der Blähfedersteifigkeit der elastomeren Tragfeder begründet werden.

Aus der Variation der Bauteiltemperatur resultieren von allen bisher betrachteten Umgebungseinflüssen die größten Änderungen des Lagerübertragungsverhaltens. Während sich diese in der dynamischen Steifigkeit aus $P_{yx}(s)$ über den gesamten Frequenzbereich erstrecken, sind sie im aktiven Übertragungsverhalten $S_x(s)$ bzw. $S_y(s)$ auf den Frequenzbereich der Aktorresonanz begrenzt.

5.3.4 Alterung

Die aktive Motorlagerung ist während des Fahrzeuglebens extremen Umwelt-, Temperatur- und Belastungseinflüssen ausgesetzt. Trotz der entstehenden Alterungseffekte darf ihre Funktion nicht eingeschränkt werden. In diesem Abschnitt wird der Einfluss der Alterung auf das Übertragungsverhalten des aktiven Motorlagers betrachtet. Aufgrund der begrenzten Dauer, die zur Anfertigung dieser Arbeit zur Verfügung stand, wird ein neuwertiges Motorlager mit einem Motorlager aus einem zwei Jahre alten Fahrzeug mit 40 000 km Laufleistung verglichen.

Abbildung 5.11 zeigt das gemessene und simulierte Übertragungsverhalten der beiden untersuchten Motorlager. Die dynamische Steifigkeit verschiebt sich mit zunehmender Alterung zu höheren Werten, während der Verlustwinkel weitestgehend unverändert bleibt. Im aktiven Übertragungsverhalten $S_x(s)$ bzw. $S_y(s)$ treten signifikante Amplituden- und Phasenänderungen lediglich im Bereich der Aktorresonanzfrequenz auf. Mit zunehmender Alterung verschiebt sich die Aktorresonanzfrequenz zu höheren Frequenzen. Die korrespondierende Amplitudenüberhöhung nimmt leicht zu. Das Verhalten ist vergleichbar mit dem Einfluss der Lagervorlast in Abbildung 5.8.

Zur analytischen Deutung des Versuchsergebnisses wird die statische Kennlinie in Abbildung 5.12 herangezogen. Der Vergleich beider Kennlinien zeigt zwei für Gummilager typische Alterungseffekte. Die bekannteste Auswirkung einer mechanischen Langzeitbelastung ist das *Kriechen* oder

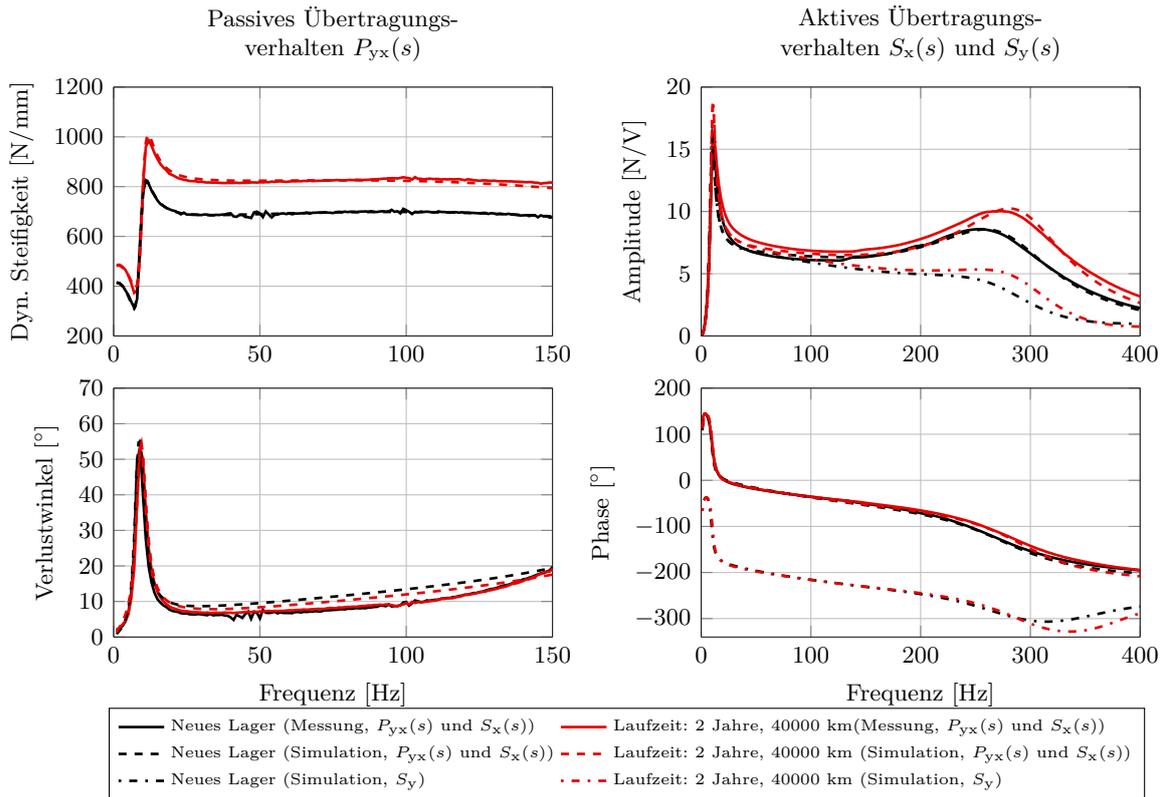


Abb. 5.11: Einfluss der Alterung auf das aktive und passive Übertragungsverhalten des aktiven Motorlagers.

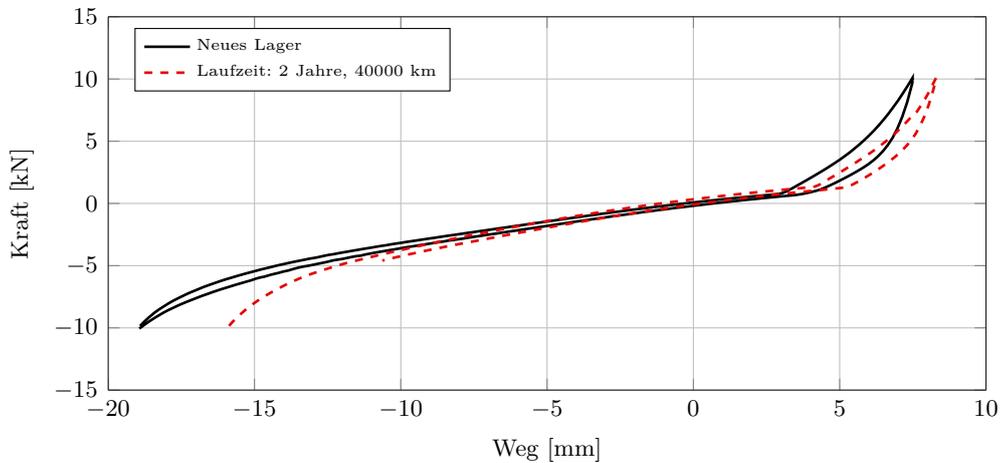


Abb. 5.12: Statische Kennlinie des aktiven Motorlagers für verschiedene Alterungszustände.

Setzen [33]. Hierunter wird eine zeitabhängige, plastische Verformung eines Werkstoffes unter Last verstanden [161]. In Abbildung 5.12 ist dieser Vorgang anhand der Verschiebung der Kennlinie des alten Motorlagers entlang der Kennlinie des neuen Motorlagers zu erkennen. Darüber hinaus ist bei Gummi mit zunehmender Alterung eine Verhärtung durch fortschreitende Vernetzung der Molekülstränge zu beobachten [97]. Die Zunahme der statischen Steifigkeit äußert sich in einer Drehung der statischen Kennlinie um den Koordinatenursprung. Aufgrund der genannten Effekte bewirkt der Alterungseinfluss eine relative Verschiebung des Vorlastpunktes bei -1400 N entlang der statischen Kennlinie. Der Abgleich des analytischen Modells mit den Versuchsergebnissen wird

erneut als Optimierungsproblem formuliert bei dem die Parameter der Übertragungsfunktionen $C_{B,dyn}(s)$ und $C_{T,dyn}(s)$ variabel sind. Die identifizierten Parameter sind in Tabelle A.4 im Anhang festgehalten. Die gute Übereinstimmung zwischen den Simulations- und Versuchsergebnissen in Abbildung 5.8 unterstreicht die durchgeführte theoretische Interpretation. Trotz der eingeschränkten Laufzeit des untersuchten Motorlagers, besitzen die Ergebnisse eine hohe Aussagekraft bezüglich des Alterungseinflusses. Kriechvorgänge setzen sich aus additiven Mechanismen zusammen, für die ein vergleichsweise hoher Anfangssatzbetrag charakteristisch ist [73]. Demnach ist davon auszugehen, dass der Einfluss der Alterung nach den ersten zwei Jahren der Laufzeit deutlich größer als während der verbleibenden Fahrzeuglebensdauer ist.

5.3.5 Serienstreuung

In der Serienfertigung ist es unvermeidbar, dass, aufgrund vorgegebener Toleranzen und schwankender Materialeigenschaften, Streuungen in den Übertragungsfunktionen im Fahrzeug existieren. Beispielsweise werden die Schwankungen des dynamischen Übertragungsverhaltens von zehn baugleichen passiven Hydrolagern in [129] analysiert. Die maximalen Abweichungen der dynamischen Steifigkeit bzw. des Verlustwinkels betragen für die meisten dynamischen Anregungen $\pm 8\%$ bzw. $\pm 15\%$. Im Falle einer Kennfeldsteuerung bestimmt die Streuung der Übertragungspfade maßgeblich, ob mit einem einheitlichen Kennfeld eine serientaugliche Schwingungsreduktion über ein breites Fahrzeugkollektiv erreicht werden kann. Bei der Anwendung einer adaptiven Steuerung ist die Serienstreuung dagegen von entscheidender Bedeutung dafür, ob eine fahrzeugindividuelle Sekundärstreckenidentifikation notwendig ist oder ein fahrzeugübergreifender Datensatz genutzt werden kann. Vor diesem Hintergrund wird in diesem Abschnitt der Einfluss der Serienstreuung auf das aktive und passive Lagerübertragungsverhalten untersucht.

Zur Analyse der Bauteilstreuung standen im Rahmen dieser Arbeit drei baugleiche aktive Motorlager zur Verfügung. Das gemessene und simulierte Übertragungsverhalten ist in Abbildung 5.13 dargestellt. Im Verlauf der Übertragungsfunktionen sind lediglich kleine Abweichungen zwischen den einzelnen Bauteilen zu erkennen. Dieses Ergebnis ist in guter Übereinstimmung mit den Messungen aus [129] bei denen für kleine Anregungsamplituden ebenfalls nur geringe Abweichungen beobachtet wurden. Im Bereich der Aktorresonanz, deren Lage aufgrund des hohen Frequenzbereichs prinzipiell sensitiver auf Parameterschwankungen reagiert, liegen etwas größere Abweichungen vor. Die analytischen Ergebnisse in Abbildung 5.13 beruhen auf der Annahme, dass die geometrischen Lagerparameter weitestgehend stabil sind und nur die Eigenschaften der Elastomertragfeder innerhalb der Serienproduktion streuen. Die identifizierten Parameter sind im Anhang in Tabelle A.5 zusammengefasst. Erwartungsgemäß treten nur kleinere Schwankungen innerhalb der identifizierten Parameter auf.

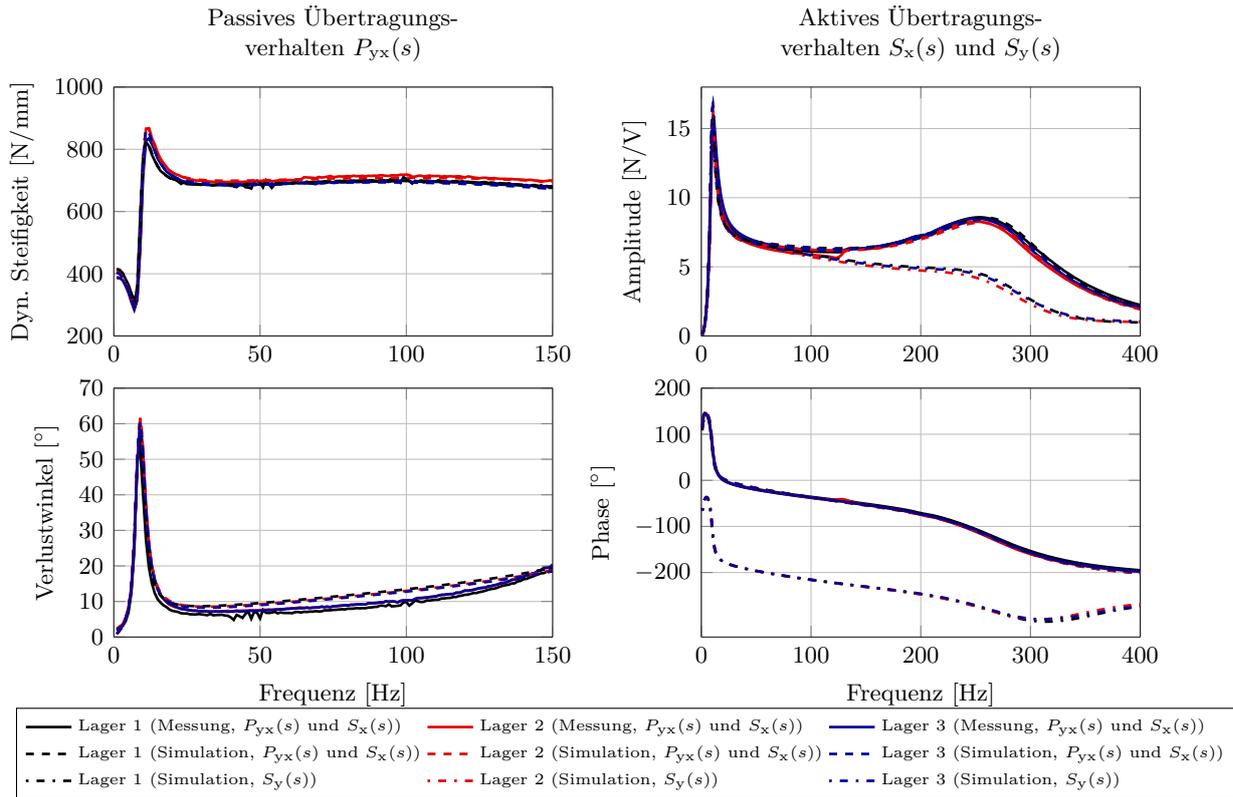


Abb. 5.13: Einfluss der Serienstreuung auf das aktive und passive Übertragungsverhalten des aktiven Motorlagers.

5.4 Zusammenfassung

Im vorliegenden Kapitel wurde die Variation des Übertragungsverhaltens eines aktiven Motorlagers unter den im Fahrzeug herrschenden Umgebungseinflüssen untersucht. Hierfür wurde zunächst ein lineares, analytisches Lagermodell mit einer erweiterten Beschreibung der Elastomerkomponenten entwickelt. In Prüfstandsversuchen wurde nachgewiesen, dass das Modell das passive und aktive Lagerübertragungsverhalten hinreichend genau abbildet. Im Anschluss erfolgte die experimentelle Analyse der Einflüsse Nichtlinearität, Lagervorlast, Bauteiltemperatur, Alterung und Serienstreuung auf das Übertragungsverhalten des Motorlagers. Mit Hilfe des Lagermodells wurden die Ergebnisse analytisch interpretiert und auf ihre Plausibilität überprüft.

Abbildung 5.14 zeigt zusammenfassend die simulativ bestimmten maximalen Amplituden- und Phasenfehler der Übertragungsfunktionen $P_{yx}(s)$, $S_x(s)$ und $S_y(s)$. Die Darstellung beschränkt sich auf den für den Betrieb der aktiven Lagerung relevanten Frequenzbereich oberhalb von 20 Hz. Die untersuchten Umgebungseinflüsse werden im Fahrbetrieb nicht isoliert auftreten. Deshalb ist zusätzlich eine simulative Abschätzung für den maximalen superponierten Gesamtfehler dargestellt. Die in den Einzelversuchen ermittelten prozentualen Parameteränderungen werden in mehreren Simulationsdurchgängen kombiniert. Es entsteht eine Vielzahl von Übertragungsfunktionen, deren Einhüllende die Prognose des Gesamtfehlers liefert. Signifikante Amplituden- und Phasenfehler im aktiven Übertragungsverhalten $S_y(s)$ beschränken sich auf den Frequenzbereich der Aktorresonanz. Die Amplituden- und Phasenfehler der Übertragungsfunktion $P_{yx}(s)$ verlaufen im betrachteten Fre-

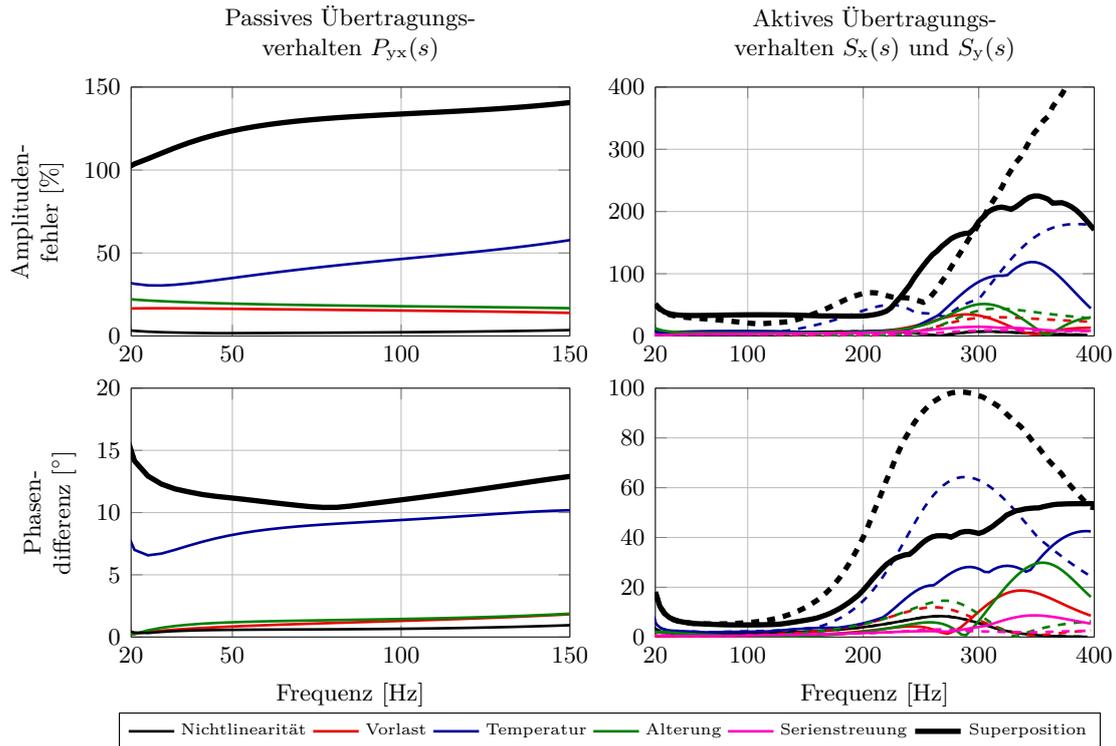


Abb. 5.14: Simulativ ermittelte maximale Amplituden- und Phasenfehler der Übertragungsfunktionen $P_{yx}(s)$ (—), $S_x(s)$ (- -) und $S_y(s)$ (—).

quenzbereich weitestgehend gleichmäßig. Die Güte einer Kennfeldsteuerung wird unmittelbar durch Änderungen im passiven und aktiven Übertragungsverhalten vermindert. Demnach ist eine kennfeldbasierte Steuerung nur in Frequenzbereichen deutlich unterhalb der Aktorresonanz sinnvoll. Dagegen ist der adaptive Newton/FxLMS-Algorithmus weitestgehend robust gegenüber Änderungen der Übertragungsstrecke $P_{yx}(s)$. Fehler der Sekundärstrecke $S_y(s)$ können allerdings zur Instabilität des Algorithmus führen. Da sich signifikante Amplituden- und Phasenfehler auf den Bereich der Aktorresonanz beschränken, können stabilisierende Gegenmaßnahmen, wie z.B. eine Onlineidentifikation, auf diesen Frequenzbereich begrenzt werden. Von allen betrachteten Umgebungseinflüssen führt die Bauteiltemperaturänderung zu den mit Abstand größten Amplituden- und Phasenfehlern. Da Aufheiz- und Abkühlphasen im Fahrzeug zeitlich langsam ablaufen, sind keine plötzlichen Veränderungen des aktiven Übertragungsverhaltens $S_y(s)$ zu erwarten.

Aufgrund der verfügbaren Prüfstände konnten in diesem Kapitel lediglich die Übertragungsfunktionen $P_{yx}(s)$ und $S_x(s)$ experimentell validiert werden. Die für die aktive Schwingungskompensation wichtige Übertragungsstrecke $S_y(s)$ ist ausschließlich analytisch betrachtet worden. Deren experimentelle Validierung ließe sich durch eine verbesserte Prüfstandskonstruktion mit einer Kraftmessung auf beiden Lagerseiten durchführen. Darüber hinaus wurden die Auswirkungen der jeweiligen Umgebungseinflüsse auf das Lagerübertragungsverhalten nur isoliert behandelt. Die abschließend durchgeführte analytische Superposition aller Einflüsse kann lediglich eine grobe Prognose darstellen. Weiterführende Untersuchungen sollten sich daher mit der experimentellen Analyse überlagerter Einflüsse auf das Übertragungsverhalten aktiver Motorlager beschäftigen.

6 Maßnahmen zur Stabilisierung der adaptiven Steuerung

Eine wesentliche Voraussetzung bei der Anwendung des Newton/FxLMS-Algorithmus ist das Vorhandensein eines Sekundärstreckenmodells. Abweichungen zwischen dem Streckenmodell und dem realen Übertragungsverhalten führen zu einer Verschlechterung der erreichbaren Regelgüte bis hin zur Instabilität. Im vorherigen Kapitel wurde auf Bauteilebene aufgezeigt, dass sich unter den im Fahrzeug herrschenden Umgebungseinflüssen signifikante Sekundärstreckenänderungen auf den Bereich der Aktorresonanzfrequenz beschränken. Dieses Ergebnis wird im vorliegenden Kapitel auf das Gesamtfahrzeug übertragen. Zunächst werden anhand einer Stabilitätsbetrachtung Aussagen zur Notwendigkeit stabilisierender Maßnahmen getroffen. Darauf aufbauend werden zwei Strategien zum Umgang mit Sekundärstreckenunsicherheiten betrachtet. Mit der Einführung eines *Leakage*-Terms kann die Robustheit des Algorithmus gegenüber Sekundärstreckenfehlern gesteigert werden [27]. Dagegen wird bei der Onlineidentifikation das Sekundärstreckenmodell während des Fahrbetriebes kontinuierlich neu angelernt. Beide Methoden werden frequenzselektiv angewendet. Hieraus ergeben sich Vorteile bezüglich des Rechenaufwandes und Verschlechterungen der Regelgüte bleiben auf die stabilitätskritischen Frequenzbereiche beschränkt.

6.1 Stabilitätsbetrachtung

Die experimentelle Analyse des aktiven Motorlagers in Kapitel 5 ist bei idealer Einspannung in einem Prüfstand durchgeführt worden. Zur Beurteilung des aktiven Übertragungsverhaltens $S_x(s)$ bzw. $S_y(s)$ wurde das Verhältnis zwischen angelegter Aktorspannung und der resultierenden Lagerkraft herangezogen. In diesem Abschnitt erfolgt eine Stabilitätsbetrachtung anhand der tatsächlich im Fahrzeug vorliegenden Sekundärstrecken \mathbf{S} . Im Gesamtfahrzeug liefern Beschleunigungssensoren an den Lagerfußpunkten die Fehlergrößen der adaptiven Steuerung. Die Sekundärstrecken beschreiben demnach die Übertragungsfunktion zwischen der Ansteuerspannung und der gemessenen Beschleunigung am Lagerfußpunkt. Der Zusammenhang zwischen dem aktiven Übertragungsverhalten des Motorlagers und den Sekundärstrecken im Fahrzeug lässt sich über die Inertanz herstellen. Diese setzt die lokale, karosserie seitige Beschleunigung ins Verhältnis zur anregenden Kraft [216]. Entgegen der bisherigen Betrachtungen ist daher bei den Übertragungstrecken im Fahrzeug ein Karosserieeinfluss zu erwarten.

Im Folgenden werden Sekundärstreckenänderungen während des Fahrbetriebes und Serienstreuungen unterschieden. Sofern eine fahrzeugindividuelle Streckenidentifikation im Produktionsprozess nicht möglich ist, müssen beide Unsicherheiten bei der Stabilitätsbeurteilung berücksichtigt werden.

Mit der in Abschnitt 3.2.3 erläuterten Methodik wird zunächst eine Vielzahl von Sekundärstrecken für verschiedene Umgebungsbedingungen an einem Fahrzeug identifiziert. Darüber hinaus werden zur Beurteilung der Serienstreuung sieben baugleiche Fahrzeuge (siehe Tabelle 7.1) bei vergleichbaren Umgebungsbedingungen vermessen. Die Ergebnisse sind in den Abbildungen A.3 und A.4 im Anhang dargestellt. Die maximale Identifikationsfrequenz wird auf 400 Hz erhöht, um eine Vergleichbarkeit mit den Ergebnissen der Motorlageranalyse aus Kapitel 5 zu ermöglichen.

Abbildung 6.1 zeigt die Bereiche, in denen die gemessenen Sekundärstrecken unter Betriebs- bzw. Serienproduktionsbedingungen streuen. Zusätzlich ist eine Abschätzung für die Überlagerung beider Einflüsse dargestellt. Hierfür wird zunächst die Abweichung zwischen der Mittelung und der Ober- bzw. Untergrenze jedes Streubereiches bestimmt. Die ermittelten Abweichungen werden den Grenzen des jeweils anderen Streubereiches überlagert. Es ergeben sich vier neue Grenzkurven, deren Minimum bzw. Maximum die Grenzen des kombinierten Streubereiches darstellen. Sofern rechnerisch negative Amplituden auftreten, werden diese auf einen sehr kleinen Wert von 0,005 V/V gesetzt. Bei den Sekundärstrecken S_{11} und S_{22} treten die größten Amplituden- und Phasenfehler im Bereich der Aktorresonanz oberhalb von 200 Hz auf. Dieses Ergebnis ist in guter Übereinstimmung

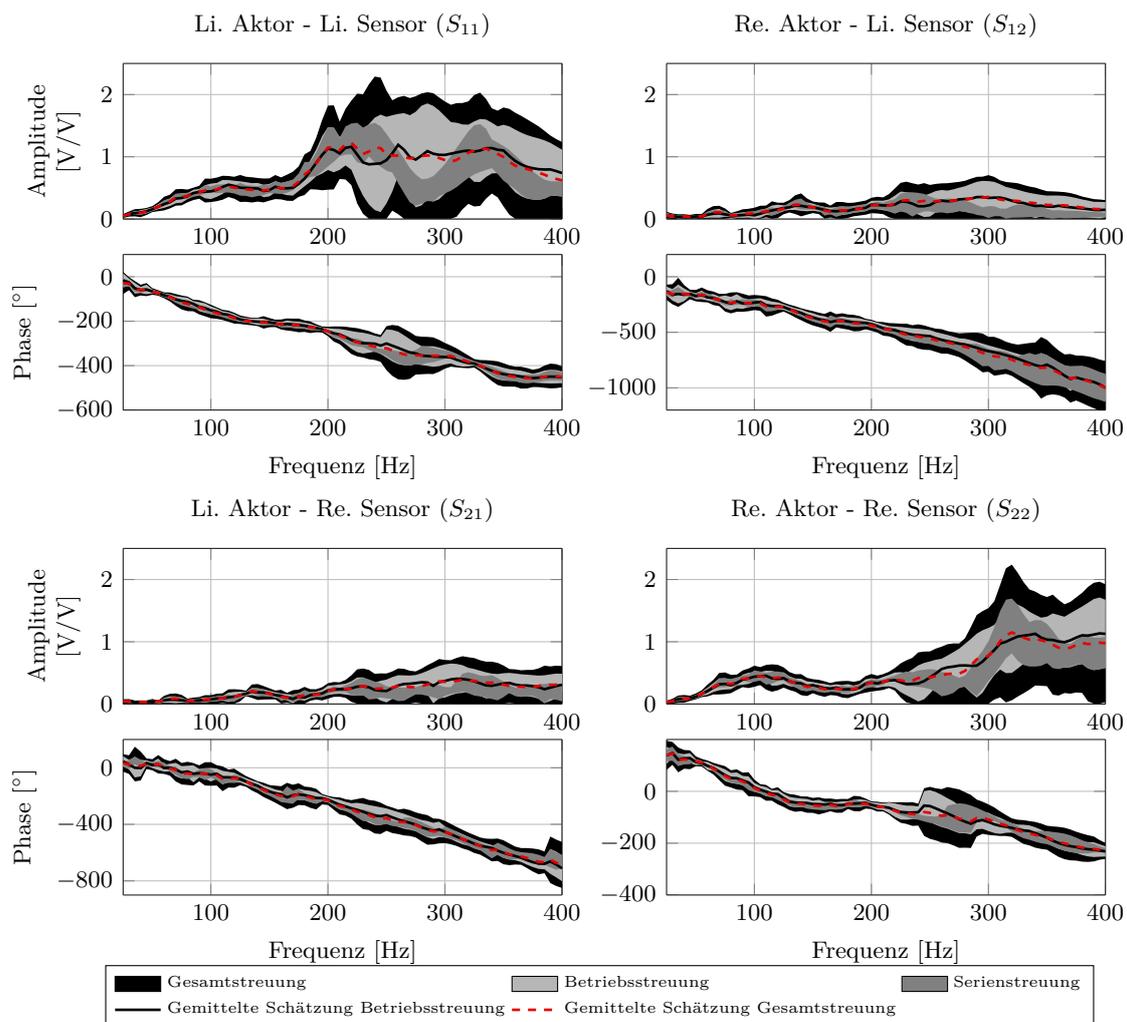


Abb. 6.1: Streubereiche der Sekundärstrecken im Gesamtfahrzeug aufgrund von Betriebs- bzw. Serienstreuungen.

mit der in Kapitel 5 durchgeführten Analyse des Motorlagerübertragungsverhaltens. Im Vergleich zu den Ergebnissen aus Abschnitt 5.3.5 ist im Gesamtfahrzeug ein wesentlich größerer Einfluss der Serienstreuung zu beobachten. Aufgrund des vorliegenden Fahrzeugkollektivs ist es nicht möglich gewesen, Alterungseinflüsse von der Serienstreuung zu trennen. Daneben ist die im Komponentenversuch gegebene genaue Reproduzierbarkeit der Umgebungsbedingungen im Gesamtfahrzeug nur näherungsweise möglich. Zuletzt äußert sich in der größeren Serienstreuung auch der Einfluss zusätzlicher Komponenten, wie z.B. der Karosserie oder der Beschleunigungssensoren.

Zur Beurteilung der Stabilität wird das in Abschnitt 2.3.2 erläuterte Eigenwertkriterium herangezogen. Es werden sowohl der Newton/FxLMS aus Gleichung (2.48) als auch dessen weniger rechenintensive, dezentrale Variante aus Gleichung (2.55) betrachtet. Die komplexen Matrizenprodukte, deren Eigenwerte für die Stabilitätsbetrachtung relevant sind, lauten für den Newton/FxLMS

$$\hat{\mathbf{S}}^{-1}\mathbf{S} = \begin{pmatrix} \hat{S}_{11} & \hat{S}_{12} \\ \hat{S}_{21} & \hat{S}_{22} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \quad (6.1)$$

und für seine dezentrale Variante, bei Vernachlässigung der Querkopplungen:

$$\begin{aligned} \text{diag}(\hat{S}_{ii})^{-1}\mathbf{S} &= \begin{pmatrix} \hat{S}_{11} & 0 \\ 0 & \hat{S}_{22} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \overline{\hat{S}_{11}/|\hat{S}_{11}|^2} & 0 \\ 0 & \overline{\hat{S}_{22}/|\hat{S}_{22}|^2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix}, \quad \text{mit } i = 1,2. \end{aligned} \quad (6.2)$$

Als Sekundärstreckenschätzung $\hat{\mathbf{S}}$ werden die in Abbildung 6.1 gezeigten Mittelwerte von absolutem Minimum und Maximum der Streubereiche verwendet. In Anlehnung an [44] werden 20 000 normalverteilte Realisierungen von \mathbf{S} innerhalb der identifizierten Streubereiche mit einem Zufallszahlengenerator bestimmt. An den Frequenzstützstellen ist jeweils der Realteil des kleinsten Eigenwertes aller Realisierungen der Matrizenprodukte in Gleichung (6.1) bzw. (6.2) stabilitätsbestimmend.

Abbildung 6.2 zeigt den Realteil des kleinsten Eigenwertes für beide Algorithmen bei Berücksichtigung der Betriebsstreuung bzw. der kombinierten Gesamtstreuung. Sofern die Bedingung

$$\min_i \Re \{ \lambda_i \} > 0, \quad \text{mit } i = 1,2, \quad (6.3)$$

erfüllt ist, kann bei ausreichend kleiner Schrittweite μ Stabilität erreicht werden [27]. Beim Newton/FxLMS und bei seiner dezentralen Variante ist bei Berücksichtigung der Betriebsstreuung oberhalb von 200 Hz ein instabiler Bereich zu erkennen. Die Motorlageranalyse in Kapitel 5 und die Sekundärstreckenmessungen im Fahrzeug haben gezeigt, dass in diesem Frequenzband besonders große Amplituden- und Phasenfehler auftreten. Ein weiterer instabiler Bereich liegt unterhalb von 35 Hz. Hier sind die Amplitudenverläufe der Sekundärstrecken schwach ausgeprägt und die korrespondierenden Matrizeneinträge von \mathbf{S} bzw. $\hat{\mathbf{S}}$ sehr klein. Daher können die Realteile der Eigenwerte bereits bei geringen Amplituden- und Phasenfehlern negativ werden. Der instabile Bereich unterhalb von 35 Hz ist beim dezentralen Algorithmus stärker ausgeprägt als bei Berücksichtigung der Querkopplungen. Die Hauptübertragungspfade sind gegenüber den Nebenübertragungspfaden un-

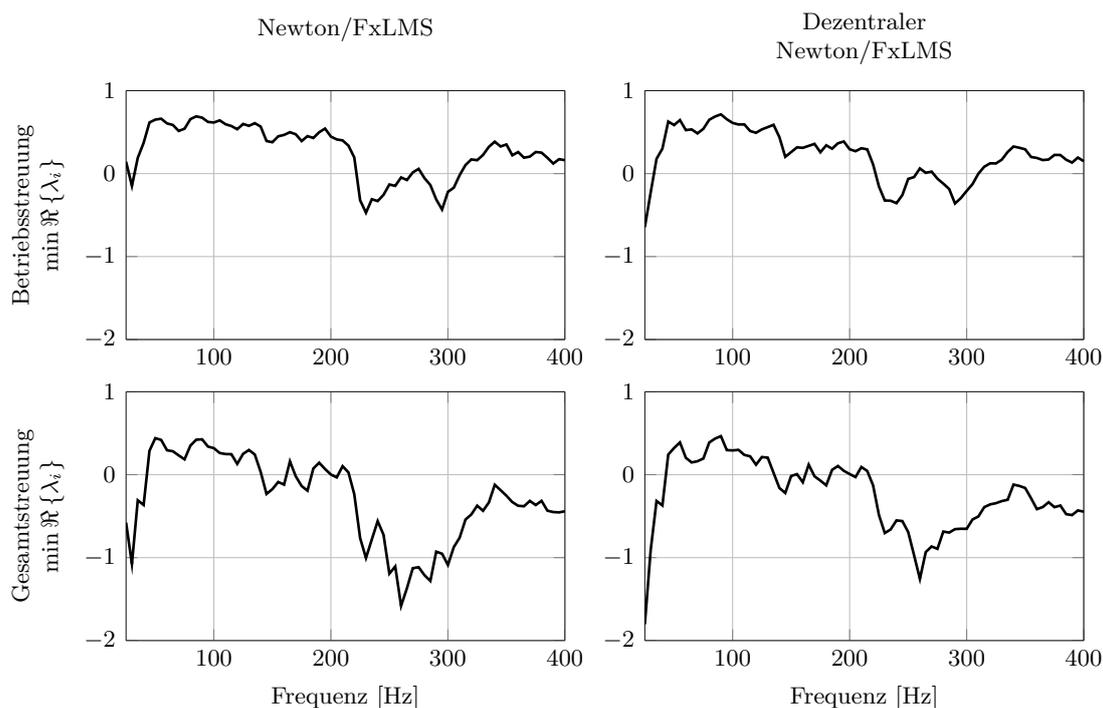


Abb. 6.2: Realteil des kleinsten Eigenwertes der Matrizen aus Gleichung (6.1) bzw. (6.2) bei Berücksichtigung der Betriebsstreuung bzw. der kombinierten Betriebs- und Serienstreuung.

terhalb von 35 Hz nicht mehr dominant. Durch die Vernachlässigung der Querkopplungen entsteht ein signifikanter Fehler, der zu einer Destabilisierung des Algorithmus führt [29]. Die Ergebnisse bei Berücksichtigung der kombinierten Streuung sind qualitativ mit den vorangegangenen Beobachtungen vergleichbar. Aufgrund der größeren Amplituden- und Phasenfehler, erstrecken sich die instabilen Bereiche allerdings über ein breiteres Frequenzband und zu deutlich negativeren Werten.

Ein stabiler Betrieb des Newton/FxLMS-Algorithmus ist bei sämtlichen im Fahrbetrieb auftretenden Sekundärstreckenfehlern möglich, sofern das Frequenzband der zu kompensierenden Motorordnungen nicht mit den beschriebenen instabilen Bereichen zusammenfällt. Demnach folgt unmittelbar die Forderung, die Aktorresonanzfrequenz außerhalb des Betriebsbereiches des Algorithmus zu legen. Sollte dies konstruktiv nicht möglich sein, sind zusätzliche, stabilisierende Maßnahmen notwendig, die in den nächsten Abschnitten thematisiert werden.

6.2 Robuster Systementwurf

Im vorangegangenen Abschnitt wurde aufgezeigt, dass die Sekundärstrecken im Fahrzeug erheblichen Betriebs- und Serienstreuungen unterliegen. Einen Regler, der trotz solcher vorhandenen Modellunsicherheiten die Güteforderung nach Stabilität erfüllt, bezeichnet man als robusten Regler [111]. Mit dem in Abschnitt 2.3.2 eingeführten *Leaky*-Newton/FxLMS-Algorithmus kann die Robustheit des Newton/FxLMS-Algorithmus gegenüber Modellfehlern gesteigert werden. Allerdings bewirkt der *Leakage*-Faktor γ eine Stellkraftbegrenzung und reduziert somit die erreichbare Regelgüte. Die Festlegung von γ stellt daher immer einen Zielkonflikt zwischen verbleibendem Restfehler und der Robustheit gegenüber Modellunsicherheiten dar. In der Literatur werden zahlreiche Verfah-

ren zur Bestimmung von γ vorgeschlagen [42–44, 96], die sich teilweise komplexer mathematischer Methoden bedienen. Das Ziel dieses Abschnittes besteht darin, einen frequenzabhängigen *Leakage*-Faktor unter Berücksichtigung der gemessenen Betriebs- und Serienstreuungen auf einfache Weise zu bestimmen. Das nachfolgend beschriebene Verfahren garantiert im regelungstechnisch strengen Sinne keine Robustheit, eignet sich allerdings für eine Worstcase-Abschätzung. Anhand von Simulations- und Versuchsergebnissen wird aufgezeigt, ob bei den gegebenen Unsicherheiten mit dem *Leaky-Newton*/FxLMS-Algorithmus eine ausreichende Schwingungsreduktion erzielt werden kann.

6.2.1 Wahl eines frequenzabhängigen *Leakage*-Faktors

Mit der Einführung des *Leakage*-Faktors werden die stabilitätsbestimmenden Matrizenprodukte des Newton/FxLMS-Algorithmus und seiner dezentralen Variante an Stelle der Gleichungen (6.1) bzw. (6.2) durch die Ausdrücke

$$\hat{\mathbf{S}}^{-1}\mathbf{S} + \gamma\mathbf{I} \quad \text{bzw.} \quad (6.4)$$

$$\text{diag}(\hat{S}_{ii})^{-1}\mathbf{S} + \gamma\mathbf{I} \quad \text{mit } i = 1,2 \quad (6.5)$$

ermittelt. Aus den Gleichungen (6.4) und (6.5) geht hervor, dass die Eigenwerte um den Wert γ entlang der Realachse verschoben werden. Hieraus lässt sich eine einfache Vorschrift zur Wahl eines frequenzabhängigen, stabilisierenden *Leakage*-Faktors $\gamma(\omega)$ ableiten. Der *Leakage*-Faktor wird in den zuvor ermittelten instabilen Bereichen soweit erhöht, bis der Realteil des kleinsten Eigenwertes positiv ist:

$$\begin{aligned} \gamma(\omega) &= \gamma_0 & \text{für } \min_i \Re \{ \lambda_i(\omega) \} &\geq 0 \\ \gamma(\omega) &= \gamma_0 + \left| \min_i \Re \{ \lambda_i(\omega) \} \right| & \text{für } \min_i \Re \{ \lambda_i(\omega) \} < 0. \end{aligned} \quad (6.6)$$

Mit dem frequenzunabhängigen Faktor γ_0 werden numerische Rundungsfehler bei der Aktualisierung der Filtergewichte vermieden [102]. Des Weiteren kann mit γ_0 weitere Robustheit gegenüber nicht berücksichtigten Modellunsicherheiten erzielt werden.

Abbildung 6.3 zeigt den Verlauf des frequenzabhängigen *Leakage*-Faktors γ , der mit Gleichung (6.6) ermittelt worden ist. Es wird erneut zwischen den Streuungen des Fahrbetriebes und der kombinierten Gesamtstreuung unterschieden. In allen Fällen wird $\gamma_0 = 0,0002$ gewählt. Weiterhin ist in der Abbildung der Realteil des kleinsten Eigenwertes der Matrizen (6.4) und (6.5) dargestellt. Die instabilen Bereiche bei sehr niedrigen Frequenzen und bei der Aktorresonanzfrequenz werden durch den *Leakage*-Faktor stabilisiert. Die Unterschiede zwischen der Betriebsstreuung und der kombinierten Streuung äußern sich in der Breite der Frequenzbänder in denen ein *Leakage*-Faktor größer als γ_0 gewählt werden muss. Des Weiteren sind deutlich größere Werte zur Systemstabilisierung erforderlich. Bei der dezentralen Variante ist im Bereich niedriger Frequenzen im Vergleich zum Newton/FxLMS ein größerer *Leakage*-Faktor notwendig. Die Ursache hierfür liegt in dem durch die Vernachlässigung der Querkopplungen zusätzlich eingebrachten Fehler.

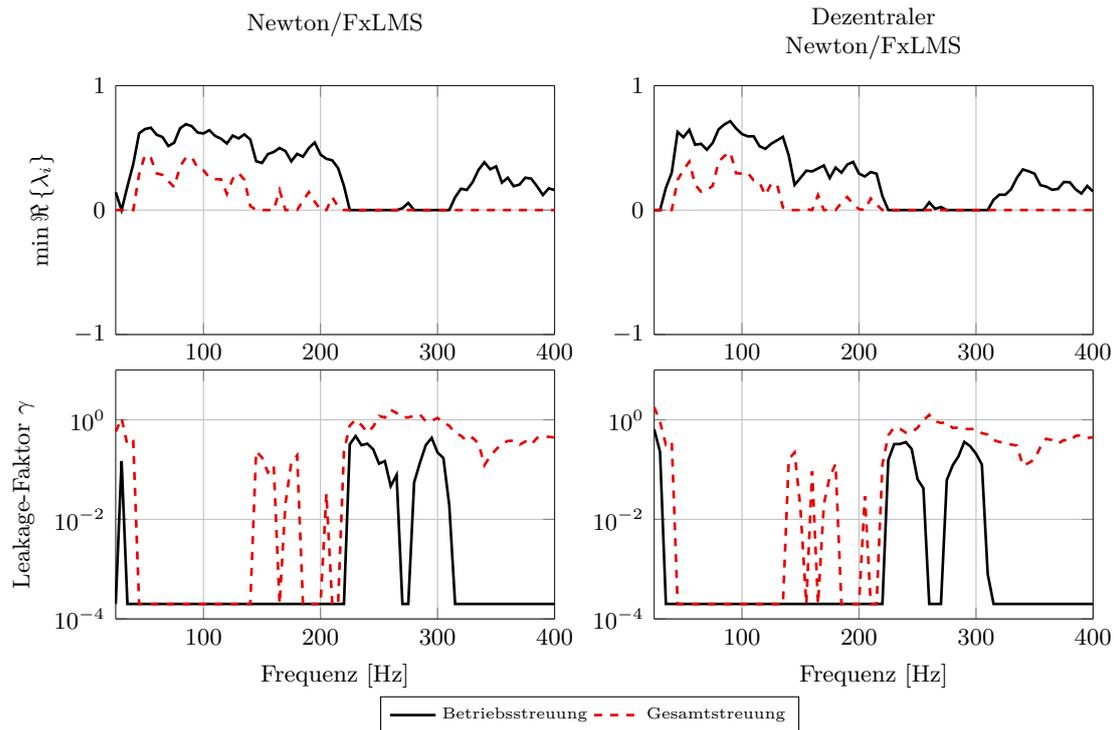


Abb. 6.3: Realteil des kleinsten Eigenwertes der Matrizen aus Gleichung (6.4) bzw. (6.5) und frequenzabhängiger *Leakage*-Faktor γ zur Steigerung der Robustheit gegenüber Betriebsstreuungen bzw. Serien- und Betriebsstreuungen.

Mit dem beschriebenen Verfahren lässt sich auf einfache Weise ein frequenzabhängiger *Leakage*-Faktor zur Stabilisierung experimentell ermittelter Sekundärstreckenunsicherheiten bestimmen. Allerdings ist der entworfene Algorithmus aus streng regelungstechnischer Sicht nicht robust. Stabilität ist nur für die in Abschnitt 6.1 berechneten 20 000 Realisierungen von \mathbf{S} bei kleinen Schrittweiten μ nachgewiesen. Demnach handelt es sich um ein weniger konservatives Verfahren. Durch eine Ausweitung der Streubereiche, eine Erhöhung der Realisierungen von \mathbf{S} oder ein größeres γ_0 können allerdings zusätzliche Sicherheiten eingebracht werden.

6.2.2 Einfluss des *Leakage*-Faktors auf die erzielbare Schwingungsreduktion

In diesem Abschnitt soll die Kompensationswirkung aufgezeigt werden, die trotz der Stellkraftbegrenzung des ermittelten *Leakage*-Faktors erreicht werden kann. Hierfür werden im Fahrversuch langsame Drehzahlhochläufe im fünften Gang mit aktivierter Zylinderabschaltung betrachtet. Da der Drehzahlbereich im Halbmotorbetrieb auf $1200\text{--}3600\text{ min}^{-1}$ beschränkt ist, werden für eine allgemeinere Betrachtung zusätzlich Drehzahlhochläufe von $800\text{--}6000\text{ min}^{-1}$ simulativ durchgeführt. Als simuliertes Störsignal wird die Überlagerung der zweiten und vierten Motorordnung konstanter Amplitude mit einem normalverteilten, mittelwertfreien Rauschsignal mit der Varianz $\sigma_v^2 = 0,001$ verwendet. Die Amplituden der Motorordnungen und das Signalrauschen entsprechen näherungsweise den Werten aus dem Fahrversuch. Um die stabilisierende Wirkung des gewählten *Leakage*-Faktors nachzuweisen, wird die Simulation für 25 Realisierungen von \mathbf{S} durchgeführt. Das Gesamtergebnis entsteht aus der Mittelung der jeweils erzielten Schwingungsreduktion.

Abbildung 6.4 zeigt die Simulations- und Versuchsergebnisse als Ordnungsschnitte der zweiten und vierten Motorordnung der am linken Lagerfußpunkt gemessenen vertikalen Beschleunigung. Neben den Ergebnissen des Newton/FxLMS-Algorithmus mit frequenzabhängigem *Leakage*-Faktor zur Stabilisierung der Betriebs- bzw. der Gesamtstreuung ist der Ausgangszustand bei deaktivierter Lagerung dargestellt.

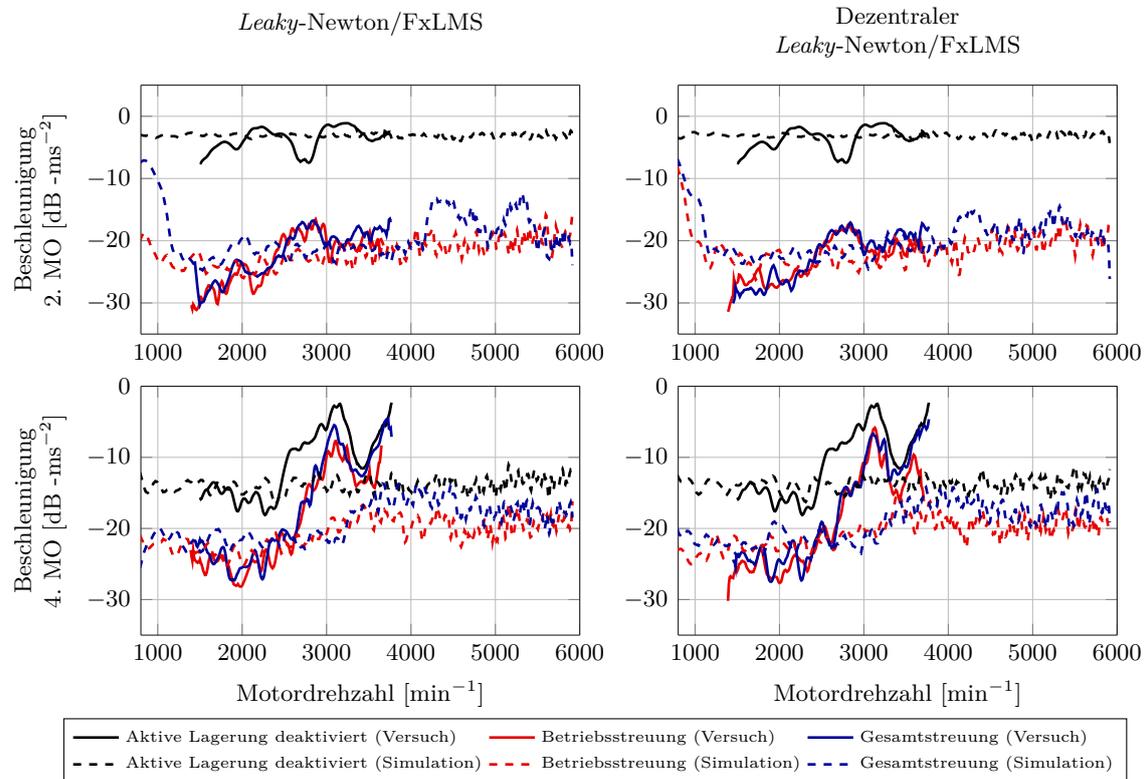


Abb. 6.4: Simulativ und experimentell erreichbare Schwingungsreduktion des Newton/FxLMS-Algorithmus mit frequenzabhängigem *Leakage*-Faktor zur Stabilisierung der Betriebs- bzw. der Gesamtsekundärstreckenstreuung.

Die zweite Motorordnung wird im Fahrversuch mit dem Newton/FxLMS-Algorithmus und seiner dezentralen Implementierung gegenüber dem Ausgangszustand um etwa 20 dB reduziert. Dies entspricht einer nahezu vollständigen Kompensation auf das Niveau des Sensorrauschens. Das im Versuch darstellbare Frequenzband der zweiten Motorordnung von 40–120 Hz zeigte in der Stabilitätsbetrachtung aus Abschnitt 6.1 keine instabilen Bereiche. Aufgrund des entsprechend niedrig gewählten *Leakage*-Faktors ist die vollständige Reduktion der zweiten Motorordnung erwartungsgemäß. Die Bereiche außerhalb der experimentell darstellbaren Frequenzbänder werden simulativ betrachtet. Der Newton/FxLMS-Algorithmus erzielt unterhalb von 1000 min^{-1} trotz der berücksichtigten Betriebsstreuung eine Reduktion der zweiten Motorordnung von über 15 dB. Im Gegensatz dazu wird mit der dezentralen Implementierung nur noch eine geringe Reduktion von 5 dB erreicht. Aufgrund der vernachlässigten Querkopplungen ist der festgelegte *Leakage*-Faktor zu groß, um weiterhin eine ausreichende Schwingungskompensation zu ermöglichen. Oberhalb von 4000 min^{-1} zeigen beide Varianten des Newton/FxLMS-Algorithmus bei Berücksichtigung der Gesamtstreuung nur eine teilweise Reduktion der zweiten Motorordnung von 10 dB. Werden dagegen lediglich die Betriebsstreuungen einbezogen, ist eine Schwingungskompensation von etwa 20 dB möglich.

Im Vergleich zur zweiten Motorordnung ist die vierte Motorordnung bei deaktivierter Lagerung bereits um etwa 10 dB schwächer ausgeprägt. Die Überhöhung bei 3000 min^{-1} bzw. 200 Hz resultiert aus einer Strukturresonanz, die auch im Frequenzspektrum in Abbildung 3.3 zu erkennen ist. Beide Algorithmusvarianten reduzieren die vierte Motorordnung im Fahrversuch unterhalb von 3000 min^{-1} um 10 dB auf das Niveau des Sensorrauschens. Dieses Ergebnis ist unabhängig von der berücksichtigten Streuung. Oberhalb von 3000 min^{-1} erzielen der Newton/FxLMS-Algorithmus und seine dezentrale Implementierung bei einbezogener Betriebsstreuung eine Pegelminderung von 3–5 dB. Demgegenüber wird bei Stabilisierung der Gesamtstreuung nur eine geringe Reduktion von 0–3 dB erreicht. Im Simulationsergebnis ist der Einfluss der Strukturresonanz bei 3000 min^{-1} nicht abgebildet. Mit dem zur Stabilisierung der Betriebsstreuung gewählten *Leakage*-Faktor kompensieren beide Varianten die vierte Motorordnung um 5–10 dB. Wird die kombinierte Streuung aus Fahrzeugbetrieb und Serieneinfluss stabilisiert, kann dagegen nur eine Reduktion von 0–5 dB erreicht werden. Die geringfügigere Pegelminderung der vierten Motorordnung hat sich im Fahrversuch subjektiv nicht bemerkbar gemacht, sofern sie größer oder gleich 5 dB gewesen ist. Im Vergleich dazu war die Kompensation der dominierenden zweiten Motorordnung deutlicher wahrnehmbar.

Mit den Ergebnissen dieses Abschnittes lässt sich eine weitere Bedingung für die Berücksichtigung der auftretenden Streuungen formulieren. Sofern die Aktorresonanzfrequenz nicht im Bereich der zu kompensierenden dominierenden Motorordnung liegt, können die auftretenden Betriebsstreuungen über eine Anpassung des *Leakage*-Faktors stabilisiert werden. Die leicht eingeschränkte Pegelminderung der nicht dominierenden Motorordnungen ist subjektiv nicht ausschlaggebend.

6.3 Onlineidentifikation eines Teilfrequenzbandes

Bei der Anwendung des zentralen Newton/FxLMS-Algorithmus beschränken sich die stabilitätskritischen Sekundärstreckenstreuungen im Fahrbetrieb auf den Bereich der Lageraktorresonanz. Sofern dieser Bereich mit dem Frequenzband der dominierenden Motorordnung zusammenfällt, ist eine Stabilisierung über einen frequenzabhängigen *Leakage*-Faktor bei gleichzeitig ausreichender Regelgüte nicht möglich. In diesem Fall muss die Sekundärstreckenschätzung während des Fahrbetriebes kontinuierlich in einer Onlineidentifikation nachgemessen werden [27].

In [76] wird der LMS-Algorithmus im Frequenzbereich (*Fast-Block-LMS*) zur Onlineidentifikation der gesamten als Impulsantworten hinterlegten Sekundärstreckenschätzungen vorgeschlagen. Als Identifikationssignal wird ein bandbegrenzttes, weißes Rauschen verwendet. Im vorliegenden Fall sind die Sekundärstreckenschätzungen als Frequenzgangmodelle implementiert und die stabilitätskritischen Bereiche auf Teilfrequenzbänder beschränkt. Zunächst werden mögliche Strukturen zur Onlineidentifikation eines Teilfrequenzbandes aufgezeigt und bezüglich ihres rechnerischen Aufwands verglichen. Im Anschluss erfolgt die Auswahl eines geeigneten Identifikationssignals. Für die Festlegung der Amplitude des Identifikationssignals und der Schrittweite des Identifikationsverfahrens bestehen in der Fahrzeugumgebung besondere Voraussetzungen. Darauf aufbauend wird eine Methode zur fahrgeschwindigkeitsabhängigen Wahl beider Parameter vorgeschlagen. Abschließend wird das entwickelte Verfahren im Fahrversuch erprobt.

6.3.1 Strukturen zur Onlineidentifikation eines Teilfrequenzbandes

Das Ziel der Onlineidentifikation ist, die N_{freq} komplexen Einträge der Sekundärstreckenschätzung \hat{S} an den Frequenzstützstellen $\omega_1, \dots, \omega_{N_{\text{freq}}}$ innerhalb eines stabilitätskritischen Frequenzbandes während der Fahrt nachzumessen. Nachfolgend werden zwei Strukturen zur Onlineidentifikation mit dem LMS-Algorithmus und zusätzlichem Identifikationssignal betrachtet. Dieser ursprünglich in [34] entwickelte Ansatz ist den Verfahren ohne Hilfssignal überlegen [6].

Abbildung 6.5 zeigt die Onlineidentifikation eines Teilfrequenzbandes mit N_{freq} , der in Abschnitt 2.2 eingeführten, parallel angeordneten adaptiven Kerbfiltern. Die Darstellung beschränkt sich auf den Eingrößenfall, ist aber ohne Weiteres auf ein Mehrgrößensystem übertragbar. Als Identifikationssignal dient eine Überlagerung aus N_{freq} Sinusschwingungen mit der einheitlichen Amplitude A :

$$g(n) = \sum_{i=1}^{N_{\text{freq}}} A_i \sin(\omega_i n). \quad (6.7)$$

Das Fehlersignal $e_g(n)$ der Onlineidentifikation ergibt sich aus dem gemessenen Fehler $e(n)$ und den Ausgängen $u_{g,1}(n), \dots, u_{g,N_{\text{freq}}}(n)$ der adaptiven Kerbfilter:

$$e_g(n) = e(n) - \sum_{i=1}^{N_{\text{freq}}} u_{g,i}(n). \quad (6.8)$$

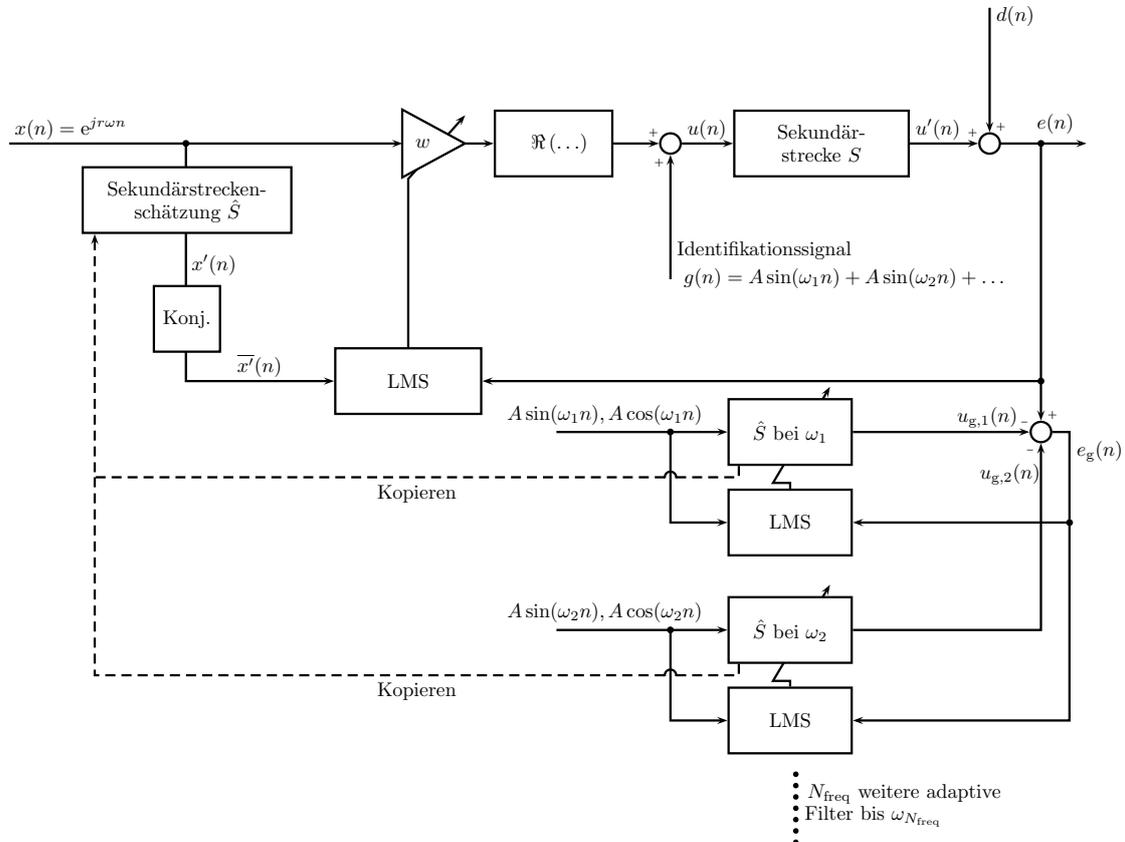


Abb. 6.5: Onlineidentifikation eines Teilfrequenzbandes von \hat{S} mit N_{freq} parallelen adaptiven Kerbfiltern.

Die Adaption der Filtergewichte erfolgt gemäß der in Abschnitt 2.2 eingeführten Vorschrift:

$$\begin{aligned} w_{g,s,i}(n+1) &= w_{g,s,i}(n) + \mu_g e_g(n) \sin(\omega_i n) \\ w_{g,c,i}(n+1) &= w_{g,c,i}(n) + \mu_g e_g(n) \cos(\omega_i n), \quad \text{mit } i = 1, 2, \dots, N_{\text{freq}}. \end{aligned} \quad (6.9)$$

Hierin entsprechen $w_{g,s,i}$ bzw. $w_{g,c,i}$ dem Real- bzw. Imaginärteil der zu identifizierenden Sekundärstreckenschätzung \hat{S} bei der Frequenz ω_i . Die identifizierten Koeffizienten werden dem adaptiven Filter zur Schwingungskompensation übergeben, um das gefilterte Referenzsignal $x'(n)$ zu bilden.

Die Ausgänge der Identifikationsfilter ergeben sich aus der Multiplikation der Filtergewichte mit den entsprechenden harmonischen Referenzsignalen:

$$u_{g,i} = w_{g,s,i}(n) \sin(\omega_i n) + w_{g,c,i}(n) \cos(\omega_i n), \quad \text{mit } i = 1, 2, \dots, N_{\text{freq}}. \quad (6.10)$$

Ein alternatives Verfahren zur Onlineidentifikation eines Teilfrequenzbandes ist in Abbildung 6.6 dargestellt. Das Identifikationssignal $g(n)$ und der gemessene Fehler $e(n)$ werden zunächst durch Blockbildung und diskrete Fourier-Transformation (DFT) in die komplexen Vektoren $\mathbf{G}(k)$ bzw. $\mathbf{E}(k)$ überführt. Der Zusammenhang zwischen der ursprünglichen Abtastrate n und dem Blockindex k lautet [68]:

$$\begin{aligned} n &= kN_{\text{DFT}} + l, \quad \text{mit } l = 0, 1, \dots, N_{\text{DFT}} - 1 \\ &\text{und } k = 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (6.11)$$

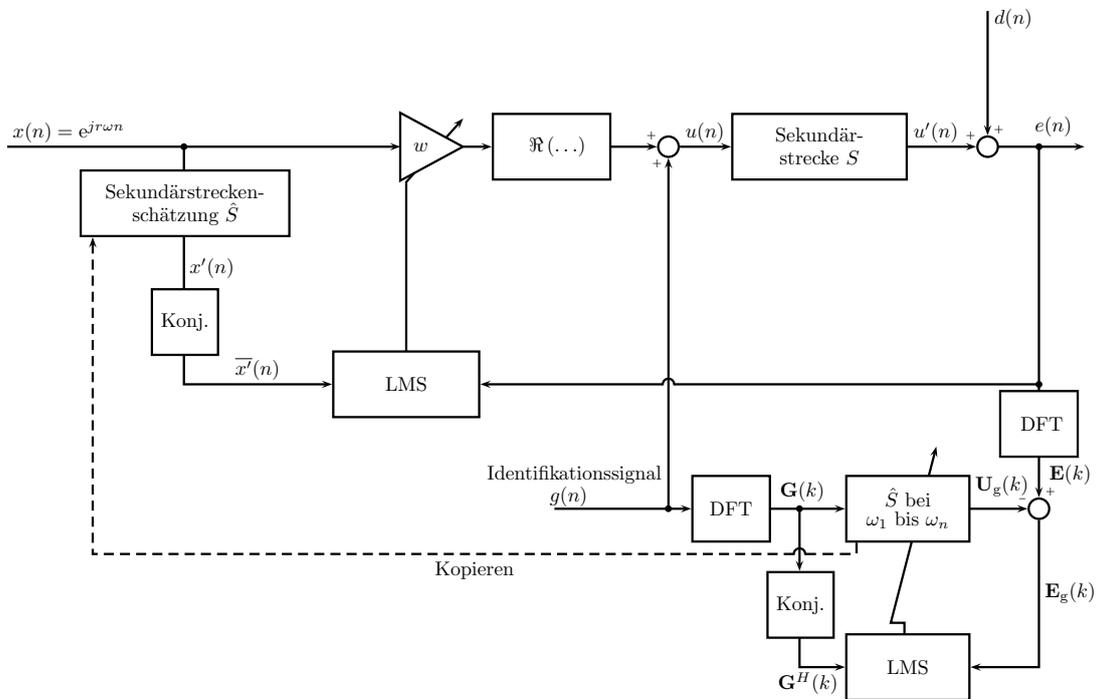


Abb. 6.6: Onlineidentifikation eines Teilfrequenzbandes von \hat{S} durch LMS-Adaption der Stützstellenwerte im Frequenzbereich.

Die Blocklänge N_{DFT} muss abhängig von der Abtastrate f_s so gewählt werden, dass die Frequenzauflösung der DFT dem Frequenzstützstellenabstand der Sekundärstreckenschätzungen entspricht.

Der Fehlervektor $\mathbf{E}_g(k)$ der Onlineidentifikation ergibt sich aus dem transformierten Vektor $\mathbf{E}(k)$ des gemessenen Fehlers und dem Ausgang des adaptiven Filters $\mathbf{U}_g(k)$:

$$\mathbf{E}_g(k) = \mathbf{E}(k) - \mathbf{U}_g(k). \quad (6.12)$$

Bei der Adaption des Filtergewichtsvektors \mathbf{W}_g mit dem komplexen LMS-Algorithmus werden lediglich die N_{freq} Einträge der gesuchten Frequenzstützstellen $\omega_1, \dots, \omega_{N_{\text{freq}}}$ aktualisiert:

$$W_{g,m}(k+1) = W_{g,m}(k) + \mu_g \overline{G_{g,m}(k)} E_{g,m}(k) \quad \text{mit} \quad m = \frac{\omega_1}{2\pi f_s} N_{\text{DFT}}, \dots, \frac{\omega_{N_{\text{freq}}}}{2\pi f_s} N_{\text{DFT}}. \quad (6.13)$$

In der obigen Gleichung entspricht der Index $m = 0$ dem statischen Anteil der DFT. Der Filterausgang

$$\mathbf{U}_g(k) = \mathbf{W}_g(k) \mathbf{G}(k), \quad (6.14)$$

enthält nur die Einträge der interessierenden Frequenzstützstellen.

Die Auswahl eines der beiden beschriebenen Verfahren ist abhängig vom Rechenaufwand und somit von der Zahl N_{freq} der zu identifizierenden Frequenzstützstellen. Weiterhin wird durch N_{freq} und die sich über die notwendige Frequenzauflösung ergebende Blocklänge N_{DFT} die günstigste Methode zur Berechnung der DFT in Abbildung 6.6 festgelegt. Im Folgenden wird die Zahl der reellen Multiplikationen betrachtet, die für die Identifikation von N_{freq} Stützstellen erforderlich ist. In einem Mehrgrößensystem ist der Rechenaufwand mit der entsprechenden Zahl der zu identifizierenden Sekundärstrecken zu multiplizieren. Der adaptive Kerbfilter benötigt pro Frequenzstützstelle zur Aufdatierung der Filtergewichte in Gleichung (6.9) drei reelle Multiplikationen. Darüber hinaus sind zur Berechnung des Fehlersignals in Gleichung (6.8) bzw. (6.10) zwei reelle Multiplikationen notwendig. Bei der Umsetzung im Frequenzbereich gemäß Abbildung 6.6 werden pro Frequenzstützstelle in der Adaptionvorschrift (6.13) eine komplexe und zwei reelle Multiplikationen durchgeführt. Die Berechnung des Fehlers in Gleichung (6.12) bzw. (6.14) erfordert eine weitere komplexe Multiplikation. Dabei entspricht eine komplexe Multiplikation vier reellen Multiplikationen.

Zusätzlicher Rechenaufwand entsteht durch die gewählte DFT-Methode. Stellvertretend für die Vielzahl adaptiver Filterverfahren im Frequenzbereich [180] wird an dieser Stelle der eingangs bereits erwähnte *Fast-Block-LMS* [19, 38] bewertet. Aufgrund der vergleichsweise geringen Zahl zu adaptierender Stützstellen, wird zusätzlich neben der direkten Bestimmung des m -ten Fourierkoeffizienten gemäß [146]

$$G(m) = \frac{2}{N_{\text{DFT}}} \sum_{n=0}^{N_{\text{DFT}}-1} g(n) e^{-j2\pi nm/N_{\text{DFT}}} \quad (6.15)$$

auch dessen Berechnung mit dem Goertzel-Algorithmus [57] betrachtet. Eine Beschreibung des Goertzel-Algorithmus kann dem Anhang A.1.4 entnommen werden.

Tabelle 6.1 zeigt die notwendigen reellen Multiplikationen in Abhängigkeit der Zahl der zu identifizierenden Stützstellen für alle angesprochenen Verfahren. Bei der Umsetzung der DFT als schnelle

Verfahren	DFT	Adaption	Fehler	Gesamt
Parallele Kerbfilter	-	$3N_{\text{freq}}$	$2N_{\text{freq}}$	$5N_{\text{freq}}$ pro Abtastschritt
<i>Fast-Block</i> -LMS-Algorithmus [19, 38]	$10N_{\text{DFT}} \log_2(2N_{\text{DFT}})$ (5 FFTs der Länge $2N_{\text{DFT}}$)	$6N_{\text{freq}}$	$4N_{\text{freq}}$	$10N_{\text{DFT}} \log_2(2N_{\text{DFT}}) + 10N_{\text{freq}}$ alle $2N_{\text{DFT}}$ Abtastschritte
Direkte Berechnung gem. Gleichung (6.15)	$4 N_{\text{freq}} N_{\text{DFT}}$ (je N_{freq} DFT-Koeffizienten von $g(n)$ und $e(n)$)	$6N_{\text{freq}}$	$4N_{\text{freq}}$	$4(N_{\text{DFT}} + 10)N_{\text{freq}}$ alle N_{DFT} Abtastschritte
Goertzel-Algorithmus [57]	$2 N_{\text{freq}}(N_{\text{DFT}} + 2)$ (je N_{freq} DFT-Koeffizienten von $g(n)$ und $e(n)$)	$6N_{\text{freq}}$	$4N_{\text{freq}}$	$2((N_{\text{DFT}} + 2) + 10)N_{\text{freq}}$ alle N_{DFT} Abtastschritte

Tab. 6.1: Anzahl der notwendigen reellen Multiplikationen zur Onlineidentifikation eines Teilfrequenzbandes mit N_{freq} Stützstellen.

Fourier-Transformation (FFT, engl. *Fast Fourier Transform*) werden reellwertige Eingangssignale und Radix-2-FFT-Algorithmen angenommen. Der rechnerische Aufwand einer FFT mit N_{DFT} Frequenzpunkten entspricht in diesem Fall $N_{\text{DFT}} \log_2(N_{\text{DFT}})$ [180]. Radix-2-FFT-Algorithmen sind nur anwendbar, sofern $N_{\text{DFT}} = 2^K$ mit $K \in \mathbb{N}$ gilt. Gegebenenfalls ist daher eine Anpassung der Frequenzauflösung der Sekundärstreckenschätzungen und der Abtastrate f_s erforderlich. Bei der Implementierung im Zeitbereich nach Abbildung 6.5 fällt der erforderliche Rechenaufwand mit jedem Abtastschritt an. Dagegen entsteht bei den Umsetzungen im Frequenzbereich gemäß Abbildung 6.6 durch die Blockverarbeitung der Rechenaufwand nur alle $2N_{\text{DFT}}$ Abtastschritte.

Im vorliegenden Fall ist die Abtastfrequenz auf $f_s = 4 \text{ kHz}$ festgelegt. Der Stützstellenabstand der Frequenzgangmodelle beträgt 5 Hz, so dass die Blocklänge zu $N_{\text{DFT}} = 800$ gewählt werden muss. Aus der Stabilitätsbetrachtung in Abschnitt 6.1 geht hervor, dass der Frequenzbereich von 220–310 Hz stabilitätskritisch ist. Es werden jeweils $N_{\text{freq}} = 10$ Stützstellen mit einem Abstand von 10 Hz innerhalb dieses Frequenzbandes online identifiziert. Die Identifikationssignale des linken und rechten Motorlagers sind um 5 Hz versetzt, um eine gegenseitige Korrelation zu vermeiden. Aus den gegebenen Daten folgt anhand von Tabelle 6.1, dass die Umsetzung nach Abbildung 6.6 mit dem Goertzel-Algorithmus zur DFT-Berechnung am rechnerisch günstigsten ist.

6.3.2 Identifikationssignal

Das gewählte Identifikationsverfahren benötigt ein Hilfssignal $g(n)$, das dem ursprünglichen Stellsignal des Newton/FxLMS-Algorithmus überlagert wird. In diesem Abschnitt werden ein Multisinussignal und ein bandbegrenztetes Rauschen bezüglich ihrer Eignung als Identifikationssignal bewertet.

Multisinussignale sind in der Systemidentifikation weit verbreitete Testsignale, die sich aus der Summe mehrerer Sinusschwingungen zusammensetzen:

$$g(n) = \sum_{i=1}^{N_{\text{freq}}} A_i \sin(\omega_i n + \psi_i). \quad (6.16)$$

Die üblicherweise beliebig gewählten Amplituden A_i bestimmen das Autoleistungsspektrum des Signals. Die Phasenwinkel ψ_i beeinflussen den Maximalwert des Multisinussignals und werden zur Minimierung des Scheitel- bzw. *Crest*-Faktors CF genutzt [62]. Der *Crest*-Faktor eines diskreten Signals $g(n)$ der Länge N beschreibt das Verhältnis seines Scheitelwertes zu seinem Effektivwert:

$$CF = \frac{\max_n |g(n)|}{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N g(n)^2}}. \quad (6.17)$$

Um Messergebnisse mit einem guten Signal-Rausch-Verhältnis zu erzielen, sollte der *Crest*-Faktor des Testsignals möglichst klein sein [62]. Darüber hinaus wird durch die Minimierung des Scheitelfaktors auch der Maximalwert des Multisinussignals reduziert, der ein wichtiges Maß für die Wahrnehmbarkeit der Onlineidentifikation im Fahrzeug ist.

Zur Onlineidentifikation der Sekundärstrecken S_{11} und S_{21} wird ein Multisinussignal im Frequenzbereich von 220–310 Hz mit zehn harmonischen Anteilen im Frequenzabstand von 10 Hz verwendet. Das Multisinussignal zur Identifikation der Sekundärstrecken S_{12} und S_{22} ist um 5 Hz versetzt und deckt das Frequenzband von 225–315 Hz ab. Durch den spektralen Versatz wird eine Korrelation beider Identifikationssignale verhindert. Die Amplituden der Teilfunktionen werden einheitlich zu $A_i = 0,001$ V festgelegt. Abbildung 6.7 (a) zeigt den Zeitverlauf des Multisinussignals zur Ansteuerung des linken Motorlagers ohne *Crest*-Faktoroptimierung. Durch die einheitliche Festlegung der Phasenwinkel $\psi_i = 0$ entsteht ein impulsartiges Signal mit $CF = 4,43$. In Abbildung 6.7 (b) ist das gleiche Multisinussignal nach der in [61] vorgeschlagenen *Crest*-Faktor-Optimierung dargestellt. Durch die Minimierung auf $CF = 1,66$ wurde auch der Scheitelwert des Signals deutlich reduziert.

Bei dem Identifikationsverfahren aus Abbildung 6.6 ist die Wahl des Identifikationssignals nicht auf Multisinussignale beschränkt. Insbesondere stochastische Signale zählen zu den häufig verwendeten Testsignalen bei der Systemidentifikation [84]. Im Folgenden wird ein mittelwertfreies, weißes Rauschen mit einer Varianz von $\sigma_v^2 = 3 \cdot 10^{-8}$ als alternatives Testsignal untersucht. Die Teilbandbegrenzung lässt sich über einen FIR-*Hamming*-Bandpass (128. Ordnung, Eckfrequenzen bei 210 Hz bzw. 320 Hz) erreichen. Die Signaleigenschaften werden so festgelegt, dass der Maximalwert im Zeitbereich näherungsweise dem Scheitelwert des *Crest*-Faktor-optimierten Multisinussignals entspricht. Das zugehörige Zeitsignal ist in Abbildung 6.7 (c) dargestellt.

Abbildung 6.7 (d) vergleicht die Frequenzspektren des teilbandbegrenzten Rauschens aus Abbildung 6.7 (c) und der Multisinussignale aus Abbildung 6.7 (a) bzw. Abbildung 6.7 (b). Die Leistung des Multisinussignals konzentriert sich auf die Spektrallinien der zu identifizierenden Frequenzstützstellen. Dagegen erstreckt sich die Signalleistung des teilbandbegrenzten Rauschens über das gesamte Frequenzband von 200–350 Hz und erzielt bei den interessierenden Frequenzen deutlich geringere Pegel. In Abschnitt 2.2 wurde aufgezeigt, dass die Konvergenzgeschwindigkeit des adaptiven Kerbfilters mit zunehmender Amplitude des Identifikationssignals zunimmt. Im Sinne eines schnellen Konvergenzverhaltens der Onlineidentifikation ist im vorliegenden Fall das Multisinussignal dem bandbegrenzten Rauschen vorzuziehen.

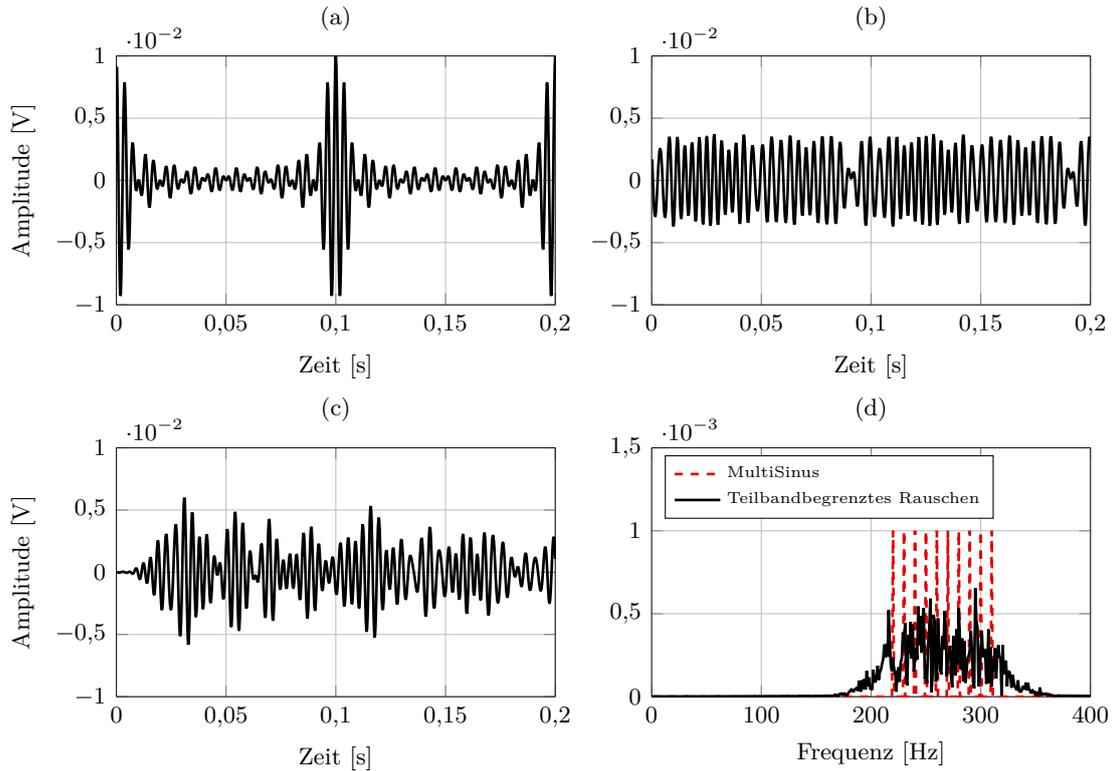


Abb. 6.7: Testsignale zur Identifikation eines Teilfrequenzbandes von 220 – 310 Hz. (a) Multisinus ohne Optimierung ($CF = 4,43$); (b) Multisinus mit Optimierung nach [61] ($CF = 1,66$); (c) Teilbandbegrenztes Rauschen ($\sigma_v^2 = 3 \cdot 10^{-8}$); (d) Darstellung aller Signale im Frequenzbereich.

6.3.3 Wahl der Identifikationsschrittweite und -amplitude

Im Versuchsfahrzeug unterliegen die Signaleigenschaften abhängig von der aktuell herrschenden Fahrsituation starken Schwankungen. In diesem Abschnitt wird zunächst deren Bedeutung für die Onlineidentifikation diskutiert. Darauf aufbauend wird eine Festlegung der Schrittweite μ_g in Gleichung (6.13) und der Amplituden A_i des Identifikationssignals in Gleichung (6.16) in Abhängigkeit der Fahrzeuggeschwindigkeit vorgeschlagen.

In Abschnitt 2.2 wurde das Lernverhalten des adaptiven Kerbfilters mit Hilfe des Fehlers im mittleren Quadrat theoretisch und simulativ betrachtet. Der adaptive Kerbfilter und die in diesem Abschnitt zur Onlineidentifikation genutzte LMS-Adaption im Frequenzbereich haben die gleiche Konvergenzgeschwindigkeit, sofern für die jeweiligen Schrittweiten μ_{zeit} bzw. μ_{freq} folgende Bedingung erfüllt ist:

$$\mu_{freq} = \frac{N_{DFT}}{2} \mu_{zeit}. \quad (6.18)$$

Die Ursache hierfür liegt in der zeitlichen Mittelung, die durch den Übergang in den Frequenzbereich entsteht und in das Adaptionsgesetz aus Gleichung (6.13) eingeht [68]:

$$W_{g,m}(k+1) = W_{g,m}(k) + \mu_{freq} \frac{2}{N_{DFT}} \sum_{n=0}^{N_{DFT}-1} g(kN_{DFT} + n) e^{-j2\pi \frac{nm}{N_{DFT}}} E_{g,m}(k)$$

mit $m = \frac{\omega_1}{2\pi f_s} N_{DFT}, \dots, \frac{\omega_{N_{freq}}}{2\pi f_s} N_{DFT}.$

(6.19)

Abbildung 6.8 verdeutlicht diesen Zusammenhang anhand des Lernverhaltens des Parameterfehlers im mittleren Quadrat für das adaptive Kerbfilter und die LMS-Adaption im Frequenzbereich. Bei Erfüllung der Bedingung (6.18) stellt sich ein vergleichbares Lernverhalten der Verfahren im Zeit- und Frequenzbereich ein. Demnach sind die in Abschnitt 2.2 getroffenen Aussagen über den Einfluss der Schrittweite, der Identifikationsamplitude und der Varianz des Signalrauschens auf das Lernverhalten des adaptiven Kerbfilters auch für die LMS-Adaption im Frequenzbereich gültig.

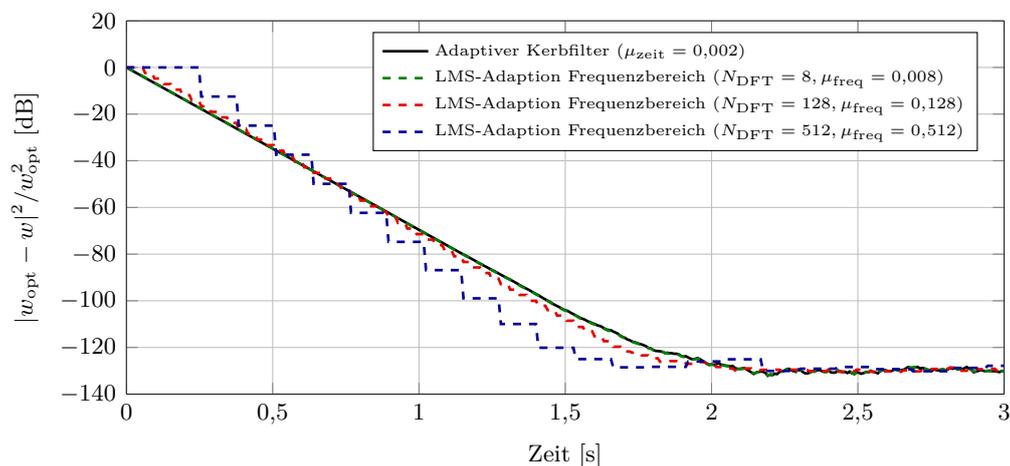


Abb. 6.8: Lernverhalten des Parameterfehlers im mittleren Quadrat für das adaptive Kerbfilter und die LMS-Adaption im Frequenzbereich für verschiedene Blocklängen N_{DFT} .

Bei der Onlineidentifikation sind die Identifikationsamplituden A_i und die Schrittweite μ_g festzulegen. Für ein schnelles Lernverhalten müssen möglichst große Amplituden A_i gewählt werden. Die unkorrelierten Signalanteile gehen als Störung in den zu minimierenden Fehler ein. Sofern die Amplituden A_i klein im Vergleich zu diesen Störungen sind, wird eine lange Adaptionszeit benötigt, um die korrelierenden Signalanteile aus dem Fehlersignal zu extrahieren [27]. Die Amplituden A_i sind jedoch durch die Wahrnehmbarkeitsschwelle der Fahrzeuginsassen begrenzt. Eine weitere Möglichkeit zur Beschleunigung des Lernverhaltens besteht in der Steigerung der Schrittweite μ_g . Allerdings steigt dadurch der Restfehler und die Identifikationsgüte nimmt ab (vgl. Abbildung 2.4).

In Abbildung 6.9 (a) ist das gemessene Leistungsdichtespektrum des Beschleunigungssensors am linken Lagerfußpunkt für verschiedene Fahrzustände dargestellt. Die spektrale Leistungsdichte wird als Maß für die im Fehlersignal enthaltenen Störungen herangezogen. Während der Fahrt liegt die spektrale Leistungsdichte über weite Frequenzbereiche > 20 dB oberhalb des im Leerlauf gemessenen Niveaus. Die Schrittweite μ_g muss demnach für eine gute Rauschunterdrückung bei höheren Fahrzeuggeschwindigkeiten weitaus niedriger gewählt werden als im Stand. Abbildung 6.9 (b) zeigt eine Approximation des Wind- und Rollgeräusches im Fahrzeuginnenraum. Die Schallintensität des Roll- bzw. Windgeräusches nimmt in etwa mit der zweiten bzw. sechsten Potenz der Fahrgeschwindigkeit zu [216]. Aufgrund der zunehmend maskierenden Geräuschkulisse, können die Amplituden A_i bei höheren Fahrzeuggeschwindigkeiten weitaus größer gewählt werden als bei stehendem Fahrzeug.

Eine einheitliche Schrittweite μ_g müsste mit Rücksicht auf die großen Störanteile bei hohen Geschwindigkeiten niedrig gewählt werden. Gleichmaßen wäre eine feste Amplitude A_i des Identifikationssignals durch den geringen Schalldruckpegel maskierender Geräusche bei stehendem Fahr-

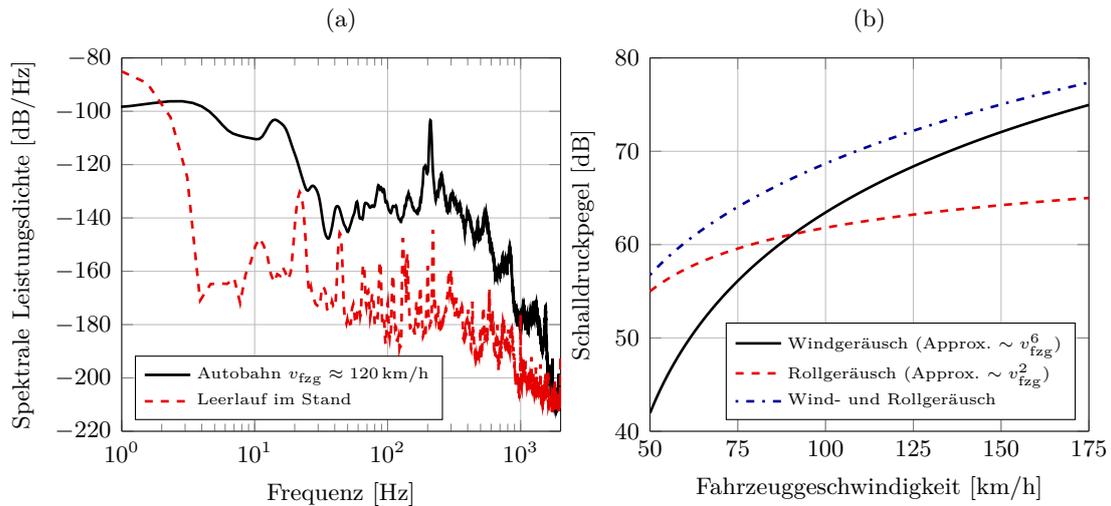


Abb. 6.9: (a) Leistungsdichtespektrum des Beschleunigungssensors in z -Richtung am linken Lagerfußpunkt; (b) Approximation des Wind- und Rollgeräusches im Fahrzeuginnenraum [216].

zeug begrenzt. Es resultiert ein langsames Lernverhalten der Onlineidentifikation mit dem selbst mittelfristige Änderungen der Sekundärstrecken nicht erfasst werden können. Zur Auflösung des beschriebenen Zielkonfliktes wird eine fahrzustandsabhängige Wahl der Onlineidentifikationsparameter vorgeschlagen. Abhängig von der Fahrzeuggeschwindigkeit, die ohnehin als Signal auf dem Fahrzeugbussystem vorliegt, werden die Schrittweite μ_g und die Identifikationsamplituden A_i festgelegt. Somit lässt sich in allen Fahrzuständen ein ausreichend schnelles Lernverhalten erzielen. Bei Stillstand und niedrigen Fahrzeuggeschwindigkeiten werden eine große Schrittweite μ_g und kleine Amplituden A_i gewählt. Bei höheren Geschwindigkeiten werden die Schrittweite μ_g zur Unterdrückung steigender Störeinflüsse reduziert und die Amplituden A_i aufgrund der zunehmenden maskierenden Roll- und Windgeräusche angehoben. Innerhalb des zeitlichen Rahmens dieser Arbeit konnte lediglich eine Umschaltung zwischen zwei Parametersätzen erprobt werden. In zukünftigen Arbeiten könnten die Parameter allerdings auch in Form der in Abbildung 6.9 (b) gezeigten Funktionen oder in Abhängigkeit weiterer im Fahrzeug vorhandener Signale, wie z.B. Mikrofone der Freisprecheinrichtung, Öffnungsgrad der Fenster, Stärke des Klimagebläses, hinterlegt werden.

6.3.4 Fahrversuch

Im Folgenden wird das entwickelte Onlineidentifikationsverfahren im Fahrversuch validiert. Das Ergebnis einer 45-minütigen Versuchsfahrt aus Stadtverkehr, Autobahn und Landstraße ist in Abbildung 6.10 dargestellt. Die Schrittweite μ_g wird abhängig von einer Geschwindigkeitsschwelle bei 5 km/h auf die Werte 25 oder 1 festgelegt. Da maskierende Wind- und Rollgeräusche erst bei höheren Fahrzeuggeschwindigkeiten einsetzen, werden die Amplituden A_i abhängig von einer zweiten Schwelle bei 30 km/h zwischen 0,001 V und 0,004 V gewechselt. In den letzten beiden Diagrammen sind die Amplitude und der Phasenwinkel der zehn identifizierten Stützstellen von \hat{S}_{11} im Frequenzband von 220–310 Hz dargestellt. Der Verlauf zeigt eine kontinuierliche Veränderung, die auf das Aufheizen des ursprünglich kalten Fahrzeuges zurückzuführen ist. Die Identifikation wird aus-

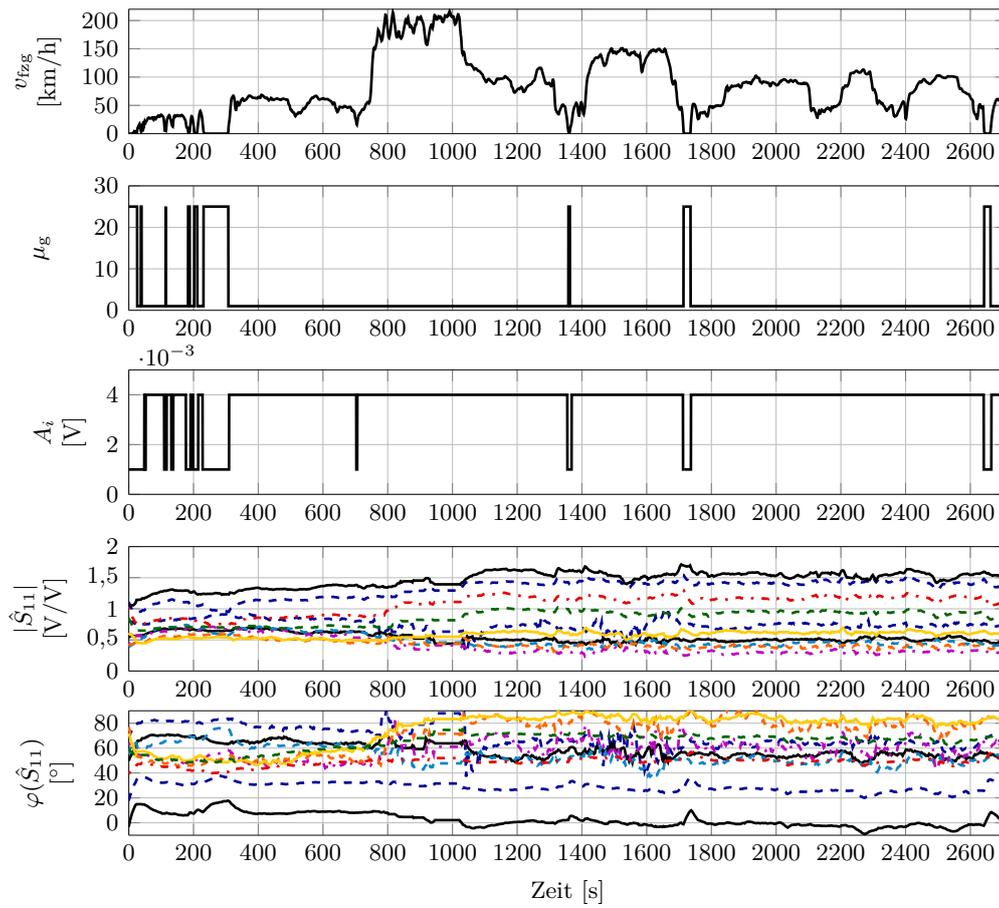


Abb. 6.10: Versuchsergebnis einer 45-minütigen Onlineidentifikation bei gemischtem Fahrprofil.

gesetzt, wenn die dominierende Motorordnung innerhalb des stabilitätskritischen Frequenzbandes liegt. Somit wird eine Korrelation zwischen den Identifikations- und den Störsignalen vermieden.

Zu Beginn und Ende der Versuchsfahrt wird mit der in Abschnitt 3.2.3 beschriebenen Vorgehensweise jeweils eine Offlineidentifikation durchgeführt. Die identifizierten Sekundärstrecken \hat{S} sind gemeinsam mit dem letzten Ergebnis der Onlineidentifikation in Abbildung 6.11 gezeigt. Die Darstellung unterstreicht, dass die Sekundärstrecken innerhalb des Bereiches von 200–320 Hz signifikanten, temperaturbedingten Veränderungen unterliegen. Diese werden durch die Onlineidentifikation nahezu vollständig erfasst. Lediglich im Phasengang von \hat{S}_{12} sind größere Abweichungen zu beobachten, die auf die lineare Interpolation zwischen den Frequenzstützstellen zurückzuführen sind. Eine Verbesserung des Identifikationsergebnisses könnte durch den wiederholten Wechsel der Identifikationssignale des linken und rechten Motorlagers erzielt werden. Somit ließe sich eine Identifikation aller Stützstellen im Abstand von 5 Hz erreichen.

Abschließend wird die stabilisierende Wirkung der Onlineidentifikation mit Hilfe der Stabilitätskriterien der Gleichungen (6.1) und (6.3) validiert. Abbildung 6.12 zeigt den Realteil des kleinsten Eigenwertes des Matrizenproduktes aus Gleichung (6.1) für den Frequenzbereich von 200–320 Hz. Für die Berechnung sind die Sekundärstrecken der Offlineidentifikation vor und nach dem Fahrversuch bzw. die Sekundärstrecken der Offline- und Onlineidentifikation nach dem Fahrversuch herangezogen worden. Aufgrund der Jahreszeit, in der die Fahrversuche durchgeführt worden sind,

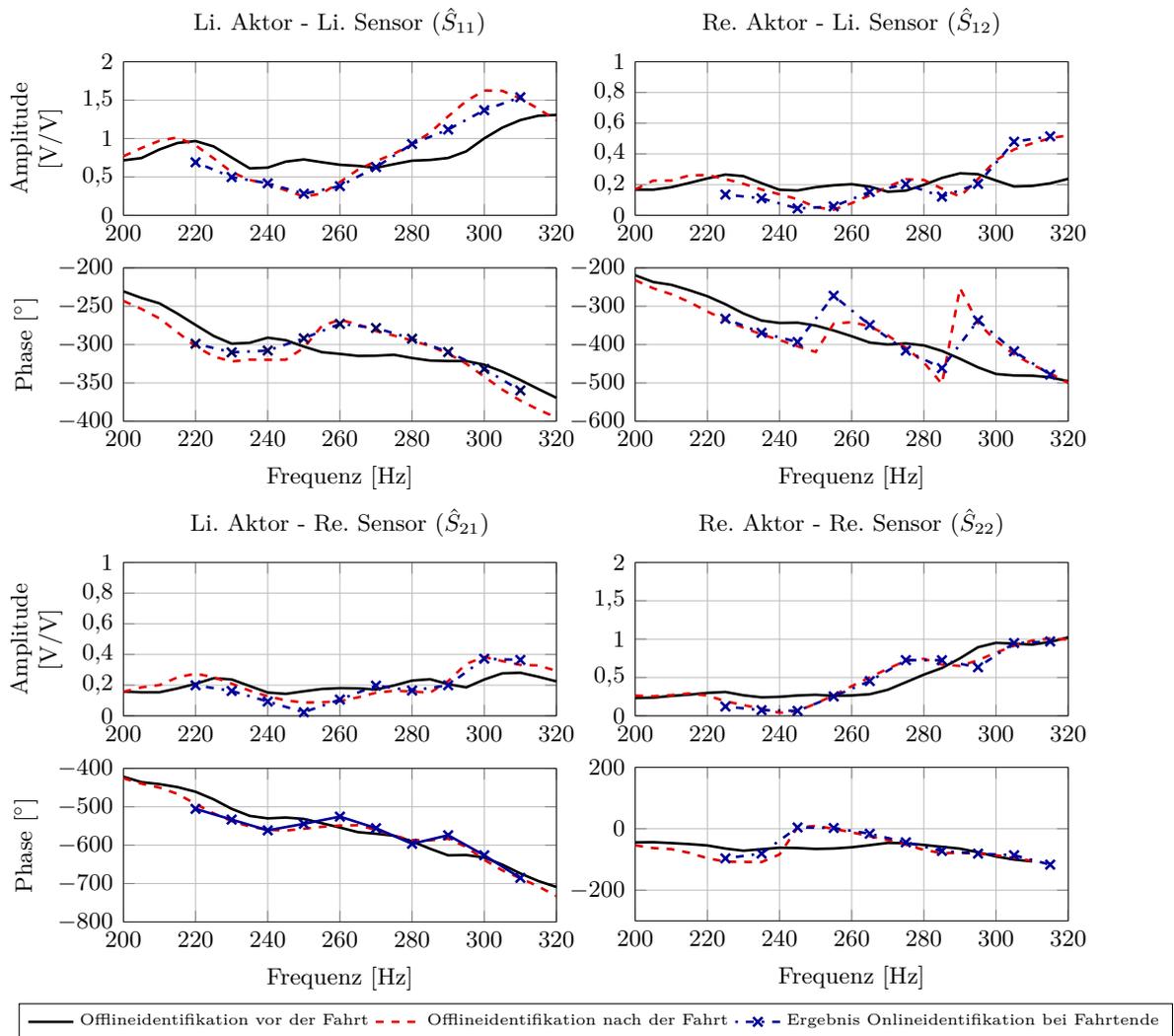


Abb. 6.11: Gegenüberstellung der Sekundärstreckenschätzungen \hat{S} der Offlineidentifikation vor und nach dem Fahrversuch sowie der Onlineidentifikation nach dem Fahrversuch.

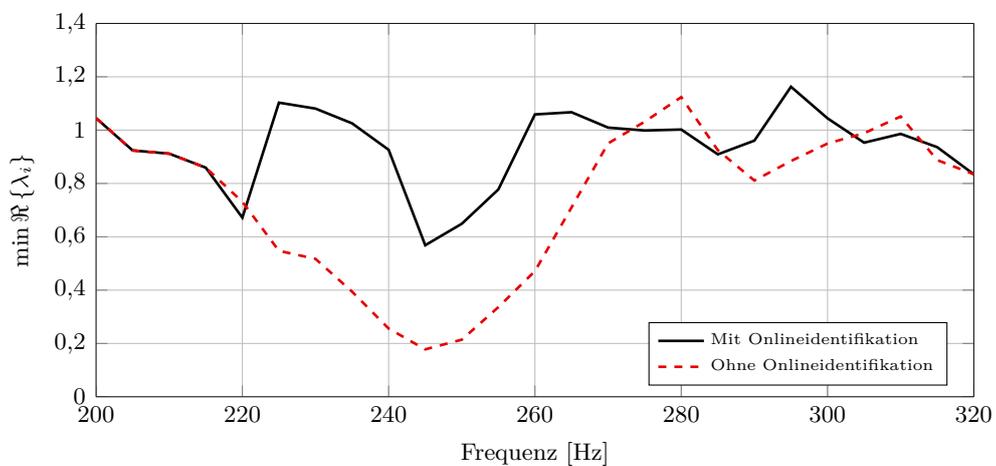


Abb. 6.12: Realteil des kleinsten Eigenwertes der Matrix (6.1) für die Sekundärstrecken des Fahrversuches mit bzw. ohne Onlineidentifikation.

konnten im Gegensatz zur Stabilitätsbetrachtung in Abschnitt 6.1 nur geringere Temperaturunterschiede dargestellt werden. Obwohl die Implementierung ohne Onlineidentifikation aus diesem Grund auch stabil bleibt, ist ein stabilisierender Einfluss der Onlineidentifikation zu erkennen. Insbesondere im Frequenzbereich von 220–260 Hz wird der Realteil des kleinsten Eigenwertes zu deutlich größeren Werten verschoben. Demnach wird mit der entwickelten Onlineidentifikationsmethodik durch die zuverlässige Erfassung mittelfristiger Änderungen der Sekundärstrecken eine Stabilisierung des Newton/FxLMS-Algorithmus erreicht.

6.4 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden die auf Bauteilebene erzielten Ergebnisse der Motorlageranalyse auf die Anwendung des Newton/FxLMS-Algorithmus im Gesamtfahrzeug übertragen. Anhand einer Stabilitätsbetrachtung wurde bestätigt, dass sich auch im Fahrzeug stabilitätskritische Bereiche der Sekundärstrecken auf das Frequenzband der Lageraktorresonanz beschränken. Die Notwendigkeit und Wirksamkeit zusätzlicher, stabilisierender Maßnahmen ist abhängig von der Lage der dominierenden Motorordnungen zu den identifizierten stabilitätskritischen Frequenzbändern. Zusammenfassend kann eine Fallunterscheidung in Form von Tabelle 6.2 getroffen werden.

Fall	Notwendige Maßnahme	Bemerkung
Fahrzeugindividuelle Offlineidentifikation nicht möglich; Betriebsbereich des Newton/FxLMS-Algorithmus liegt außerhalb der stabilitätskritischen Frequenzbereiche.	keine erforderlich	Durch eine fahrzeugindividuelle Offlineidentifikation und eine Berücksichtigung der Querkopplung lassen sich die stabilitätskritischen Bereiche deutlich eingrenzen.
Fahrzeugindividuelle Offlineidentifikation durchführbar; Dominierende Motorordnung liegt nicht im stabilitätskritischen Frequenzband.	Steigerung der Robustheit mit einem frequenzabhängigen <i>Leakage</i> -Faktor.	Gegebenenfalls eingeschränkte Güte bei Kompensation nicht-dominierender Motorordnungen, die allerdings subjektiv im Vergleich zu Reduktion der dominierenden Motorordnung nicht signifikant ist.
Fahrzeugindividuelle Offlineidentifikation durchführbar; Dominierende Motorordnung liegt im stabilitätskritischen Frequenzband.	Onlineidentifikation des stabilitätskritischen Frequenzbandes	-

Tab. 6.2: Fallunterscheidung zur Notwendigkeit zusätzlicher stabilisierender Maßnahmen bei der Anwendung adaptiver Steuerungen in Fahrzeugen mit aktiver Motorlagerung.

Aufgrund des eingeschränkten Drehzahlbereiches der Zylinderabschaltung, fällt beim vorliegenden Versuchsfahrzeug der Betriebsbereich des Newton/FxLMS-Algorithmus nicht mit dem stabilitätskritischen Frequenzband zusammen. Im Sinne einer allgemeinen Betrachtung wurden zwei stabilisierende Maßnahmen vorgeschlagen. Diese können bei anderen Motorisierungen entsprechend der Fallunterscheidung von Tabelle 6.2 eingesetzt werden. Beim robusten Systementwurf wurde der Algorithmus um einen frequenzabhängigen *Leakage*-Faktor erweitert, um die stabilitätsbestimmenden Eigenwerte in die positive, komplexe Halbebene zu verschieben. Dieser Ansatz eignet sich nur, wenn die resultierende Verschlechterung der Regelgüte subjektiv nicht wahrnehmbar ist. Das beschriebene Verfahren garantiert im regelungstechnisch strengen Sinne keine Robustheit und wurde aufgrund

seiner einfachen Handhabung gewählt. Es eignet sich lediglich für eine Worstcase-Abschätzung. An dieser Stelle sind mit [42–44, 96, 165] einige Verfahren zur Steigerung der Robustheit des FxLMS-Algorithmus zu nennen, die in weiterführenden Arbeiten betrachtet werden könnten.

Als weitere stabilisierende Maßnahme wurde ein Verfahren zur Onlineidentifikation eines Teilfrequenzbandes vorgestellt. Im Gegensatz zu bisher veröffentlichten Verfahren [75, 76], die die Onlineidentifikation der gesamten Sekundärstrecken in Form von Impulsantworten vorschlagen, bietet die Beschränkung auf den stabilitätskritischen Bereich zahlreiche Vorteile. Die durch die Wahrnehmung der Insassen begrenzte Signalleistung des Testsignals kann auf das Teilfrequenzband beschränkt werden, so dass eine schnelle Konvergenz in diesem Bereich ermöglicht wird. Darüber hinaus wird das Risiko einer fehlerhaften Identifikation auf ein Teilfrequenzband eingegrenzt. Abschließend erfordert die vorgeschlagene Methode in Abhängigkeit der Zahl der zu identifizierenden Frequenzstützstellen einen geringeren Rechenaufwand. Durch die fahrzeuggeschwindigkeitsabhängige Wahl der Onlineidentifikationsparameter, konnten im Fahrversuch mittelfristige, temperaturbedingte Änderungen der Sekundärstrecken zuverlässig erfasst werden. Die in diesem Abschnitt beschriebene zweistufige Festlegung der Onlineidentifikationsparameter anhand einer einfachen Geschwindigkeitsschwelle schöpft mit Sicherheit das Potential einer schnellen Konvergenz nicht vollständig aus. Mit einer kontinuierlichen Änderung dieser Parameter in Abhängigkeit der Fahrzeuggeschwindigkeit und weiterer im Fahrzeug vorhandener Signale, ließe sich eine zusätzliche Beschleunigung der Onlineidentifikation erzielen.

7 Experimenteller Vergleich adaptiver und kennfeldbasierter Steuerungen

Im vorangegangenen Kapitel wurden die Auswirkungen der Sekundärstreckenstreuungen auf die Anwendung des Newton/FxLMS-Algorithmus im Gesamtfahrzeug behandelt. Neben der adaptiven Steuerung beschäftigt sich die vorliegende Arbeit mit einer sensorlosen, kennfeldbasierten Steuerung. Aufgrund ihrer fehlenden Adaptivität sind für die erreichbare Schwingungsminderung nicht nur die Änderungen der Sekundärstrecke, sondern auch die der Primärstrecke und der motorischen Anregung relevant. Demgegenüber steht, dass die aktiven Stellsignale nach Betrag und Phase sehr genau mit der zu kompensierenden Störung übereinstimmen müssen, um eine nennenswerte Schwingungsreduktion zu erreichen. Die erzielte Pegelminderung lässt sich für die Überlagerung zweier harmonischer Schwingungen gleicher Frequenz mit dem relativen Amplitudenfehler α und dem absoluten Phasenfehler δ durch

$$\Delta L = -10 \lg \left[\alpha^2 + 4(1 + \alpha) \sin^2 \frac{\delta}{2} \right] \text{ dB} \quad (7.1)$$

ausdrücken [172]. Demnach ist bereits bei Amplitudenfehlern oberhalb von 10% oder Phasendifferenzen von 6° keine Schwingungsreduktion >20 dB möglich. Eine theoretische Betrachtung der erzielbaren Pegelminderung einer kennfeldbasierten Steuerung wird dadurch erschwert, dass sich Veränderungen der Primär- und Sekundärstrecke sowie der motorischen Anregung gegenseitig ausgleichen können. Aufgrund der vielfältigen Einflüsse lässt sich anhand der Lageruntersuchungen aus Kapitel 5 bestenfalls die qualitative Aussage treffen, dass eine Kennfeldsteuerung nur in Frequenzbereichen deutlich unterhalb der Aktorresonanz anwendbar ist.

Hier wird ein experimenteller Ansatz gewählt, um die Eignung des in Abschnitt 4.3 vorgeschlagenen Verfahrens zur Bedatung sensorloser, kennfeldbasierter Steuerungen für einen Serieneinsatz zu untersuchen. Die Ergebnisse werden mit dem konventionellen, adaptiven Newton/FxLMS-Algorithmus verglichen. Die in Kapitel 4 vorgeschlagenen Erweiterungen der adaptiven Steuerung um Parameter- bzw. Parallelkennfelder werden an dieser Stelle nicht berücksichtigt. Ihre Wirksamkeit ist auf Umschaltvorgänge bzw. schnelle Motorhochläufe beschränkt und wurde bereits experimentell nachgewiesen. Vielmehr liegt der Fokus dieses Kapitels auf der erzielten Pegelminderung der Kennfeldsteuerung und des konventionellen Newton/FxLMS-Algorithmus während langsamen Motorhochläufen im fünften Gang. Zunächst wird die Versuchsmethodik zur Beurteilung beider Verfahren innerhalb eines Kollektivs von sechs Fahrzeugen erläutert. Im Anschluss werden die erzielten Ergebnisse am Referenzfahrzeug der Kennfeldbedatung und am Fahrzeugkollektiv dargestellt.

7.1 Versuchsmethodik

Zur experimentellen Analyse der kennfeldbasierten Steuerung stehen sechs Fahrzeuge der in Abschnitt 3.2 beschriebenen Modellreihe zur Verfügung. Zusätzlich wird zur Beurteilung der Güte der identifizierten Kennfelder das Referenzfahrzeug betrachtet, mit dem die Kennfeldidentifikation in Abschnitt 4.3 durchgeführt worden ist. Bei den Fahrzeugen handelt es sich um das Fahrzeugkollektiv mit dem bereits in Abschnitt 6.1 die Seriensteuerung der Sekundärstrecken ermittelt worden ist. Die Fahrzeuge unterscheiden sich nicht in ihrer Karosserieform und wesentlichen Antriebsstrangkomponenten, wie z.B. der Motorisierung, dem Getriebe sowie der Lagersteifigkeit und -anordnung. Allerdings bestehen ausstattungspezifische Unterschiede, beispielsweise in der Bereifung, die im vorliegenden Fall jedoch von untergeordneter Bedeutung sind. Das Alter und die Laufzeit der Fahrzeuge können Tabelle 7.1 entnommen werden. Bei einigen Fahrzeugen ist lediglich die Motorlagerung getauscht worden. Diese werden als eigenständige Fahrzeuge behandelt, da die Motorlagerung das wesentliche Element der betrachteten Übertragungspfade ist.

Fahrzeug	Alter zum Versuchszeitpunkt	Kilometerstand [km]	Bemerkung
1	10 Monate	14500	
2	9 Monate	19400	
3	7 Monate	7400	
4	12 Monate	12100	
5	9 Monate	9000	Fahrzeug 3 mit alter Lagerung (2 Jahre, 20000 km)
6	12 Monate	14000	Fahrzeug 3 mit neuwertiger Lagerung
R	26 Monate	69400	Referenzfahrzeug für Kennfeldidentifikation

Tab. 7.1: Daten des untersuchten Fahrzeugkollektivs.

Die Versuche werden in einem Zeitraum von drei Monaten bei vergleichbaren Umgebungs-, Fahrzeug- und Fahrbahnbedingungen durchgeführt. Jedes Fahrzeug wird ohne Ansteuerung der Motorlagerung und mit Ansteuerung durch den adaptiven Newton/FxLMS-Algorithmus bzw. die kennfeldbasierte Steuerung vermessen. Als Referenzfahrmanöver dienen Drehzahlhochläufe von etwa $1400\text{--}3500\text{ min}^{-1}$ im fünften Gang bei maximalem im Halbmotorbetrieb verfügbarem Motormoment. Um den Einfluss des Versuchsfahrers zu minimieren, werden für jeden Zustand jeweils drei Versuche durchgeführt. Im Anschluss wird das arithmetische Mittel aus den Schnitten der zweiten und vierten Motorordnung der vertikalen Beschleunigungen an den Lagerfußpunkten bestimmt.

Bei der statistischen Analyse werden das arithmetische Mittel sowie das absolute Minimum und Maximum der gemittelten Ordnungsschnitte aller Fahrzeuge des Kollektivs für die drei untersuchten Zustände berechnet. Da die Fahrzeuge bereits bei nicht angesteuerter Motorlagerung erhebliche Unterschiede aufzeigen, wird darüber hinaus die fahrzeugindividuell erzielte Schwingungsreduktion bestimmt. Diese ergibt sich aus dem Abstand der Ordnungsschnitte bei nicht angesteuerter Lagerung und bei Ansteuerung mit dem jeweiligen Algorithmus. Als anschauliche Vergleichsgrößen

dienen die über das Fahrzeugkollektiv bestimmten arithmetischen Mittel der mittleren und der minimalen fahrzeugindividuellen Reduktion in den Drehzahlbereichen $n_{\text{mot}} \leq 2000 \text{ min}^{-1}$, $2000 \text{ min}^{-1} < n_{\text{mot}} \leq 2600 \text{ min}^{-1}$ und $n_{\text{mot}} > 2600 \text{ min}^{-1}$.

7.2 Versuchsergebnisse

Im Folgenden werden die mit der beschriebenen Versuchsmethodik erzielten Ergebnisse dargestellt. Zunächst wird die erreichte Schwingungsreduktion an dem Fahrzeug aufgezeigt, mit dem die Kennfeldidentifikation in Abschnitt 4.3 durchgeführt worden ist. Hieraus lassen sich Aussagen über die Güte der identifizierten Kennfelder und über die Reproduzierbarkeit der motorischen Anregung ableiten. Im Anschluss werden die Ergebnisse der Untersuchung am Fahrzeugkollektiv vorgestellt.

7.2.1 Schwingungsreduktion am Referenzfahrzeug

In Abbildung 7.1 sind die aus jeweils drei Versuchsfahrten gemittelten Ordnungsschnitte der zweiten und vierten Motorordnung der vertikalen Beschleunigung am linken bzw. rechten Lagerfußpunkt dargestellt. Im Vergleich zum Newton/FxLMS-Algorithmus, erzielt die kennfeldbasierte Steuerung über das gesamte Drehzahlband eine nahezu gleichwertige Reduktion der zweiten Motorordnung. Die Pegelminderung gegenüber dem Ausgangszustand beträgt bei beiden Verfahren etwa 20 dB.

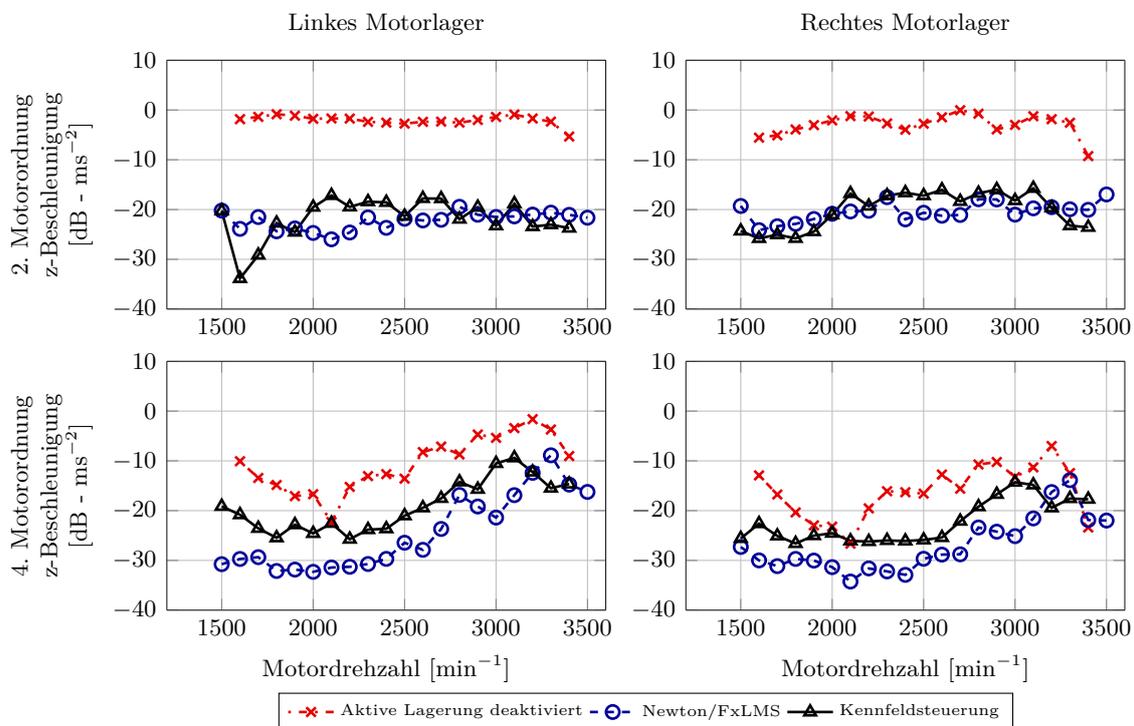


Abb. 7.1: Arithmetisches Mittel der zweiten und vierten Motorordnung der karosserieseitigen, vertikalen Beschleunigung am Referenzfahrzeug während Motorhochläufen im fünften Gang.

Der Pegel der vierten Motorordnung liegt im Ausgangszustand bereits etwa 10 dB unterhalb dem der zweiten Motorordnung. Die erzielte Reduktion unterscheidet sich in diesem Fall für die bei-

den untersuchten Verfahren. Während mit dem Newton/FxLMS-Algorithmus über dem gesamten Drehzahlband eine Pegelminderung von mehr als 10 dB erreicht wird, liegt die Kennfeldsteuerung in den meisten Bereichen über diesem Wert. Eine mögliche Ursache hierfür ist die schlechtere Reproduzierbarkeit der im Gegensatz zur dominierenden Zündordnung deutlich schwächer ausgeprägten vierten Motorordnung. Darüber hinaus resultiert aus dem geringen Pegel der vierten Motorordnung ein niedrigeres Signal-Rausch-Verhältnis. Die Datenbasis der identifizierten Kennfelder bilden die stationären Filtergewichte des Newton/FxLMS-Algorithmus an festen Motorbetriebspunkten. Unkorrelierte Signalanteile gehen als Störung in den zu minimierenden Fehler ein und überlagern die Filtergewichte. Aufgrund des ungünstigen Signal-Rausch-Verhältnisses, können demnach deutlich niedrigere Schrittweiten und längere Konvergenzzeiten zur weiteren Verbesserung der Kennfeldgüte zur Kompensation der vierten Motorordnung beitragen.

Zum quantitativen Vergleich beider Steuerungsverfahren, sind in Tabelle 7.2 die am Referenzfahrzeug erzielte, mittlere Reduktion der zweiten und vierten Motorordnung in den drei Drehzahlbereichen $n_{\text{mot}} \leq 2000 \text{ min}^{-1}$, $2000 \text{ min}^{-1} < n_{\text{mot}} \leq 2600 \text{ min}^{-1}$ und $n_{\text{mot}} > 2600 \text{ min}^{-1}$ zusammengefasst. Die Ergebnisse unterstreichen, dass mit den identifizierten Kennfeldern über dem gesamten Drehzahlbereich eine im Vergleich zur adaptiven Steuerung nahezu gleichwertige Pegelminderung der dominierenden, zweiten Motorordnung erzielt wird. Demgegenüber steht eine deutlich schlechtere Wirkung der Kennfeldsteuerung bei der Kompensation der vierten Motorordnung.

		2. Motorordnung		4. Motorordnung	
		Kennfeld [dB]	Newton/FxLMS [dB]	Kennfeld [dB]	Newton/FxLMS [dB]
Links	$n_{\text{mot}} \leq 2000 \text{ min}^{-1}$	-23	-22	-9	-17
	$2000 \text{ min}^{-1} < n_{\text{mot}} \leq 2600 \text{ min}^{-1}$	-17	-21	-8	-15
	$n_{\text{mot}} > 2600 \text{ min}^{-1}$	-19	-19	-8	-10
Rechts	$n_{\text{mot}} \leq 2000 \text{ min}^{-1}$	-20	-19	-5	-10
	$2000 \text{ min}^{-1} < n_{\text{mot}} \leq 2600 \text{ min}^{-1}$	-15	-18	-7	-13
	$n_{\text{mot}} > 2600 \text{ min}^{-1}$	-16	-16	-3	-7

Tab. 7.2: Am Referenzfahrzeug mit dem Newton/FxLMS-Algorithmus bzw. der Kennfeldsteuerung erzielte mittlere Reduktion der zweiten und vierten Motorordnung der vertikalen Beschleunigungen am linken bzw. rechten Motorlagerfußpunkt.

7.2.2 Schwingungsreduktion im Fahrzeugkollektiv

Zur Beurteilung der Serientauglichkeit, erfolgt in diesem Abschnitt die Anwendung der am Referenzfahrzeug ermittelten Kennfelder auf ein Fahrzeugkollektiv von sechs Fahrzeugen. Bei jedem Fahrzeug werden jeweils drei Versuchsfahrten ohne Ansteuerung der aktiven Motorlager bzw. mit Ansteuerung durch die kennfeldbasierte und die adaptive Steuerung durchgeführt. Die entsprechenden gemittelten Ordnungsschnitte können Abbildung A.5 für die zweite Motorordnung und Abbildung A.6 für die vierte Motorordnung dem Anhang entnommen werden. Abbildung 7.2 zeigt die

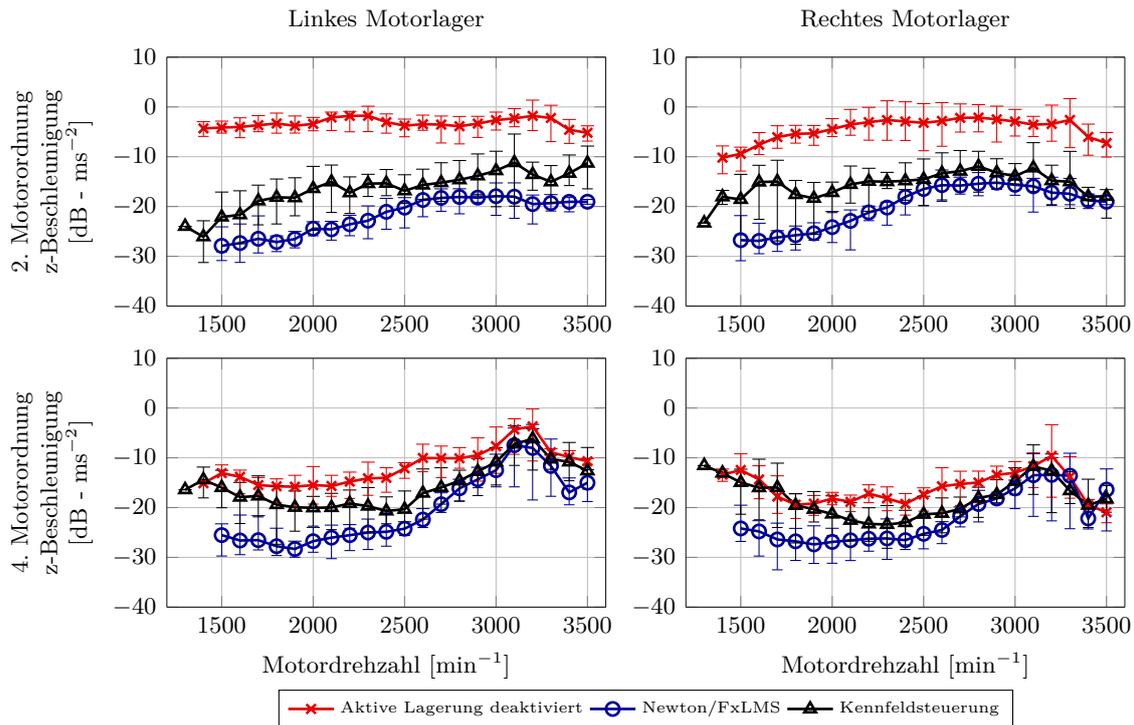


Abb. 7.2: Arithmetisches Mittel, Minimum und Maximum der zweiten und vierten Motorordnung der karosserieseitigen, vertikalen Beschleunigung des Fahrzeugkollektivs während Motorhochläufen im fünften Gang.

statistische Auswertung der Ordnungsschnitte für das gesamte Fahrzeugkollektiv. Neben dem arithmetischen Mittel sind auch das absolute Minimum und Maximum dargestellt. Die kennfeldbasierte Steuerung erzielt am linken und rechten Lagerfußpunkt sowohl im Mittel als auch beim schlechtesten Fahrzeug des Kollektivs eine deutliche Reduktion der zweiten Motorordnung. Die Pegelminderung liegt allerdings im gesamten Drehzahlband oberhalb des Niveaus des Newton/FxLMS-Algorithmus.

Die vierte Motorordnung wird durch die Kennfeldsteuerung insbesondere bei Drehzahlen unterhalb von 1800 min^{-1} und oberhalb von 3000 min^{-1} im Mittel nur geringfügig reduziert. Das Maximum des Kollektivs liegt sogar oberhalb des Ausgangszustandes, was einer Verstärkung entspricht. Der adaptive Newton/FxLMS-Algorithmus erzielt dagegen im gesamten Drehzahlbereich im Mittel und auch beim schlechtesten Fahrzeug des Kollektivs eine deutliche Reduktion der vierten Motorordnung. Lediglich bei 3000 min^{-1} ist nur eine geringe Pegelminderung zu beobachten. Diese ist mit der bereits erwähnten Strukturresonanz bei 200 Hz zu erklären. Die kennfeldbasierte Steuerung weist insgesamt eine größere Streuung als der Newton/FxLMS-Algorithmus auf. Die Ursache hierfür liegt in der nicht vorhandenen Adaptivität, so dass Veränderungen der Übertragungspfade und der motorischen Anregung einen größeren Einfluss auf die erzielte Pegelminderung haben.

Die untersuchten Fahrzeuge zeigen bereits bei nicht angesteuerter aktiver Motorlagerung erhebliche Unterschiede im Pegel der zweiten und vierten Motorordnung. Maßgeblich für die Beurteilung der Güte der eingesetzten Verfahren ist die gegenüber dem Ausgangszustand erzielte fahrzeugindividuelle Pegelminderung. Aus den Abbildungen A.5 und A.6 wird diese für beide Steuerungsverfahren bestimmt und über das Fahrzeugkollektiv gemittelt. In Tabelle 7.3 sind die mittleren und minimalen Pegelminderungen für die drei betrachteten Drehzahlbereiche zusammengefasst. Die Kenn-

		2. Motorordnung		4. Motorordnung	
		Kennfeld (\emptyset /Min.) [dB]	Newton/ FxLMS (\emptyset /Min.) [dB]	Kennfeld (\emptyset /Min.) [dB]	Newton/ FxLMS (\emptyset /Min.) [dB]
Links	$n_{\text{mot}} \leq 2000 \text{ min}^{-1}$	-16/-12	-23/-20	-3/+1	-12/-7
	$2000 \text{ min}^{-1} < n_{\text{mot}} \leq 2600 \text{ min}^{-1}$	-13/-9	-19/-16	-6/-3	-11/-8
	$n_{\text{mot}} > 2600 \text{ min}^{-1}$	-10/-8	-15/-12	-2/+1	-5/-1
Rechts	$n_{\text{mot}} \leq 2000 \text{ min}^{-1}$	-10/-6	-19/-16	-1/+4	-9/-5
	$2000 \text{ min}^{-1} < n_{\text{mot}} \leq 2600 \text{ min}^{-1}$	-11/-9	-15/-12	-5/+1	-8/-4
	$n_{\text{mot}} > 2600 \text{ min}^{-1}$	-10/-8	-13/-10	0/+3	-2/+1

Tab. 7.3: Am Fahrzeugkollektiv mit dem Newton/FxLMS-Algorithmus bzw. der Kennfeldsteuerung erzielte mittlere und minimale fahrzeugindividuelle Reduktion der zweiten und vierten Motorordnung der vertikalen Beschleunigungen am linken bzw. rechten Motorlagerfußpunkt.

feldsteuerung erzielt im Mittel eine Reduktion der zweiten Motorordnung von 10–16 dB am linken Lagerfußpunkt und von 10–11 dB am rechten Lagerfußpunkt. Selbst beim schlechtesten Fahrzeug des Kollektivs wird weitestgehend eine Pegelminderung von etwa 10 dB erreicht. Demgegenüber steht eine mittlere Kompensation der zweiten Motorordnung um 15–23 dB bzw. 13–19 dB am linken bzw. rechten Lagerfußpunkt durch den Newton/FxLMS-Algorithmus. Der Pegel der vierten Motorordnung wird durch den Newton/FxLMS-Algorithmus im Mittel um 5–12 dB (links) bzw. 2–9 dB (rechts) und durch die Kennfeldsteuerung im Mittel um 2–6 dB (links) bzw. 0–5 dB (rechts) reduziert. Beim schlechtesten Fahrzeug des untersuchten Kollektivs führt die Kennfeldsteuerung teilweise zu einer Verstärkung der vierten Motorordnung.

Der Vergleich von Tabelle 7.3 mit den am Referenzfahrzeug erzielten Ergebnissen in Tabelle 7.2 verdeutlicht den Einfluss der fehlenden Adaptivität der kennfeldbasierten Steuerung. Die Abweichungen des Kollektivmittels von den Ergebnissen des Referenzfahrzeuges liegen bei der zweiten Motorordnung zwischen 4–10 dB und bei der vierten Motorordnung bei 2–6 dB. Demgegenüber weicht die durch den Newton/FxLMS-Algorithmus erreichte mittlere Pegelminderung der zweiten bzw. vierten Motorordnung nur 0–4 dB bzw. 1–5 dB von der Reduktion am Referenzfahrzeug ab. Die teilweise Verstärkung der vierten Motorordnung durch die kennfeldbasierte Steuerung ist mit der bereits am Referenzfahrzeug festgestellten verminderten Güte der Kennfelder zu erklären.

Im zeitlichen Rahmen dieser Arbeit war eine ausgiebige subjektive Beurteilung der erzielten Pegelreduktionen nicht möglich. Allerdings hat die Bewertung des Versuchsfahrers ergeben, dass die alleinige Reduktion der zweiten Motorordnung durch die Kennfeldsteuerung zu einer signifikanten Komfortverbesserung im Innenraum führt. Die zusätzliche Pegelminderung des Newton/FxLMS-Algorithmus konnte dagegen nicht wahrgenommen werden. Weiterhin ist die deutlichere Reduktion der weniger dominanten vierten Motorordnung in der subjektiven Wahrnehmung von untergeordneter Bedeutung gewesen. Eine mögliche Erklärung sind Maskierungs- und Verdeckungseigenschaften des menschlichen Gehörs, die in der Psychoakustik eine wesentliche Rolle spielen. Durch laute Schallanteile (maskierender Schall) können leisere Schallanteile für den Menschen unhörbar werden, obwohl sie rein messtechnisch erfassbar bleiben [154]. Im vorliegenden Fall kann es daher

ausreichend sein, den Pegel der Störungen nicht auf die absolute Wahrnehmbarkeitsschwelle zu reduzieren, sondern unterhalb des Maskierungspegels vorhandener Störeinflüsse zu legen [216]. Zukünftige Arbeiten könnten sich mit der systematischen Untersuchung des Zusammenhangs zwischen der erzielten Schwingungsreduktion aktiver Systeme und der tatsächlich im Innenraum wahrgenommenen Komfortverbesserung vor dem Hintergrund psychoakustischer Aspekte beschäftigen.

7.3 Zusammenfassung

Im vorliegenden Kapitel wurden die in dieser Arbeit behandelten adaptiven und kennfeldbasierten Steuerungen experimentell verglichen. Zunächst wurde die Güte der identifizierten Kennfelder am Referenzfahrzeug, das für die Kennfeldidentifikation genutzt worden ist, beurteilt. Die Kennfeldsteuerung erzielte dabei eine zum adaptiven Newton/FxLMS-Algorithmus gleichwertige Reduktion der dominierenden, zweiten Motorordnung. Dagegen zeigte sich bei der Kompensation der schwächer ausgeprägten vierten Motorordnung eine geringere Pegelminderung. Zur Beurteilung der Eignung für einen Serieneinsatz wurde wegen der vielfältigen Einflussfaktoren ein experimenteller Ansatz gewählt. Als Gütemaße dienten die mittlere und minimale fahrzeugindividuelle Reduktion der zweiten und vierten Motorordnung in einem Kollektiv von sechs baugleichen Fahrzeugen. Aufgrund der fehlenden Adaptivität erzielte die Kennfeldsteuerung im Vergleich zur adaptiven Steuerung eine geringere Pegelminderung. Diese lag im gesamten Drehzahlbereich der zweiten Motorordnung im Mittel oberhalb von 10 dB und konnte zu einer signifikanten, subjektiven Komfortverbesserung im Fahrzeuginnenraum beitragen.

Die am Fahrzeugkollektiv erzielte Schwingungskompensation der Kennfeldsteuerung ist größer, als die in Kapitel 5 durchgeführte Analyse des Motorlagerübertragungsverhaltens und die eingangs dieses Kapitels behandelte theoretisch erzielbare Pegelminderung zweier überlagerter harmonischer Schwingungen erwarten lassen. Der Temperatureinfluss bei den durchgeführten Fahrzeugversuchen ist verhältnismäßig gering gewesen. Sowohl bei der Kennfeldidentifikation als auch bei der Validierung am Kollektiv besaßen die Fahrzeuge Betriebstemperatur. Darüber hinaus treten bei den durchgeführten Versuchen im fünften Gang bei vergleichsweise niedrigem Motormoment keine signifikanten Vorlaständerungen auf. Zuletzt sind auch die am Motorlager beobachteten Alterungseinflüsse im Fahrversuch deutlich schwächer ausgeprägt. Das Lagerersetzen nimmt mit zunehmender Alterung ab und alle untersuchten Fahrzeuge waren nicht neuwertig.

Das in diesem Kapitel untersuchte Fahrzeugkollektiv von sechs Fahrzeugen reicht nicht aus, um die Serientauglichkeit einer Kennfeldsteuerung nachzuweisen. Es konnten lediglich deren Potenzial aufgezeigt und die entwickelte Methode zur Kennfeldidentifikation validiert werden. Neben einer größeren Fahrzeugzahl ist sicherlich auch eine Probandenstudie zur systematischen, subjektiven Bewertung der tatsächlich im Innenraum wahrgenommenen Komfortverbesserung notwendig. Hierbei sind psychoakustische Aspekte, wie z.B. Verdeckungs- und Maskierungseigenschaften des menschlichen Gehörs, zu berücksichtigen, um Aussagen über die tatsächlich notwendige Pegelminderung der störenden Schwingungen abzuleiten. Auch die festgestellte geringere Kompensation der vierten Motorordnung durch die Kennfeldsteuerung bedarf weiterer Untersuchungen. Es konnte nicht nach-

gewiesen werden, ob diese aus einer generellen schlechteren Reproduzierbarkeit der motorischen Anregung oder einem niedrigeren Signal-Rausch-Verhältnis bei der Kennfeldidentifikation resultiert. In diesem Zusammenhang könnten eine analytische Betrachtung der verbrennungsmotorischen Anregung sowie eine Untersuchung des Schrittweitereinflusses bei der Kennfeldidentifikation Hinweise auf mögliche Verbesserungen der Kennfeldgüte liefern.

8 Zusammenfassung und Ausblick

Adaptive und nicht-adaptive Steuerungen sind zur Ansteuerung aktiver Motorlager weitverbreitet. Aufgrund der Rückführung eines Fehlersignals zeichnen sich adaptive Steuerungen auch bei veränderlichen Störungen durch eine sehr gute Kompensationswirkung aus. Infolge ihrer adaptiven Eigenschaften besitzen sie jedoch unter Umständen ein träges Konvergenz- und Folgeverhalten. Darüber hinaus können Abweichungen zwischen realer Sekundärstrecke und deren Schätzung die erzielte Pegelminderung verringern und schlimmstenfalls zu Instabilität führen. Nicht-adaptive Steuerungen hingegen sind inhärent stabil und besitzen ein verzögerungsfreies Konvergenz- und Folgeverhalten. Allerdings können sie angesichts ihrer festen Struktur und der fehlenden Fehlerrückführung nicht auf Veränderungen der Regelstrecke reagieren, so dass diese unmittelbar die erzielte Schwingungsminderung reduzieren. Vor diesem Hintergrund wurden in der vorliegenden Arbeit Methoden zur Verknüpfung adaptiver und nicht-adaptiver Steuerungen sowie Untersuchungen zu deren Anwendung in einer realen Fahrzeugumgebung vorgestellt.

Auf Grundlage eines adaptiven Newton/FxLMS-Algorithmus, dessen Konvergenzgeschwindigkeit unabhängig von der aktuellen Kompensationsfrequenz ist, wurden zwei Strukturen zur Integration adaptiver Rasterkennfelder in adaptive Steuerungen entwickelt. Mit der Anordnung als Parameterkennfeld, in dem bereits adaptierte Filtergewichte als Anfangsbedingungen hinterlegt werden, konnte eine deutliche Reduktion der Konvergenzzeit der adaptiven Steuerung erzielt werden. Dies ist von besonderer Bedeutung in Anwendungen, wie z.B. Verbrennungsmotoren mit Zylinderabschaltung, bei denen ein häufiges An- und Abschalten der aktiven Schwingungskompensation auftritt. Neben der Reduktion der Konvergenzzeit konnte durch die parallele Anordnung adaptiver Filter und adaptiver Rasterkennfelder eine Verbesserung des Folgeverhaltens während schneller Drehzahlhochläufe nachgewiesen werden. Des Weiteren wurde an Stelle bisher üblicher aufwändiger, modellbasierter Verfahren eine Methode zur experimentellen Bedatung kennfeldbasierter Steuerungen aufbauend auf dem stationären Verhalten adaptiver Filter eingeführt.

Im zweiten Teil der Arbeit wurden das Übertragungsverhalten des aktiven Motorlagers und dessen Veränderung unter den im Fahrzeug herrschenden Umgebungsbedingungen analysiert. Anhand von Prüfstandsversuchen und einem analytischen Motorlagermodell wurde auf Bauteilebene nachgewiesen, dass sich signifikante Sekundärstreckenänderungen auf den Frequenzbereich der Lageraktoresonanz beschränken und im Wesentlichen temperaturbedingt sind. Dieses Ergebnis wurde in einer Stabilitätsbetrachtung im Gesamtfahrzeug bestätigt. Demnach sind bei der Anwendung einer adaptiven Steuerung stabilisierende Maßnahmen, wie z.B. eine Onlineidentifikation, nur erforderlich, wenn die Lagerresonanzfrequenz im Betriebsbereich des adaptiven Filters liegt. Für diesen Fall wurde eine neuartige Methodik zur Onlineidentifikation eines Teilfrequenzbandes entworfen. Mit einer fahrzeuggeschwindigkeitsabhängigen Wahl der Identifikationsamplitude und -schrittweite wurde im Fahrversuch eine zuverlässige Erfassung der Sekundärstreckenänderungen nachgewiesen.

Die Kompensationsgüte rein kennfeldbasierter Steuerungen hängt unmittelbar von Änderungen der Anregung und der Übertragungstrecken ab. Aufgrund dieser vielfältigen Einflussfaktoren wurden abschließend die rein kennfeldbasierte und die adaptive Steuerung in einem Kollektiv von sechs serienmäßigen Fahrzeugen hinsichtlich eines Serieneinsatzes bewertet. Dabei zeigte der adaptive Newton/FxLMS-Algorithmus erwartungsgemäß eine bessere Pegelminderung, die bei der zweiten bzw. vierten Motorordnung im Mittel bei etwa -20 dB bzw. -10 dB lag. Dagegen erzielte die Kennfeldsteuerung im betrachteten Fahrzeugkollektiv mit etwa -10 dB bzw. -3 dB eine deutlich geringere Schwingungsreduktion. Dennoch konnte eine signifikante Verbesserung des subjektiven Komfortempfindens im Fahrzeuginnenraum wahrgenommen werden.

Trotz der nachgewiesenen hohen Wirksamkeit aktiver Motorlager zur Komfortsteigerung ist ihr serienmäßiger Einsatz derzeit auf wenige Fahrzeuge des Oberklassesegments beschränkt. Der wesentliche Grund hierfür ist der im Vergleich zu konventionellen passiven Maßnahmen hohe Kosten- und Entwicklungsaufwand. Vor diesem Hintergrund werden auf Grundlage der Ergebnisse dieser Arbeit folgende Themenfelder für zukünftige Arbeiten vorgeschlagen:

- Die Frequenzlage der Motorlageraktorresonanz wurde als entscheidendes Kriterium für die Notwendigkeit stabilisierender Maßnahmen bei adaptiven Steuerungen bzw. die Anwendbarkeit nicht-adaptiver Steuerungen identifiziert. Durch die Entwicklung neuer Lagerkonzepte bzw. den Einsatz alternativer Werkstoffe könnte die Resonanzfrequenz in höhere Frequenzbereiche verschoben und ihre Temperaturempfindlichkeit reduziert werden. Der Entwicklungs- und Absicherungsaufwand adaptiver Steuerungen würde reduziert und der Einsatz kennfeldbasierter Steuerungen begünstigt werden.
- Die Methoden zur Kennfeldidentifikation können auf Motorenprüfstände und die Anwendung modellbasierter Optimierungsverfahren erweitert werden. Somit ließen sich bereits im frühen Entwicklungsstadium Kennfelddaten gewinnen und gegebenenfalls die Kennfeldgüte insbesondere zur Kompensation nicht dominierender Motorordnungen verbessern.
- Zur Absicherung eines serienmäßigen Einsatzes der kennfeldbasierten Steuerung ist deren experimentelle Validierung in einem größeren Fahrzeugkollektiv notwendig. Darüber hinaus könnte eine theoretische Betrachtung der erreichbaren Regelgüte in Abhängigkeit der sich überlagernden Amplituden- und Phasenfehler von motorischer Anregung sowie Primär- und Sekundärstreckenfehlern in einem Mehrkörpersimulationsmodell durchgeführt werden.
- Die im Innenraum wahrgenommene Komfortverbesserung vor dem Hintergrund psychoakustischer Aspekte, wie z.B. Maskierungs- und Verdeckungseigenschaften des menschlichen Gehörs, könnte in einer Probandenstudie systematisch untersucht werden. Hieraus ließen sich die tatsächlich notwendige Pegelminderung an den Lagerfußpunkten ableiten. Die Erkenntnisse könnten zu einer optimierten Systemauslegung beitragen.

Literaturverzeichnis

- [1] ADACHI, S. ; SANO, H.: Active noise control system for automobiles based on adaptive and robust control. In: *Proc. of the IEEE International Conference on Control Applications*, 1998, S. 1125–1129.
- [2] AHRENS, S. ; FOX, U. ; FENG, J.: Aktive Methoden für freie Gestaltung des Motorengeräuschs. In: *ATZ - Automobiltechnische Zeitschrift* 116 (2014), Nr. 3, S. 40–45.
- [3] AOKI, K. ; SHIKATA, T. ; HYODOU, Y. ; HIRADE, T. ; AIHARA, T.: Application of an active control mount (ACM) for improved diesel engine vehicle quietness. In: *SAE Paper* 1999-01-0832 (1999), S. 1–6.
- [4] AUDI AG (Hrsg.): *Katalog A7/S7 Sportback*. Mai. Ingolstadt: Audi AG, 2014.
- [5] BALLESTEROS, P. ; SHU, X. ; BOHN, C.: Active control of engine-induced vibrations in automotive vehicles through LPV gain scheduling. In: *SAE International Journal of Passenger Cars - Electronic and Electrical Systems* 7 (2014), Nr. 1, S. 264–272.
- [6] BAO, C. ; P., Sas ; BRUSSEL, H. van: Comparison of two on-line identification algorithms for active noise control. In: *Proc. of the 2nd Conference on Recent Advances in Active Control of Sound and Vibration*, 1993, S. 38–54.
- [7] BARSZCZ, B. ; DREYER, J.T. ; SINGH, R.: Experimental study of hydraulic engine mounts using multiple inertia tracks and orifices: Narrow and broadband tuning concepts. In: *Journal of Sound and Vibration* 331 (2012), Nr. 24, S. 5209–5223.
- [8] BEHNER, M.G. ; KUDSIOGLU, H.: *Modellbildung eines aktiven hydraulischen Motorlagers*. 2013. – Projektarbeit, Hochschule für angewandte Wissenschaften München.
- [9] BEHNER, M.G. ; NUSSBAUMER, T.: *Analytische Optimierung und Verifizierung eines aktiven linearen Hydrolagermodells, Untersuchung und Implementierung von Nichtlinearitäten*. 2013. – Projektarbeit, Hochschule für angewandte Wissenschaften München.
- [10] BERKHOFF, A.P.: A technique for improved stability of adaptive feedforward controllers without detailed uncertainty measurements. In: *Smart Materials and Structures* 21 (2012), Nr. 6, S. 1–12.
- [11] BOHN, C. ; CORTABARRIA, A. ; HÄRTEL, V. ; KOWALCZYK, K.: Active control of engine-induced vibrations in automotive vehicles using disturbance observer gain scheduling. In: *Control Engineering Practice* 12 (2004), Nr. 8, S. 1029–1039.

- [12] BOONEN, R.R. ; SAS, P.: Development of an active exhaust silencer for internal combustion engines using feedback control. In: *SAE Technical Paper 1999-01-1844* (1999).
- [13] BOUCHER, C. C. ; ELLIOTT, S. J. ; NELSON, P. A.: Effect of errors in the plant model on the performance of algorithms for adaptive feedforward control. In: *IEE Proceedings F (Radar and Signal Processing)* 138 (1991), Nr. 4, S. 313–319.
- [14] BURGESS, J.C.: Active adaptive sound control in a duct: A computer simulation. In: *Journal of the Acoustical Society of America* 70 (1981), Nr. 3, S. 715–726.
- [15] BURROWS, C. R. ; SAHINKAYA, M. N. ; CLEMENTS, S.: Active vibration control of flexible rotors: An experimental and theoretical study. In: *Proceedings of the Royal Society of London. A. Mathematical and Physical Sciences* 422 (1989), Nr. 1862, S. 123–146.
- [16] CHAKRABARTI, S. ; DAPINO, M.J.: Hydraulically amplified Terfenol-D actuator for adaptive powertrain mounts. In: *Journal of Vibration and Acoustics* 133 (2011), Nr. 6, S. 1–9.
- [17] CHEER, J.: *Active control of the acoustic environment in an automobile cabin*, University of Southampton, Dissertation, 2012. http://eprints.soton.ac.uk/348819/1/Jordan_Cheer_Thesis_2012.pdf.
- [18] CHOI, S.-B. ; SOHN, J.W. ; CHOI, S.-M. ; NGUYEN, V.-Q. ; MOON, S.-J.: A piezostack-based active mount for broadband frequency vibration control: Experimental validation. In: *Smart Materials and Structures* 18 (2009), Nr. 9, S. 1–8.
- [19] CLARK, G.A. ; MITRA, S.K. ; PARKER, S.R.: Block implementation of adaptive digital filters. In: *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing ASSP-29* (1981), Nr. 3, S. 744–752.
- [20] COLGATE, J.E. ; CHANG, C.T. ; CHIOU, Y.C. ; LIU, W.K. ; KEER, L.M.: Modelling of a hydraulic engine mount focusing on response to sinusoidal and composite excitations. In: *Journal of Sound and Vibration* 184 (1995), S. 503–528.
- [21] COSTA, M.H. ; BERMUDEZ, J.C.M. ; BERSHAD, N.J.: Statistical analysis of the FxLMS algorithm with a nonlinearity in the secondary-path. In: *Proc. of the IEEE International Symposium Circuits and Systems (ISCAS '99)*, 1999, S. 166–169.
- [22] DARSIVAN, F.J. ; FARIS, W.F. ; MARTONO, W.: Active engine mounting controller using minimal resource allocating networks. In: *International Journal of Vehicle Noise and Vibration* 4 (2008), Nr. 2, S. 150–168.
- [23] DARSIVAN, F.J. ; MARTONO, W. ; FARIS, W.F.: Active engine mounting control algorithm using neural network. In: *Shock and Vibration* 16 (2009), Nr. 4, S. 417–437.
- [24] DEHANDSCHUTTER, W. ; SAS, P.: Active control of structure-borne road noise using vibration actuators. In: *Journal of Vibration and Acoustics* 120 (1998), Nr. 2, S. 517–523.
- [25] dSPACE GMBH (Hrsg.): *MicroAutoBox DS1401 Features*. 7.1. Paderborn: dSPACE GmbH, Mai 2011.

- [26] ELAHINIA, M. ; CIOCANEL, C. ; NGUYEN, T. M. ; WANG, S.: MR- and ER-based semiactive engine mounts - A review. In: *Smart Materials Research 2013* (2013), S. 1–20.
- [27] ELLIOTT, S.J.: *Signal processing for active control*. London, San Diego : Academic Press, 2001.
- [28] ELLIOTT, S.J.: *A review of active noise and vibration control in road vehicles*, University of Southampton, Institute of Sound and Vibration Research, Forschungsbericht, 2008. <http://eprints.soton.ac.uk/65371/1/Pub10974.pdf>.
- [29] ELLIOTT, S.J. ; BOUCHER, C.C. ; NELSON, P.A.: The effect of acoustic coupling on the stability and convergence of independent controllers. In: *Proc. Inter Noise'91*, 1991, S. 157–160.
- [30] ELLIOTT, S.J. ; BOUCHER, C.C. ; NELSON, P.A.: The behaviour of a multiple channel active control system. In: *IEEE Transactions on Signal Processing* 40 (1992), Nr. 5, S. 1041–1992.
- [31] ELLIOTT, S.J. ; NELSON, P.A.: Active noise control. In: *IEEE Signal Processing Magazine* 10 (1993), Nr. 4, S. 12–35.
- [32] ELLIOTT, S.J. ; STOTHERS, I.M. ; NELSON, P.A.: A multiple error LMS algorithm and its application to the active control of sound and vibration. In: *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing* 35 (1987), Nr. 10, S. 1423–1434.
- [33] ELSNER, P. ; EYERER, P. ; HIRTH, T. (Hrsg.): *DOMININGHAUS-Kunststoffe: Eigenschaften und Anwendungen*. Springer, 2012.
- [34] ERIKSSON, L.J. ; ALLIE, M.C.: Use of random noise for on-line transducer modeling in an adaptive active attenuation system. In: *Journal of the Acoustical Society of America* 85 (1989), Nr. 2, S. 797–802.
- [35] EULERT, S. ; LÜHRS, G. ; BRÄUNIG, J. ; KUNZE, H.: Aktive Geräuschminderung am Hinterachsgetriebe. In: *ATZ - Automobiltechnische Zeitschrift* 113 (2011), Nr. 1, S. 46–51.
- [36] FAKHARI, V. ; OHADI, A.: Robust control of automotive engine using active engine mount. In: *Journal of Vibration and Control* 19 (2012), Nr. 7, S. 1024–1050.
- [37] FAKHARI, V. ; OHADI, A. ; TALEBI, H.A.: A robust adaptive control scheme for an active mount using a dynamic engine model. In: *Journal of Vibration and Control* 0 (2013), Nr. 0, S. 1–23.
- [38] FERRARA, E.R.: Fast implementation of LMS adaptive filters. In: *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing ASSP-28* (1980), Nr. 4, S. 474–475.
- [39] FLIERL, R. ; LAUER, F. ; SCHMIT, S. ; SPICHER, U.: Grenzpotenziale der CO₂-Emissionen von Ottomotoren – Teil 1: Mechanische Verfahren. In: *MTZ - Motortechnische Zeitschrift* 73 (2012), Nr. 4, S. 292–298.

- [40] FLOWER, W.C.: Understanding hydraulic mounts for improved vehicle noise, vibration and ride qualities. In: *SAE Paper* 850975 (1985), S. 123–132.
- [41] FÖLLINGER, O.: *Regelungstechnik – Einführung in die Methoden und ihre Anwendung*. Hüthig Buch Verlag, 1992.
- [42] FONSECA, P. de ; SAS, P. ; BRUSSEL, H. van: Robust design and robust stability analysis of active noise control systems. In: *Journal of Sound and Vibration* 243 (2000), Nr. 1, S. 23–42.
- [43] FRAANJE, R.: *Robust and fast schemes in broadband active noise and vibration control*, University of Twente, Dissertation, 2004. http://doc.utwente.nl/41476/1/thesis_Fraanje.pdf.
- [44] FRAANJE, R. ; ELLIOTT, S.J. ; VERHAEGEN, M.: Robustness of the Filtered-x LMS algorithm – Part II: Robustness enhancement by minimal regularization for norm bounded uncertainty. In: *IEEE Transactions on Signal Processing* 55 (2007), Nr. 8, S. 4038–4047.
- [45] FRAANJE, R. ; VERHAEGEN, M. ; DOELMAN, N.: Increasing the robustness of a preconditioned Filtered-x LMS algorithm. In: *IEEE Signal Processing Letters* 11 (2004), Nr. 2, S. 285–288.
- [46] FRAANJE, R. ; VERHAEGEN, M. ; ELLIOTT, S.J.: Robustness of the Filtered-x LMS algorithm – Part I: Necessary conditions for convergence and the asymptotic pseudospectrum of Toeplitz matrices. In: *IEEE Transactions on Signal Processing* 55 (2007), Nr. 8, S. 4029–4037.
- [47] FRIEDRICH, H. ; KINDERMANN, L. ; SCHMIDT, K. ; SEPEUR-ZEITZ, B.: Aktive Materialien und Systeme für neue Effekte und Funktionen im Automobil. In: *ATZ - Automobiltechnische Zeitschrift* 105 (2003), Nr. 12, S. 1200–1208.
- [48] FULLER, C.C. ; ELLIOTT, S. ; NELSON, P.A.: *Active control of vibration*. Academic Press, 1996.
- [49] FURSDON, P.M.T.: The design and control of the Avon active engine mount. In: *Proceedings of the 4th Styrian Noise, Vibration and Harshness Congress*, 2006, S. 1–10.
- [50] GÄBEL, G.S. ; SCHULZE, C. ; MOHR, A. ; MESCHKE, J. ; MARIENFELD, P.M. ; KARKOSCH, H.-J. ; PREUSSLER, S. ; GENDERJAHN, R.: Aktive Motorlagerung – Ergebnisse einer Potenzialstudie. In: *Proc. Aachener Akustik Kolloquium*, 2011, S. 1–9.
- [51] GEISBERGER, A. ; KHAJEPOUR, A. ; GOLNARAGHI, M.F.: Non-linear modelling of hydraulic mounts: Theory and experiment. In: *Journal of Sound and Vibration* 249 (2002), Nr. 2, S. 371–397.
- [52] GENNESSEAUX, A.: Research for new vibration isolation techniques: From hydro-mounts to active mounts. In: *SAE Paper* 931324 (1993), S. 491–499.
- [53] GEORGE, N. V. ; PANDA, G.: Advances in active noise control: A survey, with emphasis on recent nonlinear techniques. In: *Signal Processing* 93 (2013), Nr. 2, S. 363–377.

- [54] GERTH, H.: *Untersuchungen zur aktiven Schwingungskompensation in Kraftfahrzeugen*, Universität Hannover, Dissertation, 2004.
- [55] GLOVER JR, J.: Adaptive noise canceling applied to sinusoidal interferences. In: *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing* 25 (1977), Nr. 6, S. 484–491.
- [56] GNAUERT, U. ; KALINKE, P.: ATC: Active Torsion Control zur Optimierung des Schwingungskomforts bei Cabriolets. In: *Proc. of the Adaptronic Congress*, 2002, S. 1–6.
- [57] GOERTZEL, G.: An algorithm for the evaluation of finite trigonometric series. In: *American Math Monthly* 65 (1958), Nr. 1, S. 34–35.
- [58] GRAF, P.L. ; NOVOTNY, D. ; SHOURESHI, R. ; STARKEY, J. ; STEVENS, R.W.: Active frame vibration control for automotive vehicles with hydraulic engine mounts. In: *SAE Paper* 880074 (1988), S. 1–9.
- [59] GRAMBOW, A.: *Bestimmung der Materialparameter gefüllter Elastomere in Abhängigkeit von Zeit, Temperatur und Beanspruchungszustand*, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, Dissertation, 2002. http://darwin.bth.rwth-aachen.de/opus3/volltexte/2003/492/pdf/Grambow_Andreas.pdf.
- [60] GUICKING, D.: *Aktive Lärm- und Schwingungsminderung - Von einer Laborkuriosität zum technischen Produkt*, Drittes Physikalisches Institut der Universität Göttingen, Forschungsbericht, 2007. <http://www.physik3.gwdg.de/~guicking/ANVC-Ueberblick.pdf>.
- [61] GUILLAUME, P. ; SCHOUKENS, J. ; PINTELON, R. ; KOLLÁR, I.: Crest-factor minimization using nonlinear Chebyshev approximation methods. In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 40 (1991), Nr. 6, S. 982–989.
- [62] GUILLAUME, P. ; VERBOVEN, P. ; VANLANDUIAT, S. ; PARLOO, E.: Multisine excitations – New developments and applications in modal analysis. In: *Proc. of the 19th International Modal Analyses Conference*, 2001, S. 1543–1549.
- [63] HALL, S.R. ; WERELEY, N.M.: Linear control issues in the higher harmonic control of helicopter vibrations. In: *Proceedings of the 45th Annual Forum of the American Helicopter Society*, 1989, S. 955–971.
- [64] HANSEN, C. H. ; SNYDER, S. D. ; ETTER, P.C. (Hrsg.): *Active control of noise and vibration*. Chapman & Hall, 1997.
- [65] HAUSBERG, F. ; HECKER, S. ; PFEFFER, P. ; PLÖCHL, M. ; RUPP, M.: Incorporation of adaptive grid-based look-up tables in adaptive feedforward algorithms for active engine mounts. In: *Proc. of the 12th International Symposium on Advanced Vehicle Control (AVEC)*, 2014, S. 535–540.
- [66] HAUSBERG, F. ; SCHEIBLEGGER, C. ; PFEFFER, P. ; PLÖCHL, M. ; HECKER, S. ; RUPP, M.: Experimental and analytical study of secondary path variations in active engine mounts. In: *Journal of Sound and Vibration* in press (2014), S. 00–00.

- [67] HAUSBERG, F. ; VOLLMANN, S. ; PFEFFER, P. ; HECKER, S. ; PLÖCHL, M. ; KOLKHORST, T.: Improving the convergence behavior of active engine mounts in vehicles with cylinder-on-demand engines. In: *Proc. of the 42nd International Congress and Exposition on Noise Control Engineering (Inter-Noise)*, 2013, S. 5244–5252.
- [68] HAYKIN, S.: *Adaptive filter theory*. Pearson Education, Inc., 2002.
- [69] HEIER, T. ; BERTRAM, T.: Control of a mechatronic adaptive engine mount – Implementation and results. In: *Proc. of the 6th IFAC Symposium on Advances in Automotive Control*, 2010, S. 628–631.
- [70] HEISS, M.: Kennfelder in der Regelungstechnik. In: *at-Automatisierungstechnik* 43 (1995), Nr. 8, S. 363–367.
- [71] HEISS, M. ; HEISS, D. ; KAMPL, S.: Lernen linear interpolierender Kennlinien. In: *at-Automatisierungstechnik* 42 (1994), Nr. 11, S. 497–506.
- [72] HEISSING, B. (Hrsg.) ; ERSOY, M. (Hrsg.) ; GIES, S. (Hrsg.): *Fahrwerkhandbuch*. Springer Vieweg, 2013.
- [73] HEMPEL, J. (Hrsg.): *Schwingungstechnik für Automobile*. Freudenberg Forschungsdienste KG, Weinheim, 2002.
- [74] HEROLD, S. ; KRAUS, R. ; MILLITZER, J. ; RUE, G. de: Vibration control of a medium-sized vehicle by a novel active engine mount. In: *4. Wissenschaftliches Symposium PT-PIESA*, 2013, S. 1–6.
- [75] HILLIS, A.J.: *Adaptive control of active engine mounts*, University of Bristol, Dissertation, 2005.
- [76] HILLIS, A.J.: Multi-input multi-output control of an automotive active engine mounting system. In: *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering* 225 (2011), Nr. 11, S. 1492–1504.
- [77] HORNING, C.J.: *Aktive Systeme zur Reduzierung von Strukturschwingungen der Fahrzeugkarosserie*, Technische Universität München, Dissertation, 2011.
- [78] HOSSEINI, A. M. ; ARZANPOUR, S. ; GOLNARAGHI, M. ; PARAMESWARAN, A. M.: Solenoid actuator design and modeling with application in engine vibration isolators. In: *Journal of Vibration and Control* 19 (2013), Nr. 7, S. 1015–1023.
- [79] HWANG, Y. ; LEE, J.M. ; KIM, S.-J.: New active muffler system utilizing destructive interference by difference of transmission paths. In: *Journal of Sound and Vibration* 262 (2003), Nr. 1, S. 175–186.
- [80] ICHCHOU, M.N. ; JEMAI, B. ; BELLON, L. ; JEZEQUEL, L.: Active rubber mounts by means of piezoelectric actuators, experimental work. In: *Smart Materials and Structures* 10 (2001), Nr. 5, S. 1095–1099.

- [81] INDRA, F.: Zylinderabschaltung für alle Hubkolbenmotoren. In: *MTZ - Motortechnische Zeitschrift* 72 (2011), Nr. 10, S. 712–715.
- [82] INOUE, T. ; TAKAHASHI, A. ; SANO, H.: NV countermeasure technology for a cylinder-on-demand engine – Development of active booming noise control system applying adaptive notch filter. In: *SAE Paper 2004-01-0411* (2004), S. 131–138.
- [83] ISERMANN, R.: On fuzzy logic applications for automatic control, supervision, and fault diagnosis. In: *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics - Part A: Systems and Humans* 28 (1998), Nr. 2, S. 221–235.
- [84] ISERMANN, R.: *Mechatronische Systeme*. Springer Verlag, 2008.
- [85] ISHIGURO, T. ; YONE, T. ; NEMOTO, H.: *Development of active control engine mount system which reduces higher harmonic vibration*, Honda R&D, Forschungsbericht, 2010.
- [86] JANSSON, F. ; JOHANSSON, O.: *A study of active engine mounts*, Linköpings Universitet, Diplomarbeit, 2003. <http://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:19418/FULLTEXT01.pdf>.
- [87] JAZAR, G.N. ; GOLNARAGHI, M.F.: Nonlinear modeling, experimental verification and theoretical analysis of a hydraulic engine mount. In: *Journal of Vibration and Control* 8 (2002), Nr. 1, S. 87–116.
- [88] JEON, J. ; HAN, Y.-M. ; LEE, D.-Y. ; CHOI, S.-B.: Vibration control of the engine body of a vehicle utilizing the magnetorheological roll mount and the piezostack right-hand mount. In: *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering* 227 (2013), Nr. 11, S. 1562–1577.
- [89] JOHANSSON, S.: *Active control of propeller-induced noise in aircraft*, Blekinge Institute of Technology, Dissertation, 2000. [http://www.bth.se/fou/forskininfo.nsf/0/4c246ae6eb7bf99dc12569f10037a543/\\$FILE/PHDthesis_sjo.pdf](http://www.bth.se/fou/forskininfo.nsf/0/4c246ae6eb7bf99dc12569f10037a543/$FILE/PHDthesis_sjo.pdf).
- [90] KAJIKAWA, Y. ; GAN, W.-S. ; KUO, S.M.: Recent advances on active noise control: Open issues and innovative applications. In: *APSIPA Transactions on Signal and Information Processing* 1 (2012), S. 1–21.
- [91] KARIMI, H.R.: Optimal vibration control of vehicle engine-body system using Haar functions. In: *International Journal of Control, Automation, and Systems* 4 (2006), Nr. 6, S. 714–724.
- [92] KAUBA, M.: *Verteilte Systeme zur adaptiven Schwingungskompensation und Regelung für die aktive Lagerung*, Technische Universität Darmstadt, Dissertation, 2012. http://tuprints.ulb.tu-darmstadt.de/2905/1/Diss_Kauba_Verteilte_Adaptive_Schwingungskompensation.pdf.
- [93] KIM, G. ; SINGH, R.: Nonlinear analysis of automotive hydraulic engine mount. In: *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control* 115 (1993), S. 482–487.

- [94] KLATT, C.: Active absorbers for convertible cars. In: *Proc. of the 14th International Adaptive Congress*, 2011, S. 1–10.
- [95] KNOSPE, C. R. ; FEDIGAN, S. J. ; HOPE, R. W. ; WILLIAMS, R. D.: A multitasking DSP implementation of adaptive magnetic bearing control. In: *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 5 (1997), Nr. 2, S. 230–238.
- [96] KOCHAN, K.: *Robuste aktive Schallreduktion in Flugzeugen*, Helmut-Schmidt-Universität / Universität der Bundeswehr Hamburg, Dissertation, 2009. http://edoc.sub.uni-hamburg.de/hsu/volltexte/2009/2227/pdf/2009_Kochan.pdf.
- [97] KOLTZENBURG, S. ; MASKOS, M. ; NUYKEN, O.: *Polymere: Synthese, Eigenschaften und Anwendungen*. Springer Verlag, 2013.
- [98] KOWALCZYK, K. ; SVARICEK, F.: Experimental robustness of FxLMS and disturbance-observer algorithms for active vibration control in automotive applications. In: *Proceedings of the 16th IFAC World Congress*, 2005, S. 1–5.
- [99] KRAUS, R. ; HEROLD, S. ; MILLITZER, J. ; JUNGBLUT, T.: Entwicklung aktiver Motorlagerungen auf Basis von Piezoaktoren. In: *ATZ - Automobiltechnische Zeitschrift* 116 (2014), S. 72–77.
- [100] KRÜGER, J. ; POMMERER, M. ; JEBASINSKI, R.: Aktive Abgasschalldämpfer. In: *MTZ - Motortechnische Zeitschrift* 71 (2010), Nr. 7–8, S. 464–469.
- [101] KUO, S.M. ; JI, M.: Passband disturbance reduction in periodic active noise control systems. In: *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing* 4 (1996), Nr. 2, S. 96–103.
- [102] KUO, S.M. ; MORGAN, D.R. ; PROAKIS, J.G. (Hrsg.): *Active noise control systems: Algorithms and DSP implementations*. John Wiley and Sons, Inc., 1996.
- [103] KUO, S.M. ; MORGAN, D.R.: Active noise control: A tutorial review. In: *Proceedings of the IEEE* 87 (1999), Nr. 6, S. 943–973.
- [104] LEE, B.-H. ; LEE, C.-W.: Model based feed-forward control of electromagnetic type active control engine-mount system. In: *Journal of Sound and Vibration* 323 (2009), Nr. 3, S. 574–593.
- [105] LEE, J.H. ; SINGH, R.: Critical analysis of analogous mechanical models used to describe hydraulic engine mounts. In: *Journal of Sound and Vibration* 311 (2008), Nr. 3, S. 1457–1464.
- [106] LEE, Y.-W. ; LEE, C.-W.: Dynamic analysis and control of an active engine mount system. In: *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering* 216 (2002), Nr. 11, S. 921–931.
- [107] LIANG, T. ; XIN-LONG, T. ; SHI, W.: Study on active engine mount with electromagnetic actuator based on fuzzy control. In: *Proc. of the IEEE International Conference on Computer, Mechatronics, Control and Electronic Engineering (CMCE)*, 2010, S. 69–72.

- [108] LIU, Y.: Vibration and noise improvement on a balance shaft removed engine using active controlled mounting system. In: *SAE Paper 2013-01-1948* (2013), S. 1–6.
- [109] LOHEIDE, S. ; KRIMMEL, H. ; WANNAGS, M. ; SCHNEIDER, A. ; WIESNER, M.: Active engine mount. In: *Proc. Aachener Akustik Kolloquium*, 2012, S. 1–10.
- [110] LUEG, P.: *Process of silencing sound oscillations*. US Patent 2,043,416, 1936.
- [111] LUNZE, J.: *Regelungstechnik 1: Systemtheoretische Grundlagen, Analyse und Entwurf einschleifiger Regelungen*. Springer Verlag, 2010.
- [112] LUNZE, J.: *Regelungstechnik 2: Mehrgrößensysteme, Digitale Regelung*. Springer Verlag, 2010.
- [113] LYONS, R.G.: *Understanding digital signal processing*. Pearson Education, 2011.
- [114] MAASS, H. ; KLIER, H. ; LIST, H. (Hrsg.) ; PISCHINGER, A. (Hrsg.): *Kräfte, Momente und deren Ausgleich in der Verbrennungskraftmaschine*. Springer Verlag, 1981.
- [115] MACIEJOWSKI, J.M.: *Predictive control with constraints*. Prentice Hall, 2002.
- [116] MACKAY, A. ; KENCHINGTON, S.: Active control of noise and vibration – A review of automotive applications. In: *Proc. of ACTIVE'04*, 2004, S. 1–12.
- [117] MAHIL, A.M. ; SHAH, M.A. ; FARIS, W.F.: Active engine mounting controller design using linear quadratic regulator and proportional integral derivative. In: *International Journal of Automation and Control* 5 (2011), Nr. 3, S. 284–297.
- [118] MANSOUR, H. ; ARZANPOUR, S. ; GOLNARAGHI, M.F.: Design of a solenoid valve based active engine mount. In: *Journal of Vibration and Control* 18 (2011), Nr. 8, S. 1221–1232.
- [119] MARIENFELD, P.M. ; KARKOSCH, H.-J.: NVH optimization with active engine mounts – Aktive Motorlager zur Komfort- und Soundoptimierung. In: *Proc. Aachener Akustik Kolloquium*, 2010, S. 1–10.
- [120] MARZBANI, H. ; JAZAR, R. ; FARD, M.: Hydraulic engine mounts: A survey. In: *Journal of Vibration and Control* 20 (2014), Nr. 10, S. 1439–1463.
- [121] MATSUOKA, H. ; MIKASA, T. ; NEMOTO, H.: NV countermeasure technology for a cylinder-on-demand engine – Development of active control engine mount. In: *SAE Paper 2004-01-0413* (2004), S. 149–154.
- [122] MAYER, D. ; ATZRODT, H. ; HEROLD, S.: Regelung eines dreiachsigen Lagers auf Basis piezoelektrischer Aktoren zur Schwingungsreduktion. In: *at-Automatisierungstechnik* 56 (2008), Nr. 3, S. 136–145.
- [123] MAYER, D. ; MILITZER, J. ; BEIN, T.: Integrated solutions for noise and vibration control in vehicles. In: *SAE International Journal of Passenger Cars - Mechanical Systems* 7 (2014), Nr. 3, S. 1–11.

- [124] MERKER, P. (Hrsg.) ; TEICHMANN, R. (Hrsg.): *Grundlagen Verbrennungsmotoren: Funktionsweise, Simulation, Messtechnik*. Springer Vieweg, 2014.
- [125] MERTINS, A.: *Signaltheorie*. Springer Vieweg, 2013.
- [126] MILLER, L.R. ; AHMADIAN, M.: Active mounts – A discussion of future technological trends. In: *Proc. of the Inter-Noise and Noise-Con Congress and Conference*, 1992, S. 421–426.
- [127] MILLITZER, J. ; EHRT, T. ; PLÜCKHAHN, A. ; KNAUER, P.: Design, system integration and control concepts of an adaptive active vibration absorber for a convertible. In: *Proc. of the 25th International Conference on Noise and Vibration Engineering (ISMA2012-USD2012)*, 2012, S. 331–344.
- [128] MISOL, M. ; ALGERMISSEN, S. ; MONNER, H.P.: Experimental investigation of different active noise control concepts applied to a passenger car equipped with an active windshield. In: *Journal of Sound and Vibration* 331 (2012), Nr. 10, S. 2209–2219.
- [129] MITSCH, M. ; MACK, W. ; FALKNER, A.: On the scattering of test data and the significance of the standard coefficients 'dynamic stiffness' and 'loss angle' for hydraulic engine mounts. In: *Vehicle System Dynamics* 48 (2010), Nr. 3, S. 387–403.
- [130] MORGAN, D.R.: An analysis of multiple correlation cancellation loops with a filter in the auxiliary path. In: *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing ASSP-28* (1980), Nr. 4, S. 454–467.
- [131] MORGAN, D.R.: History, applications, and subsequent development of the FxLMS algorithm. In: *IEEE Signal Processing Magazine* 30 (2013), Nr. 3, S. 172–176.
- [132] MORGAN, D.R. ; SANFORD, C.: A control theory approach to the stability and transient analysis of the Filtered-x LMS adaptive notch filter. In: *IEEE Transactions on Signal Processing* 40 (1992), Nr. 9, S. 2341–2346.
- [133] MOSCHYTZ, G.S. ; HOFBAUER, M.: *Adaptive Filter*. Springer Verlag, 2000.
- [134] MÜLLER, M. ; WELTIN, U.: Schwingungskompensation mit aktiven Motorlagern. In: *VDI Fortschrittsbericht zum 14. Internationalen Wiener Motorsymposium*, 1993.
- [135] MÜLLER, N.: *Adaptive Motorregelung beim Ottomotor unter Verwendung von Brennraumdruck-Sensoren*, Technische Universität Darmstadt, Dissertation, 2003.
- [136] NAAKE, A. ; SCHMIDT, K. ; MESCHKE, J.: Vehicle windshield with active noise reduction. In: *Proc. of the Adaptronic Congress*, 2007, S. 223–227.
- [137] NAKAJI, Y. ; SATOH, S. ; KIMURA, T. ; HAMABE, T. ; AKATSU, Y. ; KAWAZOE, H.: Development of an active control engine mount system. In: *Vehicle System Dynamics* 32 (1999), Nr. 2–3, S. 185–198.
- [138] NELLES, O.: *Nonlinear system identification with local linear neuro-fuzzy models*, Technische Universität Darmstadt, Dissertation, 1999.

- [139] NGUYEN, V.-Q. ; CHOI, S.-B.: A robust vibration control for a multi-active mount system subjected to broadband excitation. In: *Smart Materials and Structures* 20 (2011), Nr. 5, S. 1–11.
- [140] NORDMANN, R. ; BIRKHOFER, H.: *Maschinenelemente und Mechatronik I*. Shaker Verlag, 2003.
- [141] OH, S.-H. ; KIM, H.-S. ; PARK, Y.: Active control of road booming noise in automotive interiors. In: *Journal of the Acoustical Society of America* 111 (2002), Nr. 1, S. 180–188.
- [142] *Oliver Wyman-Studie zu Fahrzeuginnovationen: Das Kundenerlebnis macht den Unterschied*. Version: 2013. http://www.oliverwyman.de/media/201311_Fahrzeuginnovation_Management_Summary.pdf.
- [143] OLSON, H.F. ; MAY, E.G.: Electronic sound absorber. In: *Journal of the Acoustical Society of America* 25 (1953), S. 1130–1136.
- [144] OLSSON, C.: *Disturbance observer-based automotive engine vibration isolation dealing with non-linear dynamics and transient excitation*, Uppsala University, Department of Information Technology, Forschungsbericht, 2005. <https://it.uu.se/research/publications/reports/2005-009/2005-009-nc.pdf>.
- [145] OLSSON, C.: Active automotive engine vibration isolation using feedback control. In: *Journal of Sound and Vibration* 294 (2006), Nr. 1, S. 162–176.
- [146] OPPENHEIM, A.V. ; SCHAFER, R.W. ; BUCK, J.R.: *Discrete-time signal processing*. Prentice-Hall, 1998.
- [147] ORIVUORI, J. ; ZAZAS, I. ; DALEY, S.: Active control of frequency varying disturbances in a diesel engine. In: *Control Engineering Practice* 20 (2012), Nr. 11, S. 1206–1219.
- [148] PARK, H. ; LEE, B.-H. ; LEE, C.-W.: Design of an active control engine mount using a direct drive electrodynamic actuator. In: *Proc. of the ASME International Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference*, 2007, S. 103–108.
- [149] PASCHEDAG, J.: *Aktive Schwingungsisolierung in Kfz-Motoraufhängungen – Systemkonfiguration und Methoden*, Technische Universität München, Dissertation, 2008. <https://mediatum.ub.tum.de/doc/631755/631755.pdf>.
- [150] PATT, D. ; LIU, L. ; CHANDRASEKAR, J. ; BERNSTEIN, D.S. ; FRIEDMANN, P.P.: Higher-harmonic-control algorithm for helicopter vibration reduction revisited. In: *Journal of Guidance, Control and Dynamics* 28 (2005), Nr. 5, S. 918–930.
- [151] PAYNE, A.R.: The dynamic properties of carbon black-loaded natural rubber vulcanizates. Part I. In: *Journal of Applied Polymer Science* 6 (1962), Nr. 19, S. 57–63.
- [152] PETROV, A.: *Entwicklung eines Prüfstandes zur Bestimmung des Übertragungsverhaltens aktiver Motorlager*, Hochschule für angewandte Wissenschaften München, Diplomarbeit, 2013.

- [153] PFEFFER, P.E. ; HOFER, K.: Einfaches nichtlineares Modell für Elastomer- und Hydrolager zur Optimierung der Gesamtfahrzeug-Simulation. In: *ATZ - Automobiltechnische Zeitschrift* 104 (2002), Nr. 5, S. 442–451.
- [154] PFLÜGER, M. ; BRANDL, F. ; BERNHARD, U. ; FEITZELMAYER, K. ; LIST, H. (Hrsg.): *Fahrzeugakustik*. Springer Verlag, 2010.
- [155] PREUMONT, A. ; GLADWELL, G.M.L. (Hrsg.): *Vibration control of active structures*. Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [156] Richtlinie VDI 2062 Mai 2011. *Schwingungsisolierung - Blatt 1: Begriffe und Methoden*.
- [157] Richtlinie VDI 2064 November 2010. *Aktive Schwingungsisolierung*.
- [158] RILEY, B. ; BODIE, M. ; HOYING, K. J. M. J. Majeed: Active vibration and noise cancellation control of four cylinder engines – An application. In: *SAE Paper* 951299 (1995), S. 539–547.
- [159] RINGWELSKI, S.: *Numerische Modelle für die aktive Schwingungs- und Schallreduktion und deren Verifikation*, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, Dissertation, 2011.
- [160] RÖMLING, S. ; VOLLMANN, S. ; KOLKHORST, T.: Das aktive Motorlagerungssystem im neuen Audi S8. In: *MTZ - Motortechnische Zeitschrift* 74 (2013), Nr. 1, S. 54–59.
- [161] RÖSLER, J. ; HARDERS, H. ; BÄKER, M. ; RÖSLER, J. (Hrsg.) ; HARDERS, H. (Hrsg.) ; BÄKER, M. (Hrsg.): *Mechanisches Verhalten der Werkstoffe*. Springer Vieweg, 2012.
- [162] ROTTNER, T. ; ECKEL, H.-G. ; KIM, J.-H. ; KLATT, C.: Active linear mass absorber technology for the reduction of noise and vibration at a cylinder deactivation vehicle. In: *Proc of the 16. Aachener Akustik Kolloquium*, 2007, S. 1791–1803.
- [163] RUPP, M.: *Vertiefung Signalverarbeitung Adaptive Filter*. Vorlesungsskript Technische Universität Wien, 2007.
- [164] RUPP, M. ; HAUSBERG, F.: LMS algorithmic variants in active noise and vibration control. In: *Proceedings of the 22nd European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2014)*, 2014, S. 691–695.
- [165] RUPP, M. ; SAYED, A.H.: Robust FxLMS algorithm with improved convergence performance. In: *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing* 6 (1998), Nr. 1, S. 78–85.
- [166] SAKAMOTO, K. ; SAKAI, T.: *Development of simulation model for active controlled engine mount*, Honda R&D, Forschungsbericht, 2004.
- [167] SANO, H. ; INOUE, T. ; TAKAHASHI, A. ; TERAJ, K. ; NAKAMURA, Y.: Active control system for low-frequency road noise combined with an audio system. In: *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing* 9 (2001), Nr. 7, S. 755–763.
- [168] SANO, H. ; YAMASHITA, T. ; NAKAMURA, M.: Recent application of active noise and vibration control to automobiles. In: *Proceedings of ACTIVE'02*, 2002, S. 29–42.

- [169] SAUER, W.: Aktive Systeme zur Aggregatelagerung in Kraftfahrzeugen. In: SCHMITZ, G. (Hrsg.): *Mechatronik im Automobil II – Aktuelle Trends in der Systementwicklung für Automobile*. Expert Verlag, 2003, S. 168–176.
- [170] SAYED, A.H.: *Adaptive filters*. John Wiley & Sons, 2008.
- [171] SCHEIBLEGGER, C. ; ROY, N. ; SILVA PAREZ, O. ; HILLIS, A. ; PFEFFER, P.E. ; DARLING, J.: Nonlinear modeling of bushings and cab mounts for calculation of durability loads. In: *Proc. of the SAE 2014 World Congress*, 2014, S. 1–9.
- [172] SCHEUREN, J.: Aktive Beeinflussung von Schall und Schwingungen. In: MÜLLER, G. (Hrsg.) ; MÖSER, M. (Hrsg.): *Taschenbuch der Akustik*. Springer Verlag, 2004, S. 401–440.
- [173] SCHIRMACHER, R. ; KUNKEL, R. ; BURGHARDT, M.: Active noise control for the 4.0 TFSI with cylinder on demand technology in Audi’s S-series. In: *SAE Paper 2012-01-1533* (2012), S. 1–9.
- [174] SCHMITT, M.: *Untersuchungen zur Realisierung mehrdimensionaler lernfähiger Kennfelder in Großserien-Steuergeräten*, Technische Universität Darmstadt, Dissertation, 1995.
- [175] SEBA, B.: *Vibration attenuation in car chassis and semi-cantilever beam setups*, Universität Bremen, Dissertation, 2006.
- [176] SEQUENZ, H. ; KELLER, K. ; ISERMANN, R.: Zur Identifikation mehrdimensionaler Kennfelder für Verbrennungsmotoren. In: *at-Automatisierungstechnik* 60 (2012), Nr. 6, S. 344–351.
- [177] SHIBAYAMA, T. ; ITO, K. ; GAMI, T. ; OKU, T. ; NAKAJIMA, Z. ; ICHIKAWA, A.: Active engine mount for a large amplitude of idling vibration. In: *SAE Paper 951298* (1995), S. 531–538.
- [178] SHIN, K.-K.: Active vibration control of active fuel management engines using active engine mounts. In: *ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition*, 2007, S. 27–32.
- [179] SHOURESHI, R. ; GRAF, P.L. ; BOUCHILLON, S. ; KNUREK, T. ; STEVENS, R.W.: Open-loop versus closed-loop control for hydraulic engine mounts. In: *SAE Paper 880075* (1988), S. 1–8.
- [180] SHYNK, J.J.: Frequency-domain and multirate adaptive filtering. In: *IEEE Signal Processing Magazine* 9 (1992), Nr. 1, S. 14–37.
- [181] SIEVERS, L. A. ; FLOTOW, A. H.: Comparison and extensions of control methods for narrow-band disturbance rejection. In: *IEEE Transactions on Signal Processing* 40 (1992), Nr. 10, S. 2377–2391.
- [182] SINGH, R. ; KIM, G. ; RAVINDRA, P.V.: Linear analysis of automotive hydro-mechanical mount with emphasis on decoupler characteristics. In: *Journal of Sound and Vibration* 158 (1992), Nr. 2, S. 219–243.

- [183] SJÖBERG, M.: *On dynamic properties of rubber isolators*, KTH Royal Institute of Technology Stockholm, Dissertation, 2002. <http://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:9268/FULLTEXT01.pdf>.
- [184] SNYDER, S. D. ; HANSEN, C. H.: The effect of transfer function estimation errors on the Filtered-x LMS algorithm. In: *IEEE Transactions on Signal Processing* 42 (1994), Nr. 4, S. 950–953.
- [185] SNYDER, S.D. ; TANAKA, N.: Modification to overall system response when using narrowband adaptive feedforward control systems. In: *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control* 115 (1993), Nr. 4, S. 621–626.
- [186] SNYDER, S.D. ; TANAKA, N.: Algorithm adaptation rate in active control: Is faster necessarily better? In: *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing* 5 (1997), Nr. 4, S. 378–381.
- [187] SOHN, J. W. ; PAENG, Y.-S. ; CHOI, S.-B.: An active mount using electromagnetic actuator for vibration control: Experimental investigation. In: *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science* 224 (2010), Nr. 8, S. 1617–1625.
- [188] SUI, L. ; SHI, X.X.G.: Piezoelectric actuator design and application on active vibration control. In: *Physics Procedia* 25 (2012), S. 1388–1396.
- [189] SUN, G.C. ; GUO, H. ; SI, J.: A survey of research and application of engine vibration control system actuators. In: *Applied Mechanics and Materials* 341–342 (2013), S. 1053–1057.
- [190] SUTTON, T.J. ; ELLIOTT, S.J. ; McDONALD, A.M. ; SAUNDER, T.J.: The active control of road noise inside vehicles. In: *Noise Control Engineering Journal* 42 (1994), Nr. 4, S. 137–147.
- [191] SVARICEK, F. ; BOHN, C. ; KARKOSCH, H.-J. ; HÄRTEL, V.: Aktive Schwingungskompensation im Kfz aus regelungstechnischer Sicht. In: *at-Automatisierungstechnik* 49 (2001), Nr. 6, S. 249–259.
- [192] SVARICEK, F. ; FÜGER, T. ; KARKOSCH, H.-J. ; MARIENFELD, P.M. ; BOHN, C.: Automotive applications of active vibration control. In: LALLART, M. (Hrsg.): *Vibration Control Book*. InTech, 2010, S. 303–318.
- [193] SWANSON, D.A.: Active engine mounts for vehicles. In: *SAE Paper* 932432 (1993), S. 1–9.
- [194] TAMMI, K.: *Active control of radial rotor vibrations – Identification, feedback, feedforward and repetitive control methods*, Helsinki University of Technology, Dissertation, 2007. <https://aaltodoc.aalto.fi/bitstream/handle/123456789/2742/ISBN9789513870089.pdf?sequence=1>.
- [195] THOMAIER, M.: *Optimierung der NVH-Eigenschaften von Pkw-Fahrwerkstrukturen mittels Active-Vibration-Control*, Technische Universität Darmstadt, Dissertation, 2008. http://tuprints.ulb.tu-darmstadt.de/1160/1/Ausarbeitung_Diss_MTh.pdf.

- [196] TIWARI, M. ; ADIGUNA, H. ; SINGH, R.: Experimental characterization of a nonlinear hydraulic engine mount. In: *Noise Control Engineering Journal* 51 (2003), Nr. 1, S. 39–49.
- [197] TOGASHI, C. ; ICHIRYU, K.: Study on hydraulic active engine mount. In: *SAE Paper* 2003-01-1418 (2003), S. 1–7.
- [198] TURNIP, A. ; HONG, K.S. ; PARK, S.: Modeling of a hydraulic engine mount for active pneumatic engine vibration control using the extended Kalman filter. In: *Journal of Mechanical Science and Technology* 23 (2009), Nr. 1, S. 229–236.
- [199] ULLRICH, T.: *Untersuchungen zur effizienten interpolierenden Speicherung von nichtlinearen Prozeßmodellen und Vorsteuerstrategien: Methoden und Anwendungen in der Automobilelektronik*, Technische Universität Darmstadt, Dissertation, 1998.
- [200] UNBEHAUEN, H.: *Regelungstechnik III – Identifikation, Adaption, Optimierung*. Vieweg, 1995.
- [201] UNBEHAUEN, H.: *Regelungstechnik I – Klassische Verfahren zur Analyse und Synthese linearer kontinuierlicher Regelsysteme, Fuzzy-Regelsysteme*. Vieweg und Teubner, 2008.
- [202] USHIJIMA, T. ; KUMAKAWA, S.: Active engine mount with piezo-actuator for vibration control. In: *SAE Paper* 930201 (1993), S. 1–8.
- [203] VOGT, M. ; MÜLLER, N. ; ISERMANN, R.: On-line adaptation of grid-based look-up tables using a fast linear regression technique. In: *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control* 126 (2004), Nr. 4, S. 732–739.
- [204] WELTIN, U. ; FEURER, G.: Aktive Aggregatlagerungen. In: WALLENTOWITZ, H. (Hrsg.): *Aktive Fahrwerkstechnik* Bd. 10. Vieweg+Teubner Verlag, 1991, S. 1–19.
- [205] WEYER, T. ; MONNER, H.P.: PKW-Innenlärmreduzierung durch aktive Beruhigung der durch die Motorharmonischen erregten Dachblech-Schwingungen. In: TSCHÖKE, H. (Hrsg.) ; HENZE, W. (Hrsg.): *Motor- und Aggregate-Akustik*. Expert Verlag, 2003, S. 1–11.
- [206] WIDROW, B. ; GLOVER JR, J.R. ; MCCOOL, J.M. ; KAUNITZ, J. ; WILLIAMS, C.S. ; HEARN, R.H. ; ZEIDLER, J.R. ; DONG JR, E. ; GOODLIN, R.C.: Adaptive noise cancelling: Principles and applications. In: *Proceedings of the IEEE* 63 (1975), Nr. 12, S. 1692–1716.
- [207] WIDROW, B. ; HOFF, M.: Adaptive switching circuits. In: *Proc. IRE WESCON Convention Record*, 1960, S. 96–104.
- [208] WIDROW, B. ; MCCOOL, J. ; BALL, M.: The complex LMS algorithm. In: *Proceedings of the IEEE* 63 (1975), S. 719–720.
- [209] WIDROW, B. ; SHUR, D. ; SHAFFER, S.: On adaptive inverse control. In: *Proc. 15th ASILOMAR Conference on Circuits, Systems and Computers*, 1981, S. 185–195.
- [210] WIJAYA, A.A. ; AKMELIAWATI, W. ; AKMELIAWATI, R. ; DARSIVAN, F.J.: Natural logarithm sliding mode control (ln-SMC) using EMRAN for active engine mounting system. In: *Proc. of the 11th IEEE Int. Conf. Control, Automation, Robotics and Vision*, 2010, S. 1365–1369.

- [211] WU, J.-D. ; SU, F.-C. ; TSENG, W.-K.: Vibration isolation for engine mount systems using an active hybrid robust controller. In: *International Journal of Vehicle Noise and Vibration* 1 (2005), Nr. 3, S. 251–264.
- [212] YANG, J. ; SUEMATSU, Y. ; KANG, Z.: Two-degree-of-freedom controller to reduce the vibration of vehicle engine-body system. In: *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 9 (2001), Nr. 2, S. 295–304.
- [213] YANG, T.J. ; SUAI, Z.J. ; SUN, Y. ; ZHU, M.G. ; XIAO, Y.H. ; LIU, X.G. ; DU, J.T. ; JIN, G.Y. ; LIU, Z.G.: Active vibration isolation system for a diesel engine. In: *Noise Control Engineering Journal* 60 (2012), Nr. 3, S. 267–282.
- [214] YASUKI, S. ; ASAKI, Y. ; TASHIRO, H. ; MATSUOKA, H. ; KONO, T.: *Development of new intelligent tourer 2004 model INSPIRE*, Honda R&D, Forschungsbericht, 2004.
- [215] YU, Y. ; NAGANATHAN, N.G. ; DUKKIPATI, R.V.: A literature review of automotive vehicle engine mounting systems. In: *Mechanism and Machine Theory* 36 (2001), Nr. 1, S. 123–142.
- [216] ZELLER, P.: *Handbuch Fahrzeugakustik*. 1. Auflage. Vieweg und Teubner, 2009.
- [217] ZENGER, K. ; ORIVUORI, J.: Robust attenuation of frequency varying disturbances. In: MÜLLER, A. (Hrsg.): *Recent advances in robust control - novel approaches and design methods*. InTech, 2011, S. 291–310.
- [218] ZIMMERSCHIED, R. ; WEBER, M. ; ISERMANN, R.: Stationäre und dynamische Motorvermessung zur Auslegung von Steuerkennfeldern – Eine kurze Übersicht. In: *Automatisierungstechnik* 53 (2005), Nr. 2, S. 87–94.
- [219] ZORNEMANN, M.: *Aufbau und Regelung einer aktiven Motorlagerung zur Reduktion von Körperschallen*, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, Dissertation, 2013. <http://edoc2.bibliothek.uni-halle.de/hs/download/pdf/30216?originalFilename=true>.
- [220] ZORNEMANN, M. ; KASPER, R.: Entwurf von Beobachterstrukturen für die Schätzung dynamischer Zustände eines Verbrennungsmotors zur Regelung eines aktiven Motorlagers. In: *9. Magdeburger Maschinenbau-Tage*, 2009, S. 93–101.

Anhang

A.1 Spezielle Aspekte der digitalen Signalverarbeitung

Dieses Kapitel behandelt Teilgebiete der digitalen Signalverarbeitung, die für die vorliegende Arbeit von besonderer Bedeutung sind. Zunächst erfolgen die Betrachtung der linearen optimalen Filterung, die Herleitung der Wiener Lösung und eine Einführung in das Gradienten-Verfahren. Diese drei Aspekte dienen als wesentliche Voraussetzung für die Herleitung des LMS-Algorithmus, der ein zentrales Element dieser Arbeit darstellt. Im Anschluss wird das Konvergenzverhalten des Fehlervektors im mittleren Quadrat des adaptiven Kerbfilters aus Abschnitt 2.2 hergeleitet. Darüber hinaus wird das Konvergenzverhalten des Fehlervektors im Mittel des Mehrgrößen-FxLMS-Algorithmus aus Abschnitt 2.3.2 im Frequenzbereich betrachtet. Abschließend wird der Goertzel-Algorithmus erläutert, der in Abschnitt 6.3 als recheneffizientes Verfahren zur Berechnung einzelner DFT-Koeffizienten angewendet wird.

A.1.1 Lineare optimale Filterung, Wiener Lösung, Gradienten-Verfahren und LMS-Algorithmus

Im Folgenden wird die in Abbildung A.1 gezeigte Problemstellung zur Herleitung eines optimalen FIR-Filters betrachtet, das eine wichtige Grundlage für das Verständnis adaptiver Filter darstellt. Hierin wurde q^{-1} als Verzögerungsoperator $q^{-1}x(n) = x(n-1)$ eingeführt. Da in dieser Arbeit lediglich FIR-basierte adaptive Filter verwendet werden, beschränkt sich die nachfolgende Betrachtung auf optimale FIR-Filter. Darüber hinaus werden reelle Ein- und Ausgangssignale vorausgesetzt. Entsprechend der englischen Bezeichnung *finite impulse response* handelt es sich um ein zeitdiskretes System mit endlicher Impulsantwort. Zu den Vorteilen von FIR-Filtern zählen ihre inhärente Stabilität, sowie ihre einfache mathematische Handhabung und Implementierbarkeit [133].

Ein FIR-Filter ($L - 1$)-ter Ordnung besitzt L Filtergewichte, die im Gewichtsvektor

$$\mathbf{w}(n) = [w_1(n) \quad w_2(n) \quad \dots \quad w_L(n)]^T \quad (\text{A.1})$$

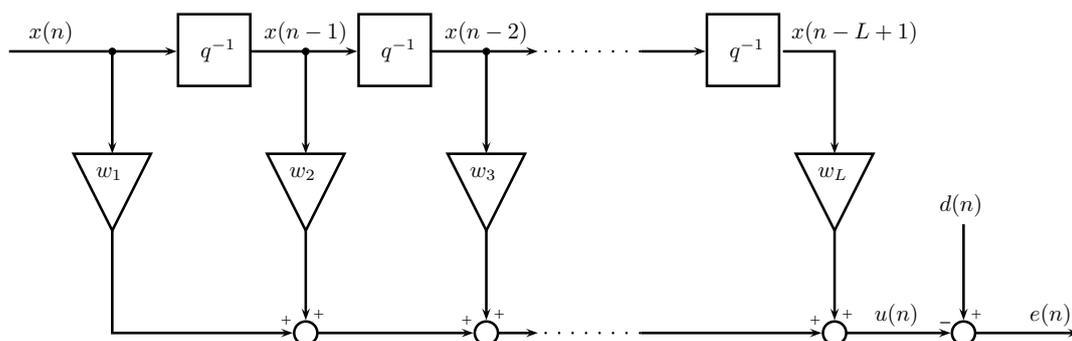


Abb. A.1: Problemstellung zur Herleitung eines optimalen FIR-Filters.

zusammengefasst werden. Mit dem Eingangssignalvektor

$$\mathbf{x}(n) = [x(n) \quad x(n-1) \quad \dots \quad x(n-L+1)]^T \quad (\text{A.2})$$

der letzten L abgetasteten Werte des Referenzsignals $x(n)$ in umgekehrter Reihenfolge ihres zeitlichen Auftretens erhält man das Ausgangssignal $u(n)$ des Filters durch das Skalarprodukt:

$$u(n) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n) = \mathbf{x}^T(n)\mathbf{w}(n). \quad (\text{A.3})$$

Die Problemstellung besteht nun darin, ein lineares diskretes FIR-Filter zu entwerfen, dessen Ausgang $u(n)$ mit den gegebenen Eingangswerten $x(0), x(1), \dots$ die Schätzung einer gewünschten Antwort $d(n)$ liefert, so dass der mittlere quadratische Schätzfehler $E\{e^2(n)\}$ (engl. *mean squared error* oder MSE) minimiert wird [68]. Der Schätzfehler $e(n)$ beschreibt dabei die Abweichung des Filterausgangs $u(n)$ von der gewünschten Antwort $d(n)$:

$$e(n) = d(n) - u(n). \quad (\text{A.4})$$

Unter der Annahme eines zeitinvarianten Filters \mathbf{w} , erhält man ausgehend von Gleichung (A.4) mit Gleichung (A.3) den quadratischen Fehler zu:

$$e^2(n) = d^2(n) + \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^T(n) \mathbf{w} - 2d(n) \mathbf{x}^T(n) \mathbf{w}. \quad (\text{A.5})$$

Da es sich bei den Signalen $x(n)$ und $d(n)$ in den meisten Fällen nicht um deterministische Signale handelt, werden diese für die weitere Betrachtung als stationäre stochastische Prozesse betrachtet. Es können daher lediglich Aussagen über die Statistik gemacht werden und an Stelle des quadratischen Fehlers wird dessen Erwartungswert als Optimalitätskriterium $J(\mathbf{w})$ herangezogen [133]:

$$\begin{aligned} J(\mathbf{w}) &= E\{e^2(n)\} = E\{d^2(n)\} + \mathbf{w}^T E\{\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)\} \mathbf{w} - 2E\{d(n)\mathbf{x}^T(n)\} \mathbf{w} \\ &= E\{d^2(n)\} + \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w} - 2\mathbf{p}^T \mathbf{w}. \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

Die Autokorrelationsmatrix \mathbf{R} in Gleichung (A.6) beschreibt die Statistik des Eingangssignals $\mathbf{x}(n)$ und ist definiert durch:

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= E\{\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)\} \\ &= \begin{bmatrix} E\{x^2(n)\} & \dots & E\{x(n)x(n-L+1)\} \\ E\{x(n-1)x(n)\} & \dots & E\{x(n-1)x(n-L+1)\} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ E\{x(n-L+1)x(n)\} & \dots & E\{x^2(n-L+1)\} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

Der Kreuzkorrelationsvektor \mathbf{p} steht für die gemeinsame Statistik des Eingangssignals $\mathbf{x}(n)$ und der gewünschten Antwort $d(n)$ [133]:

$$\begin{aligned} \mathbf{p} &= E\{d(n)\mathbf{x}(n)\} \\ &= [E\{d(n)x(n)\}, E\{d(n)x(n-1)\}, \dots, E\{d(n)x(n-L+1)\}]^T. \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

Unter der Annahme, dass die gewünschte Antwort $d(n)$ nicht nur stationär, sondern mittelwertfrei ist und die Varianz σ_d^2 besitzt, lässt sich das Gütefunktional aus Gleichung (A.6) weiter vereinfachen:

$$J(\mathbf{w}) = \sigma_d^2 + \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w} - 2\mathbf{p}^T \mathbf{w}. \quad (\text{A.9})$$

Demnach ist das Gütefunktional bzw. der mittlere quadratische Fehler für den Fall stationärer Signale $x(n)$ und $d(n)$ eine Funktion zweiten Grades in Abhängigkeit des Filtergewichtsvektors \mathbf{w} . Diese lässt sich als tassenförmige $(L + 1)$ -dimensionale Fehlerfläche in Abhängigkeit der Gewichte w_1, w_2, \dots, w_L mit einem einzigen Minimum J_{\min} visualisieren [68]. Um den optimalen Filtergewichtsvektor \mathbf{w}_{opt} , der das Gütefunktional minimiert, zu bestimmen, muss die partielle Ableitung des Gütefunktionals $J(\mathbf{w})$ nach jedem Filtergewicht verschwinden [170]. Für den Gradienten des Gütefunktionals erhält man entsprechend:

$$\nabla_{\mathbf{w}} \{J(\mathbf{w})\} = \frac{\partial J(\mathbf{w})}{\partial \mathbf{w}} = \left[\frac{\partial J}{\partial w_1}, \frac{\partial J}{\partial w_2}, \dots, \frac{\partial J}{\partial w_L} \right]^T = 2(\mathbf{R} \mathbf{w} - \mathbf{p}). \quad (\text{A.10})$$

Auf die Herleitung von Gleichung (A.10) wird an dieser Stelle verzichtet und auf die entsprechende Literatur [27, 68, 102, 133, 170] verwiesen. Unter der Voraussetzung, dass die Autokorrelationsmatrix \mathbf{R} nicht singulär ist, erhält man den optimalen Gewichtsvektor durch Nullsetzen von Gleichung (A.10) zu:

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}. \quad (\text{A.11})$$

Die sogenannte Wiener-Hopf-Gleichung (A.11) liefert die Wiener-Lösung \mathbf{w}_{opt} bei der das Gütefunktional $J(\mathbf{w})$ sein Minimum J_{\min} annimmt.

In den meisten praktischen Anwendungsfallen kann Gleichung (A.11) nicht direkt genutzt werden. Die Autokorrelationsmatrix \mathbf{R} und der Kreuzkorrelationsvektor \mathbf{p} sind in der Regel nicht bekannt und es wäre eine große Datenmenge notwendig, um diese zu schätzen. Die Inversion der Autokorrelationsmatrix \mathbf{R} ist mit einem erheblichen Rechenaufwand verbunden und kann bei einer schlechten Konditionierung zu numerischer Instabilität führen [27]. Weiterhin wurde zur Herleitung von Gleichung (A.11) die Stationarität von $d(n)$ und $x(n)$ vorausgesetzt. In einer instationären Umgebung müsste die Wiener-Hopf-Gleichung jedes Mal gelöst werden, wenn sich die statistischen Eigenschaften der Eingangssignale ändern [68].

Eine praktische Alternative zur einmaligen Berechnung des optimalen Filtergewichtsvektors \mathbf{w}_{opt} bei gegebener Datenmenge, besteht in der iterativen Anpassung des Gewichtsvektors \mathbf{w} in Richtung der optimalen Lösung \mathbf{w}_{opt} . In diesem Fall sind die Einträge $w_1(n), w_2(n), \dots, w_L(n)$ des Filtergewichtsvektors adaptiv und können einer sich langsam verändernden Statistik der Eingangssignale nachgeführt werden. Den Adaptionvorschriften adaptiver FIR-Filter liegt die quadratische Form der Fehlerfläche in Gleichung (A.9) zu Grunde. Beim Gradientenverfahren werden die Filterkoeffizienten in jedem Adaptionsschritt um einen kleinen Betrag geändert, der proportional zum negativen lokalen Gradienten des Gütefunktionals ist [27]:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \frac{\mu}{2} \nabla_{\mathbf{w}} \{J(\mathbf{w})\} |_{\mathbf{w}=\mathbf{w}(n)}. \quad (\text{A.12})$$

Die reelle, positive Konstante μ wird als Schrittweite bezeichnet und legt die Konvergenzgeschwindigkeit des Algorithmus fest. Mit dem in Gleichung (A.10) bereits bestimmten Gradienten des Gütefunktional und den Definitionen der Autokorrelationsmatrix bzw. der Kreuzkorrelationsmatrix aus den Gleichungen (A.7) und (A.8) folgt:

$$\nabla_{\mathbf{w}} \{J(\mathbf{w})\} |_{\mathbf{w}=\mathbf{w}(n)} = -2\mathbf{E} \{\mathbf{x}(n)e(n)\}. \quad (\text{A.13})$$

Die Rekursionsgleichung (A.13) verdeutlicht, dass die praktische Anwendbarkeit des Gradienten-Verfahrens weiterhin eingeschränkt ist, da die Statistik der Signale $x(n)$ und $e(n)$ als bekannt vorausgesetzt wird. Aus diesem Grund wurde erstmals in [207] vorgeschlagen, den augenblicklichen quadratischen Fehler $e^2(n)$ zur Schätzung des mittleren quadratischen Fehlers zu nutzen:

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial \mathbf{w}} = -2\mathbf{x}(n)e(n). \quad (\text{A.14})$$

Mit diesem Ausdruck erhält man die Berechnungsformel des LMS-Algorithmus zur Aktualisierung eines FIR-basierten adaptiven Filters:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu\mathbf{x}(n)e(n). \quad (\text{A.15})$$

Der LMS-Algorithmus in Gleichung (A.15) ersetzt den Gradienten des Gradientenverfahrens in Gleichung (A.12) durch eine Schätzung, die aus der Beobachtung der Signale $x(n)$ und $d(n)$ zustande kommt und die Kenntnis der Statistik \mathbf{R} und \mathbf{p} nicht voraussetzt. Die Schätzung wird auch Momentangradient genannt und entspricht dem Eingangsvektor $x(n)$ gewichtet mit dem doppelten negativen Fehlerwert $-2e(n)$ [133].

Die vorangegangenen Betrachtungen dienen als Ausgangspunkt für die Diskussion der speziellen in dieser Arbeit genutzten Varianten des LMS-Algorithmus, die in Kapitel 2 näher erläutert werden.

A.1.2 Fehlervektor des adaptiven Kerbfilters im mittleren Quadrat

In diesem Abschnitt erfolgt die Herleitung von Gleichung (2.21) zur Beschreibung des Fehlervektors des adaptiven Kerbfilters im mittleren Quadrat in einer konstanten Umgebung. Die Filtergewichte des adaptiven Kerbfilters werden entsprechend der Gleichungen (2.13) und (2.14) aufdatiert:

$$w_s(n+1) = w_s(n) + \mu A \sin(\omega_r n) e(n) \quad (\text{A.16})$$

$$w_c(n+1) = w_c(n) + \mu A \cos(\omega_r n) e(n). \quad (\text{A.17})$$

Der Fehler ist durch Gleichung (2.15) gegeben:

$$\begin{aligned} e(n) &= v(n) + d(n) - u(n) \\ &= v(n) + w_{s,\text{opt}} A \sin(\omega_r n) + w_{c,\text{opt}} A \cos(\omega_r n) \\ &\quad - w_s A \sin(\omega_r n) - w_c A \cos(\omega_r n), \end{aligned} \quad (\text{A.18})$$

wobei $v(n)$ als mittelwertfreies Rauschen mit der Varianz σ_v^2 angenommen wird.

Mit der Einführung der Parameterfehler

$$\begin{aligned}\tilde{w}_s(n) &= w_{s,\text{opt}} - w_s(n) \\ \tilde{w}_c(n) &= w_{c,\text{opt}} - w_c(n),\end{aligned}\tag{A.19}$$

folgt aus Gleichung (A.18) für den Fehler

$$e(n) = v(n) + A(\tilde{w}_c(n) \cos(\omega_r n) + \tilde{w}_s(n) \sin(\omega_r n))\tag{A.20}$$

und für das Adaptionsverhalten der Parameterfehler:

$$\begin{aligned}\tilde{w}_s(n+1) &= \tilde{w}_s(n) - \mu e(n) A \sin(\omega_r n) \\ \tilde{w}_c(n+1) &= \tilde{w}_c(n) - \mu e(n) A \cos(\omega_r n).\end{aligned}\tag{A.21}$$

Nachfolgend wird lediglich der Parameterfehler \tilde{w}_c im mittleren Quadrat betrachtet. Aus Gleichung (A.21) erhält man:

$$\begin{aligned}\mathbf{E} \left\{ \tilde{w}_c^2(n+1) \right\} &= \mathbf{E} \left\{ (\tilde{w}_c(n) - \mu e(n) A \cos(\omega_r n))^2 \right\} \\ &= \mathbf{E} \left\{ \tilde{w}_c^2(n) \right\} - 2\mu A \mathbf{E} \left\{ \tilde{w}_c(n) e(n) \cos(\omega_r n) \right\} \\ &\quad + \mu^2 A^2 \mathbf{E} \left\{ e^2(n) \cos^2(\omega_r n) \right\}.\end{aligned}\tag{A.22}$$

Der zweite und dritte Term von Gl. (A.22) werden im Folgenden getrennt behandelt. Für den zweiten Term erhält man:

$$\begin{aligned}2\mu A \mathbf{E} \left\{ \tilde{w}_c(n) e(n) \cos(\omega_r n) \right\} &= 2\mu A \mathbf{E} \left\{ \tilde{w}_c(n) (v(n) + A(\tilde{w}_c(n) \cos(\omega_r n) + \tilde{w}_s(n) \sin(\omega_r n))) \cos(\omega_r n) \right\} \\ &= 2\mu A \mathbf{E} \left\{ \tilde{w}_c(n) v(n) \cos(\omega_r n) \right\} + 2\mu A^2 \mathbf{E} \left\{ \tilde{w}_c^2(n) \cos^2(\omega_r n) \right\} \\ &\quad + 2\mu A^2 \mathbf{E} \left\{ \tilde{w}_c(n) \tilde{w}_s(n) \sin(\omega_r n) \cos(\omega_r n) \right\} \\ &= \mu A^2 \mathbf{E} \left\{ \tilde{w}_c^2(n) \right\}.\end{aligned}\tag{A.23}$$

Für den dritten Term in Gl. (A.22) erhält man:

$$\begin{aligned}
& \mu^2 A^2 \mathbf{E} \left\{ e^2(n) \cos^2(\omega_r n) \right\} \\
&= \mu^2 A^2 \mathbf{E} \left\{ (v(n) + A(\tilde{w}_c(n) \cos(\omega_r n) + \tilde{w}_s(n) \sin(\omega_r n)))^2 \cos^2(\omega_r n) \right\} \\
&= \mu^2 A^2 \mathbf{E} \left\{ v^2(n) + A^2 \tilde{w}_c^2(n) \cos^2(\omega_r n) + A^2 \tilde{w}_s^2(n) \sin^2(\omega_r n) \right. \\
&\quad \left. + 2v(n)A\tilde{w}_c(n) \cos(\omega_r n) + 2v(n)A\tilde{w}_s(n) \sin(\omega_r n) \right. \\
&\quad \left. + 2A^2 \tilde{w}_s(n) \tilde{w}_c(n) \sin(\omega_r n) \cos(\omega_r n) \right\} \cos^2(\omega_r n) \\
&= \mu^2 A^2 \mathbf{E} \left\{ v^2(n) \cos^2(\omega_r n) \right\} + \mu^2 A^4 \mathbf{E} \left\{ \tilde{w}_c^2(n) \cos^4(\omega_r n) \right\} \\
&\quad + \mu^2 A^4 \mathbf{E} \left\{ \tilde{w}_s^2(n) \sin^2(\omega_r n) \cos^2(\omega_r n) \right\} + 2\mu^2 A^3 \mathbf{E} \left\{ v(n) \tilde{w}_c(n) \cos^3(\omega_r n) \right\} \\
&\quad + 2\mu^2 A^3 \mathbf{E} \left\{ v(n) \tilde{w}_s(n) \sin(\omega_r n) \cos^2(\omega_r n) \right\} + 2\mu^2 A^4 \mathbf{E} \left\{ \tilde{w}_c(n) \tilde{w}_s(n) \cos^3(\omega_r n) \sin(\omega_r n) \right\} \\
&= 0,5\mu^2 A^2 \sigma_v^2 + 0,375\mu^2 A^4 \mathbf{E} \left\{ \tilde{w}_c^2 \right\} + 0,125\mu^2 A^4 \mathbf{E} \left\{ \tilde{w}_s^2 \right\}. \tag{A.24}
\end{aligned}$$

Es wird davon ausgegangen, dass die harmonischen Funktionen eine in $[0, 2\pi]$ gleichmäßig zufallsverteilte Phase besitzen [102]. Demnach handelt es sich um ergodische, zeitdiskrete Zufallsprozesse bei denen die Scharmittelung durch die zeitliche Mittelung bei der Erwartungswertbildung ersetzt werden kann [125]. In den Gleichungen (A.23) und (A.24) wurden folgende Ausdrücke verwendet:

$$\mathbf{E} \left\{ \cos(\omega_r n) \right\} = 0 \tag{A.25}$$

$$\mathbf{E} \left\{ \cos^2(\omega_r n) \right\} = \mathbf{E} \left\{ 0,5 + 0,5 \cos(2\omega_r n) \right\} = 0,5 \tag{A.26}$$

$$\mathbf{E} \left\{ \sin(\omega_r n) \cos(\omega_r n) \right\} = 0 \tag{A.27}$$

$$\mathbf{E} \left\{ \sin^2(\omega_r n) \cos^2(\omega_r n) \right\} = \mathbf{E} \left\{ (0,5 + 0,5 \cos(2\omega_r n))(0,5 - 0,5 \cos(2\omega_r n)) \right\} = 0,125 \tag{A.28}$$

$$\mathbf{E} \left\{ \cos^4(\omega_r n) \right\} = \mathbf{E} \left\{ (0,5 + 0,5 \cos(2\omega_r n))^2 \right\} = 0,375. \tag{A.29}$$

Wendet man die vorangegangene Herleitung auch auf das Gewicht w_s an, so erhält man als Ausdruck für den Parameterfehler im mittleren Quadrat:

$$\begin{aligned}
\mathbf{E} \left\{ \tilde{w}_c^2(n+1) \right\} &= [1 - \mu A^2 + 0,375\mu^2 A^4] \mathbf{E} \left\{ \tilde{w}_c^2(n) \right\} \\
&\quad + 0,125\mu^2 A^4 \mathbf{E} \left\{ \tilde{w}_s^2(n) \right\} + 0,5\mu^2 A^2 \sigma_v^2, \tag{A.30}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{E} \left\{ \tilde{w}_s^2(n+1) \right\} &= [1 - \mu A^2 + 0,375\mu^2 A^4] \mathbf{E} \left\{ \tilde{w}_s^2(n) \right\} \\
&\quad + 0,125\mu^2 A^4 \mathbf{E} \left\{ \tilde{w}_c^2(n) \right\} + 0,5\mu^2 A^2 \sigma_v^2. \tag{A.31}
\end{aligned}$$

Die obigen Gleichungen lassen sich in Matrizenform schreiben und es folgt Gleichung (2.21):

$$\begin{aligned}
& \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{E} \left\{ \tilde{w}_s^2(n+1) \right\} \\ \mathbf{E} \left\{ \tilde{w}_c^2(n+1) \right\} \end{pmatrix}}_{\mathbf{E}\{\tilde{\mathbf{w}}^2(n+1)\}} \\
&= \underbrace{\begin{pmatrix} 1 - \mu A^2 + 0,375\mu^2 A^4 & 0,125\mu^2 A^4 \\ 0,125\mu^2 A^4 & 1 - \mu A^2 + 0,375\mu^2 A^4 \end{pmatrix}}_{\mathbf{G}} \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{E} \left\{ \tilde{w}_s^2(n) \right\} \\ \mathbf{E} \left\{ \tilde{w}_c^2(n) \right\} \end{pmatrix}}_{\mathbf{E}\{\tilde{\mathbf{w}}^2(n)\}} + 0,5\mu^2 A^2 \sigma_v^2 \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}. \tag{A.32}
\end{aligned}$$

Die Eigenwerte der symmetrischen Matrix \mathbf{G} in Gleichung (A.32) bestimmen den Lernverlauf und die Stabilität des adaptiven Filters im quadratischen Mittel als Funktion von μ . Zur Beurteilung der Stabilität muss der Lernverlauf nach N Adaptionsschritten und somit die Matrix \mathbf{G}^N betrachtet werden. Mit der Matrixzerlegung

$$\mathbf{G}^N = \mathbf{Q}\mathbf{\Lambda}^N\mathbf{Q}^T, \quad (\text{A.33})$$

worin \mathbf{Q} eine unitäre Matrix und $\mathbf{\Lambda}$ eine Diagonalmatrix mit den Eigenwerten λ ist, folgt, dass das System divergiert, sobald nur ein Eigenwert größer als Eins ist. Im Gegenzug, muss das System konvergieren, wenn alle Eigenwerte kleiner als Eins sind. Maßgeblich für die Stabilität ist daher der größte Eigenwert. Aus dem analytischen Ausdruck

$$\lambda_{1,2} = 1 - \mu A^2 + 0,375\mu^2 A^4 \pm 0,125\mu^2 A^4 \quad (\text{A.34})$$

zur Berechnung der Eigenwerte $\lambda_{1,2}$ von \mathbf{G} , erhält man unmittelbar für die Schrittweite μ die notwendige Bedingung für Konvergenz im mittleren Quadrat:

$$0 < \mu < \frac{2}{A^2}. \quad (\text{A.35})$$

Für eine Schrittweitenwahl im Sinne einer optimalen Konvergenz müssen die Eigenwerte in Gleichung (A.34) möglichst klein sein, d.h. der größte Eigenwert muss minimal werden. Aus dem Ableiten des Ausdruckes für den größten Eigenwert nach der Schrittweite μ und anschließendes Nullsetzen folgt:

$$\mu_{\text{opt}} = \frac{1}{A^2}. \quad (\text{A.36})$$

Für Stationarität gilt $E\{\tilde{\mathbf{w}}^2(n+1)\} = E\{\tilde{\mathbf{w}}^2(n)\}$, so dass aus Gleichung (A.32):

$$\mathbf{0} = (\mathbf{G} - \mathbf{I})E\{\tilde{\mathbf{w}}_{\text{stat}}^2\} + 0,5\mu^2 A^2 \sigma_v^2 \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (\text{A.37})$$

folgt. Für kleine Schrittweiten können die zu μ^2 proportionalen Terme in \mathbf{G} vernachlässigt werden und man erhält:

$$E\{\tilde{\mathbf{w}}_{\text{stat}}^2\} = 0,5\mu\sigma_v^2 \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}. \quad (\text{A.38})$$

A.1.3 Konvergenzverhalten des Mehrgrößen-FxLMS im Frequenzbereich

Das Konvergenzverhalten des in Abschnitt 2.3.2 eingeführten FxLMS-Algorithmus zur Kompensation schmalbandiger Störungen in Mehrgrößensystemen lässt sich mit der in [30, 32] eingeführten Betrachtung im Frequenzbereich analysieren. Im Folgenden wird die Herleitung von Gleichung (2.43) erläutert, die sich weitestgehend an den Ausführungen von [102] und [27] orientiert.

Bei der Kompensation einer harmonischen Störung der bekannten Frequenz ω_r lässt sich unter der Annahme von Stationarität die Vorschrift zur Berechnung des Vektors mit den M Fehlersignalen in Gleichung (2.38) in den Frequenzbereich überführen:

$$\mathbf{E}(e^{j\omega_r n}) = \mathbf{D}(e^{j\omega_r n}) + \mathbf{S}(e^{j\omega_r n})\mathbf{U}(e^{j\omega_r n}). \quad (\text{A.39})$$

Für die weitere Betrachtung wird aufgrund der besseren Übersichtlichkeit auf die explizite Abhängigkeit der Signale von $\omega_r n$ verzichtet, so dass für Gleichung (A.39) folgt:

$$\mathbf{E}_r = \mathbf{D}_r + \mathbf{S}\mathbf{U}_r. \quad (\text{A.40})$$

Da das harmonische, komplexe Referenzsignal $x(n)$ im Frequenzbereich durch einen konstanten Wert $X = 1$ berücksichtigt werden kann [102], gilt $\mathbf{U}_r = \mathbf{W}_r X = \mathbf{W}_r$ und man erhält für den Ausdruck zur Aktualisierung des Filtergewichtsvektors:

$$\mathbf{U}_r(n+1) = \mathbf{U}_r(n) - \mu \hat{\mathbf{S}}^H \mathbf{E}_r(n). \quad (\text{A.41})$$

Durch Einsetzen von Gleichung (A.40) in Gleichung (A.41) folgt ein Ausdruck zur Beschreibung des dynamischen Algorithmusverhaltens:

$$\mathbf{U}_r(n+1) = \mathbf{U}_r(n) - \mu \left[\hat{\mathbf{S}}^H \mathbf{D}_r + \hat{\mathbf{S}}^H \mathbf{S} \mathbf{U}_r(n) \right]. \quad (\text{A.42})$$

Bei einem stabilen Algorithmus wird sich eine stationäre Lösung $\mathbf{U}_{r,\text{opt}}$ einstellen, so dass $\mathbf{U}_r(n+1) = \mathbf{U}_r(n)$ gilt. Der Ausdruck in den eckigen Klammern von Gleichung (A.42) wird in diesem Fall verschwinden und für den stationären Endwert des Stellvektors erhält man:

$$\mathbf{U}_{r,\text{opt}} = - \left[\hat{\mathbf{S}}^H \mathbf{S} \right]^{-1} \hat{\mathbf{S}}^H \mathbf{D}_r. \quad (\text{A.43})$$

Mit den beiden Gleichungen (A.42) und (A.43) lässt sich der Ausdruck (2.43) für das iterative Verhalten des Stellvektors gewinnen:

$$(\mathbf{U}_r(n+1) - \mathbf{U}_{r,\text{opt}}) = \left[\mathbf{I} - \mu \hat{\mathbf{S}}^H \mathbf{S} \right] (\mathbf{U}_r(n) - \mathbf{U}_{r,\text{opt}}). \quad (\text{A.44})$$

A.1.4 Goertzel-Algorithmus

Beim erstmals in [57] eingeführten Goertzel-Algorithmus wird die DFT-Berechnung in eine Filterung mit einem rekursiven Filter überführt. Die Filterung wird hierbei für jede Frequenzstützstelle separat ausgeführt. Der Goertzel-Algorithmus ist daher nur dann effizient, wenn wenige Werte der DFT benötigt werden [125]. Mit dem Goertzel-Algorithmus wird der m -te Koeffizient der DFT mit der Länge N

$$X(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi nm/N} \quad (\text{A.45})$$

anhand der Differenzgleichungen [113]:

$$a(n) = 2 \cos(2\pi m/N)a(n-1) - a(n-2) + x(n) \quad (\text{A.46})$$

$$c(n) = a(n) - e^{-j2\pi m/N} a(n-1). \quad (\text{A.47})$$

bestimmt. Der Goertzel-Algorithmus lässt sich in die in Abbildung A.2 gezeigte Filterstruktur überführen. Hierin wurde q^{-1} als Verzögerungsoperator $q^{-1}x(n) = x(n-1)$ eingeführt. Der Goertzel-Algorithmus besitzt die Übertragungsfunktion

$$\frac{C(z)}{X(z)} = \frac{1 - e^{-j2\pi m/N} z^{-1}}{1 - 2 \cos(2\pi m/N) z^{-1} + z^{-2}} \quad (\text{A.48})$$

mit einer einfachen Nullstelle bei $z = e^{-j2\pi m/N}$ und einem konjugiert komplexen Polpaar bei $z = e^{\pm j2\pi m/N}$ [113]. Der Index m des gesuchten DFT-Koeffizienten bestimmt die Resonanzfrequenz des Filters. Im Gegensatz zu einem klassischen Filter erhält man allerdings nicht für jeden Abtastschritt einen Ausgabewert, sondern lediglich für alle $N+1$ Abtastschritte, da nur zu diesem Zeitpunkt der Filterausgang $c(n)$ den gesuchten DFT-Koeffizienten $X(m)$ liefert. Für reellwertige Eingangssignale und einen Zeitindex, der bei $n=0$ beginnt, wird daher zunächst Gleichung (A.46) $(N+1)$ -mal ausgeführt. Den gesuchten DFT-Koeffizienten $X(m)$ erhält man durch die anschließende einmalige Ausführung von Gleichung (A.47) [113].

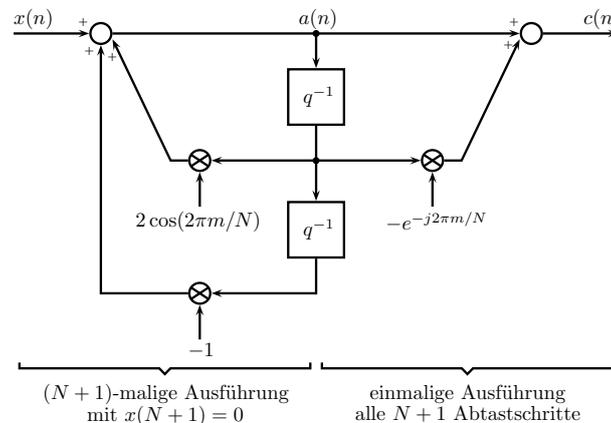


Abb. A.2: Implementierung des Goertzel-Algorithmus als IIR-Filter [113, 146].

A.2 Parameter des Motorlagermodells

In diesem Kapitel sind die Parameter des in Kapitel 5 entwickelten Modells des aktiven Motorlagers zusammengefasst. Neben den identifizierten Werten des Nominalzustandes (Vorlast: -1400 N , Temperatur: $20\text{ }^\circ\text{C}$, keine Alterung, Serienteil Nr. 1), sind die Veränderungen für die untersuchten Umgebungseinflüsse aufgeführt.

Parameter	Name	Wert	Einheit
$c_{T,1}$	Tragfedersteifigkeit 1	418,1	N/mm
$c_{T,2}$	Tragfedersteifigkeit 2	48,1	N/mm
$d_{T,1}$	Tragfederdämpfung 1	268,7	N s/m
$d_{T,2}$	Tragfederdämpfung 2	11,1	N s/m
$c_{B,1}$	Blähfedersteifigkeit 1	180,4	N/mm
$c_{B,2}$	Blähfedersteifigkeit 2	272,9	N/mm
$d_{B,1}$	Blähfederdämpfung 1	1525,7	N s/m
$d_{B,2}$	Blähfederdämpfung 2	62,9	N s/m
A_T	Tragfederfläche	3872,4	mm ²
A_B	Blähfederfläche	2362,2	mm ²
A_A	Aktormembranfläche	1683,9	mm ²
A_K	Fluidkanalquerschnittsfläche	92,5	mm ²
l_K	Fluidkanallänge	328,8	mm
d_K	Fluidkanalldämpfung	0,4	N s/m
ρ_f	Fluiddichte	1000	kg/m ³
c_A	Aktorsteifigkeit	53,5	N/mm
d_A	Aktordämpfung	19,5	N s/m
m_A	Aktormasse	105,8	g
R	Spulenwiderstand	3,7	Ω
L	Spuleninduktivität	3,5	mH
k_M	Wandlerkonstante	14,0	kgm/s ² A

Tab. A.1: Identifizierte Parameter des aktiven Motorlagermodells.

Parameter	Name	Einheit	-1400 N	-700 N	0 N
$c_{T,1}$	Tragfedersteifigkeit 1	N/mm	418,1	386,4	339,4
$c_{T,2}$	Tragfedersteifigkeit 2	N/mm	48,1	43,5	37,9
$d_{T,1}$	Tragfederdämpfung 1	N s/m	268,7	235,7	183,3
$d_{T,2}$	Tragfederdämpfung 2	N s/m	11,1	11,3	11,7
$c_{B,1}$	Blähfedersteifigkeit 1	N/mm	180,4	178,9	173,5
$c_{B,2}$	Blähfedersteifigkeit 2	N/mm	272,9	248,3	221,5
$d_{B,1}$	Blähfederdämpfung 1	N s/m	1525,7	1344,2	1070,6
$d_{B,2}$	Blähfederdämpfung 2	N s/m	62,9	64,5	68,1

Tab. A.2: Einfluss der Lagervorlaständerung auf die Parameter des aktiven Motorlagermodells.

Parameter	Name	Einheit	0 °C	20 °C	65 °C
$c_{T,1}$	Tragfedersteifigkeit 1	N/mm	427,6	418,1	398
$c_{T,2}$	Tragfedersteifigkeit 2	N/mm	174,2	48,1	11,6
$d_{T,1}$	Tragfederdämpfung 1	N s/m	359,6	268,7	184,8
$d_{T,2}$	Tragfederdämpfung 2	N s/m	36,7	11,1	4,7
$c_{B,1}$	Blähfedersteifigkeit 1	N/mm	369,3	180,4	100,0
$c_{B,2}$	Blähfedersteifigkeit 2	N/mm	367,5	272,9	202,0
$d_{B,1}$	Blähfederdämpfung 1	N s/m	758,9	1525,7	3224,7
$d_{B,2}$	Blähfederdämpfung 2	N s/m	77,5	62,9	82,6
d_K	Fluidkanalldämpfung	N s/m	1,2	0,4	0,3
ρ_f	Fluiddichte	kg/m ³	1030	1000	990
c_A	Aktorsteifigkeit	N/mm	83,6	53,5	53,4
d_A	Aktordämpfung	N s/m	40,0	19,5	0,1

Tab. A.3: Einfluss der Bauteiltemperatur auf die Parameter des aktiven Motorlagermodells.

Parameter	Name	Einheit	Neu	Alt: 2 Jahre, 40000 km
$c_{T,1}$	Tragfedersteifigkeit 1	N/mm	418,1	488,4
$c_{T,2}$	Tragfedersteifigkeit 2	N/mm	48,1	94,4
$d_{T,1}$	Tragfederdämpfung 1	N s/m	268,7	1118,9
$d_{T,2}$	Tragfederdämpfung 2	N s/m	11,1	14,2
$c_{B,1}$	Blähfedersteifigkeit 1	N/mm	180,4	182,6
$c_{B,2}$	Blähfedersteifigkeit 2	N/mm	272,9	334,0
$d_{B,1}$	Blähfederdämpfung 1	N s/m	1525,7	3956,9
$d_{B,2}$	Blähfederdämpfung 2	N s/m	62,9	50,1

Tab. A.4: Einfluss der Alterung auf die Parameter des aktiven Motorlagermodells.

Parameter	Name	Einheit	Lager 1	Lager 2	Lager 3
$c_{T,1}$	Tragfedersteifigkeit 1	N/mm	418,1	409,0	406,3
$c_{T,2}$	Tragfedersteifigkeit 2	N/mm	48,1	48,4	45,4
$d_{T,1}$	Tragfederdämpfung 1	N s/m	268,7	316,9	308,5
$d_{T,2}$	Tragfederdämpfung 2	N s/m	11,1	12,8	13,0
$c_{B,1}$	Blähfedersteifigkeit 1	N/mm	180,4	186,7	189,5
$c_{B,2}$	Blähfedersteifigkeit 2	N/mm	272,9	238,9	247,7
$d_{B,1}$	Blähfederdämpfung 1	N s/m	1525,7	1565,1	1683,1
$d_{B,2}$	Blähfederdämpfung 2	N s/m	62,9	63,2	71,1

Tab. A.5: Einfluss der Serienstreuung auf die Parameter des aktiven Motorlagermodells.

A.3 Abbildungen

A.3.1 Gesamtfahrzeug-Sekundärstrecken

In den Abbildungen A.3 bzw. A.4 sind die Sekundärstreckenstreuungen eines Fahrzeuges aufgrund verschiedener Umgebungseinflüsse bzw. der sieben Fahrzeuge aus Tabelle 7.1 aufgrund von Serienstreuungen dargestellt. Die gezeigten Versuchsergebnisse bilden die Grundlage für die in Abschnitt 6.1 identifizierte Streubereiche, die in Abbildung 6.1 dargestellt sind.

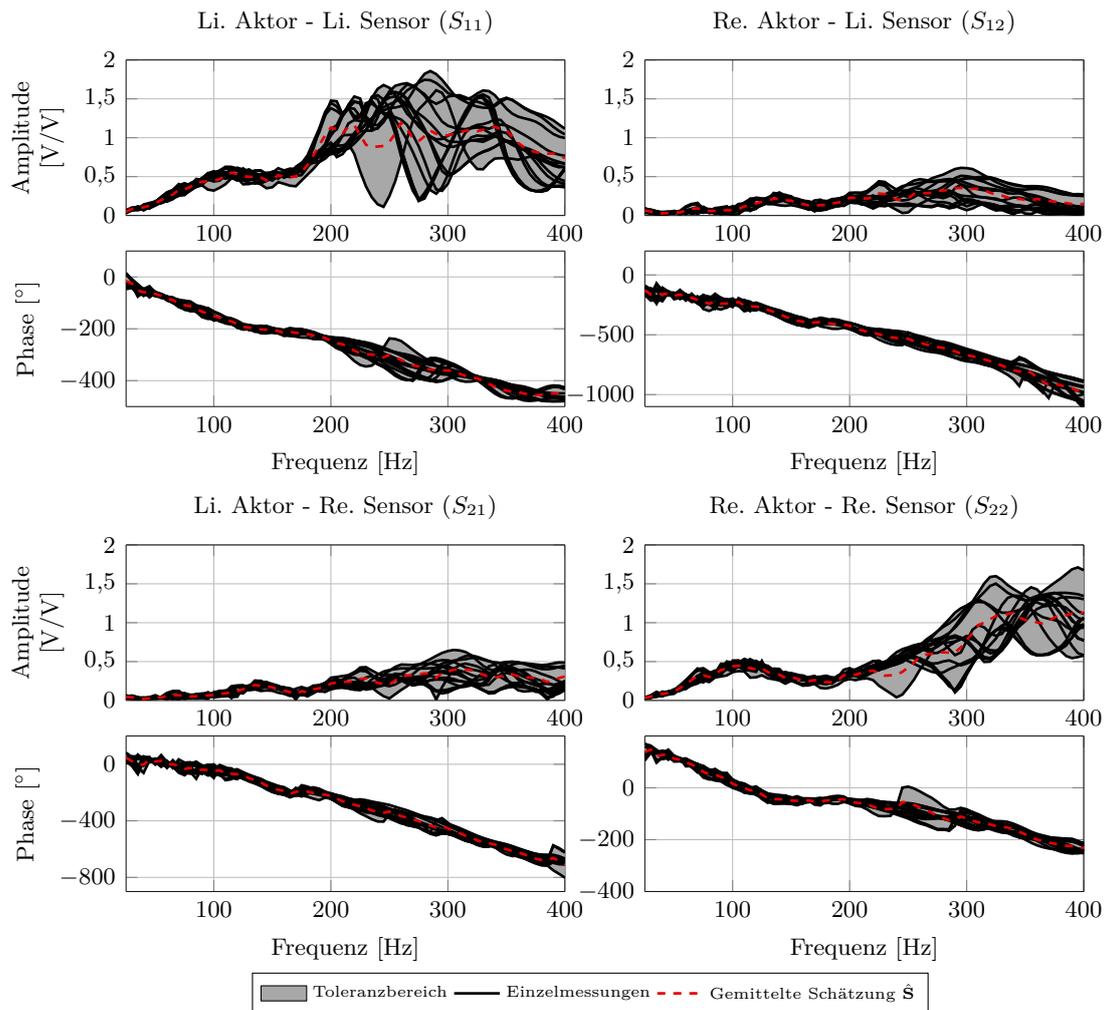


Abb. A.3: Maximale Amplituden- und Phasenfehler der Sekundärstrecke aufgrund verschiedener Umgebungseinflüsse.

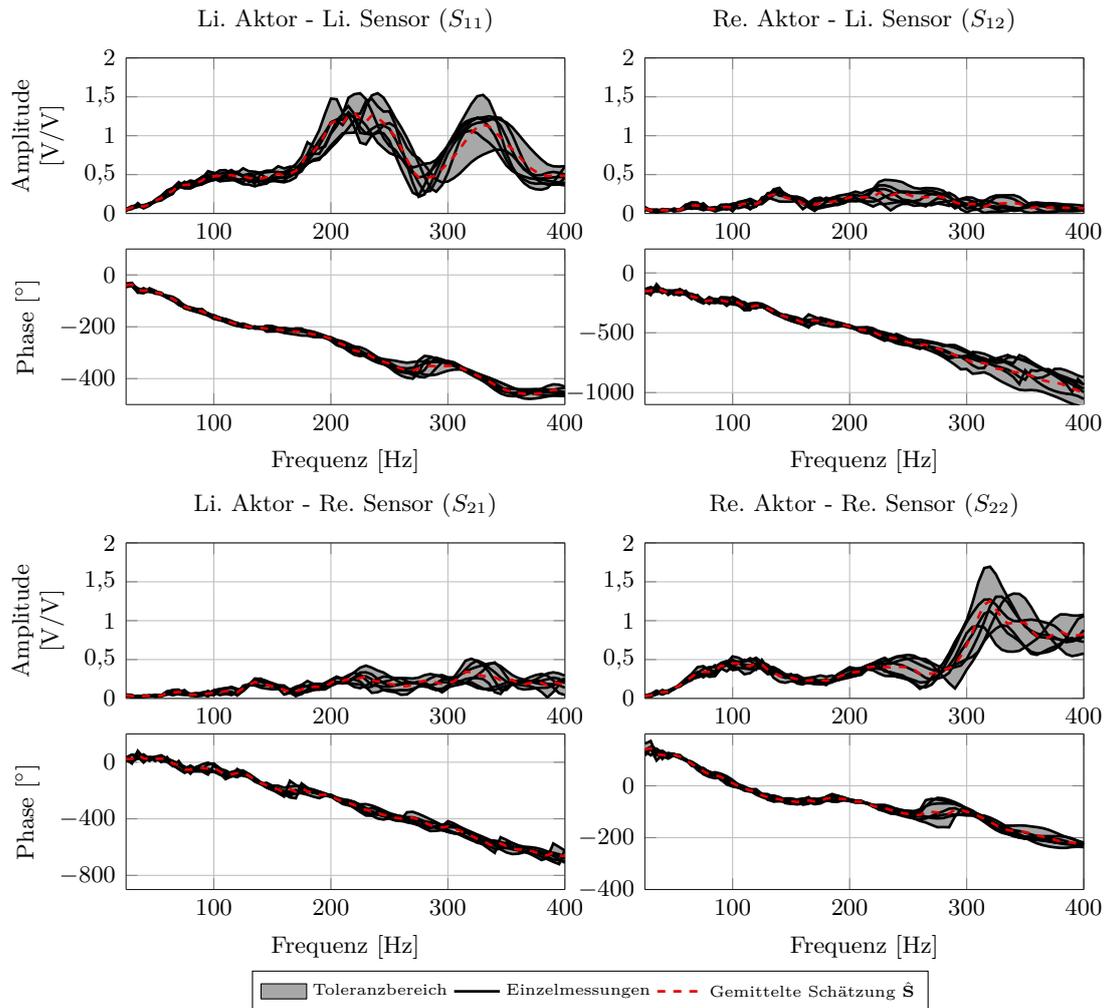


Abb. A.4: Maximale Amplituden- und Phasenfehler der Sekundärstrecke an verschiedenen Fahrzeugen.

A.3.2 Versuchsergebnisse Fahrzeugkollektiv

Die Abbildungen A.5 und A.6 zeigen die fahrzeugindividuellen Versuchsergebnisse der in Abschnitt 7.2.2 durchgeführten Gegenüberstellung von adaptiver und kennfeldbasierter Steuerung. In jedem Diagramm ist die Mittelung aus jeweils drei Versuchsfahrten ohne Ansteuerung der aktiven Motorlager bzw. mit Ansteuerung durch die kennfeldbasierte und die adaptive Steuerung dargestellt. Die Ergebnisse stellen die Datenbasis für die in Abbildung 7.2 gezeigte Auswertung über dem gesamten Fahrzeugkollektiv.

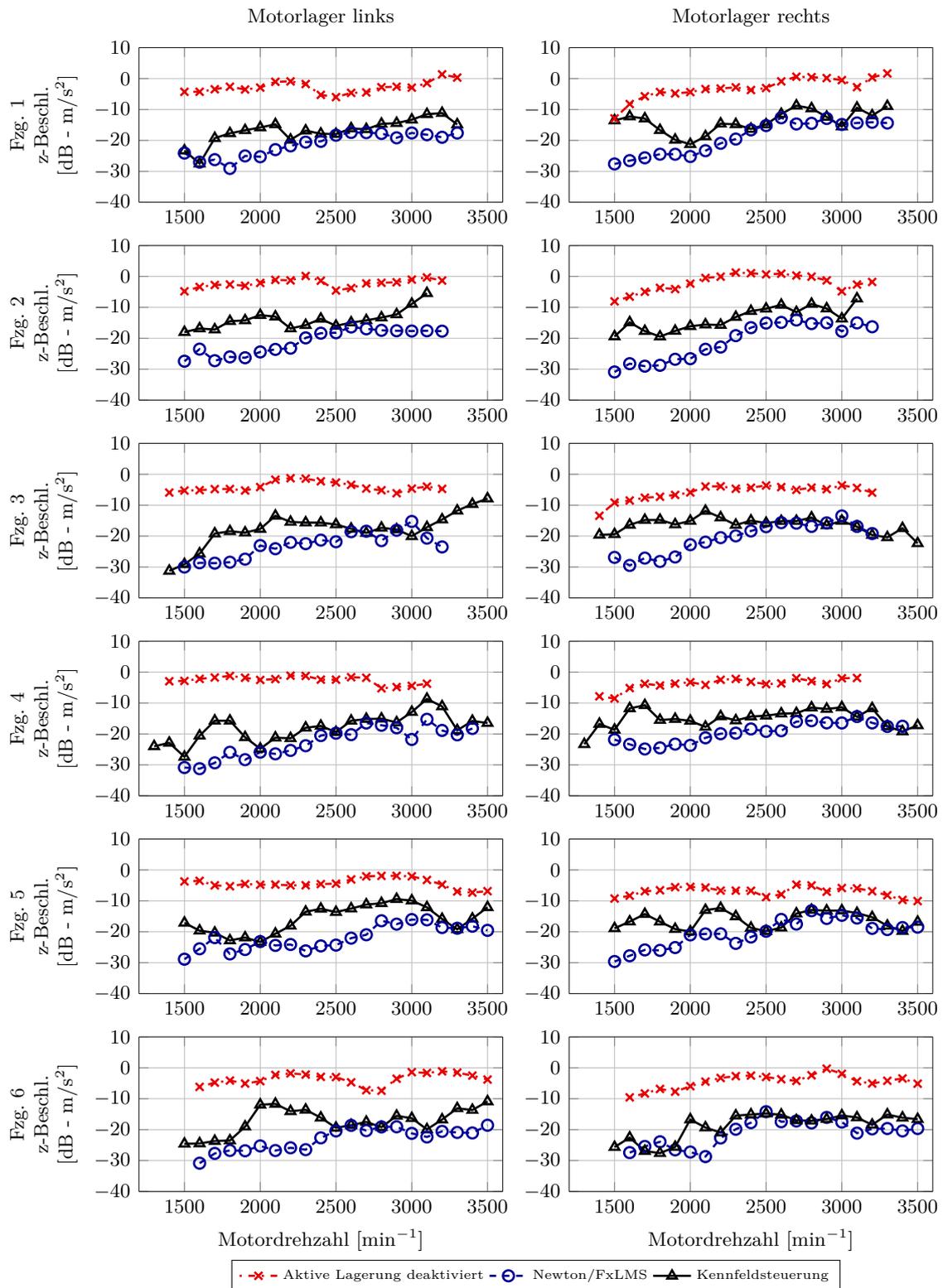


Abb. A.5: Arithmetisches Mittel der zweiten Motorordnung der karosserieseitigen, vertikalen Beschleunigung am untersuchten Fahrzeugkollektiv während Motorhochläufen im fünften Gang.

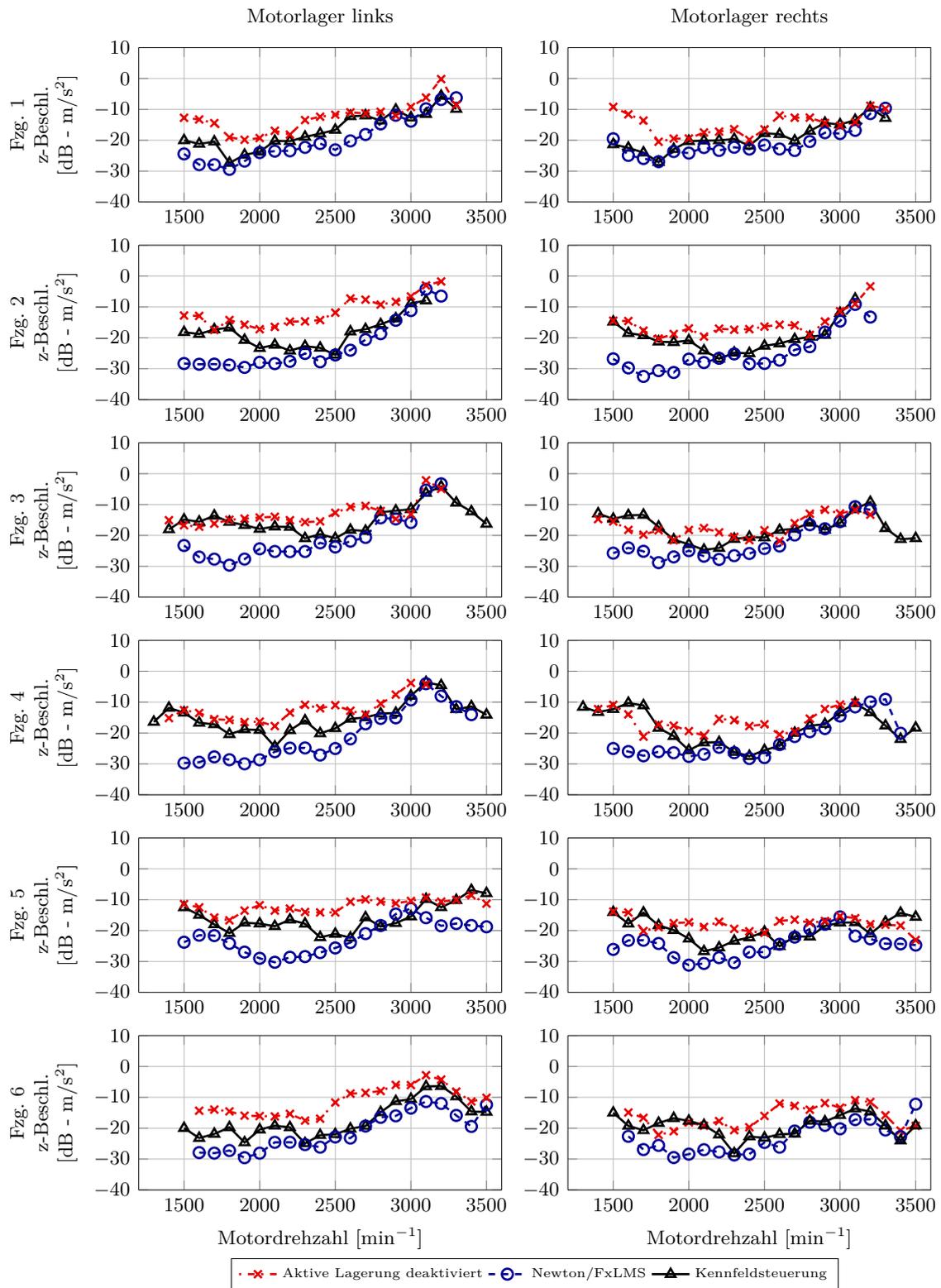


Abb. A.6: Arithmetisches Mittel der vierten Motorordnung der karosserieseitigen, vertikalen Beschleunigung am untersuchten Fahrzeugkollektiv während Motorhochläufen im fünften Gang.

Lebenslauf

Persönliche Daten

Name: Fabian Hausberg
Geburtsdaten: 3. Juni 1983 in Groß-Gerau
Staatsangehörigkeit: deutsch
Familienstand: verheiratet

Ausbildung

09/1993 – 06/2002 Besuch des Gymnasiums in Darmstadt
Abschluss: Abitur
04/2003 – 02/2008 Studium des allgemeinen Maschinenbaus an der
Technischen Universität Darmstadt
Abschluss: Dipl.-Ing.
11/2011 – 11/2014 Doktoratsstudium der technischen Wissenschaften an der Fakultät
für Maschinenwesen und Betriebswissenschaften der Technischen
Universität Wien

Berufliche Laufbahn

07/2002 – 03/2003 Zivildienst
04/2008 – heute Entwicklungsingenieur bei der Audi AG, Ingolstadt