

Verteilte Systeme zur adaptiven Schwingungskompensation und Regelung für die aktive Lagerung

Vom Fachbereich Maschinenbau
an der Technischen Universität Darmstadt
zur
Erlangung des Grades eines Doktor-Ingenieurs
(Dr.-Ing.)
genehmigte

D i s s e r t a t i o n

vorgelegt von

Dipl.-Ing. Michael Kauba

aus Kassel

Berichterstatter:	Prof. Dr.-Ing. Holger Hanselka
Mitberichterstatter:	Prof. Dr.-Ing. Ulrich Konigorski
Tag der Einreichung:	20.04.2011
Tag der mündlichen Prüfung:	19.10.2011

Darmstadt 2012

D17

Zusammenfassung

Eine Schwingungskompensation oder -isolation ist bei vielen Anwendungen von Interesse, wo störende Kräfte zum Beispiel durch Unwuchten bei rotierenden Maschinen eingeleitet werden. Herkömmlich kann diese Problematik durch passive Schwingungsisolation oder -kompensation mit Elastomer- oder Fluidlagern und Tilgern gelöst werden, wobei diese Elemente aufgrund gegensätzlicher Anforderungen im statischen und dynamischen Bereich und zeitlicher Änderung der Störfrequenz meist nicht ideal ausgelegt werden können. Verschiedene Ansätze existieren, um Schwingungen aktiv durch eine Störgrößenaufschaltung oder Regelung zu reduzieren, wobei eine adaptive Schwingungskompensation basierend auf dem Filtered-Reference-Least-Mean-Squares Algorithmus für Mehrgrößensysteme eine hohe Güte der Schwingungsreduktion erreichen kann.

Da oftmals eine wesentliche Hürde der Anwendung der aktiven Systeme durch den nicht unerheblichen Rechenaufwand gegeben ist und für die Integration in Form eines adaptronischen Systems kaum modulare und für die jeweilige Aufgabe skalierbare Signalverarbeitungsplattformen existieren, soll ein Ziel dieser Arbeit in der Untersuchung eines intelligenten Sensor-Aktor Netzwerks zur Systemidentifikation und adaptiven Schwingungskompensation bestehen. Eine wesentliche Aufgabe besteht hierbei in der Anpassung und Erweiterung der Algorithmen.

Die grundsätzliche Bewertung geeigneter Verfahren erfolgt zunächst anhand eines vereinfachten numerischen Modells einer aktiven Lagerung, wobei mögliche Topologien zur mehrkanaligen und verteilten adaptiven Schwingungskompensation diskutiert werden und ebenfalls eine Vermaschung von adaptiver Schwingungskompensation und dezentraler Regelung untersucht wird. Weiterhin werden Konvergenz- und Stabilitätseigenschaften des vermaschten Systems analysiert. Zur Identifikation des benötigten parametrischen Modells der Übertragungsmatrix des mechanischen Systems können Methoden basierend auf adaptiven transversalen Filtern und schmalbandigen adaptiven Linearkombinierern verwendet werden, welche eine deutliche Verringerung des Rechenaufwands erlauben. Da für die praktische Umsetzung der adaptiven Gegensteuerung keine exakte Bestimmung der Referenzfrequenz vorliegt und die Bandbreite des Datenübertragungsmediums für das Sensor-Aktor-Netzwerk begrenzt ist, werden diese Faktoren ebenfalls berücksichtigt, wie auch die Kompensation von frequenzvariablen Störgrößen mit mehreren harmonischen Komponenten.

Basierend auf den Ergebnissen der numerischen Untersuchungen werden die Verfahren auf einem Rapid Control Prototyping System und einem Netzwerk aus eingebetteten Digital Signal Controllern implementiert und im Experiment untersucht. Die Leistungsfähigkeit der unterschiedlichen Verfahren, wie auch der beiden Implementierungsarten, wird hinsichtlich der Güte der erreichten Schwingungskompensation und des notwendigen Verarbeitungsaufwands untersucht.

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Kompetenzzentrum für Mechatronik und Adaptronik des Fraunhofer Instituts für Betriebsfestigkeit und Systemzuverlässigkeit in Darmstadt.

Herrn Professor Dr.-Ing. Holger Hanselka möchte ich für die Anregung des Themas, für die Betreuung und Förderung im Besonderen danken.

Herrn Professor Dr.-Ing. Ulrich Konigorski danke ich für die Übernahme des Koreferats und dem Interesse, das er der Arbeit entgegengebracht hat.

Dr.-Ing. Dirk Mayer, Dr.-Ing. Sven Herold und Dr.-Ing. Tobias Melz möchte ich weiterhin für die begleitende Betreuung, Anregungen und fachlichen Diskussionen danken, die zum Gelingen der Arbeit beigetragen haben.

Den Kollegen am Kompetenzzentrum für Mechatronik und Adaptronik und im LOEWE-Zentrum AdRIA danke ich für die gute Zusammenarbeit und Arbeitsatmosphäre, die ich als sehr angenehm empfunden habe.

Philipp Stöhr, Björn Seipel und Jonathan Millitzer danke ich im Weiteren für die Unterstützung bei der Vorbereitung der Versuche.

Meiner Frau Anke danke ich für die Geduld, Toleranz und Unterstützung während der Durchführung und Fertigstellung der Arbeit, ebenso möchte ich meinen Eltern für ihre langjährige Förderung und Unterstützung danken.

Ich erkläre, dass ich die vorliegende Arbeit selbständig angefertigt habe.

Darmstadt, im April 2011

(Michael Kauba)

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Stand der Technik	3
2.1	Aktive Systeme zur Schwingungsreduktion	3
2.2	Aktive Aggregatelagerung	4
2.3	Systemintegration aktiver Systeme	5
2.4	Funktionsverteilung in der Automobil- und Automatisierungstechnik	6
2.5	Zielsetzung und Gliederung der Arbeit	6
3	Aktive Systeme	9
3.1	Mechanische Systeme	9
3.2	Sensoren, Aktoren und Signalkonditionierung	11
3.3	Zeitdiskrete Signalverarbeitung	13
3.4	Zeitdiskrete Filter	17
3.5	Signalprozessoren und Rapid Prototyping von Regelungsalgorithmen	19
4	Regelung und adaptive Schwingungskompensation	23
4.1	Aktive Schwingungsdämpfung	23
4.2	Mehrkanalige aktive Schwingungsdämpfung	27
4.3	Schwingungskompensation	28
4.4	Adaptive Schwingungskompensation	29
4.5	Mehrkanalige Schwingungskompensation	32
4.6	Schmalbandige Schwingungskompensation	33
4.7	Systemidentifikation	35
5	Konzeptfindung und Simulation	37
5.1	Simulationsmodell	37
5.2	Schwingungskompensation mit dem schmalbandigen FxLMS-Algorithmus .	40
5.3	Verteilte adaptive Schwingungskompensation	42
5.4	Vermaschung von aktiver Schwingungskompensation und -dämpfung	44
5.5	Konvergenz der vermaschten Schwingungskompensation	46
5.6	Stabilität der vermaschten Schwingungskompensation	51
5.7	Einfluss der Frequenzschätzung	55
5.8	Ausgedünnte Adaption der Kompensationsfilter	58
5.9	Alternative Filterung des Referenzsignals	60
5.10	Modellierung der Sekundärstrecken des vermaschten Systems	63
5.11	Schmalbandige Modellierung der Übertragungsmatrix	68
5.12	Kompensation mehrerer Ordnungen	74

5.13	Systemkonzept zur verteilten adaptiven Schwingungskompensation	79
6	Experimentelle Verifikation	83
6.1	Versuchsaufbau	83
6.2	Systemidentifikation	87
6.3	Dezentrale aktive Dämpfung	90
6.4	Adaptive Schwingungskompensation	93
6.5	Vermaschung von aktiver Schwingungskompensation und -dämpfung	97
6.6	Systemintegration	100
6.7	Verteilte und dezentrale Implementierung	104
6.8	Schmalbandige Modellierung der Sekundärstrecken	107
6.9	Kompensation mehrerer Ordnungen	109
6.10	Robustheit des vermaschten Systems	111
6.11	Verteilte adaptive Schwingungskompensation an einem Stabtragwerk . . .	114
7	Schlußfolgerungen und Ausblick	119
A	Vereinfachtes Modell einer aktiven Lagerung	121
B	Überführung der Transfermatrix in Zustandsraumdarstellung	125
C	Koeffizienten der Störübertragungsfunktion	127
D	Ergebnisse der Untersuchungen am Stabtragwerk	129
E	Modelle und Softwareumsetzung der Algorithmen	133

Abbildungsverzeichnis

1.1	Aktives System mit Aktoren, Sensoren und Regeleinheit	2
3.1	Übertragungsfunktionsmatrix mit K dezentralen Reglern R_1 bis R_K	12
3.2	Diskretisierung des Tiefpasssystems	16
3.3	Diskretisierung des Hochpasssystems	16
3.4	Pol-Nullstellendiagramme der diskretisierten Übertragungstrecken	16
3.5	Zeitdiskretes Signalverarbeitungssystem	17
3.6	FIR- oder transversales Filter	18
3.7	IIR- oder rekursives Filter, Direktform I	19
4.1	Aktive Dämpfung durch Rückführung der Geschwindigkeit	24
4.2	Aktive Dämpfung durch Rückführung der Beschleunigung	25
4.3	Vereinfachtes Modell einer aktiven Lagerung	26
4.4	Geschwindigkeitsrückführung mit Begrenzung des Frequenzbereichs	26
4.5	Beschleunigungsrückführung über ein Tiefpassfilter 2. Ordnung	27
4.6	Störgrößenkompensation	28
4.7	Adaptive Störgrößenkompensation durch den FxLMS-Algorithmus	30
4.8	Mehrkanalige Schwingungskompensation mit dem FxLMS-Algorithmus	33
4.9	Schmalbandige adaptive Schwingungskompensation	34
4.10	Systemidentifikation mit einem adaptiven FIR-Filter	35
4.11	Systemidentifikation mit einem adaptiven IIR-Filter	36
5.1	Übertragungstrecken des Modells der aktiven Lagerung	38
5.2	Campbell-Diagramme für den MIMO-FxLMS-Algorithmus	39
5.3	Zeitbereichsbestimmung des Ordnungsschnitts	40
5.4	Ordnungsschnitte für den MIMO-FxLMS-Algorithmus	41
5.5	Sensitivitätsanalyse der Adaptionsschrittweite und des Vergessensfaktors	42
5.6	Topologien zur Regelung und Signalverarbeitung für MIMO-Systeme	43
5.7	Verteilte Umsetzung einer adaptiven Schwingungskompensation	44
5.8	Vergleich aktive Schwingungsdämpfung und -kompensation	45
5.9	Vermaschung von aktiver Schwingungsdämpfung und -kompensation	45
5.10	Schwingungsreduktion des vermaschten Systems	46
5.11	FxLMS- und Wiener-Lösung bei variierender Hochlaufdauer	48
5.12	FxLMS- und Wiener-Lösung bei variierender Strukturdämpfung	50
5.13	Steifigkeitsänderung und Auswirkung auf Amplituden- und Phasengang	52
5.14	Pole der Störübertragungsfunktion in der z -Ebene	53
5.15	Variation der Steifigkeit und Dämpfung	53
5.16	Analytische Berechnung des maximalen Polradius	54
5.17	Schätzung der Störfrequenz über einen Zähler	55

5.18	Ergebnisse verschiedener Konfigurationen des Frequenzschätzers	57
5.19	Sensitivität der Frequenzschätzung	58
5.20	Schwingungsreduktion bei ausgedünnter Adaption	59
5.21	Ordnungsschnitte des Scanning Error Algorithmus	61
5.22	Modifikation des schmalbandigen FxLMS-Algorithmus	62
5.23	IIR-Filter 1. Ordnung als transponierte Direkt Form-II-Struktur	63
5.24	Ordnungsschnitte des modifizierten FxLMS-Algorithmus	64
5.25	FIR-Modelle der Sekundärstrecke H_{11}	65
5.26	Ordnungsschnitte bei FIR-Modellierung der Sekundärstrecken	67
5.27	Schmalbandige Systemidentifikation mit dem LMS-Algorithmus	69
5.28	Schrittweise Identifikation mit adaptivem Linearkombinierer	70
5.29	Ordnungsschnitte bei schmalbandiger Modellierung der Sekundärstrecken .	72
5.30	FxLMS-Algorithmus mit schmalbandigem Sekundärstreckenmodell	72
5.31	Kompensation mehrerer Ordnungen mit dem FxLMS-Algorithmus	75
5.32	Modifizierter Multiple-Reference-FxLMS-Algorithmus	76
5.33	Campbell-Diagramme des Multiple-Reference-FxLMS-Algorithmus	77
5.34	Bandbreitenabschätzung für ein verteiltes Netzwerk	79
5.35	Systemkonzept des dezentralen und verteilten aktiven Systems	80
5.36	Automatisierte Parameterbestimmung des aktiven Systems	82
6.1	Versuchsaufbau zur aktiven Lagerung	84
6.2	Aktormodul mit Membran und Verbindungsplatte	84
6.3	Identifizierte Schwingformen des Versuchsaufbaus	86
6.4	Blockschaltbild der verwendeten Komponenten im Versuchsaufbau	87
6.5	Systemidentifikation des rein mechanischen Systems	88
6.6	Gemessene und identifizierte Übertragungstrecken des Versuchsaufbaus . .	89
6.7	Gemessene Regelstrecken bei integraler Krafrückführung	91
6.8	Wurzelortskurven der Strecke H_{22}	93
6.9	Campbell-Diagramme des passiven Systems	94
6.10	Ordnungsschnitte bei integraler Krafrückführung	94
6.11	Identifizierte FIR-Sekundärstreckenmodelle des Versuchsaufbaus	95
6.12	Ordnungsschnitte FIR-Modell $n = 1024$ und $n = 192$	96
6.13	Ordnungsschnitte für exakte und geschätzte Referenzfrequenz	97
6.14	Campbell-Diagramme bei geschätzter Referenzfrequenz	97
6.15	Identifizierte FIR-Sekundärstreckenmodelle des vermaschten Systems . . .	98
6.16	Ordnungsschnitte des vermaschten aktiven Systems	99
6.17	Koeffizienten der Kompensationsfilter	99
6.18	Blockschaltbild der Hardware zur Ausgangsrückführung	101
6.19	Netzwerk zur Schwingungsdämpfung und -kompensation	102
6.20	Blockschaltbild der Hardware zur Schwingungskompensation	102
6.21	Zeitverläufe zur Synchronisation der Abtastintervalle im Netzwerk	103
6.22	Ordnungsschnitte verteiltes eingebettetes System	105
6.23	Ordnungsschnitte vermaschtes verteiltes System	106
6.24	Ordnungsschnitte verteiltes System mit Scanning Error Verfahren	107
6.25	Schmalbandige Sekundärstreckenmodelle der Übertragungsmatrix	108
6.26	Ordnungsschnitte bei schmalbandiger Modellierung der Sekundärstrecken .	108
6.27	Campbell Diagramme bei Kompensation mehrerer Ordnungen	110

6.28	Ordnungsschnitte bei Variation der Aufbaumasse	113
6.29	Versuchsaufbau Stabtragwerk mit verwendeten Komponenten	114
6.30	Ordnungsschnitte der Schwingungskompensation am Stabtragwerk	116
D.1	Gemessene Regelstrecken des Versuchsaufbaus Stabtragwerk	130
D.2	Campbell Diagramme der Größen a_1 bis a_4 (VES)	131
D.3	Campbell Diagramme der Größen a_1 bis a_4 (RCP)	132
E.1	Implementierung der verteilten adaptiven Schwingungskompensation	134
E.2	Implementierung der Kompensation mehrerer Ordnungen	135
E.3	Modell der schmalbandigen Schwingungskompensation	136
E.4	Modell der schmalbandigen Systemidentifikation	136

Tabellenverzeichnis

3.1	Gegenüberstellung verschiedener Signalverarbeitungsplattformen	21
5.1	Parameter des Modells der aktiven Lagerung	37
5.2	Koeffizientenfehler des adaptierten Kompensationsfilters	49
5.3	Maximale Schätzfehler der Grundfrequenz der Störgröße	56
5.4	Fehler der FIR-Sekundärstreckenmodelle	67
5.5	Modellfehler der schmalbandigen Sekundärstreckenidentifikation	70
5.6	Abschätzung der Rechenoperationen der Schwingungskompensation	73
5.7	Rechenoperationen für unterschiedliche Werte von K , M und L	73
5.8	Abschätzung der Rechenoperationen bei mehreren Referenzsignalen	78
5.9	Rechenoperationen für unterschiedliche Werte von J , K , M und L	78
6.1	Komponenten des Versuchsaufbaus und Zuordnung in Abbildung 6.1	85
6.2	Identifizierte Modalparameter des Versuchsaufbaus	86
6.3	Verwendete Parameter der dezentralen integralen Krafrückführung	91
6.4	Durch Bestimmung der Halbwertsbreite geschätzte modale Dämpfungen	92
6.5	Modellfehler der FIR-Sekundärstreckenmodelle	96
6.6	Güte der adaptiven Schwingungskompensation, RCP-System	98
6.7	Güte der adaptiven Schwingungskompensation, verteiltes System	105
6.8	Rechenaufwand bei Kompensation mehrerer Ordnungen	111
6.9	Verschiebung der Eigenfrequenzen des Systems	112
6.10	Güte der Schwingungskompensation bei Aufbringen von zusätzlichen Massen	112
6.11	Komponenten des Versuchsaufbaus am Stabtragwerk	115
6.12	Verwendete Parameter des vermaschten Systems am Stabtragwerk	115
6.13	Güte der vermaschten Schwingungskompensation am Stabtragwerk	117

Formelzeichenverzeichnis

Kapitel 1

\mathbf{H}_a	Matrix der Aktorübertragungstrecken
\mathbf{H}_m	Übertragungsmatrix des mechanischen Systems
\mathbf{H}_s	Matrix der Sensorübertragungstrecken
\mathbf{R}	Reglermatrix

Kapitel 3

α	Konstante
β	Konstante
λ	Variable der bilinearen Transformation
\mathbf{A}_s	Systemmatrix des kontinuierlichen Systems
\mathbf{B}_s	Eingangsmatrix des kontinuierlichen Systems
\mathbf{C}_s	Ausgangsmatrix des kontinuierlichen Systems
\mathbf{D}	Dämpfungsmatrix
\mathbf{D}_s	Durchgriff des kontinuierlichen Systems
\mathbf{F}_e	Vektor der Anregungskräfte
\mathbf{K}	Steifigkeitsmatrix
\mathbf{M}	Massenmatrix
\mathbf{q}	Vektor der Verschiebung
\mathbf{r}	Sollwertvektor
\mathbf{A}_d	Systemmatrix des zeitdiskreten Systems
\mathbf{B}_d	Eingangsmatrix des zeitdiskreten Systems
\mathbf{C}_d	Ausgangsmatrix des zeitdiskreten Systems
\mathbf{D}_d	Durchgriff des zeitdiskreten Systems
\mathbf{H}	Übertragungsmatrix des Systems
\mathbf{I}	Einheitsmatrix
\mathbf{R}	Reglermatrix
ω_e	Eigenwert
\mathbf{u}	Eingangsvektor
\mathbf{x}	Zustandsvektor
$\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2$	Zustandsvariable
\mathbf{x}_e	Eigenvektor
\mathbf{y}	Ausgangsvektor
ω_0	Resonanzfrequenz
ω_s	Abtastkreisfrequenz

ω	Kreisfrequenz
ϕ	Phase
θ	Lehr'sches Dämpfungsmaß
A_a	Querschnittsfläche des Aktors
A_i	Konstante
a_k	Nennerkoeffizient des IIR-Filters
a_n	Nennerkoeffizient der Übertragungsfunktion
b_k	Zählerkoeffizient des IIR-Filters
b_l	Zählerkoeffizient der Übertragungsfunktion
C_p	Kapazität des Aktors
C_s	Kapazität des Sensors
d	Dämpfungskonstante
d_{33}	piezoelektrische Ladungskonstante in Feld- und Längungsrichtung des Aktors
E_a	Elastizitätsmodul des Aktors
F_a	Aktorkraft
f_g	Eckfrequenz
f_n	Nyquistfrequenz
f_s	Abtastfrequenz
f_u	untere Grenzfrequenz
H	Übertragungsfunktion
$H(s)$	Übertragungsfunktion in der s-Ebene
$H_{bil}(z)$	Übertragungsfunktion in der z-Ebene, bilineare Transformation
$H_{fir}(z)$	Übertragungsfunktion in der z-Ebene, FIR Filter
$H_{hp}(s)$	Übertragungsfunktion in der s-Ebene, Hochpass-System
$H_{iir}(z)$	Übertragungsfunktion in der z-Ebene, IIR Filter
$H_{imp}(z)$	Übertragungsfunktion in der z-Ebene, Impulsinvarianztransformation
j	imaginäre Einheit
K	Anzahl der Sensoren oder Ausgänge
k	Steifigkeit
l_a	Länge des Aktors
M	Anzahl der Aktoren oder Eingänge
m	Masse
p_i	i-te Polstelle
q	Verschiebung
R	Reglerübertragungsfunktion
R_e	Eingangswiderstand
s	komplexe Frequenzvariable
s_n	Auf ω_0 normierte komplexe Frequenzvariable
T	Diskretisierungsintervall
t	Zeit
u	Eingangsgröße
U_a	Aktorspannung
w_k	Koeffizient des FIR-Filters
$x(n)$	Eingangssignal
$X(z)$	Eingangssignal
X_p	Blindwiderstand
$y(n)$	Ausgangssignal

$Y(z)$ Ausgangssignal

Kapitel 4

β Adaptionsschrittweite des normierten LMS Algorithmus
 χ Eigenwertspreizung
 \ddot{z}_1, \ddot{z}_2 Sensorgröße, Beschleunigung
 γ Vergessensfaktor
 $\hat{\xi}(n)$ Augenblicklicher quadratischer Fehler
 \hat{P}_x Schätzung der Leistung des Eingangssignals
 $\hat{S}(z)$ Modell der Regelstrecke
 λ_i Eigenwert der Autokorrelationsmatrix der Eingangssignale
 $\hat{\mathbf{S}}(z)$ Übertragungsmatrix der Sekundärstreckenmodelle
 \mathbf{B}_t Rücktransformationsmatrix der Aktorsignale
 \mathbf{E}_t Gewichtungsmatrix der Sensorsignale
 \mathbf{H}_s Übertragungsmatrix in der s-Ebene
 \mathbf{R} Autokorrelationsmatrix des Eingangssignals
 $\mathbf{X}_f(n)$ Matrix der gefilterten Referenzsignale
 μ Konvergenzkonstante
 \mathbf{p} Kreuzkorrelationsvektor
 $\mathbf{w}, \mathbf{w}_c(n)$ Vektor der Filterkoeffizienten
 \mathbf{w}_{opt} Vektor der Koeffizienten des Wiener-Filters
 $\mathbf{x}(n)$ Vektor der Eingangssignale der letzten Abtast Schritte
 $\mathbf{x}_f(n)$ Vektor der gefilterten Referenzsignale der letzten Abtast Schritte
 ν Begrenzung des Leistungsschätzers
 ω_0 Resonanzfrequenz der Struktur
 ω_c Eckfrequenz des Tiefpassfilters
 ϕ, ϕ_s Phase der Frequenzstützstelle
 ϕ_Δ Phasenfehler
 θ Dämpfungsmaß
 θ_c Dämpfungsmaß des Tiefpassfilters
 ξ Mittlerer quadratischer Fehler
 A, A_s Amplitude der Frequenzstützstelle
 $A(z)$ Nennerstrecke des adaptiven IIR-Filters
 $B(z)$ Zählerstrecke des adaptiven IIR-Filters
 $d(n)$ Störsignal, gewünschtes Signal
 $D(z)$ vorgegebenes Signal
 d_1, d_2 Dämpfungskonstante
 $e(n)$ Fehlersignal
 $E(z)$ Fehlersignal
 $f(n)$ Referenzfrequenz
 F_1, F_2 Aktorgröße, Kraft
 g Rückführverstärkung
 g_{af} Rückführverstärkung Beschleunigungsrückführung
 $G_{af}(s)$ Geschlossener Regelkreis der Beschleunigungsrückführung
 g_{vf} Rückführverstärkung Geschwindigkeitsrückführung

$G_{vf}(s)$	Geschlossener Regelkreis der Geschwindigkeitsrückführung
j	Trägheitsmoment
K	Anzahl der Aktoren
k_1, k_2	Federsteifigkeit
L	Filterordnung
l_1, l_2	Längen zum Schwerpunkt
M	Anzahl der Sensoren
m	Masse
N	Anzahl der Rückführfilter, Strukturmoden
$P(z)$	Primärstrecke
P_x	Leistung des Eingangssignals
r_p	konjugiert komplexes Polpaar
$R_{af}(s)$	Regelgesetz der Beschleunigungsrückführung
r_{dx}	Element des Kreuzkorrelationsvektors
$R_{vf}(s)$	Regelgesetz der Geschwindigkeitsrückführung
r_{xx}	Eintrag der Autokorrelationsmatrix des Eingangssignals
S	Schwerpunkt
$S(z)$	Sekundär- oder Regelstrecke
$W(z), W_c(z)$	Übertragungsfunktion des Kompensationsfilters
w_1, v_1	Zustandsgrößen, Verschiebung und Verdrehung
w_2, v_2	Verschiebung und Verdrehung am Anregungspunkt
w_{c0}, w_{c1}	Koeffizient des Kompensationsfilters
$x'(n)$	gefiltertes Störsignal
$x(n)$	Eingangs- oder Referenzsignal
$X(z)$	Eingangs- oder Referenzsignal
$x_f(n)$	gefiltertes Referenzsignal
$y(n)$	Ausgangssignal
$Y(z)$	Ausgangssignal
z_3, z_4	Störgröße, Verschiebung

Kapitel 5

χ	Eigenwertspreizung
\ddot{z}_1, \ddot{z}_2	Sensorgröße, Beschleunigung
η_s	Verhältnis der Rechenoperationen
γ	Vergessensfaktor
\hat{S}_{11}	Impulsantwort des FIR-Modells
$\hat{\mathbf{S}}(z)$	Übertragungsmatrix der Sekundärstreckenmodelle
$\hat{S}(z)$	Übertragungsfunktion des Sekundärstreckenmodells
$\hat{s}_{c0}, \hat{s}_{c1}$	Koeffizienten des schmalbandigen Sekundärstreckenmodells
$\hat{S}_s(z)$	Übertragungsfunktion des schmalbandigen Sekundärstreckenmodells
λ	Variable der bilinearen Transformation
$\lambda_{min}, \lambda_{max}$	Eigenwerte der Autokorrelationsmatrix des Eingangssignals
$\ H\ _2$	H_2 -Norm
\mathbf{R}	Reglermatrix, Autokorrelationsmatrix des Eingangssignals
μ_p	Konvergenzkonstante der ausgedünnten Adaption

μ	Konvergenzkonstante
\mathbf{p}	Kreuzkorrelationsvektor
ω_0	Eckfrequenz
ω_t	Frequenzstützstelle
ω_c	Frequenzstützstelle
ϕ_p, ϕ_s	Amplitude der Frequenzstützstelle
ϕ_{11}, ϕ_{11}	Phasengang des Sekundärstreckenmodells
τ_e	Zeitkonstante des LMS-Algorithmus
a_0, a_1, \dots, a_L	Nennerkoeffizienten des IIR-Filters, Ordnung L
A_p, A_s	Amplitude der Frequenzstützstelle
A_{fx}	Gütemaß der Schwingungskompensation
b_0, b_1, \dots, b_L	Zählerkoeffizienten des IIR-Filters, Ordnung L
c_{1f}, c_{2f}	Koeffizienten des adaptiven Filters
c_{1w}, c_{2w}	Koeffizienten des Wiener-Filters
$d(n)$	Störsignal
d_1, d_2	Dämpfungskonstante
e	Schätzfehler
$e(n)$	Fehlersignal
$e_{\phi,l}, e_{\phi,n}$	maximaler Phasenfehler des schmalbandigen Sekundärstreckenmodells
$e_{c,l}, e_{c,n}$	Modellfehler des schmalbandigen Sekundärstreckenmodells
e_{coe}	relative Abweichung der Filterkoeffizienten
e_{fir}	relativer Modellfehler
e_{fu}, e_{fo}	Schätzfehler der Referenzfrequenz
$e_{fx,n}$	Abweichung der Güte der Schwingungskompensation
$f(n)$	Referenzfrequenz
F_1	Aktorgröße, Kraft
f_u, f_o	minimale und maximale Frequenz
g	Rückführverstärkung
$G(z)$	Übertragungsfunktion zwischen Aktor- und Fehlersignal
$H(z)$	Störübertragungsfunktion
h_{11}	Impulsantwort
$H_{11}(z)$	Übertragungsfunktion in der z-Ebene, Aktor 1 nach Sensor 1
$H_{ap}(z)$	Übertragungsfunktion des Allpass-Filters, z-Ebene
J	Anzahl der Referenzsignale
j	Trägheitsmoment
K	Anzahl der Aktorsignale
k	Zählindex
k_1, k_2	Federsteifigkeit
L	Ordnung des Sekundärstreckenmodells
l_1, l_2	Abstand zum Schwerpunkt
M	Anzahl der Sensorsignale
m	Masse
N	Länge des Vektors
n	Modellordnung
n_c	Zählerstand
N_o	Faktor der Überabtastung
n_p	Anzahl der Nocken

Q	Güte des Bandpassfilters
Q_{bp}	Güte des Ordnungsfilters
s_n	normierte komplexe Frequenzvariable
T	Diskretisierungsintervall
T	Diskretisierungsintervall
T_c	Periodendauer des Zählers
T_d	Periodendauer des Referenzsignals
$W_c(z)$	Übertragungsfunktion des Kompensationsfilters
w_{c0}, w_{c1}	Koeffizienten des Kompensationsfilters
$x(n)$	Referenzsignal
$x_f(n)$	Gefiltertes Referenzsignal
$y(n)$	Aktor- oder Ausgangssignal
$z_{n,rms}$	Quadratischer Mittelwert des Signalvektors

Kapitel 6

α	Zeitkonstante
η_o	Relativer Aufwand der Rechenoperationen
η_t	Relativer Aufwand der Turnaround-Time
γ	Vergessensfaktor
\hat{S}_{11}	Impulsantwort des FIR-Modells
$\hat{\mathbf{S}}(z)$	Übertragungsmatrix der Sekundärstreckenmodelle
$\hat{H}_{xy}(j\omega)$	Schätzung der Übertragungsfunktion
$\hat{S}(z)$	Sekundärstreckenmodell
\mathbf{H}_m	Übertragungsmatrix des aktiven Systems
\mathbf{H}_p	Übertragungsmatrix des passiven Systems
$\mathbf{S}_m(z)$	Übertragungsmatrix der mechanischen Struktur
μ	Konvergenzkonstante
ν	Begrenzung des Leistungsschätzers
ω_0	Eigenfrequenz
ω_{c1}, ω_{c2}	Eckfrequenz des Regelfilters
θ	Dämpfungsmaß
$\theta_p, \theta_m, \theta_a$	Dämpfungsmaß
\hat{t}_p	Mittlere Periodendauer
A_r	Gütemaß der aktiven Dämpfung
A_{fx}	Gütemaß der Schwingungskompensation
d_{var}	Relative Veränderung der Dämpfungskonstante
e_{fir}	relativer Modellfehler
f_r	Schätzung der Referenzfrequenz
f_c	Eckfrequenz
F_{ma}	Sensorgroße des aktiven Systems, Kraft
F_{mp}	Sensorgroße des passiven Systems, Kraft
f_{sc}	Taktfrequenz
f_s	Abtastfrequenz
g_1, g_2	Rückführverstärkung des Regelfilters
H_{11a}	Geschlossener Regelkreis mit automatisierter Parameterbestimmung

H_{11m}	Geschlossener Regelkreis mit manueller Parameterbestimmung
H_{11}	Gemessene Übertragungsstrecke
h_{11}	Impulsantwort
$H_{xy}(j\omega)$	Übertragungsfunktion
i	Zählindex
J	Anzahl der Referenzsignale
K	Anzahl der Aktorsignale
L	Modellordnung
M	Anzahl der Sensorsignale
N	Anzahl der Mittelungen
n	Modellordnung
Q_1, Q_2	Güte des Regelfilters
$S(z)$	Sekundärstrecke
$S_i(z), S_o(z)$	Übertragungsstrecken der Filter und Umsetzer
$S_m(z)$	Übertragungsstrecke der mechanischen Struktur
t_c, t_i	Zählerstand
t_o	Offset des Diskretisierungsintervalls
t_p	Augenblickliche Periodendauer
t_s	Diskretisierungsintervall
w_{k1}, w_{k2}	Koeffizienten der Kompensationsfilter
$X(j\omega)$	Anregungsfolge
x_{n0}, x_{n1}	Komponenten des Referenzsignals
$Y(j\omega)$	Antwortfolge
$y_1, y_2 \dots y_N$	Ausgangssignale

Anhang

\ddot{z}_1, \ddot{z}_2	Sensorgröße, Beschleunigung
\mathbf{A}_r	Systemmatrix, schwerpunktbezogen
\mathbf{A}_s	Systemmatrix
\mathbf{A}_{mk}	Systemmatrix der mk -ten Strecke
\mathbf{A}_m	Systemmatrix des Mehrgrößensystems
\mathbf{B}_r	Eingangsmatrix, schwerpunktbezogen
\mathbf{B}_s	Eingangsmatrix
\mathbf{B}_{mk}	Eingangsmatrix der mk -ten Strecke
\mathbf{B}_m	Eingangsmatrix des Mehrgrößensystems
\mathbf{C}_r	Ausgangsmatrix, schwerpunktbezogen
\mathbf{C}_s	Ausgangsmatrix
\mathbf{C}_{mk}	Ausgangsmatrix der mk -ten Strecke
\mathbf{C}_m	Ausgangsmatrix des Mehrgrößensystems
\mathbf{D}_r	Durchgriff, schwerpunktbezogen
\mathbf{D}_s	Durchgriff
\mathbf{D}_{mk}	Durchgriff der mk -ten Strecke
\mathbf{D}_m	Durchgriff des Mehrgrößensystems
\mathbf{T}_b	Transformationsmatrix Eingänge
\mathbf{T}_c	Transformationsmatrix Ausgänge

\mathbf{u}	Eingangsvektor
\mathbf{u}_r	Eingangsvektor, schwerpunktbezogen
\mathbf{x}	Zustandsvektor
\mathbf{y}	Ausgangsvektor
ω_t	Frequenzstützstelle
ϕ_s	Phase der Frequenzstützstelle
a_0, b_1, \dots, a_N	Nennerkoeffizienten des IIR-Filters
b_0, b_1, \dots, b_N	Zählerkoeffizienten des IIR-Filters
d	Dämpfungskonstante
d_1, d_2	Dämpfungskonstante
F_1, F_2	Aktorgroße, Kraft
F_s	Schwerpunktbezogene Kraft
K	Anzahl der Aktoren
k	Federsteifigkeit
k, m	Zählindex
k_1, k_2	Federsteifigkeit
l	Abstand zum Schwerpunkt
l_1, l_2	Abstand zum Schwerpunkt
M	Anzahl der Sensoren
m	Masse
M_s	Schwerpunktbezogenes Moment
N	Modellordnung
S	Schwerpunkt
T	Diskretisierungsintervall
w_1, v_1	Zustandsgrößen, Verschiebung und Verdrehung
w_2, v_2	Verschiebung und Verdrehung am Anregungspunkt
w_k	Koeffizienten des FIR-Filters
z_3, z_4	Störgröße, Verschiebung

Kapitel 1

Einleitung

Mechanische Strukturen besitzen in der Regel eine mehr oder weniger ausgeprägte Schwingungsfähigkeit, welche im einfachen Fall zur Komfortverringerung durch Vibrationen oder Schallabstrahlung [130], aber auch zu Sicherheitsrisiken oder Lebensdauerverkürzung führen kann [140, 10]. Die Anpassung des Eigenschwingverhaltens der Struktur ist grundsätzlich ein konstruktives Problem, welches sich durch die Ermittlung von Eigenfrequenz, Dämpfung und modaler Verstärkung der Strukturmoden erfassen lässt. Die genannten Parameter lassen sich numerisch oder messtechnisch feststellen und somit durch Veränderung der Massen- und Steifigkeitsverhältnisse der mechanischen Struktur anpassen.

Eine weitere und häufig genutzte Möglichkeit ist die Applikation von dämpfenden Werkstoffen wie z.B. Bitumen [130], die Verwendung passiver Systeme zur Schwingungsisolation wie z.B. Elastomerlager [166] oder die Absorption von Schwingungen z.B. durch mechanische Schwingungstilger [22]. Durch die zunehmenden Forderungen hinsichtlich des Leichtbaus mechanischer Strukturen und die begrenzte Leistungsfähigkeit passiver Reduktionsmaßnahmen, kann eine weitere Verringerung der Strukturschwingungen durch die Verwendung von aktiven Systemen erzielt werden, welche im englischsprachigen Raum häufig als „Smart Structures“ bezeichnet werden. Grundidee ist die Verwendung von Aktoren, Sensoren und einer Signalverarbeitungseinheit zur Verringerung von Strukturschwingungen [52, 128, 61], wobei eine möglichst strukturkonforme Integration der Aktoren, Sensoren und Signalverarbeitung angestrebt wird, das heißt, die Verwendung der aktiven Elemente ist nicht offensichtlich. Im deutschsprachigen Raum wird dieses interdisziplinäre Arbeitsfeld aus Strukturmechanik, Mess- und Regelungstechnik, Elektrotechnik und Informationstechnik häufig als Adaptronik oder adaptive Strukturen bezeichnet. Zur Auslegung dieser Strukturen werden z.B. mittels der Finite-Elemente-Methode, Mehrkörpersimulation oder messtechnischer Erfassung parametrische Modelle der mechanischen Strukturen ermittelt, welche zum Regelungsentwurf in der numerischen Simulation und zur konstruktiven Auslegung des Aktor- und Sensorsystems verwendet werden. Anschließend kann mit diesen Daten eine Auslegung der Signalverarbeitung hinsichtlich der notwendigen Leistungsfähigkeit, Systembandbreite und Signalpfade eine weitere Systemintegration stattfinden.

Das Ziel des aktiven Systems besteht in der Beeinflussung einer mechanischen Struktur, wobei die Motivation für dieses Vorgehen in dem Erreichen einer Struktur mit verbesserten Eigenschaften gegenüber einer passiven Struktur oder in der Auslegung einer Struktur mit gleichen Eigenschaften wie eine passive Struktur, jedoch mit günstigeren oder leichteren Komponenten liegen kann [128]. Preumont führt hierzu mehrere Beispiele aus der Luft- und Raumfahrttechnik für die Erhöhung der Präzision von sehr großen

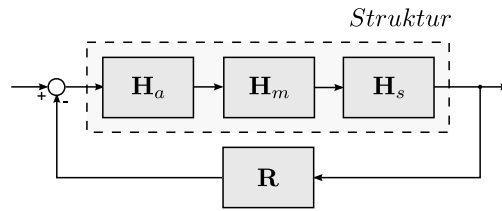


Abbildung 1.1: Aktives System mit Aktoren \mathbf{H}_a , Sensoren \mathbf{H}_s und Regeleinheit \mathbf{R}

Teleskopen wie des Very Large Telescopes (VLT) in Chile an, wobei bei einer zukünftigen Verfügbarkeit von kostengünstigeren elektronischen, aktorischen und sensorischen Komponenten auch der zweite Aspekt des Leichtbaus und Kostenvorteils als interessant betrachtet werden kann [128]. Der Begriff „Smart Structures“ geht hinsichtlich der Applikation der Aktoren und Sensoren noch ein Stück weiter als das mit aktiven Elementen ausgestattete mechanische System und strebt eine Integration dieser Komponenten in die mechanische Struktur an [59, 76, 128, 4], wie dies in Abbildung 1.1 mit dem mechanischen System \mathbf{H}_m , den Aktoren \mathbf{H}_a , den Sensoren \mathbf{H}_s und der Regeleinheit \mathbf{R} schematisch dargestellt ist.

Zur Umsetzung dieser Systeme gibt es eine Reihe von Arbeiten [99, 37, 116, 52, 64], die die Leistungsfähigkeit der Ansätze darstellen. Als aktorische Elemente kommen häufig elektrodynamische oder piezokeramische Aktoren zum Einsatz [37] wobei die piezokeramischen Elemente aufgrund ihrer inhärenten Eigenschaft als elektromechanischer Energiewandler eine besondere Bedeutung besitzen [63]. Im Bereich der Systemintegration, der Signalverarbeitung und der Einbeziehung dieser in die Auslegung der Algorithmen finden sich wenige Arbeiten, weshalb dies für eine erfolgreiche Weiterentwicklung der aktiven Systeme als ein wesentlicher Punkt erachtet wird und ein Kernpunkt der vorliegenden Arbeit ist. Viele Ergebnisse stützen sich auf prototypische Hardware für Anwendung im Labor, welches für Akzeptanz und die Umsetzung in Systeme mit zumindest vorserienhaftem Charakter nicht dienlich ist. Weiterhin werden für die Umsetzung von aktiven Systemen häufig mehrere Aktoren und Sensoren benötigt, die meist über mechanische Struktureigenschaften miteinander verkoppelt sind. Die Beschränkung auf ausschließlich zentralisiert vorliegende Laborhardware beschränkt die Entwicklung der aktiven Systeme gegenüber im Maschinen- und Anlagenbau und der Automobiltechnik schon standardisierten verteilten und dezentralisierten Steuerungs- und Regelsystemen.

Die aktive Lagerung von Aggregaten ist hierfür ein interessantes Anwendungsbeispiel, da es einen konkreten Bedarf in unterschiedlichen Bereichen der Industrie gibt, wie zum Beispiel der Fahrzeugtechnik, wie aber auch im Bereich der Luft- und Raumfahrttechnik und Lagerung empfindlicher Ausrüstung. Zusätzlich verfügen Lagerungssysteme meist über mehr als ein Aktor- Sensorpaar, welche räumlich oder örtlich verteilt sind, und mechanisch über die oftmals flexible Trägerstruktur der Nutzlast oder Aufnahme des Lagers gekoppelt sind. Diese Topologie legt eine Integration in Form eines verteilten Signalverarbeitungssystems nahe, wofür die Grundlagen im Rahmen der Arbeit untersucht und an einigen Punkten über den Stand der Technik erweitert werden sollen.

Kapitel 2

Stand der Technik

In diesem Kapitel soll ein kurzer Überblick über den bisher erreichten Stand der Technik im Bezug auf die Umsetzung aktiver Systeme, der Realisierung verteilter aktiver Systeme und speziell für Systeme zur aktiven Lagerung von Aggregaten gezeigt werden. Weiter wird auf den Stand der Systemintegration auf dem Gebiet der aktiven Systeme eingegangen und es werden einige kurze Beispiele zur Funktionsverteilung und Umsetzung verteilter Regelungssysteme im Anlagen- und Fahrzeugbau mit entsprechenden Vor- und Nachteilen aufgezeigt.

2.1 Aktive Systeme zur Schwingungsreduktion

Aktive Systeme zur Schwingungsreduktion lassen sich in zwei Hauptklassen aufteilen, Systeme zur Schwingungsdämpfung oder -isolation und Systeme zur Schwingungskompensation oder -absorption. Systeme zur Schwingungsdämpfung beruhen auf der Rückführung eines geeigneten Sensorsignals über ein entsprechendes Regelgesetz, wobei globale Systemeigenschaften verändert werden. Häufig verwendete Verfahren sind die Geschwindigkeitsrückführung [39, 75, 88], die integrale Krafrückführung [129, 32, 110], das Positive Position Feedback [40, 126, 50, 86], semiaktives Shunting [105, 13, 58] oder modellbasierte Regelungsverfahren [88, 9, 94, 155]. Systeme zur Schwingungskompensation beruhen auf einem geeigneten Referenzsignal, welches über einen Algorithmus derart angepasst wird, dass das Störsignal minimiert oder vollständig kompensiert wird, wobei hier z.B. der Filtered-Reference-Least-Mean-Squares (FxLMS) Algorithmus [29, 138, 157, 136, 1], der Filtered-Error-Least-Mean-Squares (FeLMS) Algorithmus [6, 30], das Repetitive Control Verfahren [141, 21, 70] und der Minimal Control Synthesis (MCS) Algorithmus [71, 72] verwendet werden. Da ein Referenzsignal oftmals nicht direkt zur Verfügung steht, wird dieses oftmals synthetisch über einen Oszillator [145, 98] und eine Frequenzschätzung oder über eine Phasenregelschleife (PLL) [8, 102, 163] realisiert. Weiterhin kann bei nicht vorhandenem Referenzsignal nach dem Internal Model Control Verfahren ein Referenzsignal geschätzt werden und für eine adaptive Regelung nach dem FxLMS-Algorithmus verwendet werden [123, 112, 111]. Als passive Systeme zur Schwingungsabsorption mit einer aktiven Verstellmöglichkeit können zudem adaptive Tilger verwendet werden, welche sich in einem begrenzten Frequenzbereich auf harmonische Störgrößen abstimmen lassen [48, 17, 12]. Durch Nutzung einer Beschleunigungsrückführung über ein elektrisches Filter 2. Ordnung lässt sich ein Regelgesetz analog zu einem mechanischen Schwingungstilger

realisieren [81, 128], welches asymptotische Stabilität für alle Werte ≥ 0 der Rückführverstärkung aufweist [55].

Da viele aktive Systeme mehrere Aktoren und Sensoren benötigen, welche häufig stark verkoppelt sind, ist die Erweiterung der Algorithmen auf Systeme mit mehreren Ein- und Ausgängen (MIMO: *Multiple-Input-Multiple-Output*) erforderlich [36, 38, 23]. Die verkoppelte Ausführung des Reglers oder der Gegensteuerung bringt hierbei oftmals Vorteile hinsichtlich der Güte der Schwingungsreduktion und der Stabilität der Algorithmen [39, 33]. Ein weiterer Aspekt bei der Auslegung des Regel- oder Gegensteuersystems ist die Identifikation geeigneter und recheneffizienter Modelle, welche als Finite-Impulse-Response (FIR) Modelle [161, 153, 65], als Infinite-Impulse-Response (IIR) [42, 31, 152] oder als Zustandsraummodell [119, 124, 41, 149] abgebildet werden können. Die geeignete Anwendung hängt hierbei stark von den Eigenschaften der Übertragungstrecken ab, was sich in der Länge der Impulsantwort, beziehungsweise der Dämpfung des zu modellierenden Systems, Verzögerungszeiten und der Anzahl der abzubildenden Kanäle widerspiegelt.

2.2 Aktive Aggregatelagerung

Eine interessante Anwendung von aktiven Systemen sind aktive Lager zur Isolation oder Entkopplung schwingender Strukturen von empfindlicher Ausrüstung oder zur Steigerung des Komforts. Zur Realisierung von aktiven Lagern werden neben elektrodynamischen Systemen [33, 104, 135, 75, 25] in Laborversuchen häufig piezoelektrische Aktoren eingesetzt [69, 148, 143, 108, 60]. Die hohe Dynamik der Aktoren ermöglicht eine breitbandige Schwingungsreduktion. Da diese Aktoren sehr steif sind, werden sie häufig nachträglich mit Elastomerlagern kombiniert, um bei schweren Lasten für niederfrequente Störungen mit großem Hub (z.B. beim Motorlager durch Lastwechsel oder Fahrmanöver hervorgerufen) zumindest eine passive Schwingungsreduktion zu erreichen [77, 68, 106, 4, 118]. Hierbei kann der geringe Hub der piezokeramischen Aktoren eine Einschränkung sein, weshalb Systeme zur Wegvergrößerung eingesetzt werden können um dies zu umgehen [11, 20, 15].

Als konkrete Umsetzungen von aktiven Lagerungen lassen sich in der Literatur vornehmlich Laboraufbauten finden, z.B. bei Anderson [2] zur Schwingungsisolierung von Messinstrumentierung für Raumfahrtanwendungen, bei Huang [75] zur grundsätzlichen Untersuchung von mehrkanaligen aktiven Schwingungsisolierungssystemen und bei Yang [165], Hillis [72] und Lee [101] zur Untersuchung von Schwingungsreduktionsmechanismen an einzelnen, diskreten aktiven Motorlagern im Laborversuch. Weiterhin finden sich im kraftfahrzeugtechnischen Bereich Umsetzungen von elektrodynamisch aktivierten Hydrolagern [166, 101, 165, 71], von Systemen zur Vibrationskompensation welche auf Inertialmassenerregern basieren [93, 162, 134] und Konzepte mit schaltbaren oder kontinuierlich verstellbaren mechanischen Eigenschaften des Lagersystems [73, 74, 18].

Als Algorithmen zur Regelung und Gegensteuerung kommen bei bisherigen Umsetzungen von aktiven Lagerungen häufig einkanalige Single-Input-Single-Output (SISO) Systeme zum Einsatz, wobei für die Umsetzung mit mehreren aktiv ausgelegten Lagerstellen mehrkanalige Versionen der Algorithmen für die Behandlung der MIMO-Systeme verwendet werden müssen. Hillis [72] z.B. vergleicht die Leistungsfähigkeit des SISO-FxLMS-Algorithmus mit dem MCS-Algorithmus, Yang [165] kaskadiert einen modellbasierten H_∞ Regler mit einer auf dem FxLMS-Algorithmus basierenden Gegensteuerung und Huang [75] benutzt eine mehrkanalige Geschwindigkeitsrückführung. Anderson [2], Lee [101], Pa-

schedag [122] und Herold [68] nutzen ebenfalls eine auf dem FxLMS-Algorithmus basierte Gegensteuerung.

2.3 Systemintegration aktiver Systeme

Bei akustischen und vibrationsbedingten Regelungsproblemen ist der FxLMS-Algorithmus sehr häufig zu finden, wenn durch das Vorhandensein eines Referenzsignals eine Störgrößenaufschaltung realisiert werden kann. Widrow und Stearns [160], Kuo und Morgan [98], Elliot [31] und Haykin [65] haben den Algorithmus sehr detailliert untersucht und beschreiben verschiedene Applikationsmöglichkeiten auch hinsichtlich mehrkanalig und zentralisiert aufgebauten Regelungs- und Gegensteuerungssystemen. Widrow [159] zeigt die Abhängigkeit der Konvergenzeigenschaften des LMS-Algorithmus von der Eigenwertspreizung der Autokorrelationsmatrix des Eingangssignals, Elliott [30, 34] stellt diese Eigenschaften für den mehrkanaligen FxLMS-Algorithmus dar, wobei ebenso die Eigenschaften der Sekundärstrecken und deren Kopplung eine Rolle spielen. Kuo [100] untersucht den speziellen Fall des schmalbandigen FxLMS-Algorithmus hinsichtlich dessen Konvergenzeigenschaften. Verschiedene Autoren verwenden kaskadierte Regelungs- oder Gegensteuerungskonzepte um die Konvergenzeigenschaften der Algorithmen zu verbessern und die Ordnung der Sekundärstreckenmodelle zu verringern, wobei in [139, 148, 67, 125] jeweils durch analoge Schaltungstechnik realisierbare Rückführungen mit zeitdiskreten Implementierungen von Feedforward Algorithmen kaskadiert werden. Außerdem können verschiedene Verfahren genutzt werden um die Eingangssignale zu dekorrelieren, zu entfärben und die Konvergenzgeschwindigkeit der Algorithmen zu erhöhen. Dies lässt sich durch die Vorfilterung der Eingangssignale durch inverse Streckenmodelle des minimalphasigen Anteils der Sekundärstrecken [6, 35] erreichen oder durch Anpassen der Amplitude des Referenzsignaloszillators entsprechend des inversen Amplitudengangs der Sekundärstrecke für den schmalbandigen FxLMS-Algorithmus [100].

Für die Umsetzung aktiver Systeme werden derzeit hauptsächlich Rapid Control Prototyping (RCP) Systeme eingesetzt [92, 85, 123], welche sich zur Untersuchung der Methoden gut eignen. Weiterhin lassen sich Beispiele von Implementierungen von aktiven Systemen mit angepasster Hardware finden, welche meist jedoch auf SISO [139, 54, 62] und MIMO-Systeme geringer Ordnung [24, 3] beschränkt sind oder in komplexen Aufbauten [28] münden. Die Struktur dieser Regelungs- und Gegensteuerungssysteme ist zentralisiert auf eine einzelne Signalverarbeitungseinheit ausgerichtet, was zu einer schlechten Skalierbarkeit und Integration hinsichtlich der Anwendung führen kann.

Verschiedene Autoren haben aus diesem Grund die Umsetzung verteilter Signalverarbeitungsalgorithmen untersucht, Van Veen [150] beschreibt ein Netzwerk von adaptiven Reglern, welche mehrere Datenvektoren zum Aktualisieren der Koeffizienten der Regelfilter austauschen und verifiziert den Ansatz durch Simulationsergebnisse. Wesselink [154] beschreibt einen Ansatz, bei dem die analogen Ein- und Ausgänge verteilt werden und über einen Hochgeschwindigkeitsbus an die zentrale Berechnungseinheit angekoppelt werden. Orosz [121] beschreibt einen ähnlichen Ansatz, bei dem über ein drahtloses Netzwerk verbundene eingebettete Systeme die Datenerfassung und Datenausgabe für Sensoren und Aktoren eines Active Noise Control (ANC) Systems vornehmen. Die dezentralen Einheiten verfügen über eine geringe Rechenleistung, und die Berechnung des Regelalgorithmus erfolgt auf einer zentralen DSP-Plattform. Frampton [47] nutzt verteilte Multiple-Input-Single-Output (MISO) Regelungsknoten, welche über eine Netzwerkstruktur miteinander

verbunden sind, Sensordaten austauschen und zu modalen Subnetzwerken verschaltet werden können. Kauba [85] verwendet ein Netzwerk aus dezentralen Reglereinheiten (Knoten), welche über einen Datenbus zum Austausch von Sensordaten und Parametern der Reglereinheiten mit einer zentralen Einheit verbunden sind. Die dezentralen Einheiten arbeiten asynchron und die zentrale Einheit kann eine numerische Optimierung der Reglerparameter zur globalen Vibrationsreduktion durchführen.

2.4 Funktionsverteilung in der Automobil- und Automatisierungstechnik

Dezentrale und verteilte Systeme für Regelungs- und Signalverarbeitungsaufgaben sind in vielen Bereichen der Technik anzutreffen. Sandell [133] führt hierzu z.B. digitale Kommunikationsnetzwerke, Energieversorgungsnetzwerke, Verkehrsteuerungssysteme und flexible Produktionssysteme auf. Auch im Bereich der Fahrzeug- und Luftfahrttechnik bilden verteilte, auf Mikroprozessoren basierte Steuerungs- und Regelsysteme, welche über Datenbusse oder -netzwerke verbunden sind, die Grundlage für die Umsetzung wichtiger und sicherheitskritischer Funktionen des Gesamtsystems. Isermann [79] gibt einen Überblick zur Entwicklung vernetzter elektronischer Komponenten im Fahrzeug ohne mechanische oder hydraulische Rückfallposition, welche allgemein als drive-by-wire oder in der Luftfahrt als fly-by-wire Systeme zusammengefasst werden. Zalewski [167] gibt hierzu ebenfalls Beispiele wie die elektronische Lenkung im Fahrzeug oder die elektrische Leitwerks- und Klappensteuerung im Flugzeug und führt verwendete Kommunikationsnetzwerke auf. Dies sind z.B. ARINC 429/629/659 im Flugzeug und CAN/TTCAN, FlexRay und TTP/C im Fahrzeug, wobei für viele Anwendungen eine echtzeitfähige Datenkommunikation benötigt wird [66, 127].

Beispiele für die Anwendbarkeit dezentralisierter und verteilter Systeme gibt es ebenfalls in der Verfahrenstechnik [142] und der Produktionstechnik [5, 90]. Verwendete Kommunikationsnetzwerke im Bereich der Automatisierungstechnik sind hierbei nach [91, 26] z.B. etablierte Feldbusse wie FIP, PROFIBUS, Bitbus und MIL-STD 1553. Weiterhin existieren Bestrebungen, industrielles Ethernet mit Erweiterungen [43, 26] zur echtzeitfähigen Kommunikation, wie PROFINET, EtherNet/IP und SERCOS III, zu verwenden [132]. Ein ähnlicher Ansatz existiert für den CAN-Bus mit DeviceNet [7].

2.5 Zielsetzung und Gliederung der Arbeit

Die verteilte Umsetzung adaptiver Gegensteuerungen zur Vibrationskompensation mittels Kommunikationsnetzwerken kann für die anwendungsnahe Umsetzung und unter Gesichtspunkten der Systemintegration ein interessanter und leistungsfähiger Ansatz sein. Ebenso ist die Implementierung der Algorithmen auf eingebetteter Signalverarbeitungshardware mit einer entsprechenden Beschränkung der vorhandenen Rechenleistung wenig untersucht, welche die Grundlage für eine höhere Systemintegration bildet. Zielsetzung der Arbeit ist daher die Untersuchung und Umsetzung verteilter Verfahren zur aktiven Schwingungskompensation und die Kombination mit dezentralen Ausgangsrückführungen zur aktiven Schwingungsdämpfung.

In Kapitel 3 wird grundlegend die Beschreibung und Modellierung mechanischer Systeme erläutert und es werden die wesentlichen Komponenten für zeitdiskrete Signalverarbei-

tungssysteme diskutiert. In Kapitel 4 werden für die Umsetzung interessante Algorithmen und Regelgesetze dargestellt, ebenso Verfahren für die Identifikation von parametrischen Streckenmodellen, da diese für die Umsetzung der adaptiven Gegensteuerung notwendig sind. Zur Konzeptfindung und Evaluierung möglicher Konzepte werden in Kapitel 5 numerische Simulationsergebnisse und Anforderungen an die verwendete Hardware vorgestellt. Als Versuchsobjekt für die Umsetzung der Verfahren und experimentelle Ergebnisse dient ein einfaches Modell einer aktiven Lagerung basierend auf piezokeramischen Stapelaktoren. Zur Bewertung der Leistungsfähigkeit des Ansatzes werden die verteilten Algorithmen auf eingebetteten Systemen implementiert und mit einer Umsetzung auf Laborhardware aus [68, 83] verglichen, was in Kapitel 6 detailliert erläutert wird.

Kapitel 3

Aktive Systeme

Aktive Systeme bestehen, wie vorangehend beschrieben, zumindest aus einem Sensor, einem Aktor und einer Regel- oder Steuerungseinheit, welche gemeinsam mit der mechanischen Struktur das Gesamtsystem bilden. In diesem Abschnitt sollen diese Komponenten, die Abbildung des Gesamtsystems in der Simulation und ihre Realisierungsmöglichkeiten beschrieben werden. Hierzu wird kurz auf die mathematische Beschreibung dynamischer Systeme, geeignete parametrische Strukturen für die Schätzung von Regelstreckenmodellen und die Umsetzung analoger und digitaler Signalverarbeitungssysteme eingegangen.

3.1 Mechanische Systeme

Lineare mechanische Systeme lassen sich nach [128, 78, 51] als Differentialgleichungssystem 2. Ordnung beschreiben, wobei \mathbf{M} die Massenmatrix, \mathbf{D} die Dämpfungsmatrix, \mathbf{K} die Steifigkeitsmatrix und \mathbf{F}_e den Vektor der Anregungskräfte darstellt.

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{D}\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{K}\mathbf{q} = \mathbf{F}_e \quad (3.1)$$

Da bei der analytischen Beschreibung der Struktur die Dämpfungseigenschaften von \mathbf{D} unter Umständen schwer feststellbar sind, kann eine Proportional- oder Rayleigh-Dämpfung nach Gleichung (3.2) angenommen werden [128]. Die Parameter α und β sind hierbei entsprechend den Eigenschaften der Struktur z.B. durch Abgleich mit gemessenen Frequenzgängen anzupassen.

$$\mathbf{D} = \alpha\mathbf{M} + \beta\mathbf{K} \quad (3.2)$$

Bei schwach gedämpften mechanischen Systemen kann \mathbf{D} zunächst vernachlässigt werden. Zur Untersuchung des Eigenverhaltens des mechanischen Systems wird die homogene Lösung des Differentialgleichungssystems aus (3.1) mit dem Lösungsansatz

$$\mathbf{q} = \mathbf{x}_e e^{j\omega_e t + \phi} \quad (3.3)$$

bestimmt. Dies führt zu dem allgemeinen Eigenwertproblem (3.4), wobei ω_e die Eigenwerte und \mathbf{x}_e die Eigenvektoren bezeichnet.

$$(\mathbf{K} - \omega_e^2 \mathbf{M})\mathbf{x}_e = 0 \quad (3.4)$$

Die Auswertung des charakteristischen Polynoms (3.5) liefert die nichttrivialen Lösungen für $\mathbf{x}_e \neq 0$ mit ω_e als den Eigenfrequenzen des mechanischen Systems.

$$\det(-\omega_e^2 \mathbf{M} + \mathbf{K}) = 0 \quad (3.5)$$

Durch Ersetzen der Auslenkung \mathbf{q} und der Geschwindigkeit $\dot{\mathbf{q}}$ mit den Zustandsvariablen \mathbf{x}_1 und \mathbf{x}_2 in Gleichung (3.1)

$$\mathbf{q} = \mathbf{x}_1 \quad (3.6)$$

$$\dot{\mathbf{q}} = \mathbf{x}_2 \quad (3.7)$$

lässt sich das System in ein Differentialgleichungssystem 1. Ordnung als Zustandsraumdarstellung umformen [78].

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_1 \\ \dot{\mathbf{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I} \\ -\mathbf{M}^{-1}\mathbf{K} & -\mathbf{M}^{-1}\mathbf{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{M}^{-1}\mathbf{F}_e \end{bmatrix} \mathbf{u} \quad (3.8)$$

Die Ausgangsgröße \mathbf{y} des Systems berechnet sich zu

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{u} \quad (3.9)$$

wobei die Verschiebung q als Ausgangsgröße gewählt ist. Allgemein stellt in der Zustandsraumdarstellung [146]

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_s \mathbf{x} + \mathbf{B}_s \mathbf{u} \quad (3.10)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}_s \mathbf{x} + \mathbf{D}_s \mathbf{u} \quad (3.11)$$

die Matrix \mathbf{A}_s die Systemmatrix dar, \mathbf{B}_s die Eingangsmatrix, \mathbf{C}_s die Ausgangsmatrix und \mathbf{D}_s bezeichnet den Durchgriff. Interessieren die Übertragungsfunktionen des Systems im s -Bereich, so können diese durch Anwendung der Laplace-Transformation auf Gleichungen (3.10) und (3.11) zu

$$\mathbf{X}(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_s)^{-1} \mathbf{B}_s \mathbf{U}(s) \quad (3.12)$$

$$\mathbf{Y}(s) = (\mathbf{C}_s (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_s)^{-1} \mathbf{B}_s + \mathbf{D}_s) \mathbf{U}(s) \quad (3.13)$$

bestimmt werden [146].

Besitzt das System eine SISO-Struktur oder liegen die Strecken des Systems durch experimentelle oder messtechnische Ermittlung in dieser Form vor, kann das Ein-Ausgangsverhalten ebenfalls geeignet als Übertragungsfunktion abgebildet werden. Weiterhin kann diese durch Anwendung der Laplace-Transformation auf die Schwingungsdifferentialgleichung (3.14) bestimmt werden [128, 51], wobei m die Masse, k die Steifigkeit, d die Dämpfungskonstante, θ das Lehr'sche Dämpfungsmaß und ω_0 die Eigenfrequenz beschreibt.

$$\ddot{q} + 2\theta\dot{q} + \omega_0^2 q = u \quad (3.14)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}}; \quad \theta = \frac{d}{2m\omega_0} \quad (3.15)$$

$$H(s) = \frac{Q}{U} = \frac{1}{s^2 + 2\theta\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (3.16)$$

Durch Superposition der SISO-Übertragungsfunktionen können wiederum auch Mehrgrößensysteme dargestellt werden, hierbei kann eine Darstellung in Form der Übertragungsmatrix [147] gewählt werden.

$$\begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ \vdots \\ q_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} & \cdots & H_{1K} \\ H_{21} & H_{22} & \cdots & H_{2K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{M1} & H_{M2} & \cdots & H_{MK} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_M \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Gleichung (3.17) zeigt die Darstellung für ein System mit K Eingängen u_1 bis u_K , M Ausgängen q_1 bis q_M und den Übertragungsstrecken H_{11} bis H_{MK} , welche hierbei nicht die Form von Gleichung (3.16) aufweisen müssen, sondern allgemein als

$$H_{mk}(s) = \frac{Q_k}{U_m} = \frac{b_l s^l + b_{l-1} s^{l-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} \quad (3.18)$$

geschrieben werden können [147]. Das Systemverhalten beschreibt sich damit zu (3.19), mit dem Eingangsvektor \mathbf{u} , dem Ausgangsvektor \mathbf{q} und der Übertragungsfunktionsmatrix \mathbf{H} .

$$\mathbf{q} = \mathbf{H}\mathbf{u} \quad (3.19)$$

Eine Beeinflussung des mechanischen Systems, beispielsweise durch eine Rückführung über die Reglermatrix \mathbf{R} mit $K = M$ Aktoren und Sensoren und K dezentralisierten Reglern, kann nun nach Gleichung (3.20) hinzugefügt werden. Abbildung 3.1 zeigt die prinzipielle Struktur des Systems, wobei der Anteil des mechanischen Systems grau hinterlegt dargestellt ist.

$$\mathbf{q} = (\mathbf{I} + \mathbf{H}\mathbf{R})^{-1} \mathbf{H}\mathbf{r}; \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & R_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & R_K \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

3.2 Sensoren, Aktoren und Signalkonditionierung

Zur aktiven Änderung des Systemverhaltens mechanischer Strukturen oder zur Kompensation von Störgrößen werden dynamische Aktoren benötigt, welche bei Lagerungsanwendungen vornehmlich nicht flächenwirksam angekoppelt werden. Daher soll hier nur auf die Grundzüge punktförmig wirkender Aktoren und punktförmig messender Sensoren eingegangen werden.

Häufig werden aufgrund ihrer guten dynamischen Eigenschaften piezoelektrische Stapelaktoren oder elektrodynamische Schwingerreger verwendet. Piezoelektrische Stapelaktoren bestehen in der Regel aus mehreren, durch Elektroden getrennte Schichten aus Blei-Zirkonat-Titanat (PZT), welche beim Anlegen eines elektrischen Feldes eine reversible Dehnung von 0,1 % stellen können [128]. Nach [51] kann die Kraftwirkung F_a des Piezostapels laut Gleichung (3.21) beschrieben werden, wobei U_a der elektrischen Aktorspannung, E_a dem Elastizitäts-Modul des Aktors, A_a der Querschnittsfläche, l_a der Länge

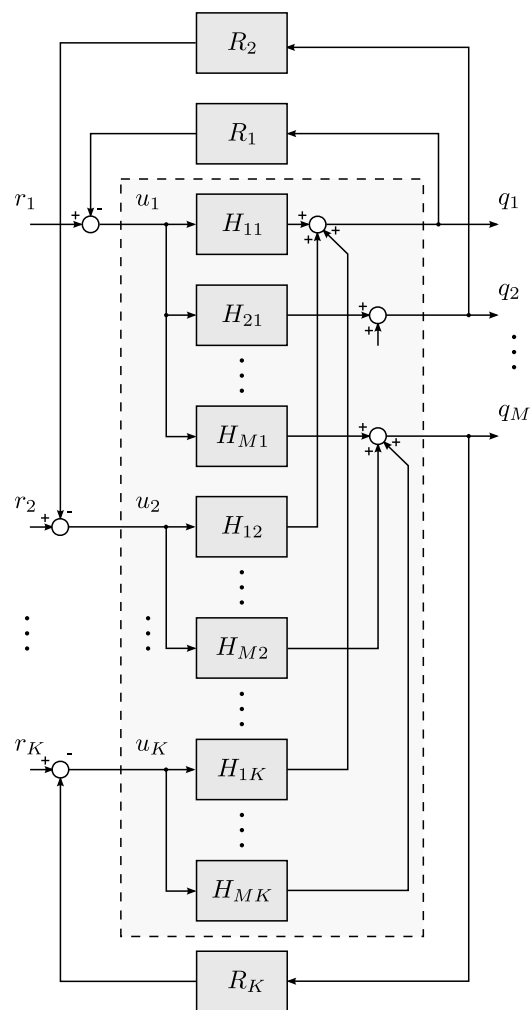


Abbildung 3.1: Übertragungsfunktionsmatrix mit K dezentralen Reglern R_1 bis R_K

und d_{33} der piezoelektrischen Ladungskonstante in Feldrichtung und Längungsrichtung entspricht.

$$F_a = \frac{d_{33}U_a E_a A_a}{l_a} \quad (3.21)$$

Da sich die Impedanz des Stapelaktors bezüglich seiner elektrischen Anschlüsse hauptsächlich als kapazitiver Blindwiderstand

$$X_p = \frac{1}{j\omega C_p} \quad (3.22)$$

mit C_p als der Kapazität des Stacks darstellt, muss dies bei der Wahl der Leistungsverstärker berücksichtigt werden.

Als dynamisch messende Sensoren werden häufig auf piezoelektrischen Keramiken basierte Kraft- oder Beschleunigungsaufnehmer verwendet. Da die durch mechanische Deformation erzeugte Ladung ausgewertet wird, müssen diese Sensoren mit einem Impedanzwandler oder Ladungsverstärker betrieben werden. Aufgrund des endlichen Eingangswiderstands R_e dieser Geräte und des kapazitiven Verhaltens der Sensoren mit der Kapazität C_s entsteht ein Hochpass, wozu die untere Grenzfrequenz f_u des Sensors durch

$$f_u = \frac{1}{2\pi R_e C_s} \quad (3.23)$$

gegeben ist. Der nutzbare Frequenzbereich und die durch das Filter entstehende Phasenverschiebung müssen daher bei der Auslegung der Signalverarbeitung ebenfalls einbezogen werden.

3.3 Zeitdiskrete Signalverarbeitung

Die kontinuierliche Darstellung des mechanischen Systems aus (3.8) kann nach [146] in eine zeitdiskrete Darstellung überführt werden, wodurch die Berechnung auf einem digitalen Signalprozessor ausgeführt werden kann. Der Zusammenhang zwischen kontinuierlicher und diskreter Zustandsraumdarstellung ist nach [146] durch (3.24) und (3.25)

$$\mathbf{A}_d = e^{\mathbf{A}_s T} \quad (3.24)$$

$$\mathbf{B}_d = (e^{\mathbf{A}_s T} - \mathbf{I})\mathbf{A}_s^{-1}\mathbf{B}_s \quad (3.25)$$

gegeben, wobei T das Diskretisierungsintervall, \mathbf{A}_d die Systemmatrix und \mathbf{B}_d die Eingangsmatrix der diskreten Zustandsraumdarstellung darstellen. Ausgangsmatrix \mathbf{C}_s und Durchgriff \mathbf{D}_s bleiben erhalten. Zur rechnergestützten Verarbeitung kann die Berechnung von \mathbf{A}_d in eine unendliche Reihe [146] entwickelt werden (3.26),

$$\mathbf{A}_d = \mathbf{I} + \mathbf{A}_s T + \mathbf{A}_s^2 \frac{T^2}{2!} + \mathbf{A}_s^3 \frac{T^3}{3!} + \dots = \sum_{n=0}^{\infty} \mathbf{A}_s^n \frac{T^n}{n!} \quad (3.26)$$

wobei mit Umstellen von Gleichung (3.26) zu

$$\mathbf{A}_d = \mathbf{I} + \mathbf{S}\mathbf{A}_s \quad (3.27)$$

$$\mathbf{S} = T \left(\mathbf{I} + \mathbf{A}_s \frac{T}{2!} + \mathbf{A}_s^2 \frac{T^2}{3!} + \dots \right) \mathbf{A}_s \quad (3.28)$$

und

$$\mathbf{B}_d = \mathbf{S}\mathbf{B}_s \quad (3.29)$$

$$(3.30)$$

die Inversion von A_s umgangen werden kann [146].

Mithilfe der bilinearen oder Tustin Transformation [144, 120, 80] kann die kontinuierliche Darstellung der Übertragungsfunktion nach Gleichung (3.31) ebenfalls in die zeitdiskrete Darstellung überführt werden, wobei w_s der Abtastkreisfrequenz, f_s der Abtastfrequenz und s_n der auf die Eigenfrequenz w_0 normierten komplexen Frequenzvariable s entspricht.

$$s_n = \frac{s}{w_0} = \lambda \frac{z-1}{z+1} \quad (3.31)$$

$$\lambda = \cot \left(\frac{\pi \omega_0}{\omega_s} \right) \quad (3.32)$$

$$\omega_s = 2\pi f_s = \frac{2\pi}{T} \quad (3.33)$$

$$H_{bil}(z) = \frac{1}{\omega_0^2 (\lambda^2 + 2\theta\lambda + 1)} \frac{(1 + 2z^{-1} + z^{-2})}{1 + \frac{2 - 2\lambda^2}{\lambda^2 + 2\theta\lambda + 1} z^{-1} + \frac{\lambda^2 - 2\theta\lambda + 1}{\lambda^2 + 2\theta\lambda + 1} z^{-2}} \quad (3.34)$$

Durch Anwendung der bilinearen Transformation wird die imaginäre $j\omega$ -Achse der komplexen s -Ebene auf den Einheitskreis der z -Ebene abgebildet, wobei durch die Abbildung des Wertebereichs der kontinuierlichen Darstellung von ω von 0 bis $+\infty$ auf den diskreten Bereich von 0 bis $\frac{1}{2}\omega_s$ eine Verzerrung der Frequenzachse stattfindet [144]. Diese kann vernachlässigt werden, soweit ω_s wesentlich höher als der interessierende Frequenzbereich gewählt ist. Durch eine Vorkrümmung der Frequenzachse nach (3.32) kann der interessierende Frequenzbereich um ω_0 möglichst exakt abgebildet werden, für

$$\lambda = 2\omega_s \quad (3.35)$$

wird die nicht vorgekrümmte bilineare Transformation durchgeführt [120].

Eine weitere Möglichkeit der Überführung in die zeitdiskrete Darstellung ist die impulsinvariante Transformation, welche die Impulsantwort des zeitdiskreten Systems durch Abtastung der Impulsantwort des kontinuierlichen Systems herleitet. Eine detaillierte Beschreibung ist in [120, 80, 113] ausgeführt, wobei die Abbildung im wesentlichen durch

$$\frac{A_i}{s - p_i} \rightarrow \frac{A_i}{1 - e^{p_i T} z^{-1}} \quad (3.36)$$

beschrieben werden kann. Hierbei stellt p_i die Pole des kontinuierlichen Systems, mit

$$p_{1,2} = -\theta\omega_0 \pm \omega_0 \sqrt{\theta^2 - 1} \quad (3.37)$$

für das System mit einem Freiheitsgrad nach Gleichung (3.16), dar und T wiederum das Abtastintervall. Zur Bestimmung von $H_{imp}(z)$ wird $H(s)$ als Summe von Partialbrüchen

umgeformt und die einzelnen Terme entsprechend Abbildung (3.36) transformiert. Werden die transformierten Terme noch mit dem Abtastintervall T multipliziert, um diese unabhängig von der Wahl des Abtastintervalls zu machen [113], so kann H_{imp} für die Übertragungsfunktion aus (3.16) nach Gleichung

$$H_{imp}(z) = T \frac{-[(p_1 - p_2)^{-1} e^{p_2 T} + (p_2 - p_1)^{-1} e^{p_1 T}] z^{-1}}{1 - [e^{p_1 T} + e^{p_2 T}] z^{-1} + e^{p_1 T + p_2 T} z^{-2}} \quad (3.38)$$

dargestellt werden. Zum Vergleich der Verfahren wurden diese auf eine Strecke mit Tiefpassverhalten, am Beispiel der Übertragungsstrecke von Kraft zu Verschiebung (Gleichung (3.16)), und auf eine Strecke mit Hochpassverhalten, am Beispiel der Übertragungsstrecke von Kraft zu Beschleunigung (Gleichung (3.39)), angewendet.

$$H_{hp}(s) = \frac{s^2 Q}{U} = \frac{s^2}{s^2 + 2\theta\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (3.39)$$

Für die Systeme wurde

$$m = 1 \text{ kg} \quad (3.40)$$

$$d = 10 \frac{\text{Ns}}{\text{m}} \quad (3.41)$$

$$k = 400 \times 10^3 \frac{\text{N}}{\text{m}} \quad (3.42)$$

$$T = 1 \text{ ms} \quad (3.43)$$

gewählt, wobei für die Zustandsraumdarstellung des Tiefpass-Systems nach Gleichung (3.8) und Gleichung (3.9) die Diskretisierung nach Gleichung (3.24) und Gleichung (3.25) durchgeführt wird. Für das Hochpass-System mit der Beschleunigung als Ausgangsgröße ergibt sich die Zustandsraumdarstellung zu Gleichung (3.44).

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} -\mathbf{M}^{-1}\mathbf{K} & -\mathbf{M}^{-1}\mathbf{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{M}^{-1}\mathbf{F}_e \end{bmatrix} \mathbf{u} \quad (3.44)$$

Beim Vergleich zeigt sich, dass die Pole der Darstellungen des Ein-Freiheitsgrad-Systems bei allen Diskretisierungsverfahren exakt transformiert werden, was in Abbildung 3.2 und Abbildung 3.3 an der guten Übereinstimmung der Resonanzfrequenz und Dämpfung der zeitdiskreten Darstellungen mit den Größen der kontinuierlichen Strecke und auch im Pol-Nullstellendiagramm aus Abbildung 3.4 ersichtlich ist. Generell ist eine unterschiedliche gute Eignung feststellbar, welche sich hauptsächlich in Abweichungen bei der Transformation der Nullstellen äußert und woraus die in [80] schlechte Anwendbarkeit der Impulsinvarianztransformation für Hochpass-Systeme sichtbar wird. Ebenfalls zeigen sich Abweichungen im Phasengang bei der Transformation der Zustandsraumdarstellung nach [146] (ZOH). Bei der bilinearen Transformation werden die bei der Frequenz $f = +\infty$ und $f = 0$ liegenden Nullstellen der kontinuierlichen Darstellung auf die Nyquistfrequenz bzw. auf $f = 0$ transformiert, was sich in einem stärkeren Abklingen bei dem System mit Tiefpass-Verhalten äußert und zunimmt, je niedriger die Abtastkreisfrequenz ω_s relativ zur Resonanzfrequenz ω_0 des Systems gewählt wird. Weiterhin kann eine Diskretisierung über ein Halteglied 1. Ordnung (FOH) durchgeführt werden [49], welche das kontinuierliche Systemverhalten in beiden Fällen sehr gut approximiert, aber aufgrund der komplexen

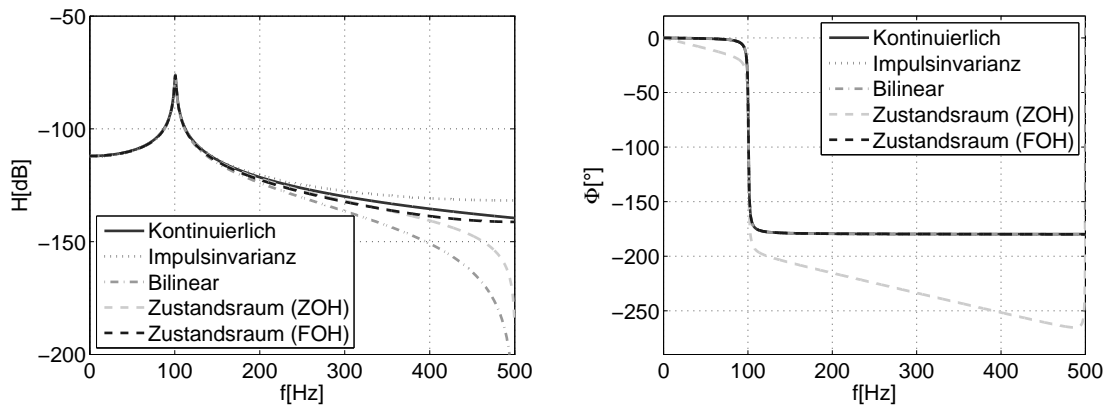


Abbildung 3.2: Vergleich der Diskretisierungsverfahren anhand des Amplitudengangs (links) und des Phasengangs (rechts) der Übertragungstrecke von Kraft zu Verschiebung

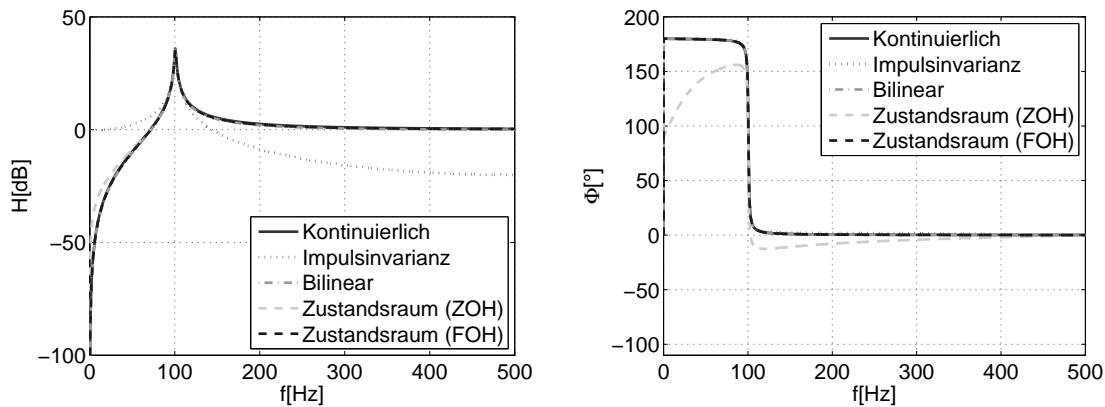


Abbildung 3.3: Vergleich der Diskretisierungsverfahren anhand des Amplitudengangs (links) und des Phasengangs (rechts) der Übertragungstrecke von Kraft zu Beschleunigung

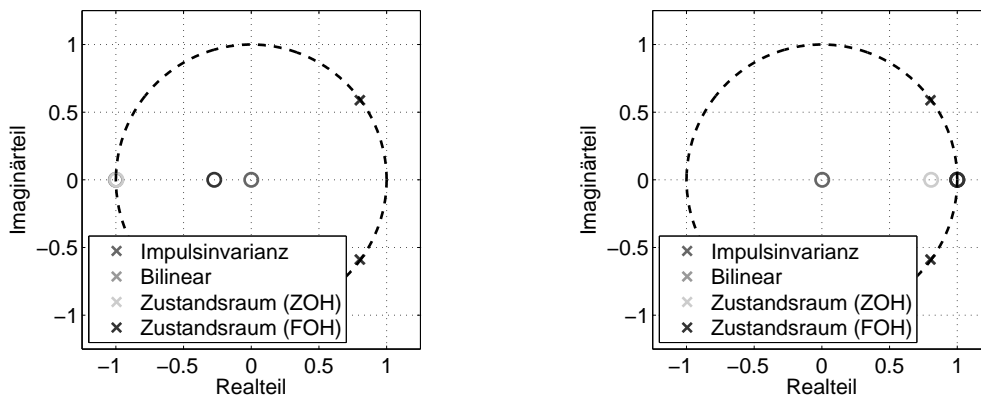


Abbildung 3.4: Vergleich der Diskretisierungsverfahren anhand des Pol-Nullstellendiagramms der Übertragungstrecke von Kraft zu Verschiebung (links) und der Übertragungstrecke von Kraft zu Beschleunigung (rechts)

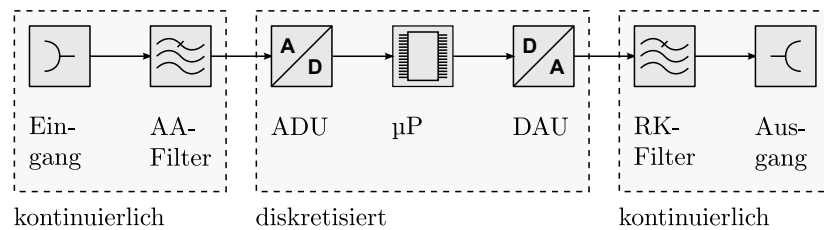


Abbildung 3.5: Zeitdiskretes Signalverarbeitungssystem

Berechnung nicht für die Umsetzung auf einem Echtzeitsystem geeignet ist und daher nicht detaillierter dargestellt wird.

Zur Verarbeitung der zeitdiskreten Darstellungen auf einem Signalprozessor müssen die mit einem Sensor erfassten kontinuierlichen Eingangssignale einer Abtastung unterzogen, diskret verarbeitet und anschließend wieder in ein zeitkontinuierliches Signal zur Ansteuerung der Aktoren überführt werden, wobei der grundlegende Aufbau eines Systems zur zeitdiskreten Signalverarbeitung in Abbildung 3.5 dargestellt ist. Der zeitdiskrete Teil beinhaltet hierbei den Analog-Digital-Umsetzer (ADU), den Mikroprozessor (μP) und den Digital-Analog-Umsetzer (DAU). Die Abtastfrequenz

$$f_s = \frac{\omega_s}{2\pi} \quad (3.45)$$

ist entsprechend zu wählen, so dass das Abtasttheorem [80] nicht verletzt wird. Die Abtastfrequenz f_s muss daher mindestens doppelt so hoch gewählt werden, wie die im Signal vorkommende höchste Frequenzkomponente, um den Überlappungs- oder Aliasing-Effekt zu vermeiden. Da bei kontinuierlichen mechanischen Strukturen mit einer unendlichen Anzahl an Freiheitsgraden [57] nicht von einer Bandbegrenzung der zeitkontinuierlichen Signale ausgegangen werden kann, muss das abgetastete Signal durch ein Tiefpassfilter auf den Frequenzbereich bis zur Nyquistfrequenz

$$f_n = \frac{f_s}{2} \quad (3.46)$$

begrenzt werden [80]. Ebenso muss zur Rekonstruktion des zeitkontinuierlichen Signals das periodische Spektrum des zeitdiskreten Signals durch ein Tiefpassfilter auf das Abtastband begrenzt werden [31].

Die Auslegung der Eckfrequenz f_g der Anti-Aliasing- (AA) und Rekonstruktions- (RK) Filter ist wegen des inheränten Phasenabfalls ein Kompromiss zwischen hoher Unterdrückung der Überlappungsfrequenzen und geringer Phasenverschiebung der diskretisierten und rekonstruierten Signale, da durch die begrenzte Rechenleistung der Signalverarbeitungseinheiten f_s oftmals nicht wesentlich größer als $2f_g$ gewählt werden kann. Weiterhin kann durch die Wahl der Filtercharakteristik Einfluss auf die Unterdrückung des Überlappungsbandes genommen werden, geeignete Charakteristiken sind Butterworth, Caueer oder elliptische Filter und Mischungen aus diesen.

3.4 Zeitdiskrete Filter

Bei der Umsetzung zeitdiskreter oder digitaler Filter können zwei Hauptformen unterschieden werden, Systeme mit endlicher (FIR: *Finite Impulse Response*) und Systeme mit

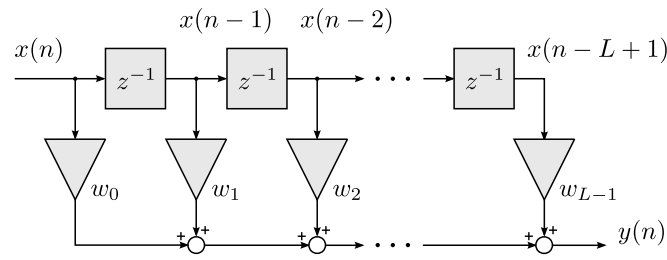


Abbildung 3.6: FIR- oder transversales Filter

nicht endlicher (IIR: *Infinite Impulse Response*) Impulsantwort [80]. Abbildung 3.6 zeigt das Blockschaltbild eines FIR- oder transversalen Filters, welches aus einer Verzögerungskette zur Speicherung der letzten Abtast Schritte des Eingangssignals $x(n)$ bis $x(n-l+1)$ besteht und den Koeffizienten w_0 bis w_{L-1} . Wie aus dem Blockschaltbild ersichtlich ist, wird das Ausgangssignal in jedem Abtastschritt durch Summation der mit den Koeffizienten gewichteten letzten Abtast Schritte des Eingangssignals gebildet und kann mit der Differenzgleichung (3.47)

$$y(n) = \sum_{k=0}^{L-1} w_k x(n-k) \quad (3.47)$$

beschrieben werden. Durch Transformation in den z -Bereich kann die Übertragungsfunktion des FIR-Systems nach Gleichung (3.48) bestimmt werden [80].

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = H_{fir}(z) = \sum_{k=0}^{L-1} w_k z^{-k} \quad (3.48)$$

Da das FIR-System durch den Nenner von 1 immer genau einen L -fachen Pol im Ursprung hat, ist hiermit eine wichtige Eigenschaft charakterisiert, die bedingungslose Stabilität des Filters für endliche Werte der Koeffizienten w_k . Weiterhin bedingen geringe Abweichungen der Filterkoeffizienten geringe Änderungen im Übertragungsverhalten des FIR-Systems [31], welches für die Auswirkung von Modellierungsfehlern bei der Systemidentifikation interessant sein kann. Da das FIR-Filter mit seinen Koeffizienten direkt die abgetastete Impulsantwort des Systems darstellt [31], muss für schwach gedämpfte Systeme unter Umständen eine sehr große Anzahl an Koeffizienten genutzt werden, um Abschneideeffekte zu vermeiden.

Dies ist beim IIR-Filter nicht gegeben, da durch die Rekursion des Ausgangssignals $y(n)$ auch resonante Systeme effizient dargestellt werden können. Abbildung 3.7 zeigt die Blockschaltbilddarstellung des IIR-Systems mit der Differenzgleichung nach Gleichung (3.49).

$$y(n) = \sum_{k=0}^M b_k x(n-k) + \sum_{k=1}^N a_k y(n-k) \quad (3.49)$$

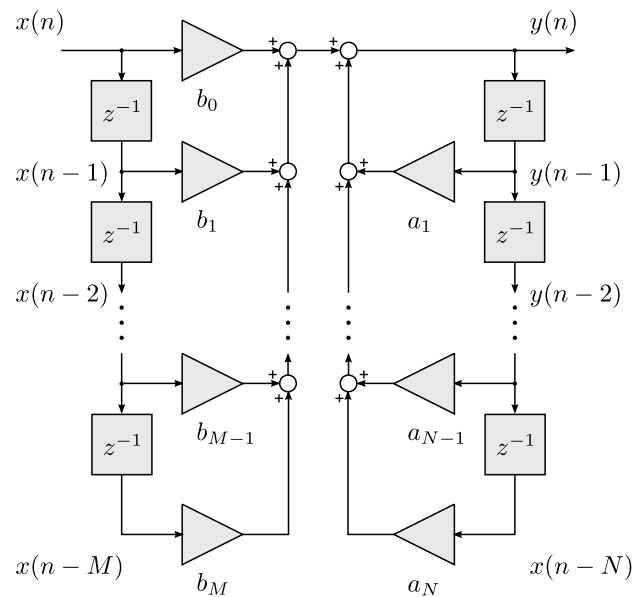


Abbildung 3.7: IIR- oder rekursives Filter, Direktform I

Durch Anwendung der z-Transformation lässt sich die Übertragungsfunktion zu Gleichung (3.50)

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = H_{iir}(z) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{1 - \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} \quad (3.50)$$

bestimmen, welche durch die Nennerkoeffizienten a_k Pole des Systems bei den Nullstellen des Nennerpolynoms besitzt. Hierdurch bietet sich die Möglichkeit eines instabilen Systemverhaltens, welches für Pole von $H_{iir}(z)$ außerhalb des Einheitskreises der komplexen z-Ebene gegeben ist.

3.5 Signalprozessoren und Rapid Prototyping von Regelungsalgorithmen

Für die Auswahl der Signalprozessoren spielt die Abtastfrequenz, die Komplexität der Algorithmen und die Anzahl der gleichzeitig zu verarbeitenden Kanäle eine wesentliche Rolle. Für eine effiziente Umsetzung muss daher ein möglichst gut angepasster Prozessor ausgewählt werden, wobei auch eine einfache Portierbarkeit der Algorithmen auf unterschiedliche Signalverarbeitungshardware interessant sein kann, um eine gute Anpaßbarkeit an unterschiedliche Anwendungsszenarien zu gewährleisten. Zunehmend werden daher zur Umsetzung der Algorithmen zur Regelung und Signalverarbeitung modellbasierte Beschreibungswerkzeuge mit einer anschließenden automatisierten Erzeugung des Quelltextes genutzt, welcher mit einem entsprechenden Zielcompiler für die jeweilige Mikroprozessorarchitektur übersetzt werden kann. Vorteil ist die Nutzung eines identischen Modells des Algorithmus sowohl für numerische Untersuchungen in der Simulation als

auch für experimentelle Untersuchungen auf dem Rapid-Control-Prototyping (RCP) System, wodurch ein Entwicklungszyklus nach dem V-Modell besonders effizient umgesetzt werden kann [92] und durch den modellbasierten Ansatz eine anschließende Umsetzung auf angepasste Hardware ermöglicht wird.

Für Laboraufbauten werden häufig RCP Systeme basierend auf in Personalcomputern verwendeten Mikroprozessoren genutzt, welche in der Regel über eine akzeptable Rechenleistung, ausreichende Speichergröße und eine hohe Auflösung der ADU und DAU mit einer entsprechenden Anzahl an analogen Ein- und Ausgangskanälen verfügen. Weiterhin sind diese Systeme meist durch zusätzliche Prozessor- und Peripheriekarten erweiterbar, wodurch eine grundsätzliche Modularität und Skalierbarkeit gewährleistet wird und es bestehen komfortable Möglichkeiten zur Parametrierung, Fehlersuche und -behebung der Algorithmen. Hinsichtlich der Umsetzung eines adaptronischen Systems, welches die Integration sowohl der aktorischen und sensorischen Funktionalitäten als auch der Signalverarbeitung zum Ziel hat, sind diese Systeme zur Untersuchung der Algorithmen geeignet, bieten jedoch durch die allgemeine Auslegung und die Baugröße geringes Potential für die Systemintegration der Verfahren.

Eingebettete Systeme basierend auf Mikrocontrollern (μC), digitalen Signalprozessoren (DSP) oder digitalen Signalcontrollern (DSC) werden in unterschiedlichen Anwendungen zur Steuerung und Regelung eingesetzt und bieten ein höheres Potential für die Systemintegration, wobei oftmals periphere Elemente wie die ADU, DAU und digitale Schnittstellen auf einem integrierten Schaltkreis (IC) zusammengefasst sind. Nachteil kann abhängig von der Anwendung die im Vergleich zu RCP-Systemen oftmals geringere verfügbare Rechenleistung und limitierte Größe des flüchtigen Speichers sein, welche die Umsetzung von etablierten Algorithmen (Abschnitt 2.2) zur adaptiven Schwingungskompensation verhindern. Zusätzlich kann die Unterstützung des Mikroprozessors für Gleitkommazahlen hilfreich zur Implementierung der digitalen Signalverarbeitung sein, da aufwendige Skalierungen der Variablen hinsichtlich der unterschiedlichen Anwendungen und Zielsysteme entfallen [31].

Durch Ansteuerung der Aktorik des aktiven Systems in mehreren Freiheitsgraden kann oftmals eine höhere Güte der Schwingungsreduktion erreicht werden [68], wobei durch die Kopplung des mechanischen Systems die entsprechenden Übertragungstrecken bei der Implementierung berücksichtigt werden müssen und damit auch leistungsfähige Prozessoren bei der Umsetzung des aktiven Systems limitiert sind. Als Anforderungen an eine Signalverarbeitungsplattform für adaptronische Systeme können damit folgende Punkte genannte werden:

- Modularität
- Skalierbarkeit
- Parametrierbarkeit
- Modellbasierte Implementierung
- Kompakte Bauform

wobei zusätzlich zu diesen Eigenschaften ebenfalls die Kosten des Signalverarbeitungssystems berücksichtigt werden können. In Tabelle 3.1 wird eine Gegenüberstellung verschiedener Systeme durchgeführt, wobei für die Bewertung gängige und gemittelte Eigenschaften der einzelnen Prozessortypen und Systeme verwendet werden sollen. Durch die Vielfalt

Eigenschaft \ Plattform	RCP	EPC	DSP	DSC	μ C
Modularität/Skalierbarkeit	++	○	--	--	--
Implementierung/Portabilität	++	+	○	○	--
Rechenleistung/Speichergröße	++	+	+	○	-
Baugröße	--	-	○	+	++
Kosten	--	○	○	+	++
Parametrierbarkeit	++	+	--	--	--
Summe	16	14	9	10	9

Tabelle 3.1: Gegenüberstellung und Bewertung der vornehmlichen Eigenschaften verschiedener digitaler Signalverarbeitungsplattformen ($++ \hat{=} 4$, $+$ $\hat{=} 3$, ... $-- \hat{=} 0$)

der Architekturen und Entwicklungswerkzeuge im Bereich der DSP, DSC und μ C und die stetige Weiterentwicklung soll hierzu nur eine Abschätzung der Vor- und Nachteile zur Umsetzung aktiver und adaptronischer Systeme durchgeführt werden. Weiterhin können abhängig von der Anwendung verschiedene Aspekte wie Kosten und Baugröße der Signalverarbeitung eine untergeordnete- oder übergeordnete Rolle spielen, zum Beispiel wenn eine aktive Schwingungsreduktion zur Steigerung der Qualität eines Produktionsprozesses oder zur Komfortsteigerung im Kraftfahrzeugbereich realisiert wird. Eine Skalierbarkeit und Modularität des Systems und der Verfahren sollte hingegen für alle denkbaren und sinnvollen Anwendungsfälle gegeben sein, um eine Beschränkung hinsichtlich der effizienten Umsetzung des aktiven Systems zu vermeiden.

Entsprechend der Vorgaben können in Tabelle 3.1 die auf den zuvor genannten Mikroprozessorarchitekturen aufbauenden Systeme und zusätzlich eine auf einem eingebetteten Personalcomputer basierende Plattform (EPC) bewertet werden, wobei bei einer gleichmäßigen Gewichtung der Faktoren erwartungsgemäß das RCP System die beste Eignung zeigt. Insgesamt betrachtet kann für keines der Systeme eine Eignung in allen Punkten festgestellt werden, wobei vornehmlich eine Verknüpfung der guten Eigenschaften des RCP Systems hinsichtlich Skalierbarkeit und Parametrierbarkeit mit den Eigenschaften des DSC Systems hinsichtlich Baugröße und Kosten vorteilhaft erscheint.

Kapitel 4

Regelung und adaptive Schwingungskompensation

In diesem Kapitel soll ein Überblick über nicht modellbasierte Regelungsstrategien und geeignete Verfahren zur Schwingungskompensation, -regelung und Identifikation mechanischer Systeme mit adaptiven Filtern gegeben werden. Ein besonderer Aspekt ist hierbei die Implementierung auf eingebetteten Systemen, welche für die Signalverarbeitung des aktiven Systems genutzt werden sollen um einen höheren Grad der Systemintegration zu erreichen. Aus diesem Grund wird im besonderen auf Algorithmen mit der Möglichkeit einer Skalierung des Rechenaufwands eingegangen, wie auch auf Regelgesetze, die geringe Anforderungen an die Systemressourcen stellen, wie z.B. mit analoger Schaltungstechnik realisierbare quasi-kollokierte Rückführungen [128].

4.1 Aktive Schwingungsdämpfung

In [128] werden verschiedene Methoden aufgeführt, welche zur Vibrationsregelung verwendet werden können. Wesentliche Eigenschaften sind die kollokierte Anordnung der Aktoren und Sensoren, welche sich mit dem entsprechenden Regelgesetz in einer asymptotischen Stabilität des geschlossenen Regelkreises für alle Werte der Rückführverstärkung ≥ 0 äußert. Als mit Kraftaktoren und Beschleunigungs- oder Kraftsensoren nutzbare Konzepte bieten sich nach Preumont [128] eine Geschwindigkeitsrückführung, eine integrale Kraft-rückführung oder eine Beschleunigungsrückführung über ein Filter 2. Ordnung an, wobei sich alle aufgeführten Regelgesetze in Form einer analogen elektronischen Schaltung mit wenigen Komponenten realisieren lassen.

Wird ein mechanisches System mit einem Freiheitsgrad nach Gleichung (3.39) angenommen, so kann die Geschwindigkeitsrückführung nach Integration des Beschleunigungssignals und Einfügen eines Verstärkungsglieds g (Gleichung (4.1)) als geschlossener Regelkreis nach Gleichung (4.2) beschrieben werden, wobei eine Anordnung des Reglers nach Abbildung 3.1 mit $K = M = 1$ gewählt wurde.

$$R_{vf}(s) = \frac{Y}{Q} = \frac{g}{s} \quad (4.1)$$

$$G_{vf}(s) = \frac{Q}{R} = \frac{s^2}{s^2 + (2\theta\omega_0 + g)s + \omega_0^2} \quad (4.2)$$

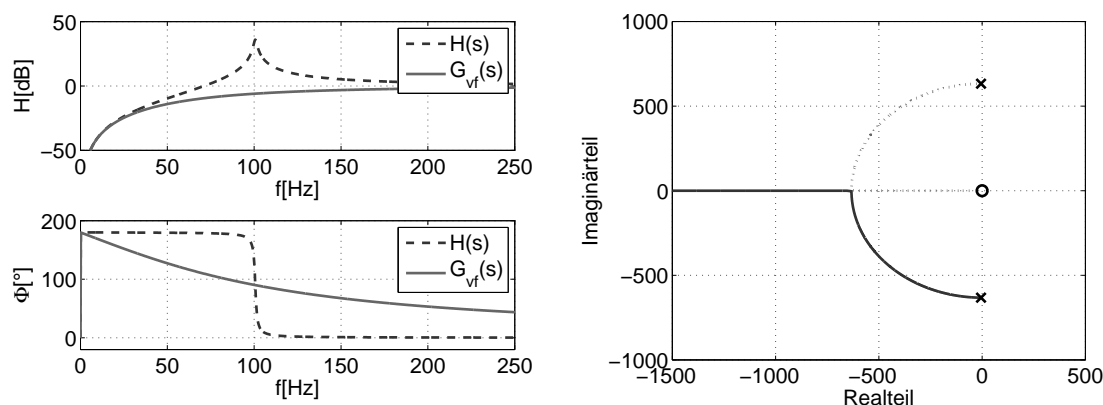


Abbildung 4.1: Aktive Dämpfung durch Rückführung der Geschwindigkeit, Amplituden- und Phasengang des offenen und geschlossenen Kreises (links) und Wurzelortskurve des geschlossenen Kreises (rechts)

An der Wurzelortskurve des geschlossenen Kreises (Abbildung 4.1 rechts) ist ersichtlich, dass die Geschwindigkeitsrückführung für kollokierte, minimalphasige Systeme für alle Werte von $g \geq 0$ stabil ist, da die Äste der Wurzelortskurve gegen Null oder $-\infty$ streben und sich die Pole daher stets in der linken Halbebene befinden. Die Pole werden reell für einen Verstärkungsfaktor

$$g \geq 2\omega_0(1 - \theta) \quad (4.3)$$

womit das System nicht mehr schwingungsfähig ist (Abbildung 4.1, links), wobei bis zu diesem Punkt die Dämpfung proportional zu g erhöht werden kann. Asymptotische Stabilität kann ebenfalls für die Rückführung der Beschleunigung über ein Filter 2. Ordnung nach Gleichung (4.4) garantiert werden, soweit die Regelstrecke ebenfalls alternierende Pole und Nullstellen aufweist [128].

$$R_{af}(s) = \frac{Y}{Q} = \frac{g\omega_c^2}{s^2 + 2\theta_c\omega_c + \omega_c^2} \quad (4.4)$$

$$G_{af}(s) = \frac{Q}{R} = \frac{s^4 + 2\theta_c\omega_0s^3 + \omega_0^2s^2}{s^4 + 2\omega_0(\theta_c + \theta)s^3 + \omega_0^2(g + 4\theta_c\theta + 2)s^2 + 2\omega_0^3(\theta + \theta_c)s + \omega_0^4} \quad (4.5)$$

Wird $\omega_c = \omega_0$ angenommen, so kann der geschlossene Regelkreis nach Gleichung (4.5) beschrieben werden. An der Wurzelortskurve des geschlossenen Kreises (Abbildung 4.2) ist ersichtlich, dass im Gegensatz zur Geschwindigkeitsrückführung mit einer Steigerung des Verstärkungsfaktors g der Rückführung nicht für alle Werte ≥ 0 eine Erhöhung der Dämpfung der Strukturpole erzielt werden kann. Es stellt sich ein Optimum für einen Wert von g ein, bei dem die Strukturpole mit den Polen des Rückführungs- oder Regelfilters übereinstimmen oder am Dichtesten angenähert sind.

Da bei realen Systemen die Minimalphasigkeit der Regelstrecke durch die Anordnung des Aktors und des Sensors nicht für alle Frequenzstellen garantiert werden kann und bei elastischen mechanischen Strukturen mit verteilter Masse prinzipiell unendlich viele Eigenfrequenzen [44] auftreten, wird die Leistungsfähigkeit der Geschwindigkeitsrückführung limitiert, da diese ohne Begrenzung des Frequenzbereichs auf das System wirkt. Mit dem inhärenten Hochpassverhalten des piezoelektrischen Beschleunigungsaufnehmers

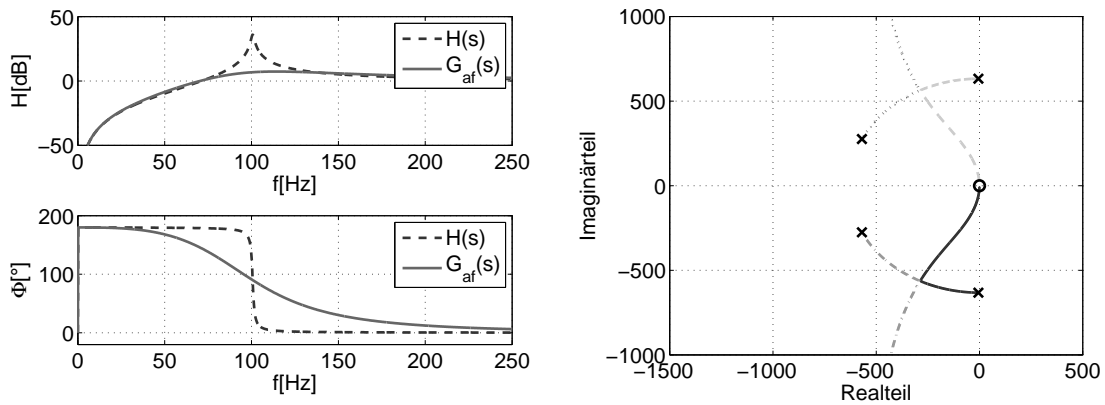


Abbildung 4.2: Aktive Dämpfung durch Rückführung der Beschleunigung über ein Tiefpassfilter 2. Ordnung, Amplituden- und Phasengang des offenen und geschlossenen Kreises (links) und Wurzelortskurve des geschlossenen Kreises (rechts)

(Gleichung (3.23)) wird die Regelstrecke im unteren Frequenzbereich bandbegrenzt, weiterhin kann durch Einfügen eines Tiefpasses 2. Ordnung die Regelstrecke zusätzlich im oberen Frequenzbereich bandbegrenzt werden und hierdurch die Stabilitätsgrenze bei nicht minimalphasigen Regelstrecken erhöht werden [128]. Die Wirkungsweise der beiden Regelgesetze für Systeme mit mehreren Freiheitsgraden kann anhand der Übertragungstrecken eines vereinfachten Modells einer aktiven Lagerung mit zwei Lagerstellen betrachtet werden.

Wird ein System mit einem translatorischen und einem rotatorischen Freiheitsgrad nach Abbildung 4.3 angenommen, wozu eine ausführliche Beschreibung in [51] nachgelesen werden kann, so können die Matrizen der Zustandsraumdarstellung für zwei Kraftangriffspunkte F_1 und F_2 als Aktoren, zwei Beschleunigungsausgänge \ddot{z}_1 und \ddot{z}_2 als Sensoren und zwei Verschiebungseingänge z_3 und z_4 als Fußpunkterregung nach Gleichung (A.4) bis Gleichung (A.7) aufgestellt werden. Als Zustandsgrößen wurden die Verschiebung w_1 im Schwerpunkt und die Drehung um den Schwerpunkt v_1 gewählt, weshalb zur Bestimmung der Ein- und Ausgangsgrößen die Transformationsmatrizen nach Gleichung (A.8) und (A.9) verwendet wurden. Das grundsätzliche mechanische System besteht hierbei aus einem Stab mit der Masse m und dem Trägheitsmoment j , welcher auf zwei Federn mit den Federsteifigkeiten k_1 und k_2 und zwei Dämpfern mit den Dämpfungskonstanten d_1 und d_2 gelagert ist. Der Stab besitzt einen Schwerpunkt, welcher durch die Längen l_1 und l_2 bestimmt ist. Die Verschiebung an den Fußpunkten wird über einen zweiten masselosen Stab mit der Verschiebung w_2 und der Verdrehung v_2 aufgebracht und dient als Störgröße.

Die Übertragungsfunktionen im Laplace-Bereich können, wie in Abschnitt 3.1 beschrieben wird, aus der Zustandsraumdarstellung nach Gleichung (4.6)

$$\mathbf{H}_s(s) = \frac{\mathbf{Y}(s)}{\mathbf{U}(s)} = \mathbf{C}_s(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_s)^{-1}\mathbf{B}_s + \mathbf{D}_s \quad (4.6)$$

bestimmt werden [146], wobei \mathbf{H}_s die Übertragungsmatrix (Abbildung 3.1) des offenen Regelkreises darstellt. Zur Betrachtung des geschlossenen Regelkreises der Geschwindigkeits- und Beschleunigungsrückführung wird die nicht minimalphasige Strecke H_{12} von der Aktorkraft F_1 zum Beschleunigungsausgang \ddot{z}_2 betrachtet. Die Wurzelortskurve des Systems mit Geschwindigkeitsrückführung und zusätzlichem Tiefpass 2. Ordnung ist in Abbildung

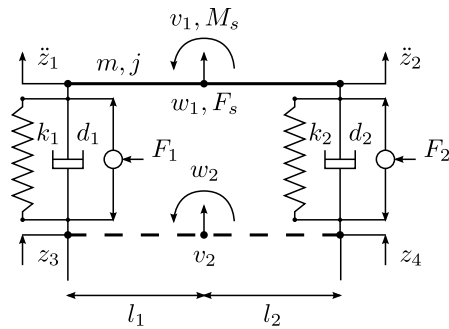


Abbildung 4.3: Vereinfachtes Modell einer aktiven Lagerung mit zwei Aktoren und zwei Freiheitsgraden

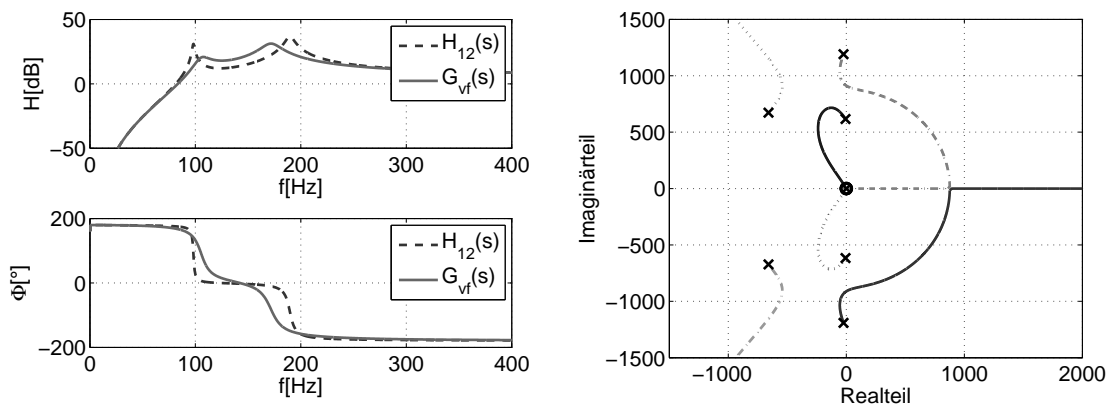


Abbildung 4.4: Aktive Dämpfung durch Rückführung der Geschwindigkeit mit Begrenzung des Frequenzbereichs über ein Tiefpassfilter 2. Ordnung, Amplituden- und Phasengang des offenen und geschlossenen Kreises (links) und Wurzelortskurve des geschlossenen Kreises (rechts)

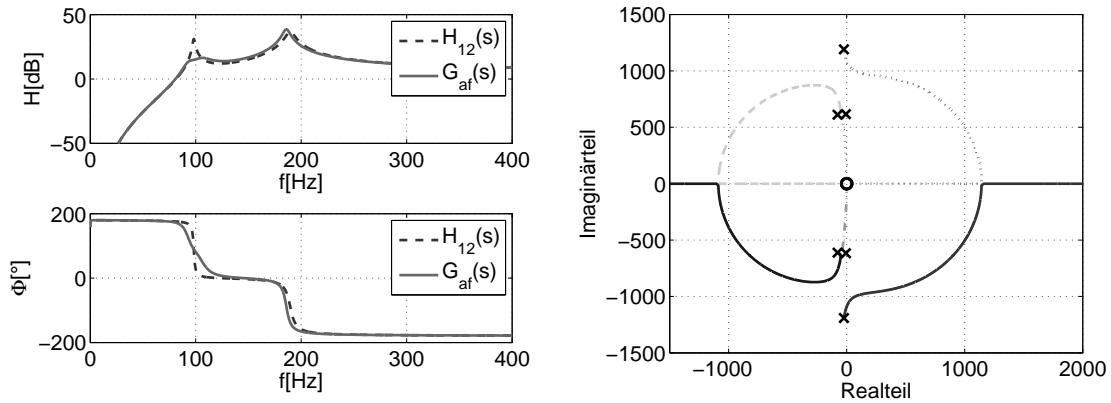


Abbildung 4.5: Aktive Dämpfung durch Rückführung der Beschleunigung über ein Tiefpassfilter 2. Ordnung, Amplituden- und Phasengang des offenen und geschlossenen Kreises (links) und Wurzelortskurve des geschlossenen Kreises (rechts)

4.4 rechts dargestellt und zeigt, dass der geschlossene Regelkreis durch die Pole der zweiten Eigenfrequenz instabil wird, wobei die Pole ohne Bandbegrenzung bei kleineren Schleifenverstärkungen in die rechte Halbebene der komplexen Ebene wandern würden. Für die Beschleunigungsrückführung über das Filter 2. Ordnung ergibt sich in dem Beispiel ein ähnlicher Verlauf der Wurzelortskurve, wobei sich das Verhalten des geschlossenen Kreises durch den zusätzlichen Parameter der Dämpfung des Regelfilters zu einer geringeren Beeinflussung der zweiten Eigenfrequenz wählen lässt. Abbildung 4.5 rechts zeigt die Wurzelortskurve des geschlossenen Kreises mit Beschleunigungsrückführung über das Filter 2. Ordnung, wobei die erzielte Dämpfung der ersten Eigenfrequenz für beide Darstellungen gleich ausgelegt wurde. Der Kreis wird in diesem Fall bei $3,8g_{af}$ instabil im Gegensatz zu $1,87g_{vf}$ für die Geschwindigkeitsrückführung.

4.2 Mehrkanalige aktive Schwingungsdämpfung

Besitzt das aktive System $K = M$ Aktoren und Sensoren, so kann eine mehrkanalige aktive Dämpfung in Form von K dezentralen Regelschleifen nach Abbildung 3.1 aufgebaut werden. Die Reglermatrix R besitzt in diesem Fall Diagonalstruktur (Gleichung (3.20)), wobei für die Elemente R_1 bis R_K K unabhängige Rückführungen mit den Regelgesetzen nach Gleichung (4.1) oder Gleichung (4.4) verwendet werden können. Wie für das einkanalige System kann für den geschlossenen Regelkreis asymptotische Stabilität für alle Werte der Rückführverstärkungen $g_K \geq 0$ garantiert werden, soweit die Aktoren und Sensoren der K dezentralen Rückführungen kolloziert angeordnet sind und sich hieraus folgend alternierende Pole und Nullstellen des geschlossenen Kreises ergeben [75, 16].

Weiterhin kann durch Linearkombination der Sensorsignale über die Gewichtungsmatrix \mathbf{B}_t und durch Rücktransformation der Ausgangssignale auf die Aktoren über die Matrix \mathbf{E}_t eine gekoppelte mehrkanalige Regelung ausgelegt werden, bei der durch die Nutzung einer größeren Anzahl von $n = 1, 2, \dots, N$ Rückführfiltern als K Aktoren ebenfalls eine entsprechende Anzahl an N Strukturmoden aktiv gedämpft werden können

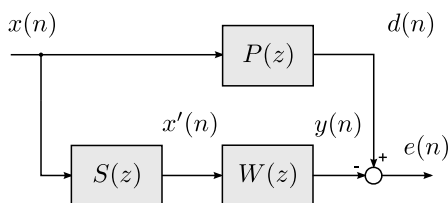


Abbildung 4.6: Störgrößenkompensation

(Gleichung (4.7)). Mit den vorangehend genannten Bedingungen wird ebenfalls bedingungslose Stabilität gewährleistet [137, 128].

$$\mathbf{R}(s) = \frac{\mathbf{Y}(s)}{\mathbf{Q}(s)} = \mathbf{B}_t \operatorname{diag} \left(\frac{g_n \omega_{cn}^2}{s^2 + 2\theta_{cn} \omega_{cn} s + \omega_{cn}^2} \right) \mathbf{E}_t \quad (4.7)$$

4.3 Schwingungskompensation

Besitzt ein mechanisches System eine messbare Störgröße oder kann diese aus einer bekannten Größe wie einer Drehzahl rekonstruiert werden, so kann eine Störgrößenaufschaltung oder -kompensation aufgesetzt werden. Hierbei kann das System vereinfacht durch zwei Pfade repräsentiert werden, den Primärpfad $P(z)$, über welchen die Störgröße auf das System wirkt, welcher normalerweise unbekannt ist, und den Sekundärpfad $S(z)$, über den das System mit einem Aktor beeinflusst werden kann. Abbildung 4.6 stellt diesen grundsätzlichen Aufbau dar, mit $x(n)$ als dem Störsignal, $e(n)$ als dem über einen Sensor messbaren Fehlersignal und $d(n)$ als dem von der Primärstrecke gefilterten Störsignal. Nach Transformation der Signale in den z -Bereich kann bei Kenntnis aller Strecken direkt das Kompensationsfilter $W(z)$ ermittelt werden, welches in diesem Beispiel für in der Reihenfolge vertauschbare lineare und zeitinvariante Systeme an den Ausgang von $S(z)$ geschaltet wurde. Nach Gleichung (4.8)

$$W(z) = S^{-1}(z) \left(\frac{E(z)}{X(z)} - P(z) \right) \quad (4.8)$$

muss für den minimalen Fehler $E(z) = 0$ das Kompensationsfilter

$$W(z) = -\frac{P(z)}{S(z)} \quad (4.9)$$

werden [98]. Für eine unbekannte Strecke $P(z)$ kann $W(z)$ durch Berechnung eines Optimalfilters auf Basis gemessener Eingangssignale [31, 114] oder durch eine iterative Lösung nach dem Least-Mean-Squares (LMS) Algorithmus bestimmt werden.

Wird als Kompensationsfilter ein transversales oder FIR-Filter eingesetzt, so kann die optimale Lösung für $W(z)$ aus den Signalen $x'(n)$ und $d(n)$ durch Auswertung der Wiener-Hopf-Gleichung in der zeitdiskreten Form bestimmt werden [160, 114], wobei $x'(n)$ dem durch die Sekundärstrecke $S(z)$ gefilterten Störsignal $x(n)$ entspricht (Abbildung 4.6). Der Filterkoeffizientenvektor \mathbf{w} der Länge L und der Vektor der letzten Abtastschritte des Eingangssignals $\mathbf{x}'(n)$ sind hierbei nach Gleichung (4.10) und Gleichung (4.11)

$$\mathbf{w} = [w_0 \ w_1 \ \cdots \ w_{L-1}]^T \quad (4.10)$$

$$\mathbf{x}'(n) = [x'(n) \ x'(n-1) \ \cdots \ x'(n-L+1)]^T \quad (4.11)$$

definiert. Mit

$$e(n) = d(n) - y(n) = d(n) - \mathbf{x}'^T(n)\mathbf{w} \quad (4.12)$$

kann für stationäre und ergodische Signale $x'(n)$ und $d(n)$ [114] der mittlere quadratische Fehler ξ

$$\xi = E[e^2(n)] = E[d^2(n)] + \mathbf{w}^T E[\mathbf{x}'(n)\mathbf{x}'^T(n)]\mathbf{w} - 2E[d(n)\mathbf{x}'^T(n)]\mathbf{w} \quad (4.13)$$

$$= E[d^2(n)] + \mathbf{w}^T \mathbf{R}\mathbf{w} - 2\mathbf{p}^T \mathbf{w} \quad (4.14)$$

als Erwartungswert des quadratischen Fehlers bestimmt werden [160]. \mathbf{R} bezeichnet die Autokorrelationsmatrix des Eingangssignals

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_{xx}(0) & r_{xx}(1) & \cdots & r_{xx}(L-1) \\ r_{xx}(1) & r_{xx}(0) & \cdots & r_{xx}(L-2) \\ \vdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ r_{xx}(L-1) & r_{xx}(L-2) & \cdots & r_{xx}(0) \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

mit

$$r_{xx}(k) = E[x'(n)x'(n-k)] \quad (4.16)$$

und \mathbf{p} den Kreuzkorrelationsvektor zwischen $d(n)$ und $x'(n)$

$$\mathbf{p} = [r_{dx}(0) \ r_{dx}(1) \ \cdots \ r_{dx}(L-1)]^T \quad (4.17)$$

mit

$$r_{dx}(k) = E[d(n)x'(n-k)] \quad (4.18)$$

[98]. Besondere Eigenschaft ist die quadratische Oberfläche des mittleren quadratischen Fehlers in Abhängigkeit der Filterkoeffizienten, welcher für $L = 2$ in Form eines Paraboloids mit genau einer optimalen Lösung auf dem Grund dessen veranschaulicht werden kann. Durch Differentiation von Gleichung (4.14) nach \mathbf{w} kann der Gradient der Fehleroberfläche bestimmt werden und hieraus für eine Steigung von 0 die optimale oder Wiener Lösung \mathbf{w}_{opt} für den Koeffizientenvektor [160].

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{p} \quad (4.19)$$

4.4 Adaptive Schwingungskompensation

Anstatt der direkten Lösung der zeitdiskreten Wiener-Hopf Gleichung (4.19) kann eine iterative Lösung durch Schätzung des Gradienten $\nabla\xi(n)$ der Fehleroberfläche ermittelt werden, so dass in jedem Iterationsschritt die Koeffizienten des FIR-Filters

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu\nabla\xi(n) \quad (4.20)$$

in Richtung der Wiener-Lösung adaptiert werden, wobei die Konstante μ die Schrittweite der Adaption bestimmt. Widrow und Hoff [158, 156] nutzten erstmals den augenblicklichen

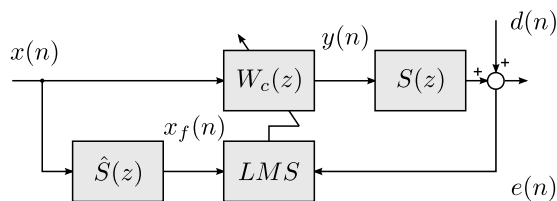


Abbildung 4.7: Adaptive Störgrößenkompensation durch den FxLMS-Algorithmus

quadratischen Fehler $\hat{\xi} = e^2(n)$ zur Schätzung des mittleren quadratischen Fehlers, womit der Gradient als

$$\nabla \hat{\xi}(n) = 2 [\nabla e(n)] e(n) \quad (4.21)$$

geschrieben werden kann [160, 98] und sich für ein System nach Abbildung 4.6 mit

$$e(n) = d(n) - \mathbf{w}^T(n) \mathbf{x}'(n) \quad (4.22)$$

$$\nabla e(n) = -\mathbf{x}'(n) \quad (4.23)$$

$$\nabla \hat{\xi}(n) = -2\mathbf{x}'(n)e(n) \quad (4.24)$$

die Aktualisierungsgleichung für das Kompensationsfilter zu

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu \mathbf{x}'(n)e(n) \quad (4.25)$$

bestimmen lässt [160, 98]. Gleichung (4.25) stellt den LMS-Algorithmus dar, der gegen die Wiener Lösung der Filterkoeffizienten konvergiert, wobei ein wesentlicher Vorteil in der Einfachheit der Umsetzung und der Vermeidung komplexer Operationen, wie die Inversion der Eingangsausokorrelationsmatrix nach Gleichung (4.19), liegt. Bei realen mechanischen Systemen findet die Superposition der Streckenausgangssignale von $P(z)$ und von $S(z)$ innerhalb der Struktur statt, weshalb $W(z)$ nur auf den Eingang der Sekundär- oder Regelstrecke $S(z)$ wirken kann und diese in der Reihenfolge vertauscht werden müssen, was für lineare Sekundärstrecken und große Zeitkonstanten des Adaptionprozesses bezogen auf die Zeitkonstante der Sekundärstrecke durchgeführt werden darf [160]. Da der Fehler $e(n)$ nun nicht mehr am Ausgang von $W(z)$ gebildet wird, können die Übertragungseigenschaften von $S(z)$ für Adaption von $W(z)$ nicht vernachlässigt werden und müssen in Form eines parametrischen Modells $\hat{S}(z)$ der Strecke berücksichtigt werden. Diese Variante des in Gleichung (4.25) vorgestellten stochastischen Gradientenverfahrens wird nach Widrow [160] als Filtered-Reference-Least-Mean-Squares (FxLMS) Algorithmus bezeichnet.

Der FxLMS-Algorithmus wurde in unterschiedlichen Anwendungen zur Schall- und Vibrationsunterdrückung erfolgreich eingesetzt [28, 97, 131, 83] und wird aufgrund der Verwendung eines Referenzsignals oftmals als Gegensteuerung bezeichnet, da die Störgröße durch Aufschaltung eines geeigneten entgegengerichteten Signals kompensiert wird. Gerade bei der Anwendung auf durch Rotationsmaschinen eingeleitete harmonische oder periodische Störgrößen lässt sich ein solches Referenzsignal oftmals durch Schätzung oder Messung der Drehzahl generieren und für die Schwingungskompensation nutzen. Eine detaillierte Beschreibung des Algorithmus und seiner Herleitung finden sich [160, 31, 65], weshalb hier nur auf die wesentlichen Eigenschaften eingegangen wird.

Abbildung 4.7 zeigt die Blockschaltdarstellung des FxLMS-Algorithmus mit der Sekundär- oder Regelstrecke $S(z)$ dem Modell der Regelstrecke $\hat{S}(z)$, dem Kompensationsfilter $W_c(z)$ und dem Adaptionalgorithmus nach dem Verfahren der kleinsten Quadrate

(LMS). Nach Herleitung des Algorithmus [160, 98] wird die Minimierung von $e^2(n)$ durch die Aktualisierungsgleichung (4.26) für die Koeffizienten des FIR-Filters $W_c(z)$ erreicht,

$$\mathbf{w}_c(n+1) = \mathbf{w}_c(n) - \mu \mathbf{x}_f(n) e(n) \quad (4.26)$$

wobei $\mathbf{w}_c(n)$ den Koeffizientenvektor nach Gleichung (4.27), $\mathbf{x}_f(n)$ den Vektor der gefilterten Referenzsignale der letzten Abtast Schritte nach Gleichung (4.28), μ die Adaptionskonstante und L die Anzahl der Filterkoeffizienten darstellt.

$$\mathbf{w}_c(n) = [w_{c0}(n) \ w_{c1}(n) \ \cdots \ w_{cL-1}(n)]^T \quad (4.27)$$

$$\mathbf{x}_f(n) = [x_f(n) \ x_f(n-1) \ \cdots \ x_f(n-L+1)]^T \quad (4.28)$$

Grundlegende Eigenschaften des Algorithmus, wie die quadratische Fehleroberfläche von $e^2(n)$ in Abhängigkeit der Filterkoeffizienten $w_c(n)$ zur Konvergenz des Algorithmus in Richtung der optimalen Lösung und die vergleichsweise einfache Schätzung des stochastischen Gradienten in jedem Abtastschritt ohne Inversion von \mathbf{R} , sind weiterhin gegeben.

Da die Adaptions schrittweite durch μ beeinflusst wird, müssen für die Stabilität des Algorithmus die Grenzen nach Gleichung (4.29) beachtet werden [160].

$$0 < \mu < \frac{1}{(L+1)P_x} \quad (4.29)$$

Die Leistung des Eingangssignals des LMS-Algorithmus P_x ist hierbei als Erwartungswert von $x_f(n)$ mit

$$P_x = E[x_f^2(n)] \quad (4.30)$$

definiert, welcher nach Gleichung (4.31) über eine endliche Anzahl L von Abtastwerten in Form eines Moving-Average (MA) Prozesses geschätzt werden kann [98]

$$\hat{P}_x(n) = \frac{\mathbf{x}_f^T(n) \mathbf{x}_f(n)}{L} \quad (4.31)$$

oder durch ein, in Bezug auf Rechenoperationen und Speichernutzung, weniger aufwendiges und rekursives Filter 1. Ordnung mit ζ als der Zeitkonstante des Filters, welches den Mittelwert der quadrierten Abtastwerte des Eingangssignals nach Gleichung (4.32) bildet [107, 98].

$$\hat{P}_x(n) = (1 - \zeta) \hat{P}_x(n-1) + \zeta x^2(n) \quad (4.32)$$

Wird eine variable Konvergenzrate nach Gleichung (4.33) eingeführt, entsteht hieraus der normierte LMS-Algorithmus (nLMS) [114] mit einer Sicherheitskonstante ν , um $\mu(n)$ für sehr kleine Signalleistungen zu begrenzen.

$$\mu(n) = \frac{\beta}{\hat{P}_x(n) + \nu}, \quad 0 < \beta < 2 \quad (4.33)$$

Das Aktorsignal $y(n)$ wird durch aperiodische Faltung des Referenzsignals $x(n)$ mit den Koeffizienten $w_c(n)$ des Kompensationsfilters nach Gleichung (4.34) berechnet, wobei der Eingangssignalvektor $\mathbf{x}(n)$ die gleiche Struktur wie $\mathbf{x}_f(n)$ besitzt.

$$y(n) = \mathbf{x}^T(n) \mathbf{w}_c(n) \quad (4.34)$$

Soll der Algorithmus nicht bis zur optimalen Lösung des Kompensationsfilters konvergieren, beispielsweise um die Amplitude des Aktorsignals zu begrenzen [31] oder um die Stabilität des Algorithmus bei Rundungsungenauigkeiten oder Modellierungsunsicherheiten der Sekundärstrecke zu erhöhen [98], so kann ein Vergessensfaktor γ eingeführt werden. Modellierungsunsicherheiten der Sekundärstrecke oder Rundungsfehler können hierbei durch den oftmals begrenzten, auf der Signalverarbeitungshardware darstellbaren Zahlenbereich auftreten, wobei Elliott [31] anmerkt, dass in vielen Anwendungen selbst ein kleiner Wert für γ die Stabilität des Algorithmus deutlich erhöht, ohne die Leistungsfähigkeit signifikant einzuschränken. Die Aktualisierungsgleichung für den FxLMS-Algorithmus mit Vergessensfaktor verändert sich damit zu

$$\mathbf{w}_c(n+1) = (1 - \mu\gamma)\mathbf{w}_c(n) - \mu\mathbf{x}_f(n)e(n). \quad (4.35)$$

4.5 Mehrkanalige Schwingungskompensation

Besitzt das zu kompensierende System mehrere Ein- und Ausgänge, wie in Abbildung 3.1 mit den Strecken H_{11} bis H_{MK} dargestellt ist, so erweitert sich der einkanalige FxLMS-Algorithmus zu einer mehrkanaligen Version, welcher die Summe der mittleren quadratischen Fehler der M Fehlererfassungsorte e_1, e_2, \dots, e_M minimiert [38, 98]. Abbildung 4.8 zeigt eine mehrkanalige Kompensation nach dem FxLMS-Algorithmus mit einem Referenzsignal, M Fehlersignalen und K Kompensationsfiltern.

Die Strecken \hat{S}_{11} bis \hat{S}_{MK} stellen Modelle der im realen System vorhandenen Strecken H_{11} bis H_{MK} dar, welche in Form einer Übertragungsfunktionsmatrix $\hat{\mathbf{S}}(z)$ nach Gleichung (3.17) geordnet werden. Zur Berechnung der K Kompensationssignale y_1 bis y_K werden K Kompensationsfilter in Form eines langen Kompensationsfiltervektors

$$\mathbf{w}_c(n) = [\mathbf{w}_{1c}^T(n) \mathbf{w}_{2c}^T(n) \cdots \mathbf{w}_{Kc}^T(n)]^T \quad (4.36)$$

benötigt, welche durch Faltung mit der $KL \times K$ Referenzsignalmatrix der letzten Abtast-schritte des Referenzsignals

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}(n) & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{x}(n) & \mathbf{0} & \cdots \\ \vdots & \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{x}(n) \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

berechnet werden. Durch Filterung von $\mathbf{x}(n)$ mit $\hat{\mathbf{S}}(z)$ nach Gleichung (4.38)

$$\mathbf{X}_f(n) = \hat{\mathbf{S}}^T(n) \circledast \mathbf{x}(n) \quad (4.38)$$

wird die $KL \times M$ Matrix der gefilterten Referenzsignale der vergangenen Abtast-schritte gebildet [98]

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{f11}(n) & \mathbf{x}_{f12}(n) & \cdots & \mathbf{x}_{f1M}(n) \\ \mathbf{x}_{f21}(n) & \mathbf{x}_{f22}(n) & \cdots & \mathbf{x}_{f2M}(n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{x}_{fK1}(n) & \mathbf{x}_{fK2}(n) & \cdots & \mathbf{x}_{fKM}(n) \end{bmatrix}. \quad (4.39)$$

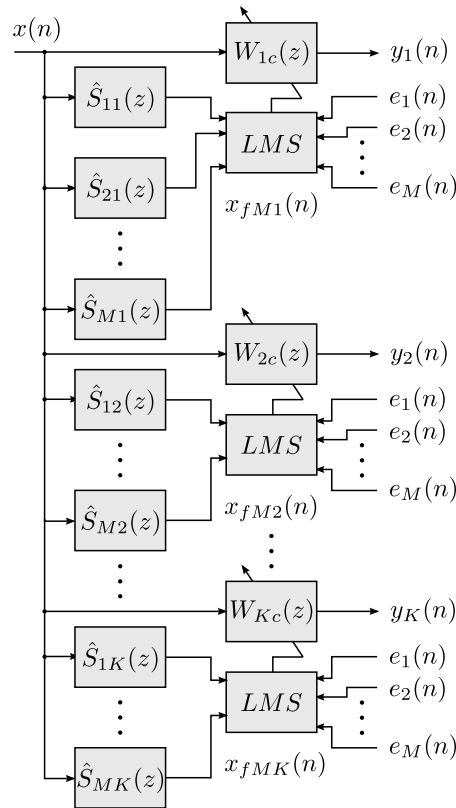


Abbildung 4.8: Mehrkanalige Schwingungskompensation mit dem FxLMS-Algorithmus

Die Aktualisierungsgleichung für die K Kompensationsfilter erweitert sich zu

$$\mathbf{w}_c(n+1) = \mathbf{w}_c(n) + \mu \mathbf{X}_f(n) \mathbf{e}(n) \quad (4.40)$$

und kann ebenfalls in K Aktualisierungsgleichungen partitioniert werden.

$$\mathbf{w}_{kc}(n+1) = \mathbf{w}_{kc}(n) + \mu \sum_{m=1}^M \mathbf{x}_{fkm}(n) e_m(n), \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (4.41)$$

Die $K \times M$ gefilterten Referenzsignale x_{f11} bis x_{fMK} werden ebenfalls durch $K \times M$ Faltungen der Einträge der Sekundärstreckenmatrix $\hat{\mathbf{S}}(z)$ mit $\mathbf{x}(n)$ berechnet, woraus sich oftmals ein wesentlicher Teil des Rechenaufwands des Algorithmus bestimmt [31].

4.6 Schmalbandige Schwingungskompensation

Ist die Störgröße $d(n)$ stark bandbegrenzt oder besteht diese nur aus einem harmonischen Signal, so kann der FxLMS-Algorithmus in Form eines adaptiven Kerbfilters [100, 98] modifiziert werden, so dass genau eine Frequenzkomponente aus dem Störsignal entfernt wird. Durch parallele Ausführung in Form eines Multiple-Reference-FxLMS-Algorithmus können wiederum mehrere harmonische Störungen kompensiert werden, wie dies oftmals bei durch Verbrennungsmotoren eingeleitete Vibrationen notwendig ist [98, 83]. Da die Störgröße in diesem Fall mit der Drehzahl korreliert ist [9], bietet sich eine Modellierung dessen in Form eines durch die Drehzahl parametrisierten Oszillators an. Stellt der Oszillator Quadratur-signale in Form von zwei zueinander orthogonalen Signalen zur Verfügung,

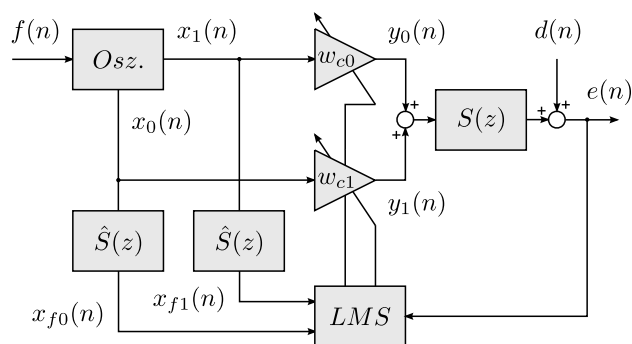


Abbildung 4.9: Schmalbandige adaptive Schwingungskompensation

so kann der FxLMS-Algorithmus durch ein Kompensationsfilter mit zwei Gewichten w_{c0} und w_{c1} realisiert werden (Abbildung 4.9).

Der Algorithmus besitzt durch die Nutzung der orthogonalen Referenzsignalkomponenten x_{f0} und x_{f1} besonders günstige Konvergenzeigenschaften, da beide Gewichte mit linear unabhängigen Signalen aktualisiert werden. Hierdurch verschwinden die neben der Hauptdiagonale liegenden Elemente der Eingangsausokorrelationsmatrix und beide Eigenwerte werden gleich [95]. Da die Konvergenzgeschwindigkeit des Algorithmus von der Eigenwertspreizung χ der Eigenwerte λ_i der Eingangsausokorrelationsmatrix abhängt (Gleichung (4.42))

$$\chi = \frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}} \quad (4.42)$$

ergibt sich für $\chi = 1$ optimale Konvergenz und die Gewichte werden unabhängig voneinander adaptiert [31]. Als Ergebnis wird durch Summation der beiden Komponenten y_0 und y_1 des Aktorsignals ein in Amplitude und Phase optimales Kompensationssignal erzeugt, welches den Erwartungswert von $e^2(n)$ minimiert. Mit den Referenzsignalen

$$x_0(n) = A \cos(\omega_0(n)) \quad (4.43)$$

$$x_1(n) = A \sin(\omega_0(n)) \quad (4.44)$$

lässt sich das Ausgangssignal zu

$$y(n) = w_{c0}(n)x_0(n) + w_{c1}(n)x_1(n) \quad (4.45)$$

bestimmen, wobei die Aktualisierungsgleichungen für die Koeffizienten mit

$$w_0(n+1) = w_0(n) + \mu x_{f0}(n)e(n) \quad (4.46)$$

$$w_1(n+1) = w_1(n) + \mu x_{f1}(n)e(n) \quad (4.47)$$

gegeben sind. Kuo und Morgan [99, 95] und Elliott und Boucher [38, 14, 31] haben gezeigt, dass der Einfluss der Modellierungsungenauigkeiten des Sekundärstreckenmodells auf die Stabilität des schmalbandigen FxLMS-Algorithmus für eine harmonische Störung $d(n)$ mit der Kreisfrequenz ω_0 anhand der Übertragungsfunktion von $D(z)$ nach $E(z)$ bestimmt werden kann. Hierbei kann das Sekundärstreckenmodell $\hat{S}(z)$ für die Frequenzstützstelle ω_0 mit Amplitude A_s und Phase ϕ_s als

$$\hat{S}(z) = A_s e^{j\phi_s} \quad (4.48)$$

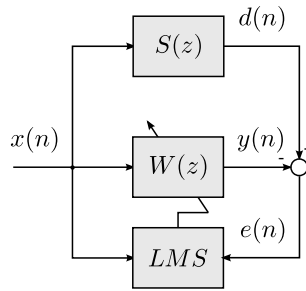


Abbildung 4.10: Systemidentifikation mit einem adaptiven FIR-Filter

beschrieben werden und die Strecke $H(z) = \frac{E(z)}{D(z)}$ zu

$$H(z) = \frac{1 - 2z \cos(\omega_0) + z^2}{1 - 2z \cos(\omega_0) + z^2 + \beta S(z)[z \cos(\omega_0 + \phi_s) - \cos(\phi_s)]} \quad (4.49)$$

$$\beta = \frac{L\mu A_s}{2} \quad (4.50)$$

angegeben werden. Für sehr langsame Konvergenz des Algorithmus mit $\beta \rightarrow 0$ und einem hierdurch nahezu zeitinvarianten Kompensationsfilter $W(z)$ kann dieses mit $S(z)$ vertauscht werden und die Stabilität des Systems anhand der Polstellen von $H(z)$ analysiert werden [38, 95]. $H(z)$ besitzt komplex konjugierte Pole bei

$$r_p = \sqrt{1 - \beta \cos(\phi_\Delta)} \quad (4.51)$$

mit $\phi_\Delta = \phi_s - \phi_{\hat{s}}$ als dem Phasenfehler zwischen $S(z)$ und $\hat{S}(z)$, woraus sich eine Stabilität von $H(z)$ und damit des FxLMS-Algorithmus für einen Modellfehler von

$$-90^\circ < \phi_\Delta < 90^\circ \quad (4.52)$$

ergibt [38, 95].

4.7 Systemidentifikation

Wird ein Aufbau entsprechend Abbildung 4.10 gewählt, so ist direkt ersichtlich, dass nach Transformation der Signale in den z -Bereich wiederum der Fehler

$$E(z) = X(z)S(z) - X(z)W(z) \quad (4.53)$$

bestimmt werden kann und für $E(z) = 0$ das Filter $W(z)$ gleich der Strecke $S(z)$ werden muss. Wird zur Adaption des Filters $W(z)$ wiederum der LMS-Algorithmus genutzt und $W(z)$ wird als FIR-Filter umgesetzt, so bildet $W(z)$ nach Konvergenz des Algorithmus ein parametrisches Streckenmodell von $S(z)$ ab. Das Verfahren kann in diesem Fall zur Systemidentifikation genutzt werden, weshalb das zur Umsetzung des FxLMS-Algorithmus benötigte unbekannte Sekundärstreckenmodell $\hat{S}(z)$ aus Abbildung 4.7 durch eine Approximation von $S(z)$ mit einem FIR-Filter bestimmt werden kann [160]. Da das FIR-Filter, wie in Abschnitt 3.4 dargestellt, die Impulsantwort des identifizierten Systems abbildet,

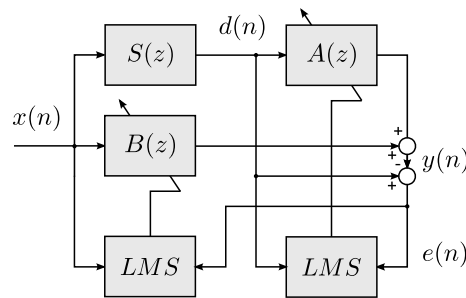


Abbildung 4.11: Systemidentifikation mit einem adaptiven IIR-Filter nach dem Equation-Error Verfahren

kann dies bei schwach gedämpften Systemen zu hohen Filterordnungen führen, allerdings können prinzipiell beliebig viele Eigenfrequenzen des Systems unabhängig von der Anzahl der Koeffizienten modelliert werden, was bei einer hohen modalen Dichte einen Vorteil darstellt.

Eine Alternative ist die Identifikation der Strecke mit einer IIR-Struktur des Filters, zum Beispiel nach dem Equation-Error Verfahren (Abbildung 4.11, [31]), was bei einer zeitdiskreten Darstellung des mechanischen Systems mit einem Freiheitsgrad nach Gleichung (3.34) zu einem Filter mit drei Zähler und drei Nenner Koeffizienten führen würde, unabhängig von der Dämpfung des Systems. Hierbei muss die Filterordnung der Anzahl der zu schätzenden Pole oder näherungsweise der Anzahl der Eigenfrequenzen des Systems angepasst werden.

$$E(z) = D(z) - Y(z) \quad (4.54)$$

$$= X(z) [S(z) (1 - A(z)) - B(z)] \quad (4.55)$$

Gleichung (4.55) zeigt die Bestimmung des Fehlers für das Equation-Error Verfahren, wobei für $E(z) = 0$ die Strecke zu

$$S(z) = \frac{B(z)}{1 - A(z)} \quad (4.56)$$

abgebildet werden muss. Ein Vorteil des Equation-Error Verfahrens zur Adaption des IIR Filters liegt dabei in der Konvergenz der Koeffizienten zu einem globalen Minimum der Fehleroberfläche des mittleren quadratischen Fehlers [31], jedoch kann der Algorithmus bei Vorliegen von Meßrauschen nicht die realen Parameter des Systems identifizieren und durch die rekursive Struktur des Filters zu nicht stabilen Modellen führen (Abschnitt 3.4).

Weiterhin können die geschätzten Einzelstrecken in Form der Übertragungsmatrix (3.17) angeordnet werden, um ein MIMO-System abzubilden oder in die Zustandsraumdarstellung nach Gleichungen (B.1) bis (B.5) umgeformt werden [80], was die Möglichkeit einer Reduktion der Modellordnung, beispielsweise über eine balancierte Reduktion der Freiheitsgrade [151], eröffnet.

Kapitel 5

Konzeptfindung und Simulation

In diesem Kapitel werden grundsätzliche Verfahren und ihre Eignung zur aktiven Schwingungskompensation und aktiven Dämpfung mechanischer Strukturen anhand eines einfachen numerischen Modells einer aktiven Lagerung untersucht. Hierbei liegt das Ziel nicht in einer möglichst exakten Abbildung des mechanischen Strukturverhaltens, der aktiven Elemente und der Störgröße, vielmehr soll das Modell für vergleichende Untersuchungen verschiedener Konzepte mit etablierten Verfahren genutzt werden, wie sie zum Beispiel in Form des mehrkanaligen FxLMS-Algorithmus zur Schwingungskompensation mit mehreren Aktoren erfolgreich angewendet wurden [28, 131, 83].

Da der Rechenaufwand der Algorithmen ein limitierendes Kriterium für die erfolgreiche Umsetzung des Gesamtsystems darstellen kann und bei einer steigenden Anzahl räumlich verteilter Aktoren und Sensoren die Umsetzung in Form eines Netzwerks sinnvoll sein kann, konzentrieren sich die Untersuchungen auf Verfahren, welche für die Implementierung auf verteilten eingebetteten Systemen geeignet sind.

5.1 Simulationsmodell

Zur Untersuchung möglicher Konzepte zur dezentralen aktiven Dämpfung der mechanischen Struktur wie auch zur Erprobung und Implementierung der Algorithmen zur aktiven Schwingungskompensation wird ein vereinfachtes Modell einer aktiven Lagerung verwendet, welches in Abschnitt 4.1 (Abbildung 4.3) bereits vorgestellt wurde. Als Parameter des mechanischen Systems wurden die Werte nach Tabelle 5.1 verwendet. Abbildung 5.1 zeigt die Übertragungstrecken des kontinuierlichen und des mit einem Intervall von $T = 1$ ms

Größe	Symbol	Wert	Einheit
Masse des Stabs	m	1,0	kg
Trägheitsmoment des Stabs	j	0,0833	kg m
Abstand zum Schwerpunkt	l_1	0,05	m
	l_2	0,05	m
Federsteifigkeit	k_1	150×10^3	N/m
	k_2	300×10^3	N/m
Dämpfungskonstante	d_1	5,0	N s/m
	d_2	10,0	N s/m

Tabelle 5.1: Parameter des Modells der aktiven Lagerung

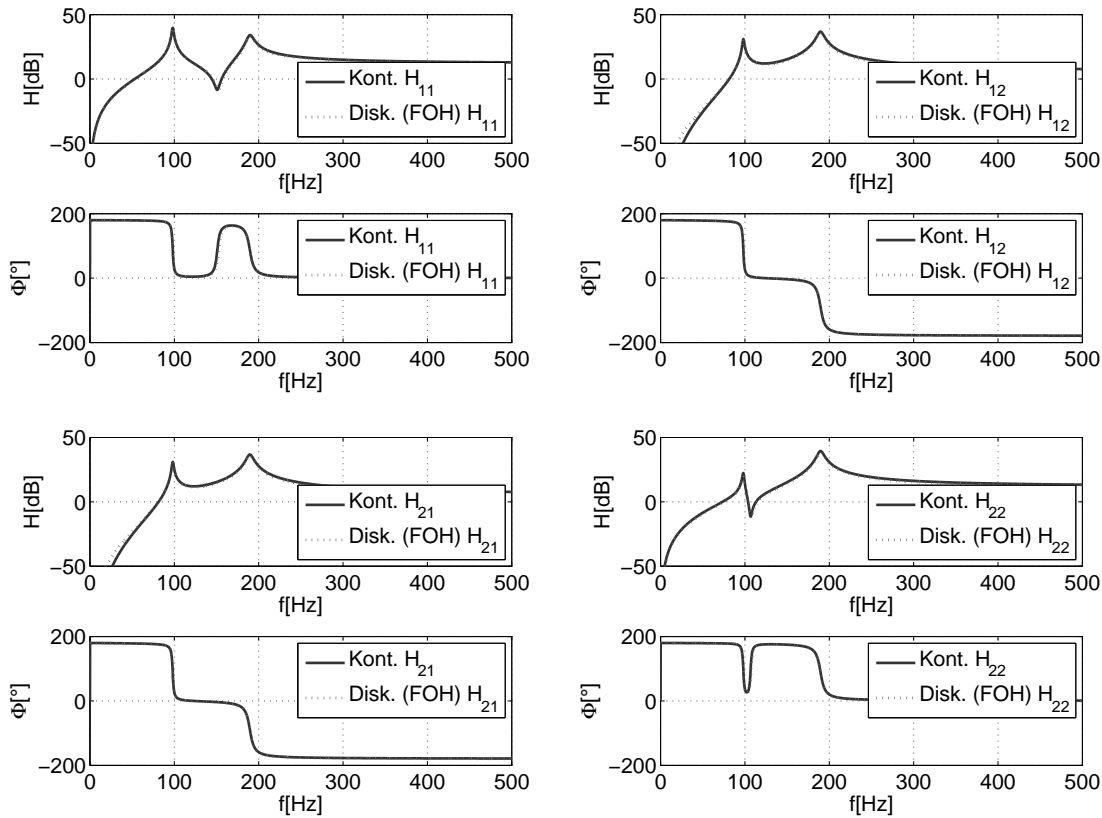


Abbildung 5.1: Übertragungstrecken des Modells der aktiven Lagerung

diskretisierten Modells, wobei eine Diskretisierung mit einem Halteglied erster Ordnung verwendet wurde [49]. Dargestellt sind die Übertragungstrecken zwischen den als Aktoren dienenden Kräften F_1 und F_2 und den als Sensoren dienenden Beschleunigungen \ddot{z}_1 und \ddot{z}_2 , welche die Regelstrecken des Mehrgrößensystems darstellen.

Als Störgröße wurde ein aus acht Harmonischen überlagertes Signal verwendet, angelehnt an eine Störgröße, die bei rotierenden Maschinen durch Unwulterregung verursacht wird [44], weshalb mit einer über der Frequenz konstanten Verschiebung an den Fußpunkten z_3 und z_4 angeregt wird. Bei rotierenden Maschinen werden die Grundfrequenz und die Harmonischen häufig als Ordnungen bezeichnet, wobei die erste Ordnung der Grundfrequenz der Welle als Bezugsdrehzahl entspricht [89]. Die relativen Verhältnisse der Amplituden sind an eine gemessene Störgröße eines Verbrennungsmotors mit vier Zylindern und einer dominierenden 2. Ordnung angelehnt [68], wobei eine maximale Amplitude von $30 \mu\text{m}$ für die 2. Ordnung und ein überlagertes stochastisches Rauschen mit einem Pegel von 40 dB unter der maximalen Amplitude verwendet wird. Abbildung 5.2 zeigt Campbell-Diagramme der Sensorsignale \ddot{z}_1 und \ddot{z}_2 , welche über dem simulierten Hochlauf der Störgröße aufgenommen wurden, wobei die Grundfrequenz innerhalb von 60 s linear von 600 min^{-1} bis 7500 min^{-1} verändert wurde. Die Systemantworten werden über der Anregungsdrehzahl dargestellt, wodurch die frequenzveränderlichen Harmonischen der Störgröße als diagonale Linien im Diagramm sichtbar werden und anhand der Graustufendarstellung die Amplitude der Störgröße in Dezibel bezogen auf eine Beschleunigung von 1 g ersichtlich ist.

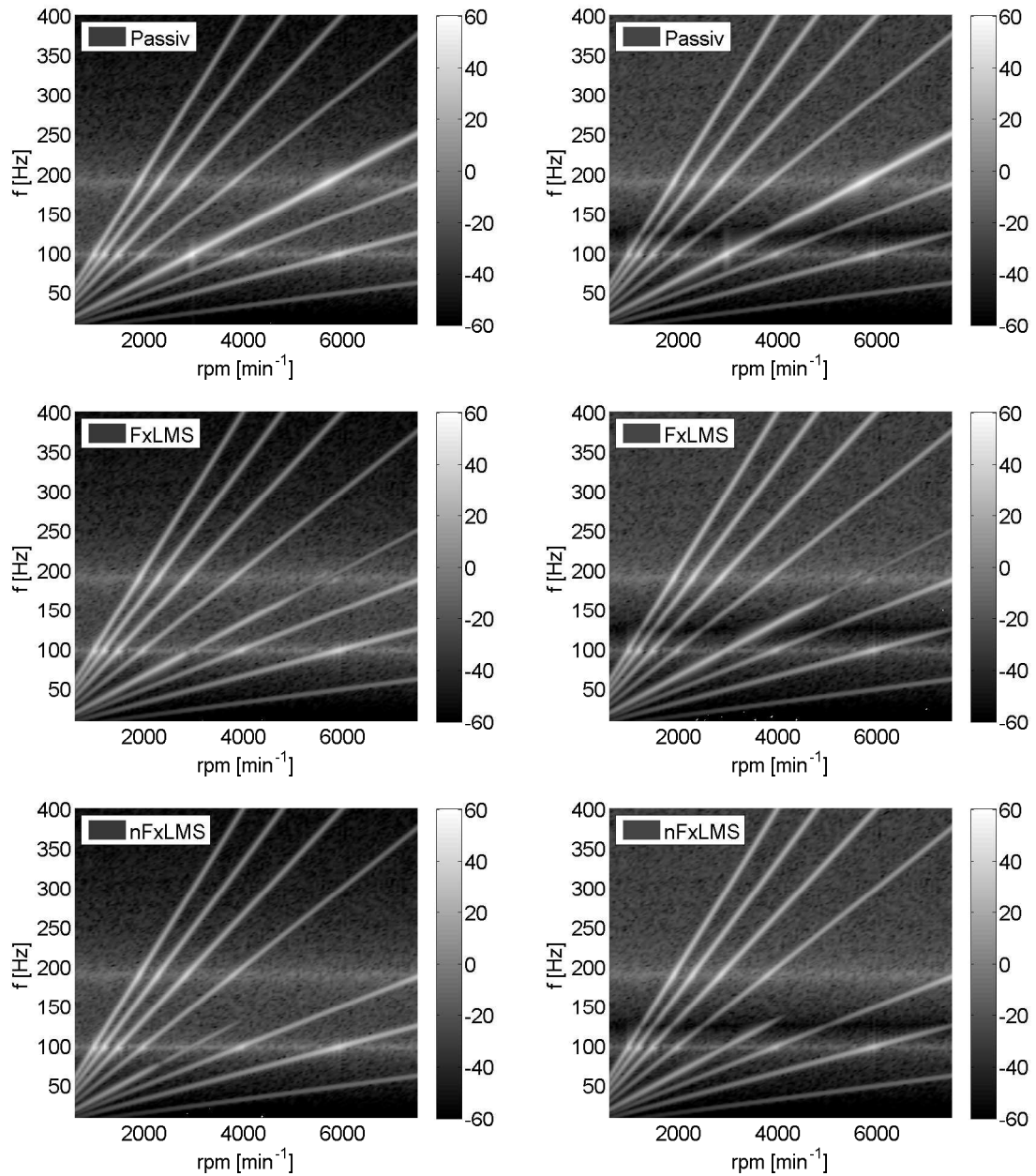


Abbildung 5.2: Campbell-Diagramme der Sensorgrößen \ddot{z}_1 (Links) und \ddot{z}_2 (Rechts) der passiven Struktur (Oben), für eine Kompensation der 2. Ordnung durch den mehrkanaligen FxLMS-Algorithmus (Mitte) und für eine Kompensation der 2. Ordnung durch den mehrkanaligen normierten FxLMS-Algorithmus (Unten)

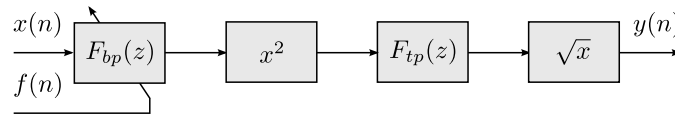


Abbildung 5.3: Zeitbereichsbestimmung des Ordnungsschnitts

5.2 Schwingungskompensation mit dem schmalbandigen FxLMS-Algorithmus

Wird eine adaptive Schwingungskompensation der 2. Ordnung mit dem schmalbandigen FxLMS-Algorithmus durchgeführt und eine Umsetzung des mehrkanaligen Algorithmus nach Abschnitt 4.5 und 4.6 gewählt, so ergibt sich die in Abbildung 5.2 unten dargestellte Reduktion der Störgröße im Vergleich zur passiven Struktur in Abbildung 5.2 oben. Die numerische Simulation des Strukturmodells und des Kompensationsalgorithmus wurde unter Matlab/Simulink umgesetzt, wobei zur Abbildung der Übertragungsmatrix $\hat{S}(z)$ ideale Strecken in Form des Zustandsraummodells der Struktur verwendet wurden.

Eine Kompensation der Störgröße ist möglich, wobei sich die Dynamik der Sekundärstrecke auf das Konvergenzverhalten des Kompensationsalgorithmus auswirkt (Gleichung (4.42)), was anhand der guten Reduktion im Bereich der Resonanzen und einer Verschlechterung im Bereich der Antiresonanz des Campbell-Diagramms des zweiten Sensors sichtbar ist (Abbildung 5.2, rechts). Deutlicher ist dies ersichtlich in einem Ordnungsschnitt, der den Pegel der Ordnung über der Drehzahl darstellt, welcher durch eine schmalbandige Auswertung des Sensorsignals und anschließender Bildung des Effektivwerts gewonnen wird. Abbildung 5.4 zeigt in der oberen Zeile einen Ordnungsschnitt der zweiten Ordnung, welcher durch Filterung im Zeitbereich mit einem über der Drehfrequenz nachgeführten frequenzvariablen Bandpass 2. Ordnung der Güte $Q_{bp} = 5$ und anschließender Berechnung des momentanen quadratischen Mittelwerts erzeugt wurde (Abbildung 5.3). In der unteren Zeile von Abbildung 5.4 sind zusätzlich die Verläufe der Koeffizienten der Kompensationsfilter dargestellt, in denen sich die steilsten Gradienten der Koeffizienten im Bereich der Resonanzstellen der Struktur ergeben, wo ebenfalls die stärkste Reduktion der Störgröße sichtbar ist.

Im Weiteren wird eine Sensitivitätsanalyse der Konvergenzkonstante μ und des Vergessensfaktors γ in Abhängigkeit der Güte der adaptiven Schwingungskompensation durchgeführt. Als Gütemaß A_{fx} der Schwingungskompensation kann der quadratische Mittelwert des Vektors der diskretisierten Sensorsignale des Hochlaufs nach Gleichung (5.1)

$$z_{n,rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \ddot{z}_n^2(k)} \quad (5.1)$$

verwendet werden, welcher anschließend über alle Sensorsignale M summiert und auf den quadratischen Mittelwert der Sensorsignale des passiven Systems nach Gleichung (5.2)

$$A_{fx} = 20 \log \left(\frac{\sum_{m=1}^M z_{m,rms,a}}{\sum_{m=1}^M z_{m,rms,p}} \right) \quad (5.2)$$

bezogen wird.

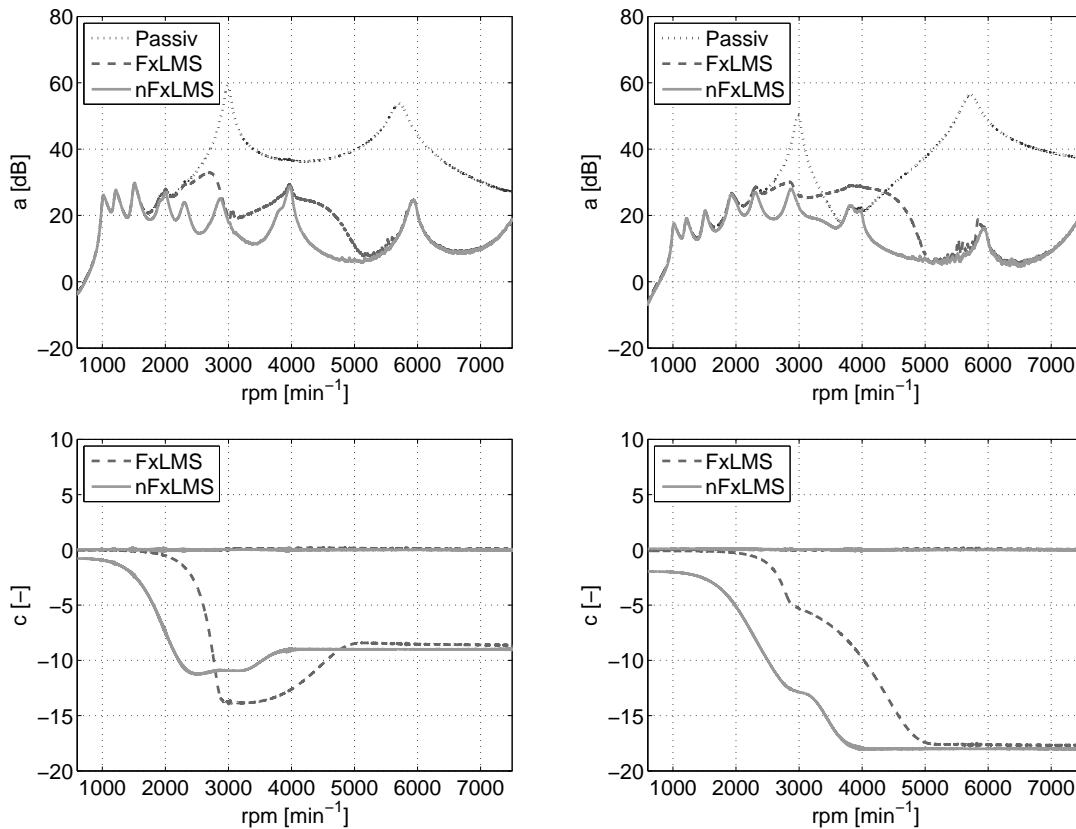


Abbildung 5.4: Ordnungsschnitte der Sensorgrößen \ddot{z}_1 (Links) und \ddot{z}_2 (Rechts) der passiven Struktur, mit einer Kompensation der 2. Ordnung durch den mehrkanaligen FxLMS-Algorithmus und mit einer Kompensation der 2. Ordnung durch den mehrkanaligen normierten FxLMS-Algorithmus (Oben) und Koeffizienten der Kompensationsfilter über der Drehzahl (Unten)

Für die Variation der Konvergenzkonstante im Bereich von $\mu = 5 \times 10^{-7} \dots 5 \times 10^{-5}$ und des Vergessensfaktors im Bereich von $\mu = 2 \times 10^{-2} \dots 2 \times 10^4$ ergibt sich der Verlauf nach Abbildung 5.5. N stellt die Anzahl der Abtastschritte dar, wobei in Abbildung 5.5 die Konvergenzkonstante μ auf der x-Achse, der Vergessensfaktor γ auf der y-Achse und die Güte A_{fx} auf der z-Achse aufgetragen sind. Für die Konvergenzkonstante ergibt sich für das vorgegebene System ein Minimum von A_{fx} für $\mu = 1,5 \times 10^{-5}$, für den Vergessensfaktor zeigt sich kein eindeutiges Minimum, wobei ab einem Wert von $\gamma = 2,0 \times 10^{-1}$ eine Begrenzung der Konvergenz einsetzt, die sich bis zu einer vollständigen Einschränkung der Adaption führen lässt. Diese Werte wurden für die Simulation des schmalbandigen FxLMS-Algorithmus mit den in Abbildung 5.2 und 5.4 dargestellten Ergebnissen genutzt.

Zur leistungsgesteuerten Anpassung der Konvergenzkonstante bietet sich, wie in Abschnitt 4.4 dargestellt, eine Normierung auf die geschätzte Eingangssignalleistung an, weshalb in den Ordnungsschnitten der 2. Ordnung in Abbildung 5.4 zusätzlich Ergebnisse des normierten FxLMS (nFxLMS) Algorithmus dargestellt sind, wodurch sich über den gesamten Frequenzbereich eine verbesserte Reduktion des Beschleunigungspegels im Vergleich zum nicht normierten FxLMS-Algorithmus ergibt. Die deutlichsten Unterschiede ergeben sich wie erwartet in den Bereichen, wo geringe Eingangssignalpegel vorliegen und somit durch die Normierung die Konvergenzkonstante erhöht wird, grundlegend bleibt jedoch eine geringe Reduktion der Störgröße im Bereich der Antiresonanz bestehen.

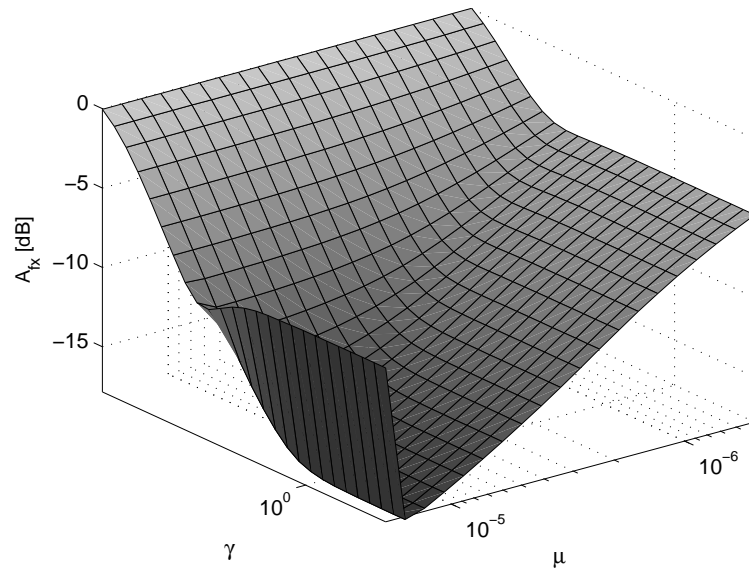


Abbildung 5.5: Sensitivitätsanalyse der Adaptionsschrittweite μ und des Vergessensfaktors γ auf die Güte der adaptiven Schwingungskompensation A_{fx}

5.3 Verteilte adaptive Schwingungskompensation

Werden mehrere Aktoren und Sensoren zur Regelung benutzt, so ergeben sich für die Realisierung des Regelungssystems mehrere Möglichkeiten, wobei die Wahl der Topologie von den Eigenschaften des mechanischen Struktursystems abhängt. Grundsätzlich bietet sich zur Regelung eines vollständig gekoppelten mechanischen Systems, bei dem die Übertragungsmatrix nach Gleichung (3.17) voll besetzt ist, ebenfalls eine vollständig gekoppelte Mehrgrößenregelung an [103], bei der die Reglermatrix \mathbf{R} für den Fall der Ausgangsrückführung nach Gleichung (3.20) ebenfalls vollständig besetzt ist. Bei sehr großen Strukturen mit vielen Aktoren und Sensoren ist dieses Vorgehen unter Umständen nicht zweckmäßig und führt zu einem sehr hohem Aufwand für das Signalverarbeitungssystem. Weiterhin kann eine strukturbeschränkte Regelung ausgelegt werden, bei der die Reglermatrix nicht voll besetzt ist und somit nicht alle Eingänge mit allen Ausgängen verkoppelt [103] sind. Ein Sonderfall der strukturbeschränkten Regelung ist die dezentrale Ausgangsrückführung, bei der die Reglermatrix \mathbf{R} (Gleichung (3.20)) nur Einträge auf der Hauptdiagonalen aufweist [46, 103]. Für aktive Strukturen ist dieser Ansatz, wie in Abschnitt 4.2 dargestellt wird, vielfach erfolgreich angewendet worden und besitzt bei geeigneter Aktor- und Sensorpositionierung besonders günstige Stabilitätseigenschaften [128, 16].

Bezieht man die Umsetzung des Signalverarbeitungssystems in die Systemauslegung mit ein, bieten sich die in Abbildung 5.6 prinzipiell skizzierten Möglichkeiten für die Auslegung des Mehrgrößenregelungssystems, wobei in Abbildung 5.6 a) ebenfalls das Eingrößensystem dargestellt ist, in 5.6 b) das dezentrale Mehrgrößensystem und in 5.6 d) das zentralisierte, vollständig gekoppelte Mehrgrößensystem. Wird ein Kommunikationsmedium zum Informationsaustausch zwischen räumlich verteilten Signalverarbeitungseinheiten eingeführt, so kann bei fehler- und verzögerungsfreier Übertragung formal ein verteiltes Regelungssystem ausgelegt werden (Abbildung 5.6 c)). In der Fahrzeug-, Luftfahrt- und

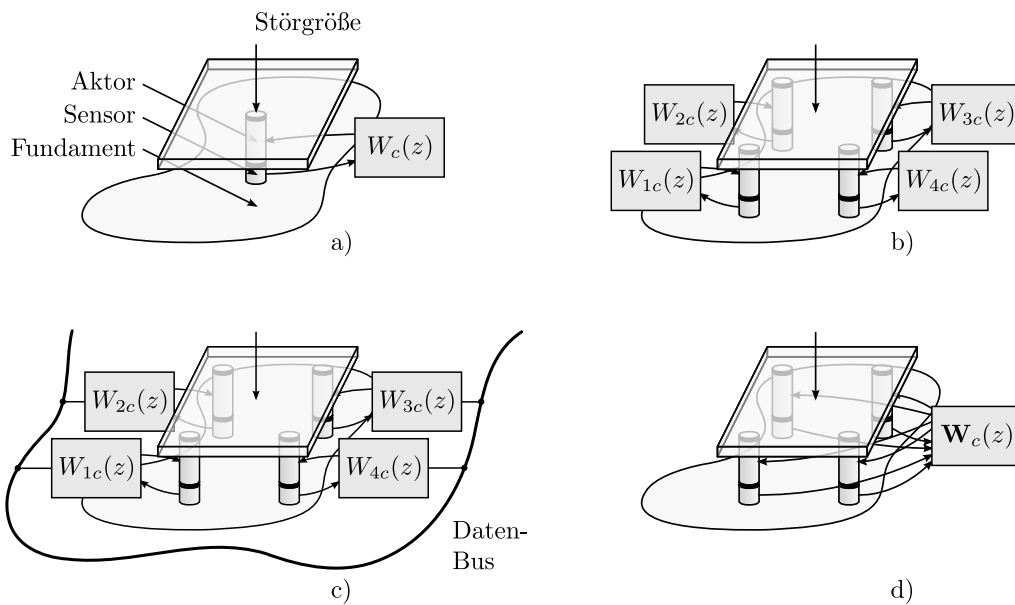


Abbildung 5.6: Topologien zur Regelung und Signalverarbeitung bei Systemen mit mehreren Aktoren und Sensoren, Eingrößensystem a), Dezentrales Mehrgrößensystem b), Verteiltes Mehrgrößensystem c), Mehrgrößensystem d)

Automatisierungstechnik verwendete Bus- und Netzwerksysteme mit deterministischer Datenübertragung sind hierzu in Abschnitt 2.4 aufgeführt.

Analog zur Auslegung des Regelungssystems, zum Beispiel für eine aktive Schwingungsdämpfung, kann für die Schwingungskompensation nach Abschnitt 4.5 eine dezentrale, verteilte oder zentralisierte Topologie gewählt werden. Entsprechend der dezentralen Umsetzung des Regelungssystems wird für die dezentrale aktive Schwingungskompensation ein Systemaufbau benötigt, bei dem für $K = M$ Aktoren und Sensoren K Diagonalelemente der Übertragungsmatrix (Gleichung (3.17)) als Sekundärstreckenmodelle identifiziert werden müssen. Für das zentralisierte Mehrgrößensystem wird, wie in Abschnitt 4.5 dargestellt wird, die Schätzung der vollständigen $K \times M$ Sekundärstreckenmatrix $\hat{S}(z)$ benötigt, wodurch im Unterschied zur dezentralen Umsetzung, der mittlere quadratische Fehler aller Sensoren minimiert wird [38].

Oftmals wird ein großer Teil der Rechenoperationen pro Abtastintervall für die Berechnung der Sekundärstreckenmodelle benötigt, weshalb eine dezentrale Umsetzung bei Nutzung vieler Aktoren und Sensoren interessant ist. Elliott und Boucher [33] zeigten, dass eine Realisierung der dezentralen Schwingungskompensation möglich ist, jedoch durch geeignete Wahl des Vergessensfaktors stabilisiert werden muss (Gleichung (4.35)), womit ein Verlust der Leistungsfähigkeit der Schwingungskompensation eintritt. Wird für die aktive Schwingungskompensation ein Systemaufbau nach Abbildung 5.6 c) gewählt, so kann in einem ersten Schritt der gesamte Rechenaufwand des Algorithmus nicht verringert werden, jedoch auf mehrere Signalverarbeitungseinheiten verteilt werden.

Eine Möglichkeit zur verteilten Realisierung des MIMO-FxLMS-Algorithmus zeigt Abbildung 5.7, wobei die Struktur des MIMO-FxLMS-Algorithmus aus Abbildung 4.8 erhalten bleibt, jedoch auf jedem Signalverarbeitungsknoten nur eine Spalte der Übertragungsmatrix $\hat{S}(z)$ berechnet werden muss. Weiterhin müssen in jedem Abtastintervall das Referenzsignal $x(n)$ und die Fehlersignale $e_1(n)$ bis $e_M(n)$ über ein Kommunikationsmedium übertragen und jedem Knoten zur Verfügung gestellt werden, was in Abbildung 5.7 durch

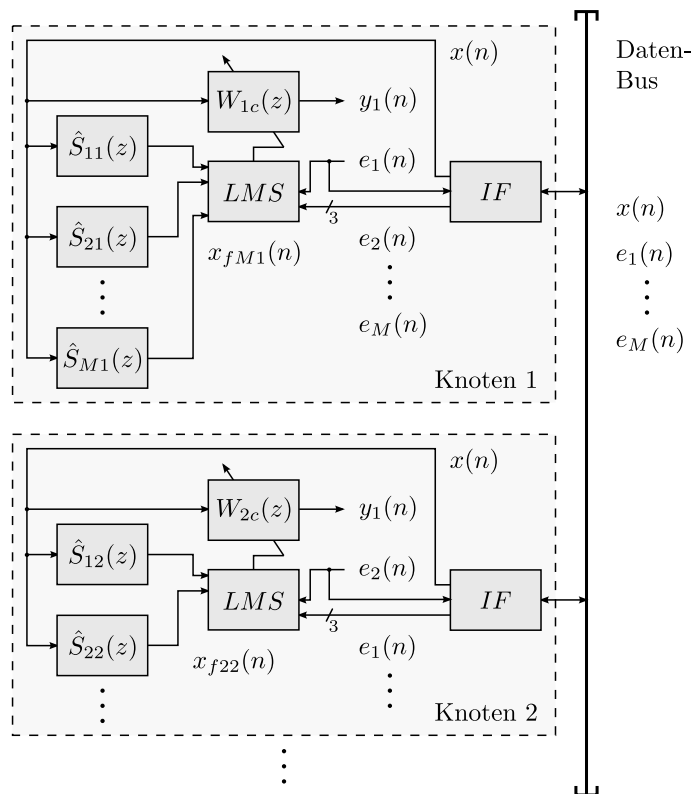


Abbildung 5.7: Verteilte Umsetzung einer adaptiven Schwingungskompensation durch Partitionierung des MIMO-FxLMS-Algorithmus

die Schnittstelle IF angedeutet ist. Durch die periodische Datenübertragung entstehen Anforderungen hinsichtlich der Bandbreite und der Übertragungsart des Mediums, welche durch die Größe der Sensordaten, die Höhe der Abtastrate, die Synchronisierung der Signalverarbeitungsknoten und die notwendige Vorherbestimmtheit der Datenübertragung gestellt werden.

In den weiteren Abschnitten wird daher neben einer hohen Güte und Robustheit der Schwingungskompensation ebenfalls auf eine Umsetzung der Algorithmen unter Nutzung möglichst geringer Ressourcen der Signalverarbeitungseinheiten und des Kommunikationsmediums eingegangen, welche durch strukturdynamische Ansätze und methodische Anpassungen erreicht werden soll.

5.4 Vermaschung von aktiver Schwingungskompensation und -dämpfung

Zur Erweiterung der aktiven Schwingungskompensation kann das System mit einem Low-Authority-Controller (LAC), wie einer dezentralen kollokierten Geschwindigkeitsrückführung [125] oder allgemein einer analogen Ausgangsrückführung, vermascht werden [139], wodurch sich die Leistungsfähigkeit des Gesamtsystems steigern lässt. Da die Konvergenz der adaptiven Schwingungskompensation durch den FxLMS-Algorithmus in der allgemeinen Form von der Eigenwertspreizung des Eingangssignals abhängt und damit von der Dynamik der Sekundärstrecke [38], kann durch aktive Erhöhung der Strukturdämpfung mit den Regelgesetzen aus Abschnitt 4.1 eine Verbesserung der Konvergenz des

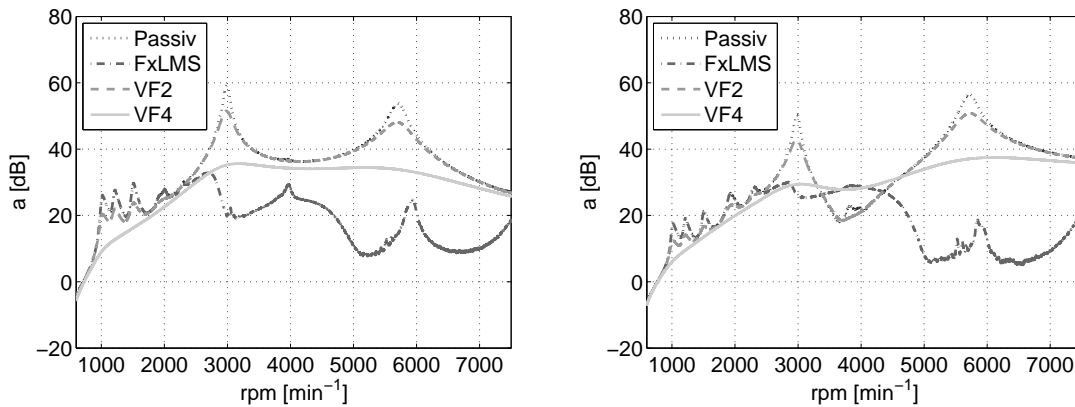


Abbildung 5.8: Ordnungsschnitte der Sensorgrößen \ddot{z}_1 (Links) und \ddot{z}_2 (Rechts) der passiven Struktur, mit Kompensation der 2. Ordnung durch den MIMO-FxLMS-Algorithmus (FxLMS) und mit aktiver Dämpfung der Struktur durch eine dezentrale Geschwindigkeitsrückführung mit einer Rückführverstärkung von 20 dB (VF2) und 40 dB (VF4)

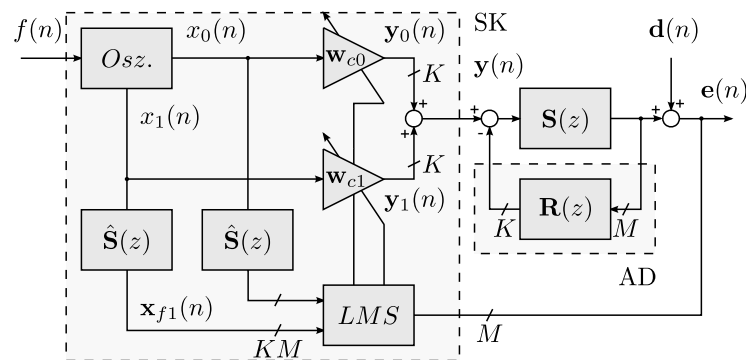


Abbildung 5.9: Vermaschung von dezentraler Geschwindigkeitsrückführung (AD) und aktiver Schwingungskompensation (SK)

Algorithmus erreicht werden und damit eine Erhöhung der Schwingungsreduktion [87]. Grundsätzlich kann für eine besonders einfache Systemrealisierung der LAC auch separat betrieben werden, wobei durch die aktive Dämpfung der Struktur keine Verringerung der eigentlichen Störung stattfindet und die mechanische Struktur daher in der Resonanz mit einer geringeren Schwingamplitude auf die Anregung antwortet. Abbildung 5.8 zeigt Ordnungsschnitte der Beschleunigungspegel der beiden Fehlersensoren für eine Geschwindigkeitsrückführung durch Integration der Beschleunigungen \ddot{z}_1 und \ddot{z}_2 bei einer Rückführverstärkung von 20 dB und 40 dB im Vergleich zum MIMO-FxLMS-Algorithmus mit den Konstanten aus Abschnitt 5.2.

Wird die aktive Schwingungskompensation nach Abbildung 5.9 mit dem LAC vermascht, so ergibt sich schon bei einer geringen Erhöhung der Strukturdämpfung eine deutlich verbesserte Reduktion der Beschleunigungspegel von \ddot{z}_1 und \ddot{z}_2 , was an den Ordnungsschnitten in Abbildung 5.10 ersichtlich ist. Als Parameter wurden wiederum eine Rückführverstärkung von 20 dB bei einer Konvergenzkonstante von $\mu = 6 \times 10^{-5}$ und einem Vergessensfaktor von $\gamma = 1 \times 10^{-2}$ und eine Rückführverstärkung von 40 dB bei einer Konvergenzkonstante von $\mu = 3 \times 10^{-3}$ und einem Vergessensfaktor von $\gamma = 1 \times 10^{-3}$ verwendet.

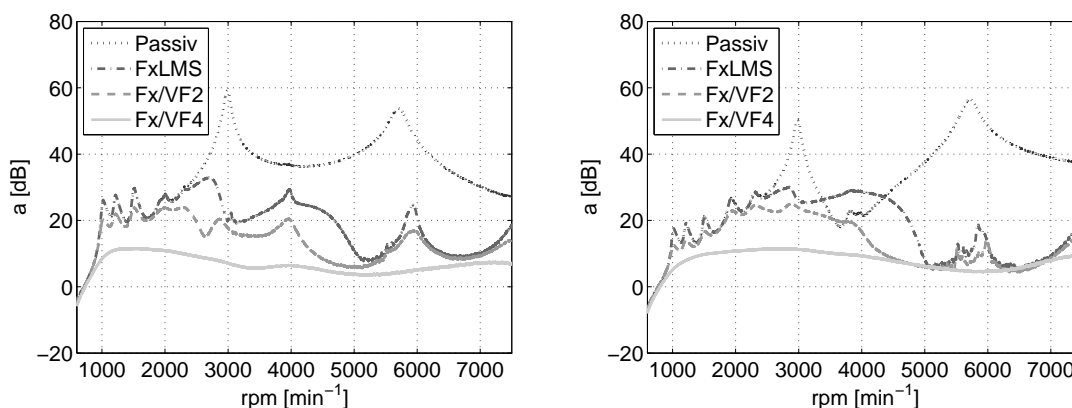


Abbildung 5.10: Ordnungsschnitte der Sensorgrößen \ddot{z}_1 (Links) und \ddot{z}_2 (Rechts) der passiven Struktur, mit Kompensation der 2. Ordnung durch den MIMO-FxLMS-Algorithmus (FxLMS) und den vermaschten MIMO-FxLMS-Algorithmus mit einer Rückführverstärkung von 20 dB (Fx/VF2) und 40 dB (Fx/VF4)

Abbildung 5.9 zeigt die Vermaschung des schmalbandigen MIMO-FxLMS-Algorithmus (SK) aus Abschnitt 4.6 mit einer dezentralen kollokierten Geschwindigkeitsrückführung (AD) für ein aktives System mit K Aktoren und M Sensoren, wobei die Schätzung $\hat{S}(z)$ der Übertragungsmatrix in diesem Fall den LAC mit beinhaltet und daher eine Schätzung der Übertragungsmatrix der aktiv gedämpften Struktur darstellt.

5.5 Konvergenz der vermaschten Schwingungskompensation

Für veränderliche Störfrequenzen wird ein gutes Nachführen der Koeffizienten des Kompensationsfilters durch den Adaptionsalgorithmus benötigt. Abschnitt 5.4 zeigte eine höhere Schwingungsreduktion (Abbildung 5.10) durch das vermaschte aktive System mit einer aktiven Erhöhung der Strukturdämpfung, was auf eine verbesserte Konvergenz schließen lässt. In diesem Abschnitt soll untersucht werden, in wie weit die durch den Adaptionsalgorithmus bestimmten Koeffizienten von der analytisch bestimmten Lösung des Kompensationsfilters abweichen. Hierzu wird für N Frequenzstützstellen des Hochlaufs die stationäre Wiener Lösung nach Gleichung (4.19) bestimmt und mit der iterativ bestimmten Lösung des Adaptionsalgorithmus verglichen.

Für den schmalbandigen FxLMS-Algorithmus nach Abbildung 4.9 mit einer Darstellung des Sekundärstreckenmodells an der Frequenzstützstelle ω_t durch die Amplitude A_s und die Phase ϕ_s kann die Eingangsausokorrelationsmatrix \mathbf{R} mit dem Referenzsignal nach Gleichung (5.4)

$$x_0(n) = A \cos(\omega_t n) \quad (5.3)$$

$$x_1(n) = A \sin(\omega_t n) \quad (5.4)$$

und der Amplitude des Referenzsignals $A = 1$ zu Gleichung (5.6)

$$\mathbf{R} = E \begin{bmatrix} x_{0f}(n)x_{0f}(n) & x_{0f}(n)x_{1f}(n) \\ x_{1f}(n)x_{0f}(n) & x_{1f}(n)x_{1f}(n) \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

$$= E \begin{bmatrix} A_s^2 \cos^2(\omega_t n + \phi_s) & 0 \\ 0 & A_s^2 \sin^2(\omega_t n + \phi_s) \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

bestimmt werden. Der Kreuzkorrelationsvektor \mathbf{p} bestimmt sich entsprechend mit der Amplitude A_p und Phase ϕ_p der Primärstrecke zu

$$\mathbf{p} = E \begin{bmatrix} d(n)x_{0f}(n) & d(n)x_{1f}(n) \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

$$= E \begin{bmatrix} A_p A_s \cos(\omega_t n + \phi_p) \cos(\omega_t n + \phi_s) & A_p A_s \cos(\omega_t n + \phi_p) \sin(\omega_t n + \phi_s) \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

wobei zur Bestimmung der Erwartungswerte von einem ergodischen Prozess ausgegangen wird [82] und diese für die numerischen Berechnungen nach Gleichung (5.9)

$$E[x(n)] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \quad (5.9)$$

geschätzt werden.

Für die numerischen Untersuchungen werden zwei Fälle untersucht, die Sensitivität des Adaptionsalgorithmus auf die Dauer des Hochlaufs und die Sensitivität auf die Erhöhung der Dämpfungskonstante der mechanischen Struktur, da auf diesen Parameter im realen System durch passive oder aktive Maßnahmen Einfluss genommen werden kann.

Abbildung 5.11 rechts zeigt analytische Berechnungen der Koeffizienten des Kompensationsfilters nach Gleichungen (5.6) und (5.8) und die Abweichung der Koeffizienten des normierten schmalbandigen FxLMS-Algorithmus (nFxLMS) zum optimalen Filter nach Wiener. Die Koeffizienten des nFxLMS-Algorithmus werden hierbei durch numerische Simulation eines Hochlaufs von 20 Hz bis 250 Hz nach Abschnitt 5.2 gewonnen, wobei eine Konvergenzkonstante von $\mu = 0.005$ für alle Simulationsrechnungen verwendet und die Dauer des Hochlaufs zwischen 6 s und 600 s variiert wurde. Für den schnellen Hochlauf mit 6 s sind deutliche Abweichungen von der analytischen Lösung, besonders im Bereich der Antiresonanz bei 153 Hz ersichtlich, wobei die Koeffizienten in diesem Bereich den steilsten Gradienten besitzen. Dies wird ebenfalls in der Zusammenfassung der Ergebnisse nach Tabelle 5.2 deutlich, wo der Fehler e_{coe} zwischen den Koeffizienten der Wiener Lösung c_{kw} und den Koeffizienten des schmalbandigen nFxLMS-Algorithmus c_{kf} nach Gleichung (5.10)

$$e_{coe} = \frac{\sum_{k=0}^{2K} \|c_{kw} - c_{kf}\|_2}{\sum_{k=0}^{2K} \|c_{kw}\|_2} \quad (5.10)$$

mit der H_2 -Norm der Vektoren nach Gleichung (5.11)

$$\|H\|_2 = \sqrt{\sum_{k=0}^{N-1} H(k)^2} \quad (5.11)$$

für $K = 1$ aufgetragen ist und sich bei Erhöhung der Hochlaufdauer eine Verringerung des Fehlers e_{coe} zeigt. Für die Verifikation der analytischen Lösung der Koeffizienten wird

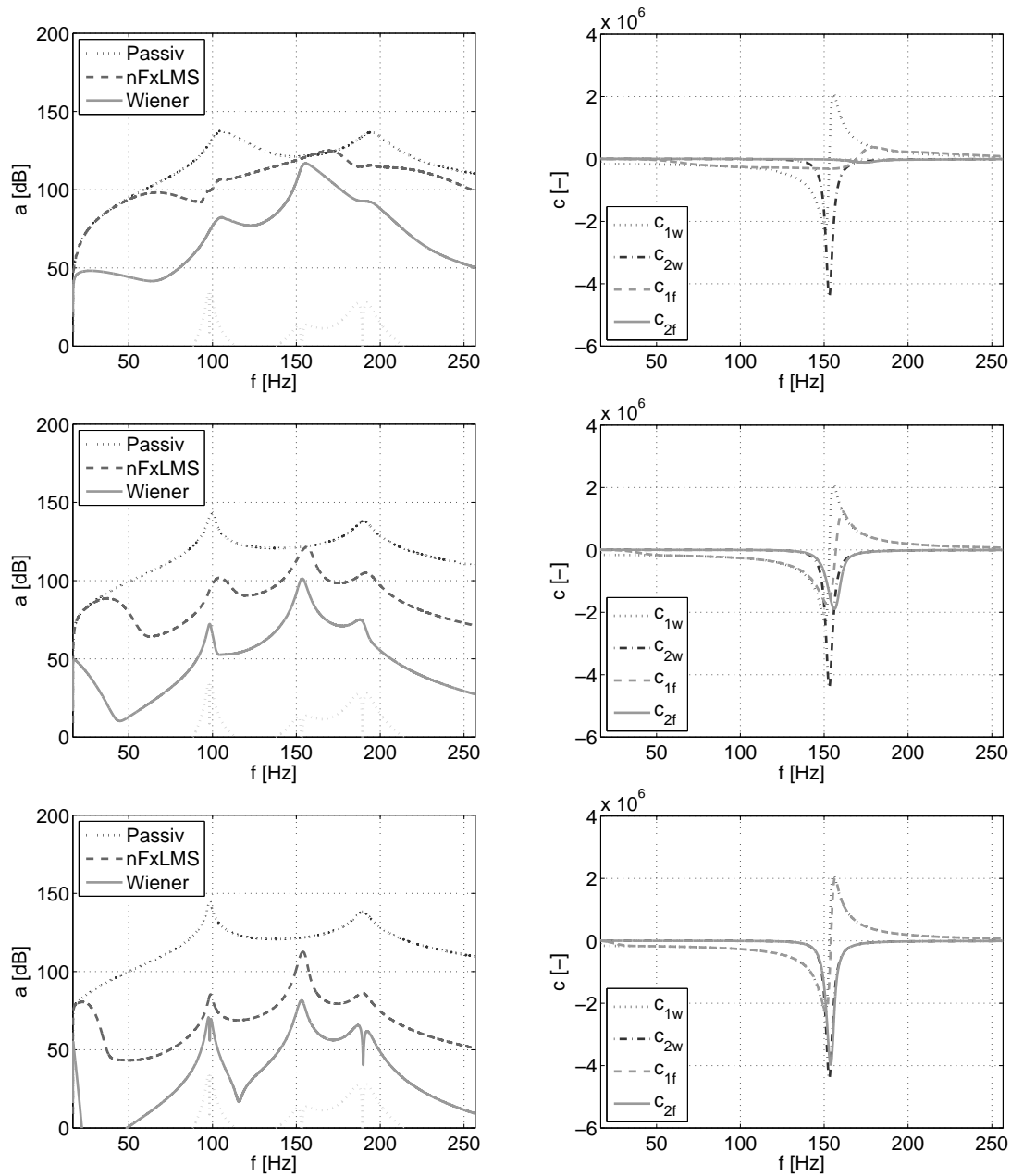


Abbildung 5.11: Ordnungsschnitte der 2. Ordnung (Links) und Koeffizienten des Kompensationsfilters (Rechts) für einen Hochlauf mit normiertem FxLMS-Algorithmus (c_{1f} , c_{2f}) und mit für die stationäre Wiener Lösung (c_{1w} , c_{2w}) errechneten Koeffizienten bei einer Hochlaufdauer von 6s (Oben), 60s (Mitte) und 600s (Unten)

$d_{var} [\%] \setminus t_{sim} [s]$	6	60	600	6000
0	0,95	0,64	0,21	0,03
100	0,88	0,31	0,06	0,01
200	0,78	0,18	0,05	0,02
500	0,53	0,12	0,06	0,02
1000	0,36	0,14	0,07	0,03

Tabelle 5.2: Abweichung e_{coe} der Koeffizienten des adaptierten Kompensationsfilters von der Wiener Lösung, normiert auf die Abweichung des Nullvektors von der Wiener Lösung (Gleichung (5.10)) für unterschiedliche Zeiten t_{sim} des Hochlaufs und Variation der Dämpfungskonstante d um d_{var}

weiterhin ein gesteuerter Hochlauf in der numerischen Simulation durchgeführt, bei dem die Koeffizienten des Wiener-Filters entsprechend der jeweiligen Frequenzstützstelle ausgewählt und zur Kompensation der Störgröße verwendet werden. Die Ergebnisse sind auf der linken Seite von Abbildung 5.11 aufgetragen, wobei sichtbar ist, dass die Wiener Lösung in allen Fällen eine deutlich höhere Reduktion der Störgröße liefert.

Weiterhin wird die Dämpfungskonstante der mechanischen Struktur (Abbildung 5.12) bei konstanter Dauer des Hochlaufs von 60 s variiert, wobei sich analog zur Erhöhung der Hochlaufdauer eine Verringerung des Fehlers ergibt (Tabelle 5.2). Dies ist interessant, da die Zeitkonstante τ_e des LMS-Algorithmus, in der die Filterkoeffizienten zum Minimum des mittleren quadratischen Fehlers konvergieren, nach [98, 160] konstant ist und nach [98] durch den kleinsten Eigenwert λ_{min} der Eingangsausokorrelationsmatrix \mathbf{R} bestimmt wird. Wird μ mit dem maximalen Wert für stabile Konvergenz nach Gleichung (5.12)

$$\mu = \frac{1}{\lambda_{max}} \quad (5.12)$$

$$\tau_e \approx \frac{T}{\mu \lambda_{min}} = T \frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}} = T \chi \quad (5.13)$$

angenommen, so kann τ_e nach Gleichung (5.13) bestimmt werden, wobei T dem Abtastintervall entspricht. Wie bereits in Abschnitt 4.6 dargestellt, hängt τ_e von der Eigenwertspreizung χ von \mathbf{R} ab, wobei τ_e minimal für $\chi = 1$ wird, was für den schmalbandigen FxLMS-Algorithmus aufgrund der Erwartungswerte für \mathbf{R} für alle Störfrequenzen ω_t mit Gleichung (5.6) nach Gleichung (5.14)

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \frac{A_s^2}{2} & 0 \\ 0 & \frac{A_s^2}{2} \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

und den Eigenwerten von \mathbf{R} λ_1 und λ_2 nach Gleichung (5.16)

$$\lambda_1 = \frac{A_s^2}{2} \quad (5.15)$$

$$\lambda_2 = \frac{A_s^2}{2} \quad (5.16)$$

gegeben ist. Da für den normierten FxLMS-Algorithmus die Wahl der Konvergenzkonstante μ nicht durch den maximalen Eigenwert bestimmt wird, sondern zusätzlich von der

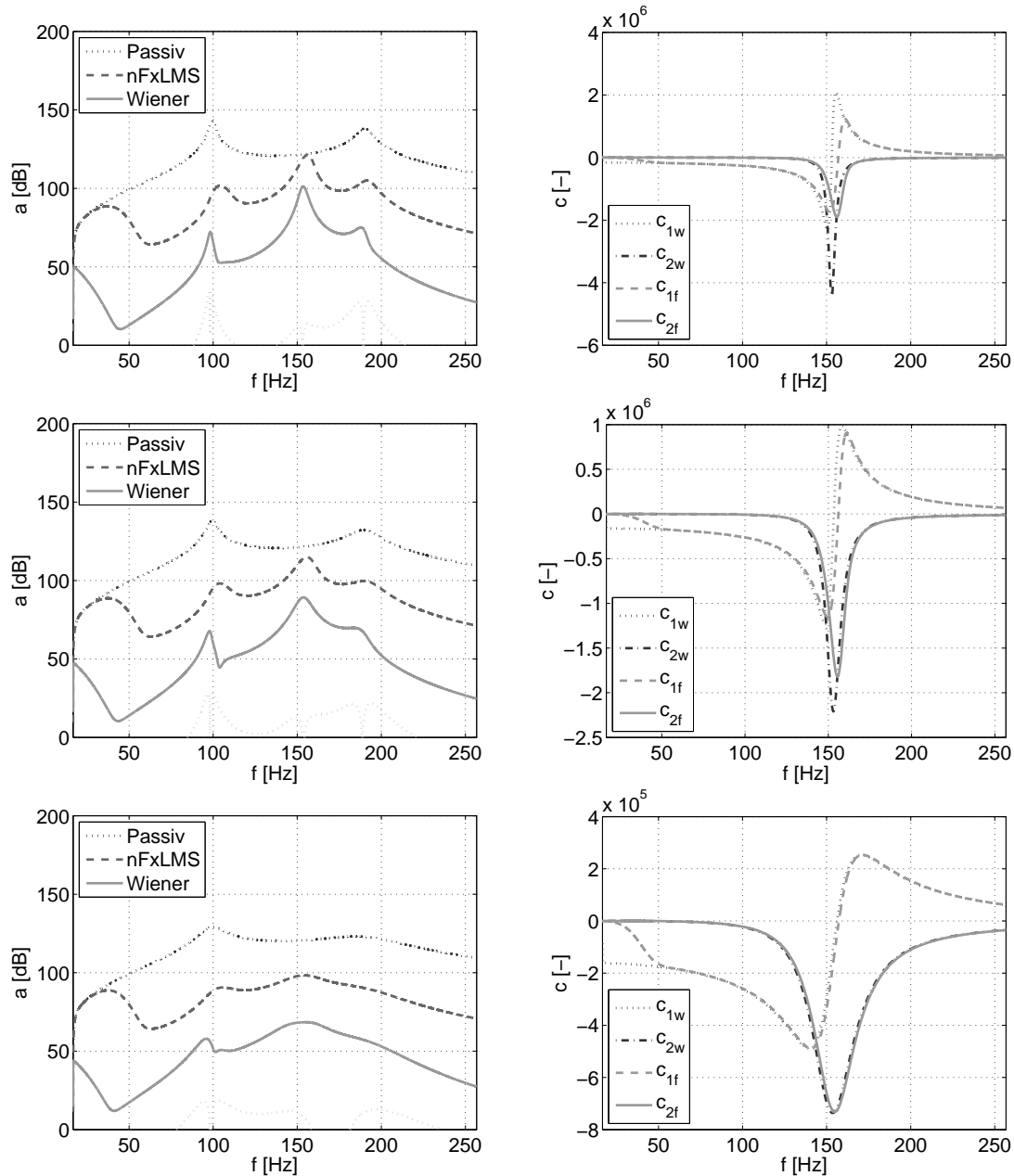


Abbildung 5.12: Ordnungsschnitte der 2. Ordnung (Links) und Koeffizienten des Kompensationsfilters (Rechts) für einen Hochlauf mit normiertem FxLMS-Algorithmus (c_{1f} , c_{2f}) und mit für die stationäre Wiener Lösung (c_{1w} , c_{2w}) errechneten Koeffizienten bei einer Hochlaufdauer von 60 s und einer Erhöhung der Dämpfungskonstante der mechanischen Struktur um 0% (Oben), 100% (Mitte) und 500% (Unten)

Zeitkonstante des Leistungsschätzers nach Gleichung (4.32) abhängt, kann davon ausgegangen werden, dass bei einer schwach gedämpften Struktur die Eingangssignalleistung durch die Amplitudenschwankungen von $S(z)$ nicht exakt geschätzt wird.

Wird die Dynamik der Sekundärstrecke $S(z)$ durch Erhöhung der Dämpfungskonstante d verringert, so kann hierdurch die Schätzung der Momentanleistung des gefilterten Referenzsignals verbessert werden. Durch Normierung der Konvergenzkonstante μ auf die geschätzte Eingangssignalleistung kann für diesen Fall ebenfalls von einer besseren Schätzung des maximalen μ für alle ω_t ausgegangen werden, wodurch χ nach Gleichung (5.13) und damit τ_e minimiert und die Folgeeigenschaft des Adaptionsalgorithmus verbessert wird. Eine weitere Möglichkeit zur Wahl der maximalen Konvergenzkonstante μ besteht in der Verwendung einer Lookup-Tabelle, wobei diese durch Berechnung des inversen Amplitudengangs der Sekundärstrecke $S(z)$ bestimmt werden kann [96] oder alternativ durch Schätzung des Amplitudengangs von $S(z)$ und Berechnung des maximalen μ für alle ω_t mit Anwendung von Gleichungen (5.14) und (5.16).

5.6 Stabilität der vermaschten Schwingungskompensation

Unterliegt die mechanische Struktur äußeren Einflüssen, wie zum Beispiel Temperaturveränderungen oder Materialermüdung, so ändern sich die durch das Sekundärstreckenmodell $\hat{S}(z)$ identifizierten Struktureigenschaften. Hierdurch tritt ein Modellfehler auf welcher, wie in Abschnitt 4.6 dargestellt wird, Einfluss auf die Stabilität des Adaptionsalgorithmus hat. Im Weiteren wird daher untersucht wie sich die Erhöhung der Dämpfung der Struktur, welche durch passive oder aktive Verfahren erzeugt werden kann, auf die Stabilität der adaptiven Schwingungskompensation auswirkt, um eine höhere Robustheit des Gesamtsystems zu erreichen.

Die Stabilität des Adaptionsalgorithmus lässt sich (Abschnitt 4.6) anhand der Pole der Störübertragungsfunktion $H(z)$ beurteilen [38, 98], wobei diese für ein stabiles Systemverhalten innerhalb des Einheitskreises der z -Ebene liegen müssen [82]. $H(z)$ bestimmt sich hierbei nach Gleichung (5.17) [98]

$$H(z) = \frac{1}{1 + S(z)G(z)} \quad (5.17)$$

wobei $G(z)$ als Übertragungstrecke zwischen dem Aktorsignal $y(n)$ und dem Fehlersignal $e(n)$ nach Gleichung (5.18) [38, 98]

$$G(z) = \mu A_s \frac{z \cos(\omega_t - \phi_s) - \cos(\phi_s)}{z^2 - 2z \cos(\omega_t) + 1} \quad (5.18)$$

mit A_s als Amplitude, ϕ_s als Phase des Sekundärstreckenmodells bei der Störfrequenz ω_0 bestimmt wird. Für die Untersuchungen soll eine SISO-Schwingungskompensation mit der Sekundärstrecke $S_{11}(z)$ zwischen Aktorkraft F_1 und der Beschleunigung \ddot{z}_1 des Simulationsmodells nach Abschnitt 5.1 genutzt werden. Hierbei bestimmt sich die kontinuierliche Übertragungsfunktionsdarstellung von $S_{11}(z)$ durch Anwendung von Gleichung (4.6) auf das Zustandsraummodell mit den Matrizen (A.10) bis (A.13) (Abschnitt A) aus

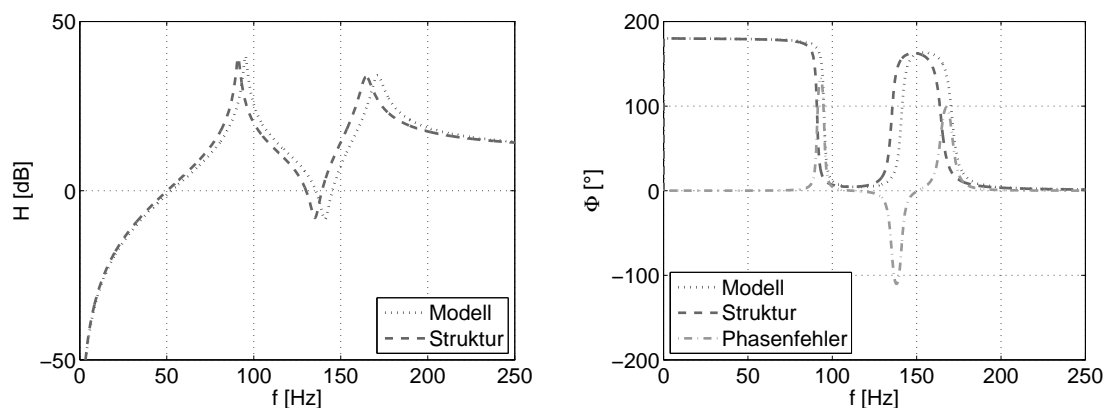


Abbildung 5.13: Darstellung der Steifigkeitsänderung von -10% und Auswirkung auf Amplituden- und Phasengang

der Übertragungsmatrix $\mathbf{S}(z)$. Durch Anwendung der bilinearen Transformation und den Parametern des Strukturmodells (Gleichung (5.19) und Tabelle 5.1)

$$\begin{aligned}
 k_1 &= k \\
 k_2 &= 2k \\
 d_1 &= d \\
 d_2 &= 2d \\
 l_1 &= l \\
 l_2 &= l
 \end{aligned}
 \tag{5.19}$$

kann weiterhin eine analytische Formulierung der zeitdiskreten Darstellung von $S_{11}(z)$ bestimmt werden, welche nach Einsetzen in Gleichung (5.17) und mit Gleichung (5.18) Stabilitätsbetrachtungen des Adaptionsalgorithmus abhängig von den Parametern k und d als Federkonstante und Dämpfungskonstante der mechanischen Struktur erlaubt.

Für die adaptive Schwingungskompensation mit der Sekundärstrecke S_{11} ergibt sich die Störübertragungsfunktion $H_{11}(z)$ zwischen $d(n)$ und $e(n)$ als rekursives Filter 6. Ordnung zu Gleichung (5.20)

$$\begin{aligned}
 H_{11}(z) &= \frac{1}{1 + S_{11}(z)G(z)} \\
 &= \frac{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + b_3z^{-3} + b_4z^{-4} + b_5z^{-5} + b_6z^{-6}}{a_0 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + a_3z^{-3} + a_4z^{-4} + a_5z^{-5} + a_6z^{-6}}
 \end{aligned}
 \tag{5.20}$$

mit den Koeffizienten b_0 bis a_6 nach Gleichungen (C.1) bis (C.14).

Wird eine Variation der Struktursteifigkeit über dem Parameter k durchgeführt, so tritt durch die Änderung der Eigenfrequenzen der Struktur $S(z)$ ein Amplituden- und Phasenfehler zu dem als fest angenommenen Sekundärstreckenmodell $\hat{S}(z)$ auf (Abbildung 5.13). Die Pole von $H_{11}(z)$ bestimmen sich als Nullstellen des Nennerpolynoms von $H_{11}(z)$ und können als konjugiert komplexe Polpaare in der z -Ebene aufgetragen werden (Abbildung 5.14, links), wobei diese nach Gleichung (5.20) jeweils für eine Störfrequenz ω_t bestimmt werden. Für veränderliche Störfrequenzen erfolgt analog hierzu eine mehrfache Auswertung von Gleichung (5.20). Durch Variation der Störfrequenz im Bereich des

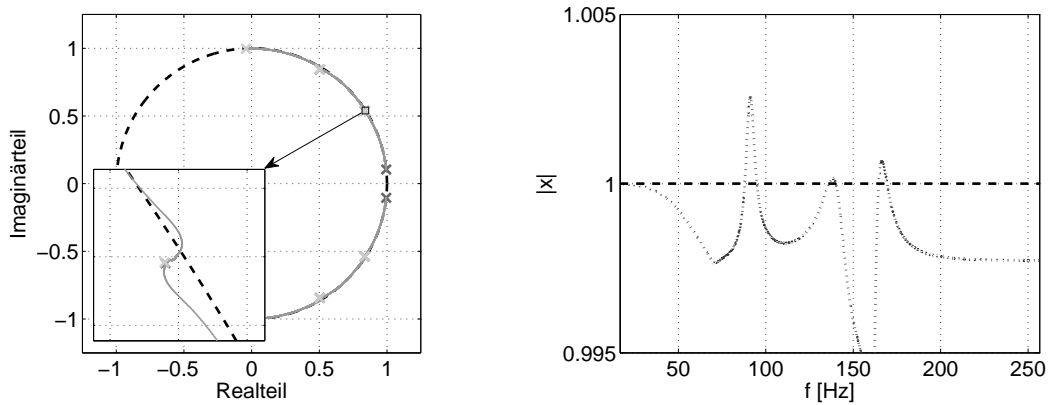


Abbildung 5.14: Darstellung der Pole der Störübertragungsfunktion in der z -Ebene (Links) und größter Polradius (Rechts) bei Variation der Störfrequenz

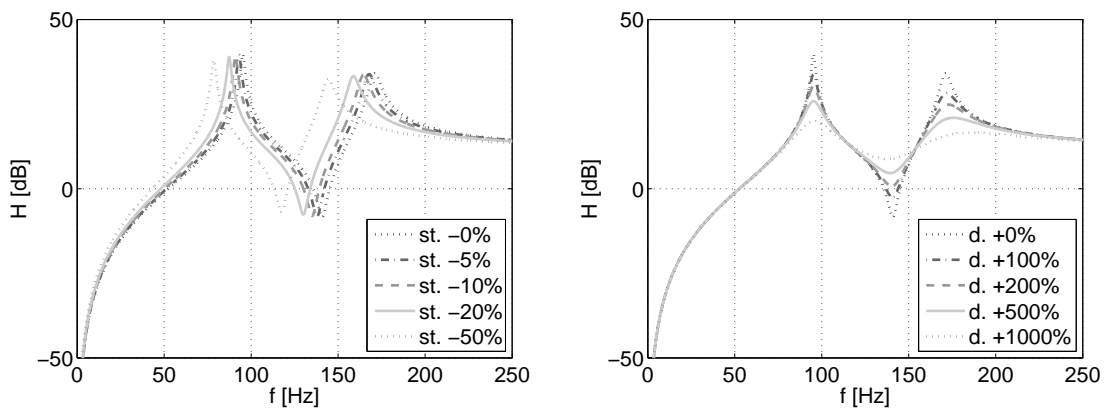


Abbildung 5.15: Variation der Steifigkeit k und Dämpfungskonstante d der mechanischen Struktur

Hochlaufs aus Abschnitt 5.2 zeigt sich ein Wandern des Polpaars des adaptiven Kerbfilters von der minimalen zur maximalen Störfrequenz entlang des Einheitskreises (Abbildung 5.14, links). Der Radius des Polpaars in Polarkoordinaten ist hierbei sehr dicht am Einheitskreis, was die hohe Güte des Filters zur Störungsunterdrückung kennzeichnet, und wird an einigen Frequenzstützstellen größer Eins (Abbildung 5.14, links). Diese instabilen Bereiche lassen sich ebenfalls anhand des Phasenfehlers zwischen Sekundärstrecke $S(z)$ und Modell $\hat{S}(z)$ bestimmen, wobei dieser für Konvergenz des Adaptionalgorithmus nach [38, 98] nicht mehr als $\pm 90^\circ$ betragen darf.

Da zur Stabilitätsbetrachtung nicht alle Pole von $H_{11}(z)$ benötigt werden, wird zur anschaulicheren Darstellung der größte Polradius von $H_{11}(z)$ über der Störfrequenz ω_t aufgetragen (Abbildung 5.14, rechts). Im Vergleich mit dem Phasenfehler (Abbildung 5.13, rechts) zeigt sich ein Polradius > 1 in Bereichen, wo der Phasenfehler $> \pm 90^\circ$ beträgt. Zur weiteren Untersuchung wird die Steifigkeit k im Bereich von 0% bis -50% und die Dämpfungskonstante d im Bereich von 0% bis zu einer Erhöhung von $+1000\%$ variiert, um den Einfluss der passiven oder aktiven Dämpfungserhöhung auf die Konvergenz des Adaptionalgorithmus bei Strukturänderungen zu betrachten (Abbildung 5.15). Abbildung 5.16 links zeigt die Ergebnisse der Sensitivitätsanalyse für die beiden Parameter k und d , wobei pro Parametervariation der maximale Polradius der Störfrequenzvariation nach Ab-

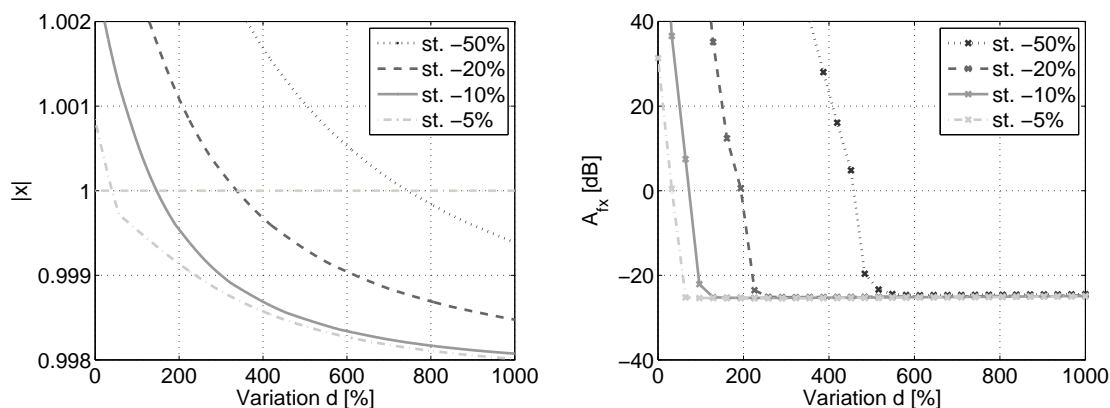


Abbildung 5.16: Analytische Berechnung des maximalen Radius der Pole der Störübertragungsfunktion $G(z)$ der adaptiven Schwingungskompensation (Links) und numerische Simulation der Güte A_{fx} der Schwingungskompensation (Rechts) bei Variation der Steifigkeit k und Dämpfungskonstante d

Abbildung 5.14 rechts aufgetragen ist, um zu bestimmen, ob für die gewählten Parameter im gesamten Hochlauf ein instabiles Verhalten auftritt. Das Diagramm nach Abbildung 5.16 links zeigt, dass bei der schwach gedämpften mechanischen Struktur schon bei einer geringen Veränderung der Steifigkeit von -5% im Bereich der Eigenfrequenz ein ausreichend großer Modellfehler auftritt, welcher zu einem divergierenden Adaptionsalgorithmus führt. Weiterhin kann durch Erhöhung der Strukturdämpfung eine Konvergenz des Algorithmus auch für größere Steifigkeitsänderungen erreicht werden. Umgekehrt kann bei einer erhöhten Strukturdämpfung von einer höheren Robustheit des Schwingungskompensationssystems ausgegangen werden, da nach Abbildung 5.16 links bei steigender Dämpfung höhere Steifigkeitsänderungen für ein instabiles Systemverhalten notwendig sind.

Abbildung 5.16 rechts zeigt die Auswertung transientscher Simulationen der adaptiven Schwingungskompensation des MIMO Systems anhand des Modells nach Abschnitt 5.1, wobei identische Variationen der Steifigkeit k und Dämpfungskonstante d vorgenommen wurden. Als Kriterium für die Konvergenz des Algorithmus wird in diesem Fall das in Abschnitt 5.2 verwendete Gütemaß der Schwingungskompensation A_{fx} nach Gleichung (5.2) verwendet, wobei die quadratischen Mittelwerte der Fehlersensorsignale des aktiven auf das passive System in logarithmischer Darstellung bezogen werden, so dass Werte > 0 dB eine Verschlechterung der Systemeigenschaften darstellen und als ein Divergieren des Adaptionsalgorithmus interpretiert werden können. Grundlegend werden die vorangehenden Untersuchungen bestätigt, und es zeigt sich ein ähnlicher Verlauf des Diagramms, so dass sich mit zunehmender Dämpfung eine höhere Robustheit des Gesamtsystems hinsichtlich Strukturveränderungen des Parameters k erreichen lässt. Abweichend zeigt sich, dass sich bereits mit einer geringeren Erhöhung der Strukturdämpfung eine konstante Schwingungsreduktion erreichen lässt, was durch die Dauer von 60 s der Hochläufe erklärt werden kann, wobei kein stationärer Zustand für die einzelnen Störfrequenzstützstellen ω_t erreicht wird und daher eine Divergenz des Algorithmus durch das gewählte Kriterium des quadratischen Mittelwerts nur bei einem Verweilen an den entsprechenden Frequenzstützstellen auffällig wird.

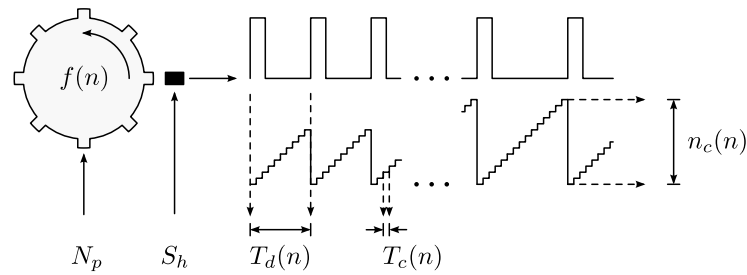


Abbildung 5.17: Schematische Darstellung der Schätzung der Störfrequenz $f(n)$ über einen Zähler n_c

5.7 Einfluss der Frequenzschätzung

Die schmalbandige adaptive Schwingungskompensation mittels des FxLMS-Algorithmus kann eine hohe Güte der Störgrößenreduktion erreichen, wobei die Anwendbarkeit des Algorithmus im Wesentlichen von der Existenz oder der Erzeugung eines Referenzsignals abhängt. Entsprechend gibt es in der Literatur Untersuchungen bezüglich des Einflusses des Schätzfehlers der Referenzfrequenz auf die Güte der Schwingungskompensation [115], wobei bereits geringe Abweichungen der geschätzten Referenzfrequenz von der tatsächlichen Frequenz der Störgröße zu einer deutlichen Verschlechterung der Güte der Schwingungskompensation führen, welche auch durch Wahl eines hohen Werts der Konvergenzkonstante μ nur geringfügig verbessert werden kann.

In diesem Abschnitt soll daher der Einfluss der Frequenzschätzung auf die Güte der Schwingungskompensation am Beispiel des bisher verwendeten Simulationsmodells untersucht werden, wobei die Referenzfrequenz nach Abbildung 5.17 durch Auszählen der Grundwelle der Störgröße geschätzt wird, wie es bei einer Unwuchterregung, zum Beispiel durch eine rotierende Welle, ebenfalls durch Auszählen der über einen Hallgeber S_h erfassbaren Drehfrequenz $f(n)$ möglich ist. Im Weiteren wird für die numerischen Untersuchungen eine vermaschte adaptive Schwingungskompensation nach Abbildung 5.9 verwendet, wobei die Anzahl der Nocken N_p pro Umdrehung und die Periodendauer T_c des Zählers relativ zum Diskretisierungsintervall T der Schwingungskompensation durch einen Faktor N_o zur höheren Abtastung variiert wird. Die Drehfrequenz $f(n)$ kann hierbei nach Gleichung (5.21)

$$f(n) = \frac{1}{T_d(n)N_p} \quad (5.21)$$

$$T_d(n) = T_c n_c(n) = \frac{T n_c(n)}{N_o} \quad (5.22)$$

bestimmt werden, wobei sich die Periodendauer $T_d(n)$ mit dem Zählerstand $n_c(n)$ nach Gleichung (5.22) ergibt. Hierbei zeigt sich, dass der relative Fehler der Schätzung mit steigender Frequenz der Störgröße zunimmt, da hier weniger Zählerschritte für die Darstellung der Periodendauer zur Verfügung stehen. Weiterhin besteht bei einer zeitlich variierenden Frequenz der Störgröße eine Zeitverschiebung zwischen tatsächlicher und geschätzter Frequenz, da für die Auswertung von Gleichung (5.21) abgeschlossene Zählvorgänge vorliegen müssen, was durch Erhöhung der Anzahl der Nocken N_p beeinflusst werden kann. Abbildung 5.18 zeigt Ergebnisse der numerischen Simulationen der schmalbandigen adaptiven Schwingungskompensation mit Schätzung der Grundfrequenz der Störgröße, wobei

Konfiguration	e_{f_u} [Hz]	e_{f_o} [Hz]	e_{f_u}/f_u [-]	e_{f_o}/f_o [-]
$N_o = 1, N_p = 1$	0,0990	13,8889	0,0099	0,1111
$N_o = 10, N_p = 1$	0,0100	1,5432	0,0010	0,0123
$N_o = 100, N_p = 1$	0,0010	0,1561	0,0001	0,0012
$N_o = 1000, N_p = 1$	0,0001	0,0156	0,0000	0,0001
$N_o = 100, N_p = 4$	0,0040	0,6219	0,0004	0,0050
$N_o = 100, N_p = 16$	0,0160	2,4510	0,0016	0,0196
$N_o = 100, N_p = 64$	0,0636	9,2593	0,0064	0,0741

Tabelle 5.3: Maximale absolute und relative Schätzfehler e_f und e_f/f der Grundfrequenz der Störgröße an der geringsten und höchsten Frequenz f_u und f_o für unterschiedliche Werte der Polzahl N_p und der Überabtastung N_o

in der linken Spalte Ordnungsschnitte der 2. Ordnung des ersten Fehlersensors und in der rechten Spalte Campbelldiagramme der Signale des ersten Fehlersensors aufgetragen sind und die Werte für $N_p = [1, 1, 16, 1]$ und für $N_o = [1, 100, 1000, 100]$ zeilenweise variiert werden.

Für die letzte Konfiguration wird zusätzlich eine aktive Dämpfung mit einer Rückführverstärkung von 40 dB verwendet. An den Ergebnissen aus Abbildung 5.18 zeigt sich eine deutliche Abhängigkeit der Reduktion der Störgröße vom Schätzfehler der Referenzfrequenz, welcher für die minimale Frequenz f_u und die maximale Frequenz f_o der in der Simulation verwendeten Störgröße nach Tabelle 5.3 angegeben werden kann. In den in der obersten Zeile dargestellten Ergebnissen zeigt sich darüber hinaus am Campbelldiagramm eine Verschlechterung der der Störgröße benachbarten Frequenzbereiche, wobei auch in den anderen Konfigurationen nicht die Güte der Schwingungskompensation mit exakter Frequenz der Störgröße (nFxLMS) erreicht werden kann und entsprechend dem größten Schätzfehler die Reduktion der Störgröße in den oberen Frequenzbereichen am geringsten ist.

Abbildung 5.19 zeigt eine Sensitivitätsanalyse der Güte A_{f_x} der adaptiven Schwingungskompensation nach Gleichung (5.2) in Abschnitt 5.2 bezüglich der Parameter N_p und N_o , wobei auf der linken Seite Ergebnisse des nicht vermaschten Systems dargestellt sind und auf der rechten Seite Ergebnisse der vermaschten adaptiven Schwingungskompensation mit einer Rückführverstärkung von 40 dB. Generell scheinen alle Graphen aus Abbildung 5.19 gegen eine maximale mögliche Reduktion der Störgröße für die gewählten Werte zu streben, wobei das Ergebnis der exakten Referenzfrequenz in keinem der Fälle erreicht werden kann. Insgesamt lässt sich das Ergebnis annähern, wenn sowohl ein geringer Schätzfehler der Referenzfrequenz durch eine hohe Wahl von N_o vorliegt als auch der Phasenverzug zwischen zeitveränderlicher exakter Frequenz und geschätzter Frequenz durch eine hohe Wahl von N_p gering ist. Hierbei muss bei einer Erhöhung von N_p ebenfalls N_o proportional erhöht werden, da sonst die Auflösung sinkt und eine geringere Güte A_{f_x} erreicht wird (Tabelle 5.3). Für einige Kombinationen von N_p und N_o scheint sich ein Optimum von A_{f_x} für die linke Darstellung von Abbildung 5.19 zu ergeben, wobei diese Werte bei einer weiteren Auswertung der Campbelldiagramme starke Schwankungen der Frequenzschätzung zeigen und daher Verschlechterungen in benachbarten Frequenzbereichen aufweisen. Hinsichtlich der vermaschten adaptiven Schwingungskompensation lässt sich eine um ungefähr 12 dB höhere Reduktion der Störgröße für alle Werte von N_p und N_o feststellen, welche durch die aktive Dämpfung der Struktur hervorgerufen wird, wobei

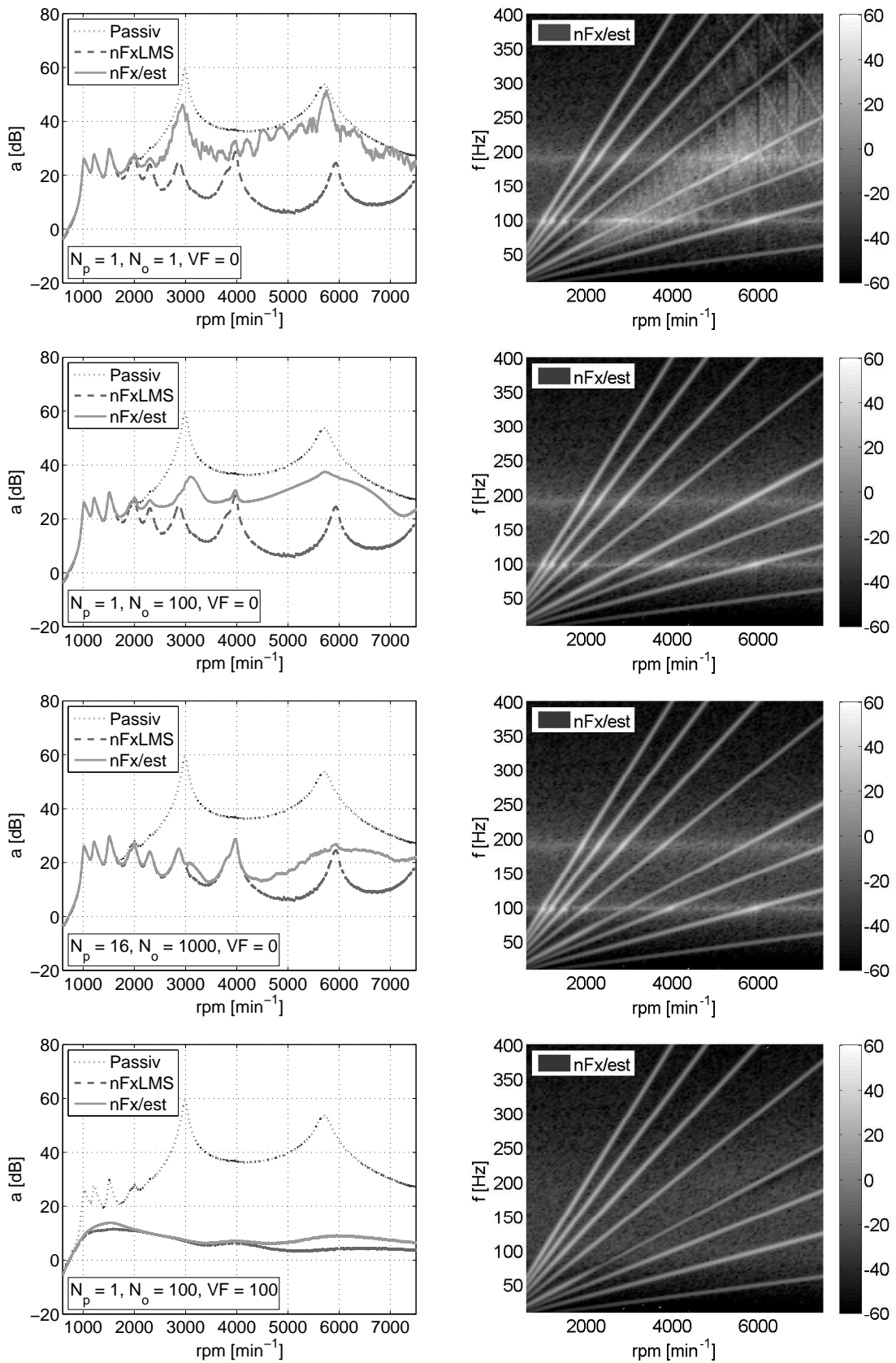


Abbildung 5.18: Ergebnisse der numerischen Simulationen des Frequenzschätzers für verschiedene Konfigurationen von N_p , N_o und der aktiver Dämpfung VF der Struktur

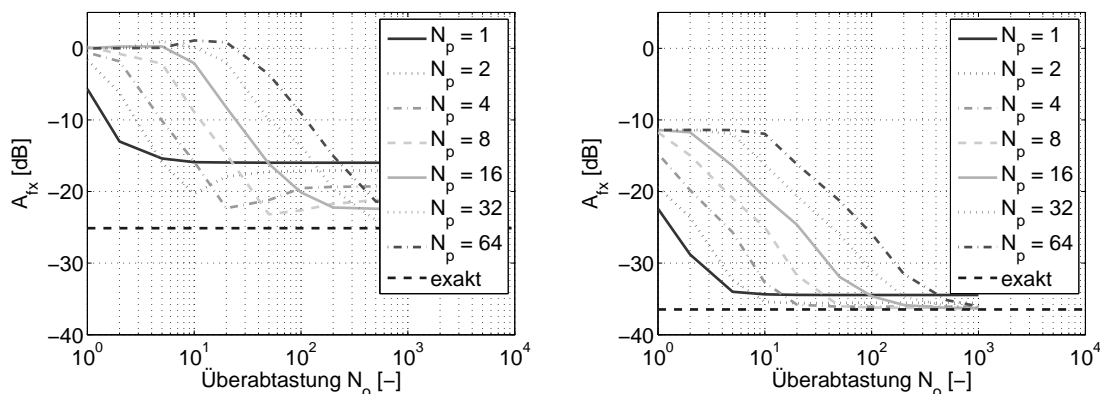


Abbildung 5.19: Sensitivität der Güte A_{fx} der Schwingungskompensation abhängig von der Auflösung des Frequenzschätzers für eine adaptive Schwingungskompensation (Links) und eine vermaschte adaptive Schwingungskompensation mit einer Rückführverstärkung von 40 dB (Rechts)

allerdings auch für die Konfiguration mit dem größten Schätzfehler e_{fo}/f_o die Reduktion der Störgröße relativ höher als für das nicht vermaschte System ausfällt und die Güte A_{fx} für alle Kombinationen von N_o und N_p gegen einen besseren Wert der Unterdrückung der Störgröße strebt.

5.8 Ausgedünnte Adaption der Kompensationsfilter

Zur Verringerung des Rechenaufwands kann für die Adaption der Koeffizienten des Kompensationsfilters $W_c(z)$ nach Elliott und Hamada [117, 31] bei einer großen Anzahl an Fehlersensoren eine Bestimmung des stochastischen Gradienten mit nur einem Fehlersignal pro Abtastintervall stattfinden, wobei die Fehlersignale zyklisch gewechselt werden und somit im zeitlichen Mittel ebenfalls eine Schätzung des stochastischen Gradienten in Richtung der Minimierung des mittleren quadratischen Fehlers aller Sensorsignale stattfindet (Gleichung (5.23)). Hierbei bezeichnet K mit $k = 1 \dots K$ die Anzahl der Aktoren und M mit $m = 1 \dots M$ die Anzahl der Sensoren.

$$\mathbf{w}_k(n+m) = \mathbf{w}_k(n+m-1) - \mu_p \mathbf{x}_{fkm}(n+m-1) e_m(n+m-1) \quad (5.23)$$

Ebenfalls kann dieses als Scanning-Error-FxLMS (SE-FxLMS) bezeichnete Verfahren [117] mit einer partiellen Aktualisierung der Koeffizienten des Kompensationsfilters, nach [27, 31] als partial-update-LMS-Algorithmus benannt (Gleichung (5.24)), kombiniert werden, wodurch nur noch alle N Abtastintervalle eine Berechnung der Aktualisierungsgleichung stattfindet (Gleichung (5.25)).

$$\mathbf{w}_{kc}(n+N) = \mathbf{w}_{kc}(n) + \mu_p \sum_{m=1}^M \mathbf{x}_{fkm}(n) e_m(n) \quad (5.24)$$

$$\mathbf{w}_k(n+m+N-1) = \mathbf{w}_k(n+m-1) - \mu_p \mathbf{x}_{fkm}(n+m-1) e_m(n+m-1) \quad (5.25)$$

Sind die Verfahren mit „ausgedünnter“ Adaption [117, 31] ursprünglich zur Verringerung der notwendigen Rechenoperationen des LMS-Algorithmus pro Abtastintervall entwickelt

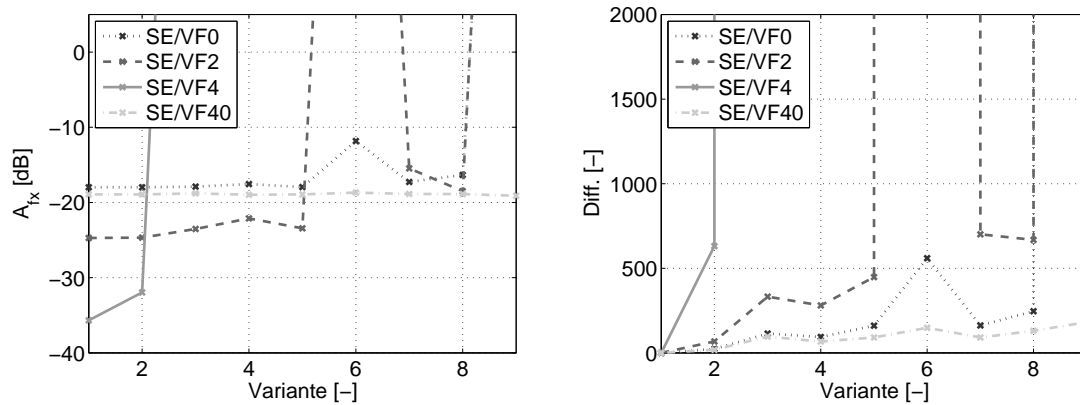


Abbildung 5.20: Güte der Schwingungskompensation A_{fx} der 2. Ordnung durch den Scanning-Error-FxLMS-Algorithmus mit partieller Aktualisierung und Abweichung der Koeffizienten des Kompensationsfilters bei Variation der Rückführverstärkung VF des vermaschten Systems

worden, so kann durch Anwendung auf eine verteilte Topologie zur adaptiven Schwingungskompensation nach Abschnitt 5.3 ebenfalls Einfluss auf die Anzahl der pro Abtastintervall ausgetauschten Sensorsignale genommen werden, was direkt die benötigte Bandbreite des Kommunikationsmediums beeinflusst [84].

Nachteil der Verfahren ist, dass wie in Gleichung (5.23) ersichtlich ist, die Schätzung des stochastischen Gradienten nicht basierend auf allen Fehlersignalen gleichzeitig stattfindet und somit möglicherweise nicht der ideale stochastische Gradient zur Minimierung der Summe der mittleren quadratischen Fehler aller Sensoren geschätzt wird. Weiterhin wird durch die partielle Aktualisierung der Koeffizienten nach Gleichung (5.24) ebenfalls nur alle N Abtastintervalle der entsprechende stochastische Gradient in Richtung des Minimums der Summe der mittleren quadratischen Fehler aller Sensoren geschätzt.

Da zur Kompensation der frequenzvariablen harmonischen Störgröße ein gutes Nachführen des Kompensationsfilters durch die Adaptionalgorithmen notwendig ist, werden die in diesem Abschnitt vorgestellten Algorithmen durch eine numerische Simulation anhand des vorangehend verwendeten und in Abschnitt 5.1 vorgestellten Modells bewertet. Als Referenz für die Leistungsfähigkeit der Algorithmen dient der nach Gleichung (4.41) implementierte MIMO-FxLMS-Algorithmus, der den in jedem Abtastintervall aktualisierten, mit allen Fehlersignalen geschätzten stochastischen Gradienten verwendet. Abbildung 5.20 zeigt Ergebnisse der numerischen Simulationen, wobei auf der linken Seite die über die quadratischen Mittelwerte der Fehlersensorsignale bewertete Güte A_{fx} der Schwingungsreduktion der 2. Ordnung nach Gleichung (5.2) aufgetragen ist und auf der rechten Seite die über die H_2 -Norm bewertete Abweichung der Koeffizienten des MIMO-SE-FxLMS-Algorithmus zum MIMO-FxLMS-Algorithmus nach Gleichung (5.10). Hierbei bezeichnet c_{kf} die Koeffizienten des MIMO-SE-FxLMS-Algorithmus und c_{kw} die Koeffizienten des MIMO-FxLMS-Algorithmus mit $K = 2$ Kompensationsfiltern. Variante 1 zeigt jeweils die Ergebnisse des MIMO-FxLMS-Algorithmus, Variante 2 die Ergebnisse des MIMO-SE-FxLMS-Algorithmus und die weiteren Varianten die Kombinationen des MIMO-SE-FxLMS-Algorithmus mit einer partiellen Aktualisierung des stochastischen Gradienten, wobei in den Varianten 3 bis 9 der Parameter N nach Gleichung (5.25) jeweils um einen Zähler erhöht und die Konvergenzkonstante nach Gleichung (5.26) angepasst wurde, um eine vergleichbare Konvergenz des Kompensationsfilters und der erreichten Schwingungs-

reduktion zu erhalten. Hierbei bezeichnet μ die Konvergenzkonstante des MIMO-FxLMS-Algorithmus, M die Anzahl der Fehlersensoren und μ_p die Konvergenzkonstante für die Schwingungskompensation mit ausgedünnter Adaption.

$$\mu_p = \mu M(N + 1); \quad (5.26)$$

Weiterhin sind Ergebnisse der Vermaschung der Schwingungskompensation mit der aktiven Dämpfung dargestellt, um den Einfluss auf die verminderte Aktualisierung des stochastischen Gradienten zu untersuchen, wobei die Konvergenzkonstanten nach Abschnitt 5.4 gewählt wurden und SE/VF0 die Verfahren nach Gleichungen (5.23) und (5.25) darstellt und SE/VF2 und SE/VF4 die Vermaschung mit einer aktiven Dämpfung bei einer Rückführverstärkung von 20 dB und 40 dB.

In Abbildung 5.20 zeigt sich eine moderate Verschlechterung der erreichbaren Schwingungsreduktion durch die Nutzung des Scanning-Error-Verfahrens, wobei sich für den dargestellten Fall die Vermaschung mit der aktiven Schwingungsdämpfung bei einer hohen Rückführverstärkung am sensitivsten auf eine ausgedünnte Adaption der Kompensationfilterkoeffizienten zeigt. Wird allerdings eine deutlich geringere Konvergenzkonstante gewählt, wie für SE/VF40 dargestellt, mit der maximalen Rückführverstärkung, aber der gleichen Konvergenzkonstante wie für den Fall SE/VF0, so zeigt sich eine geringere Verbesserung der Reduktion durch die Vermaschung, wobei der Einfluss der ausgedünnten Adaption für die untersuchten Varianten nur durch die Abweichung der Koeffizienten feststellbar ist.

Abbildung 5.21 zeigt die Ergebnisse von Variante 2 des MIMO-SE-FxLMS-Algorithmus aus Abbildung 5.20 für eine Kompensation der 2. Ordnung über dem Hochlauf, wobei die geringen Abweichungen zum MIMO-FxLMS-Algorithmus für den dargestellten Fall ersichtlich sind. Weiterhin ist die Schwingungskompensation über eine dezentrale Umsetzung des Mehrgrößensystems nach Abbildung 5.6 b) dargestellt (Fx-Dec), wobei größere Abweichungen hinsichtlich des Verlaufs der Koeffizienten ersichtlich sind und ebenfalls eine geringere Reduktion der Beschleunigungspegel von \ddot{z}_1 und \ddot{z}_2 erreicht wird. Als geeigneter Kompromiss zwischen einer hohen Leistungsfähigkeit der Schwingungskompensation und einer geringen Auslastung des Kommunikationsmediums kann daher der MIMO-SE-FxLMS-Algorithmus angesehen werden, wobei die Ergebnisse der partiellen Aktualisierung zusätzlich auf eine Toleranz des Adaptionalgorithmus gegenüber erkannten Übertragungsfehlern in der Kommunikation schließen lassen, wofür ebenfalls die rekursive Form des Adaptionalgorithmus hinsichtlich der Mittelung des momentan geschätzten Gradienten über der Zeit [114] spricht.

5.9 Alternative Filterung des Referenzsignals

Ein wesentlicher Nachteil der schmalbandigen Schwingungskompensation ist die Nutzung der doppelten Anzahl an Sekundärstreckenmodellen, da beide orthogonale Referenzsignal-komponenten separat mit dem Modell der Sekundärstrecke nach Abbildung 4.9 gefiltert werden müssen. Nach [98] können die Referenzsignalkomponenten durch einen Quadraturoszillator mit direkter Ausgabe der beiden orthogonalen Komponenten erzeugt werden oder durch einen Sinus-Generator mit nachfolgendem Phasenschieber, der das Generator-signal um 90° in der Phasenlage dreht.

Eine mögliche Umsetzung des Phasenschiebers für den schmalbandigen FxLMS-Algorithmus ist die Realisierung durch ein frequenzvariables Allpass-Filter 1. Ordnung, wobei

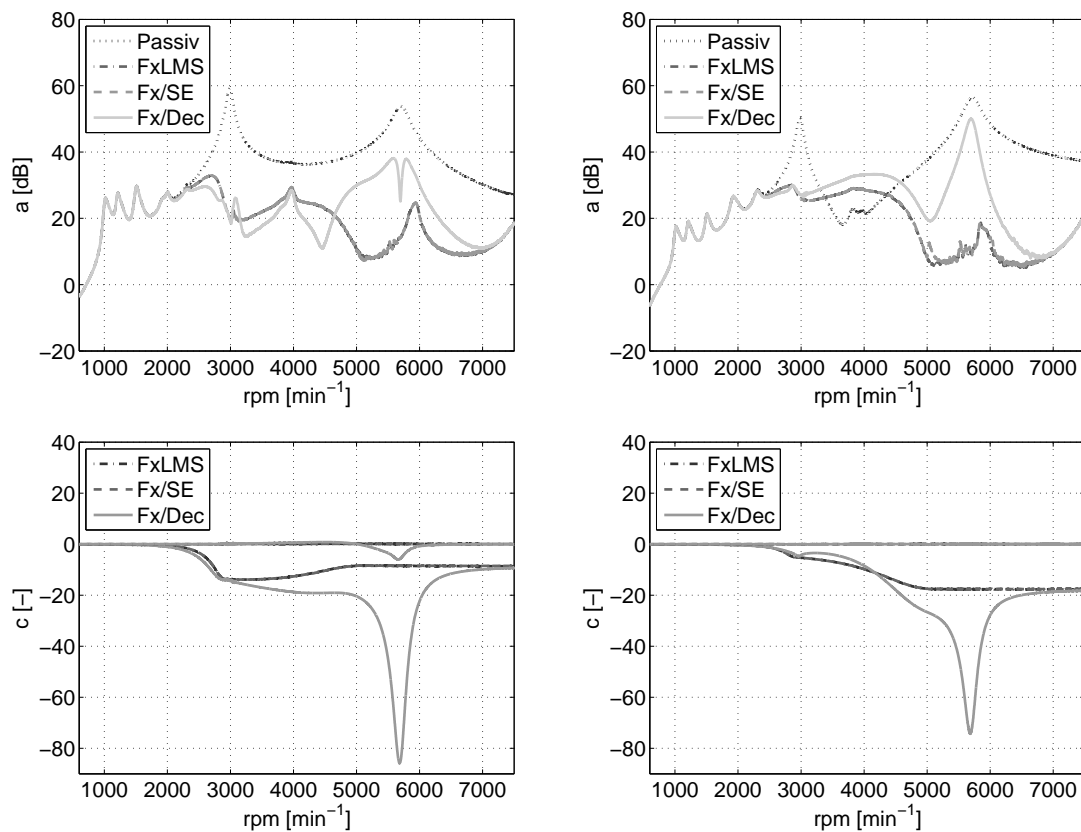


Abbildung 5.21: Ordnungsschnitte der Sensorgrößen \ddot{z}_1 (Links) und \ddot{z}_2 (Rechts) der passiven Struktur, mit einer Kompensation der 2. Ordnung durch den Scanning-Error-FxLMS-Algorithmus (Fx/SE) und den dezentralisierten SISO-FxLMS-Algorithmus (Fx/Dec) (Oben) und Abweichung der Koeffizienten der Kompensationsfilter (Unten)

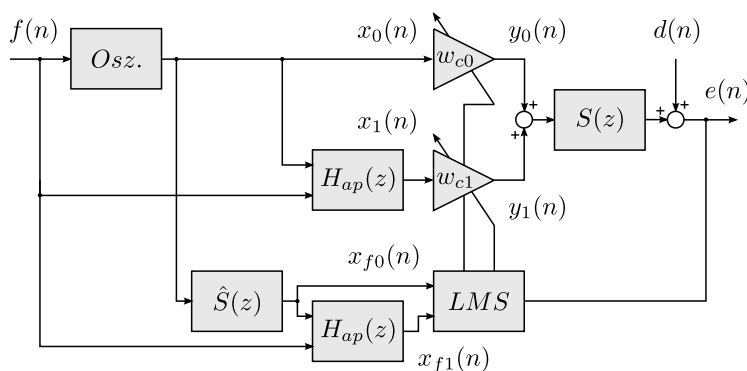


Abbildung 5.22: Modifikation des schmalbandigen FxLMS-Algorithmus durch ein frequenzvariables Allpass-Filter zur Verringerung der Anzahl der Sekundärstrecken

für lineare, zeitinvariante Systeme die Reihenfolge der in [98] angegebenen Übertragungsböcke vertauscht werden kann und sich hierüber, abhängig von der Ordnung der Sekundärstreckenmodelle, eine effizientere Realisierung nach Abbildung 5.22 erreichen lässt. Zur Ausführung auf dem zeitdiskreten Signalverarbeitungssystem kann, wie in Abschnitt 3.3 dargestellt ist, die kontinuierliche Übertragungsfunktion des Allpass-Filters 1. Ordnung nach Gleichung (5.27)

$$H_{ap}(s_n) = \frac{s_n - 1}{s_n + 1} \quad (5.27)$$

durch Anwendung der bilinearen Transformation [80, 120, 144] in die zeitdiskrete Darstellung in Form eines IIR-Filters 1. Ordnung nach Gleichung (5.29) transformiert werden, wobei

$$s_n = \frac{s}{\omega_0} \quad (5.28)$$

der auf die Eckfrequenz des kontinuierlichen Allpasses normierten komplexen Frequenzvariable entspricht.

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1}} \quad (5.29)$$

Die zeitdiskrete Darstellung $H_{ap}(z)$ ergibt sich nach Anwendung der Transformation zu Gleichung (5.30), wobei sich durch Nachführen der Eckfrequenz ω_0 des Allpass-Filters

$$H_{ap}(z) = \frac{\frac{\lambda - 1}{\lambda + 1} - z^{-1}}{1 - \frac{\lambda - 1}{\lambda + 1} z^{-1}} \quad (5.30)$$

und damit Neuberechnung der Koeffizienten b_1 , b_0 und a_1 (Gleichung (5.31)) in jedem Abtastintervall, die orthogonalen Komponenten $x_1(n)$ des Referenzsignals und $x_{f1}(n)$ des gefilterten Referenzsignals bestimmen lassen.

$$b_1 = \frac{\lambda - 1}{\lambda + 1}, \quad b_0 = -1, \quad a_1 = -\frac{\lambda - 1}{\lambda + 1} \quad (5.31)$$

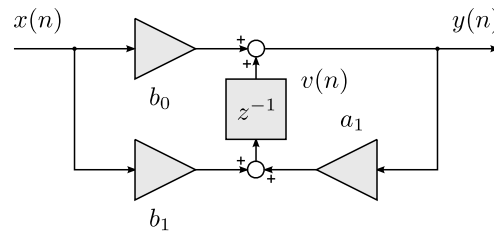


Abbildung 5.23: IIR-Filter 1. Ordnung als transponierte Direkt Form-II-Struktur

Alternativ zur Implementierung nach Abbildung 3.7 lässt sich das zeitdiskrete Allpass-Filter zur effizienten Speichernutzung weiterhin als transponierte Direktform-II-Struktur des IIR-Filters nach Abbildung 5.23 umsetzen, wodurch eine minimale Anzahl an Verzögerungselementen benötigt wird [120, 56]. Wird die Berechnung der Tangens-Funktion für Gleichung (3.32) durch eine Lookup-Tabelle mit zwei Operationen, für Umrechnung des Funktionsarguments auf den Tabellenindex und Auswählen des Tabellenelements als Rückgabewert, ersetzt, so kann bei vereinfachter Annahme einer Multiplikation-Addition-Operation (MAC) pro Koeffizient für das FIR- und das IIR-Filter und drei Operationen für die Berechnung des Koeffizienten b_1 die insgesamt benötigten Operationen für beide Verfahren geschätzt werden. Besitzt das FIR-Modell eine Ordnung größer als 14, so kann demnach ein Vorteil durch Ersetzen des zweiten Sekundärstreckenmodells durch die Allpass-Filter nach Abbildung 5.22 erreicht werden.

Abbildung 5.24 zeigt Ergebnisse einer numerischen Simulation des schmalbandigen MIMO-FxLMS-Algorithmus mit Erzeugung der orthogonalen Komponenten des Referenzsignals und des gefilterten Referenzsignals über zwei auf die Störfrequenz nachgeführten Allpass-Filtern 1. Ordnung nach Gleichung (5.30) am Beispiel des in den vorangehenden Abschnitten genutzten Modells. Sowohl für die Reduktion der Beschleunigungspegel, wie auch für die Verläufe der Kompensationsfilterkoeffizienten ergeben sich identische Ergebnisse im Vergleich zu der in Abbildung 4.9 vorgestellten Implementierung des schmalbandigen MIMO-FxLMS-Algorithmus.

5.10 Modellierung der Sekundärstrecken des vermaschten Systems

Da sich eine Erhöhung der Dämpfung der mechanischen Struktur durch passive oder aktive Verfahren auf die Länge der Impulsantwort auswirkt, kann bei Identifikation der Übertragungsmatrix $\hat{S}(z)$ durch FIR-Filter zusätzlich die Modellordnung verringert werden, was sich in einem verringerten Rechenaufwand zur Verarbeitung des Kompensationsalgorithmus auswirkt. Abbildung 5.25 zeigt die Abbildung der Übertragungsstrecke H_{11} zwischen der Kraft F_1 und der Beschleunigung \ddot{z}_1 durch ein FIR-Modell \hat{S}_{11} der Ordnung $n = 96$ ohne und mit Erhöhung der Dämpfung der Struktur durch eine Geschwindigkeitsrückführung. Bei der Abbildung des passiven Systems (oben) ist das Abschneiden der Impulsantwort des mechanischen Systems aufgrund der zu geringen Filterordnung deutlich sichtbar, was sich im Frequenzbereich durch den Leck-Effekt [120, 82] bemerkbar macht, welcher durch Anwendung eines Rechteckfensters auf die Impulsantwort eine „Verwischung“ des Spektrums zur Folge hat. Durch Erhöhung der Rückführverstärkung der aktiven Dämpfung und damit einhergehender Verkürzung der Impulsantwort des mechanischen Systems

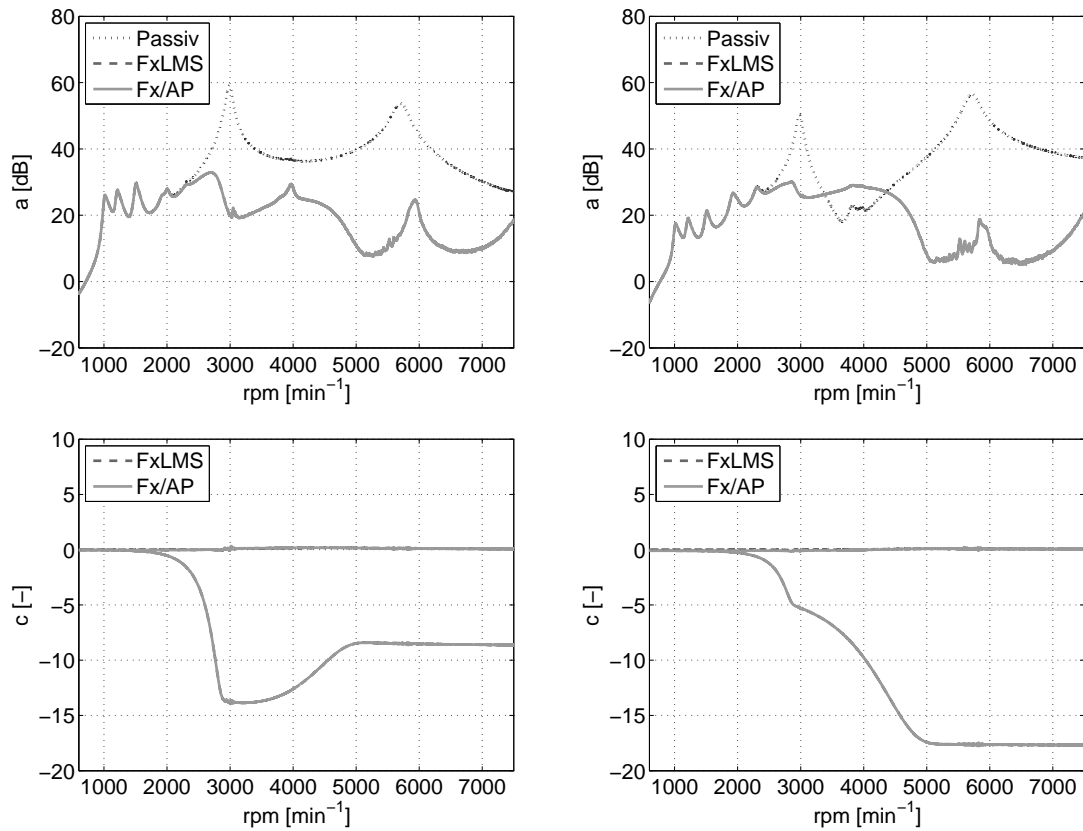


Abbildung 5.24: Ordnungsschnitte der Sensorgrößen \ddot{z}_1 (Links) und \ddot{z}_2 (Rechts) der passiven Struktur, mit einer Kompensation der 2. Ordnung durch den schmalbandigen MIMO-FxLMS-Algorithmus (FxLMS) und durch den nach Abbildung 5.22 modifizierten schmalbandigen MIMO-FxLMS-Algorithmus (Fx/AP) (Oben) und Abweichung der Koeffizienten der Kompensationsfilter (Unten)

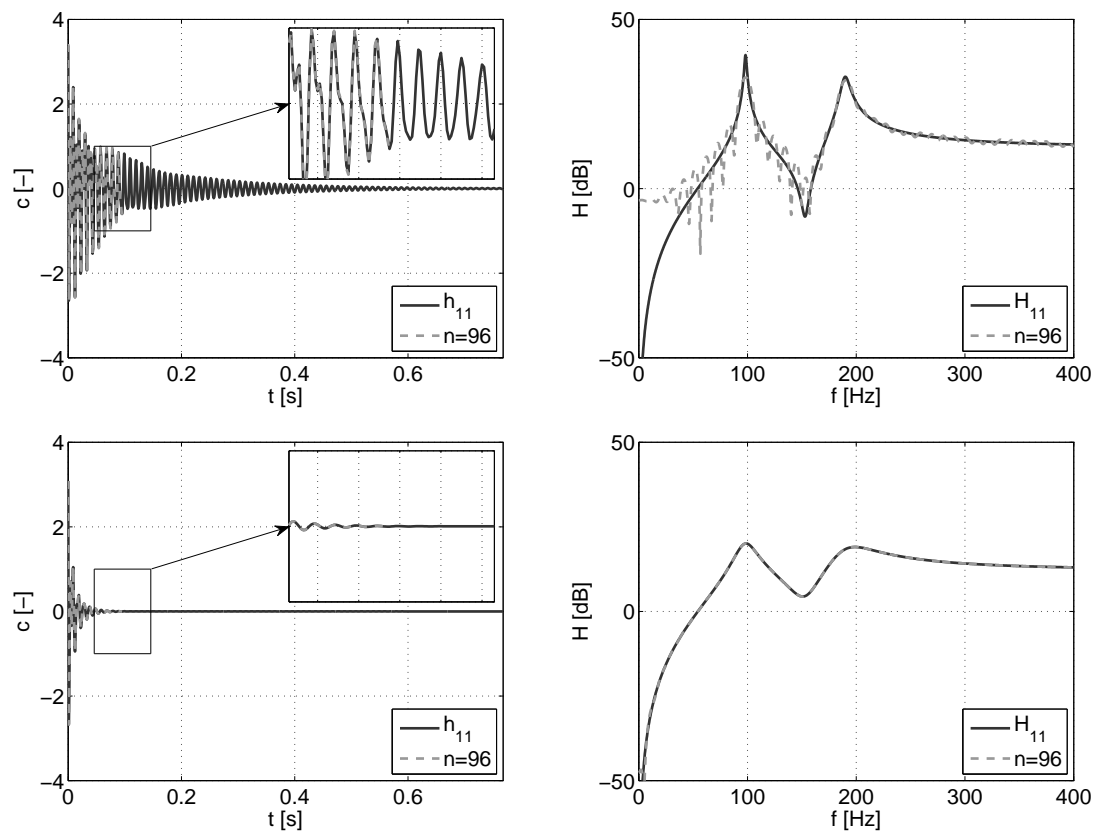


Abbildung 5.25: FIR-Modelle der Sekundärstrecke H_{11} für eine Ordnung von $n = 96$ ohne (Oben) und mit aktiver Dämpfung (Unten) der mechanischen Struktur durch eine Rückführung der Geschwindigkeit mit einer Verstärkung von $g = 50$, Impulsantwort (Links) und Amplitudengang (Rechts)

verringert sich der Abschneidfehler, was sich ebenfalls in einem verringerten „Lecken“ der Frequenzbereichsdarstellung bemerkbar macht.

Nach [14] ist eine Konvergenz des Algorithmus auch für einen vorhandenen Modellfehler gegeben, soweit für den resultierenden Phasenfehler ein Wert $< 90^\circ$ (Gleichung (4.52)) gegeben ist, wobei zusätzlich festgestellt wird, dass eine Erhöhung der Streckenverzögerung auch bei einem geringem Phasenfehler des Modells zu einer Verringerung der Leistungsfähigkeit des Adaptionsalgorithmus führt. Übertragen auf die Nutzung eines Kommunikationsmediums können konstante Latenzen der Datenübertragung bei einer Verringerung der Leistungsfähigkeit der adaptiven Schwingungskompensation im Sekundärstreckenmodell $\hat{S}(z)$ abgebildet werden, wobei stochastische Latenzen der Datenübertragung für eine stabile Konvergenz einen entsprechenden und aus der Literatur [14, 38, 98] bekannten Phasenfehler von $< 90^\circ$ nicht überschreiten dürfen.

Für die Untersuchungen in [14] wurden hierbei Modellfehler durch Addition von Gaussverteilten Zufallszahlen erzeugt, wobei sich ein geringer Einfluss auf die Güte der Störgrößenreduktion selbst für hohe Modellfehler zeigte und ein stabilisierender Einfluss des Vergessensfaktors γ (Gleichung (4.35)) festgestellt wird. Im Weiteren soll daher der Einfluss des Abschneidens der Impulsantwort anhand des Simulationsmodells aus Abschnitt 5.1 mit einer schmalbandigen adaptiven Schwingungskompensation nach Abschnitt 4.6 untersucht werden, wobei zusätzlich zur aktiven Dämpfung der mechanischen Struktur eine Vermaschung mit einer dezentralen Geschwindigkeitsrückführung nach Abschnitt 5.4 verwendet wird.

Abbildung 5.26 zeigt Ergebnisse der numerischen Simulation für eine adaptive Schwingungskompensation mit durch FIR-Filtern abgebildeten Sekundärstreckenmodellen der Ordnung $n = 96$ (nFx/FIR) im Vergleich zu einer adaptiven Schwingungskompensation mit fehlerfreien Sekundärstreckenmodellen (nFx/ide), wobei die zweite Zeile von Abbildung 5.26 Ergebnisse der vermaschten adaptiven Schwingungskompensation zeigt. In beiden Fällen ergeben sich sowohl für die Umsetzung mit fehlerbehafteten (nFx/FIR) als auch für die Umsetzung mit fehlerfreien Sekundärstreckenmodellen (nFx/ide) nahezu identische Reduktionen der Störgröße. Wird eine Bestimmung des relativen Fehlers e_{fir} zwischen dem durch das FIR-Filter abgebildeten Sekundärstreckenmodell \hat{S}_{11} und der idealen Impulsantwort h_{11} nach Gleichung (5.32)

$$e_{fir} = \frac{\|h_{11} - \hat{S}_{11}\|_2}{\|h_{11}\|_2} \quad (5.32)$$

durchgeführt, so ergeben sich mit der H_2 -Norm der zeitdiskreten Vektoren der Impulsantworten nach Gleichung (5.11) für unterschiedliche Ordnungen n der FIR-Filter die Ergebnisse nach Tabelle 5.4. Entgegen dem mit geringer werdender Modellordnung n zunehmenden Fehler e_{fir} bleibt hierbei die Güte der Schwingungskompensation A_{fx} nach Gleichung (5.2) nahezu konstant, wobei bei einer Verringerung der Modellordnung unter $n = 24$ eine Divergenz des Algorithmus feststellbar ist. Wird weiterhin die relative Abweichung e_{coe} der Koeffizienten c_{kf} des Kompensationsfilters der Umsetzung des Algorithmus mit fehlerbehaftetem Sekundärstreckenmodell (nFx/FIR) zu den Koeffizienten c_{kw} des Kompensationsfilters der Umsetzung des Algorithmus mit fehlerfreiem Sekundärstreckenmodell nach Gleichung (5.10) für $K = 2$ Kompensationsfilter bestimmt, so kann nach Abbildung 5.26 oben eine zunehmende Abweichung der Koeffizienten des Kompensationsfilters mit zunehmendem Modellfehler e_{fir} festgestellt werden. Entsprechend der Verkürzung der Impulsantworten h_{11} der Sekundärstrecken durch aktive Erhöhung der

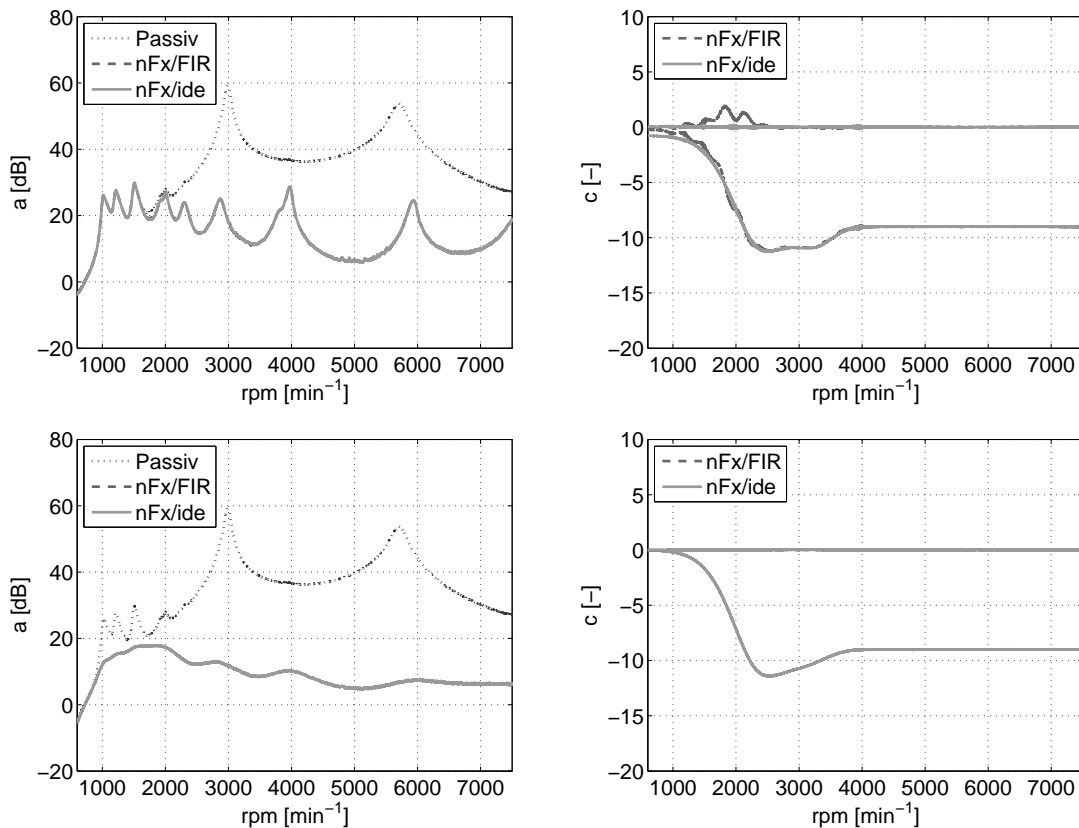


Abbildung 5.26: Ordnungsschnitte der Sensorgröße \ddot{z}_1 (Links) der passiven Struktur, mit einer Kompensation der 2. Ordnung durch den schmalbandigen MIMO-FxLMS-Algorithmus mit fehlerfreiem Sekundärstreckenmodell (nFx/ide), mit FIR-Sekundärstreckenmodell der Ordnung $n = 96$ (Fx/FIR) und Abweichung der Koeffizienten der Kompensationsfilter (Rechts) ohne (Oben) und mit aktiver Dämpfung (Unten) der mechanischen Struktur

Konfiguration	e_{fir}	A_{fx}	e_{coe}
$n = 768, g = 0$	0,0323	-25,1333	0,0000
$n = 384, g = 0$	0,0619	-25,1413	0,0038
$n = 192, g = 0$	0,2074	-25,1415	0,0191
$n = 96, g = 0$	0,3887	-25,1821	0,0392
$n = 48, g = 0$	0,5505	-25,0490	0,0907
$n = 24, g = 0$	0,6877	-25,1681	0,1065
$n = 96, g = 10$	0,1197	-28,1370	0,0088
$n = 96, g = 20$	0,0396	-29,5914	0,0031
$n = 96, g = 50$	0,0016	-31,7436	0,0003
$n = 96, g = 100$	0,0000	-33,2478	0,0002

Tabelle 5.4: Fehler e_{fir} der Sekundärstreckenmodelle für unterschiedliche Ordnungen n der FIR-Filter, Einfluss auf die Güte A_{fx} der Schwingungskompensation und Abweichung e_{coe} der Koeffizienten der Kompensationsfilter bei Variation der Rückführverstärkung g der aktiven Dämpfung

Strukturdämpfung nach Abbildung 5.25 zeigt sich für die vermaschte adaptive Schwingungskompensation eine Verringerung des Modellfehlers e_{fir} und ebenfalls eine geringere Abweichung e_{coe} der Koeffizienten des Kompensationsfilters. Hiermit kann durch die geringere Ordnung n der Rechenaufwand zur Berechnung der Sekundärstreckenmodelle $\hat{S}(z)$ verringert werden, ohne einen höheren Modellfehler e_{fir} zu tolerieren und die Robustheit der adaptiven Schwingungskompensation einzuschränken.

5.11 Schmalbandige Modellierung der Übertragungsmatrix

Ein großer Anteil der ausgeführten Rechenoperationen pro Zeiteinheit wird bei der Verarbeitung des Algorithmus zur schmalbandigen Störgrößenkompensation oftmals aufgrund der notwendig hohen Modellordnung der FIR-Filter zur Abbildung der Sekundärstrecken verwendet. Da der schmalbandige FxLMS-Algorithmus die Kompensation der Störgröße pro Zeiteinheit an genau einer Frequenzstützstelle durchführt, ist der Ansatz naheliegend, bei der Modellierung der Sekundärstrecke $S(z)$ ebenfalls genau eine Frequenzstützstelle zu berücksichtigen. Variiert die Frequenz ω_c der Störgröße nicht über der Zeit, so kann ein schmalbandiges Sekundärstreckenmodell $\hat{S}_s(z)$ aus Amplitude A_s und Phase ϕ_s an der Stelle ω_c gebildet werden [38]. Für variable Frequenzen ω_c kann $\hat{S}(z)$ weiterhin als Lookup-Tabelle (LUT) aus den Frequenzstützstellen ω_c und den zugehörigen A_s und ϕ_s gebildet werden, wobei in [122] ein Ansatz beschrieben wird, in dem ϕ_c als ganzzahliges Vielfaches n des Abtastintervalls und somit als diskrete Verzögerung z^{-n} modelliert wird.

Alternativ wird eine Modellierung von $S(z)$ in Form einer Linearkombination der komplexen Anteile der Übertragungsfunktion von $S(z)$ an der Stelle ω_c vorgeschlagen, wobei diese ebenfalls in Form einer LUT abgelegt werden können und der Ansatz damit für veränderliche ω_c geeignet ist und grundlegend auch in [19] für die Realisierung eines Active Noise Control (ANC) Systems beschrieben ist. Weiterhin können die komplexen Anteile von $S(z)$ durch ein adaptives Filter mit zwei Koeffizienten an den entsprechenden Frequenzstützstellen identifiziert werden, womit sich das Verfahren für die Implementierung auf einem Signalprozessor eignet und die Umsetzung eines autarken Systems zur adaptiven Schwingungskompensation ermöglicht. $\hat{S}(z)$ kann hierbei zur Laufzeit ermittelt und direkt zur Ausführung des Algorithmus zur adaptiven Schwingungskompensation verwendet werden, ohne dass die Schätzung von $\hat{S}(z)$ zum Beispiel auf einem zusätzlichen Personalcomputer durchgeführt und über eine Schnittstelle oder zur Kompilierzeit auf den Prozessor übertragen werden muss.

Abbildung 5.27 zeigt eine schematische Darstellung der schmalbandigen Systemidentifikation, wobei die grundsätzlichen Eigenschaften des LMS-Algorithmus nach Abschnitt 4.4 und Abschnitt 4.7 erhalten bleiben und $f(n)$ schrittweise entsprechend der zu identifizierenden Frequenzstützstellen angepasst werden kann. Hierbei bestimmt sich $y(n)$ durch Linearkombination der beiden durch die Gewichte \hat{s}_{c0} und \hat{s}_{c1} gefilterten orthogonalen Ausgangssignale des Oszillators $x_0(n)$ und $x_1(n)$ mit $d(n)$ als dem gewünschten Ausgangssignal der Sekundärstrecke. Die Koeffizienten \hat{s}_{c0} und \hat{s}_{c1} des adaptiven Filters stellen entsprechend der Minimierung des Fehlers $e(n)$ die geschätzten komplexen Anteile der Übertragungsfunktion $S(z)$ in Form des Real- und Imaginärteils von $\hat{S}_s(z)$ dar. Durch Wahl der Anzahl N der Frequenzstützstellen des Streckenmodells und bei Festlegung der untersten und obersten Frequenz des Modells auf den Bereich, in dem die Störgröße vari-

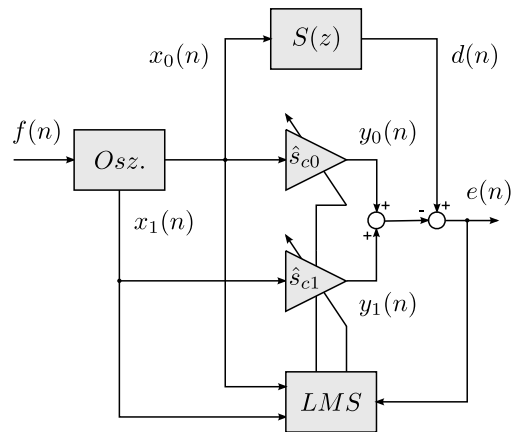


Abbildung 5.27: Schmalbandige Systemidentifikation mit dem LMS-Algorithmus

iert, kann der Abstand der Linien des Frequenzgangs des schmalbandigen Modells $\hat{S}_s(z)$ bestimmt werden. Abbildung 5.28 zeigt Ergebnisse der schrittweisen Identifikation der komplexen Anteile von H_{11} mit dem schmalbandigen-LMS Algorithmus, wobei eine Anzahl von $n = 48$ Stützstellen für Identifikation der Strecken verwendet wurde und eine Zeitspanne von $t = 1,25$ s für die Identifikation einer Frequenzstützstelle (rechts, oben) verwendet wurde. In der Darstellung in Abbildung 5.28 oben links sind der Real- und Imaginärteil von H_{11} und die geschätzten Anteile durch \hat{S}_s mit $n = 48$ Stützstellen aufgetragen, wobei diese linear verbunden sind. Für die Nutzung der identifizierten Stützstellen als Sekundärstreckenmodell der adaptiven Schwingungskompensation an beliebigen Frequenzen ω_c kann eine Interpolation der Zwischenstellen in Form eines linearen Ansatzes gewählt werden, wobei auch eine einfachere Interpolation in Form der Auswahl der benachbarten Werte genutzt werden kann. In der unteren Zeile von Abbildung 5.28 sind weiterhin der Amplituden- und Phasengang von H_{11} und die aus den komplexen Anteilen von $\hat{S}_s(z)$ bestimmten und durch die genannten Methoden interpolierten Amplituden- und Phasengänge dargestellt, wobei jeweils deutliche Abweichungen zu H_{11} ersichtlich sind.

Wird nach Gleichung (5.33) und Gleichung (5.11) ein Modellfehler e_c bezüglich der relativen Abweichung der geschätzten Koeffizienten des Real- und Imaginärteils von H_{11} eingeführt, so kann der Modellfehler $e_{c,l}$ des linearen Interpolationsansatzes für unterschiedliche Stützstellenanzahlen n bezogen auf einen identischen Frequenzbereich nach Tabelle 5.5 quantifiziert werden, wobei ebenfalls der Modellfehler $e_{c,n}$ des Interpolationsansatzes bezüglich der Auswahl der benachbarten Werte aufgetragen ist.

$$e_c = \frac{\|\Re(H_{11}) - \Re(\hat{S}_s)\|_2 + \|\Im(H_{11}) - \Im(\hat{S}_s)\|_2}{\|\Re(H_{11})\|_2 + \|\Im(H_{11})\|_2} \quad (5.33)$$

Da für stabile Konvergenz des FxLMS-Algorithmus der Phasenfehler des Sekundärstreckenmodells interessant ist (Abschnitt 4.6), kann weiterhin die maximal auftretende Phasendifferenz $e_{\phi,n}$ und $e_{\phi,l}$

$$e_{\phi} = \max \|\phi_{11} - \phi_s\| \quad (5.34)$$

zwischen H_{11} und \hat{S}_s für die genannten Interpolationsansätze bestimmt werden, wobei für stabile Konvergenz nach [38, 98] ein Fehler von $\pm 90^\circ$ nicht überschritten werden sollte. In den Ergebnissen nach Tabelle 5.5 zeigt sich erwartungsgemäß ein Abnehmen des

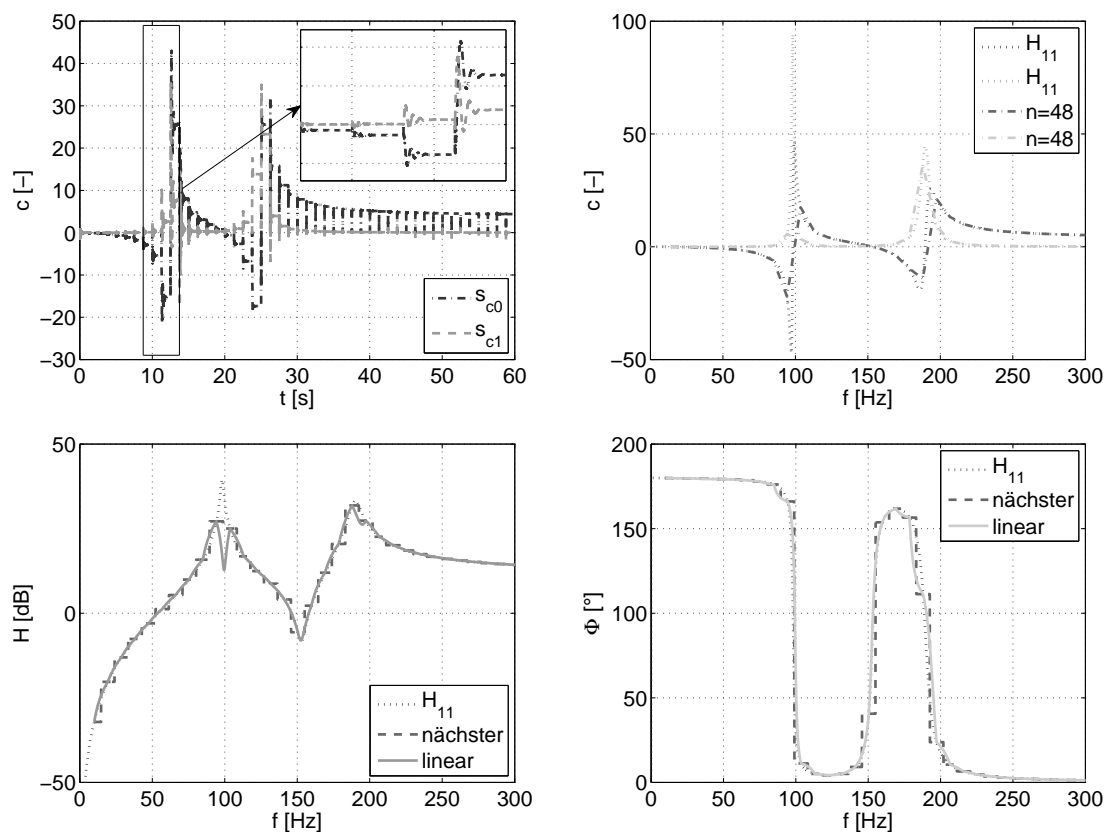


Abbildung 5.28: Schrittweise Identifikation der Übertragungstrecke H_{11} mit dem schmalbandigen LMS-Algorithmus (Oben, Links), Darstellung des geschätzten Real- und Imaginärteils von H_{11} (Oben, Rechts) und des Amplituden- und Phasengangs (Unten) mit linearer Interpolation und durch den nächsten benachbarten Wert

Parameter	$e_{c,n}[-]$	$e_{c,l}[-]$	$e_{\phi,n}[^{\circ}]$	$e_{\phi,l}[^{\circ}]$	$e_{fx,n}[\text{dB}]$
$n = 48$	0,62	0,62	111,04	64,71	-0,57
$n = 96$	0,62	0,47	72,59	60,85	-0,12
$n = 192$	0,31	0,24	56,73	27,68	-0,12
$n = 384$	0,17	0,09	30,95	9,97	-0,12
$n = 768$	0,08	0,03	13,37	2,84	-0,12
$n = 48, g = 20 \text{ dB}$	0,36	0,33	70,44	20,98	-0,10
$n = 48, g = 40 \text{ dB}$	0,11	0,07	14,18	2,87	-0,04

Tabelle 5.5: Modellfehler der schmalbandigen Sekundärstreckenidentifikation für lineare Interpolation $e_{c,l}$ und durch den nächsten benachbarten Wert $e_{c,n}$, maximaler Phasenfehler e_{ϕ} und Abweichung e_{fx} der Güte der Schwingungskompensation bei variierender Anzahl n der Stützstellen und variierender aktiver Dämpfung g

Modellfehlers bei steigender Stützstellenanzahl n , wobei analog zur Modellierung der Sekundärstrecken mit FIR-Filtern (Abschnitt 5.10) durch Erhöhung der Streckendämpfung eine Verringerung des Modellfehlers erreicht werden kann. Bezüglich des Interpolationsansatzes kann der geringste Modell- und Phasenfehler jeweils durch lineare Bestimmung der Zwischenwerte erreicht werden, wobei hinsichtlich des Einflusses auf die erreichbare Güte der Schwingungskompensation nur ein geringer Einfluss des Modellfehlers festgestellt werden kann.

Zur weiteren Untersuchung kann hierzu die Abweichung e_{fx} der Güte $A_{fx,s}$ der Schwingungskompensation mit schmalbandiger Streckenmodellierung für unterschiedliche Ordnungen n bezogen auf die Güte $A_{fx,i}$ der Schwingungskompensation mit einem idealen Sekundärstreckenmodell nach Gleichung (5.35)

$$e_{fx} = A_{fx,i} - A_{fx,s} \quad (5.35)$$

und Definition von A_{fx} nach Gleichung (5.2) verwendet werden. Tabelle 5.5 zeigt die Ergebnisse $e_{fx,n}$ für die Interpolation mit Auswahl der benachbarten Werte, wobei abweichend von einem deutlichen Ansteigen des Modellfehlers bei Verringerung der Modellordnung n nur geringe Abweichungen der Güte der Schwingungsreduktion festgestellt werden können. Im Beispiel zeigte sich maximal eine Verringerung der Güte $A_{fx,n}$ um 0,57 dB und für die lineare Interpolation um 0,12 dB, welches nicht dargestellt ist.

Abbildung 5.29 zeigt Ergebnisse der numerischen Simulation des Hochlaufs der adaptiven Schwingungskompensation mit schmalbandigem Sekundärstreckenmodell (nFx/lin) der Ordnung $n = 48$ und der schmalbandigen Schwingungskompensation mit idealem Sekundärstreckenmodell (nFxLMS), wobei entsprechend der Ergebnisse nach Tabelle 5.5 geringe Abweichungen in der Reduktion der Störgröße ersichtlich sind und auch die Verläufe der Koeffizienten der Kompensationsfilter nahezu identisch sind. Beide Algorithmen zur adaptiven Schwingungskompensation sind hierbei grundsätzlich identisch aufgebaut, wobei für die schmalbandige Schwingungskompensation mit idealem Streckenmodell der mehrkanalige normierte FxLMS-Algorithmus nach Abbildung 4.8 und Abbildung 4.9 verwendet wird und für die schmalbandige adaptive Schwingungskompensation mit schmalbandigem Sekundärstreckenmodell die Anordnung nach Abbildung 5.30. Im Einzelnen stellt *LUT* die Lookup-Tabelle zur Auswahl der Koeffizienten \hat{s}_{c0} und \hat{s}_{c1} des schmalbandigen Sekundärstreckenmodells dar und $x_{f0}(n)$ und $x_{f1}(n)$ wiederum die beiden orthogonalen Komponenten des gefilterten Referenzsignals.

Als Besonderheit kann in der vorliegenden Umsetzung des normierten FxLMS-Algorithmus auf einen autoregressiven oder auf gleitender Mittelwertbildung basierten Leistungsschätzer verzichtet werden, da die maximal wählbare Konvergenzkonstante an der jeweiligen Frequenzstützstelle entsprechend Abschnitt 5.5 direkt aus den Eigenwerten der Eingangsausokorrelationsmatrix \mathbf{R} zu Gleichung (5.36)

$$\mu = \frac{2}{A_s^2} \quad (5.36)$$

bestimmt werden kann, mit A_s als der Amplitude der Sekundärstrecke an der entsprechenden Frequenzstützstelle und A_s^2 nach Gleichung (5.38)

$$A_s^2 = \Re(\hat{S}_s)^2 + \Im(\hat{S}_s)^2 \quad (5.37)$$

$$= \hat{s}_{c0}^2 + \hat{s}_{c1}^2 \quad (5.38)$$

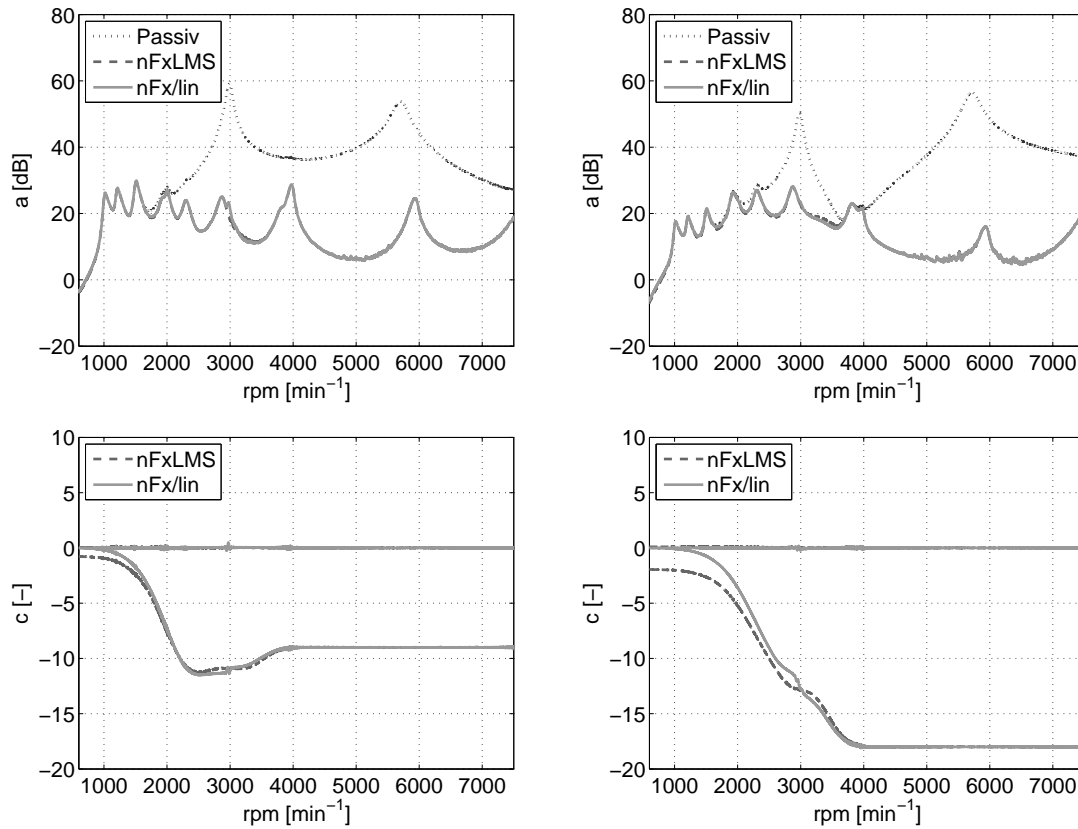


Abbildung 5.29: Ordnungsschnitte der Sensorgrößen \ddot{z}_1 (Links) und \ddot{z}_2 (Rechts) der passiven Struktur, mit einer Kompensation der 2. Ordnung durch den schmalbandigen MIMO-FxLMS-Algorithmus mit fehlerfreiem Sekundärstreckenmodell (nFxLMS) und mit schmalbandigem Sekundärstreckenmodell der Ordnung $n = 48$ (nFx/lin) (Oben), Abweichung der Koeffizienten der Kompensationsfilter (Unten)

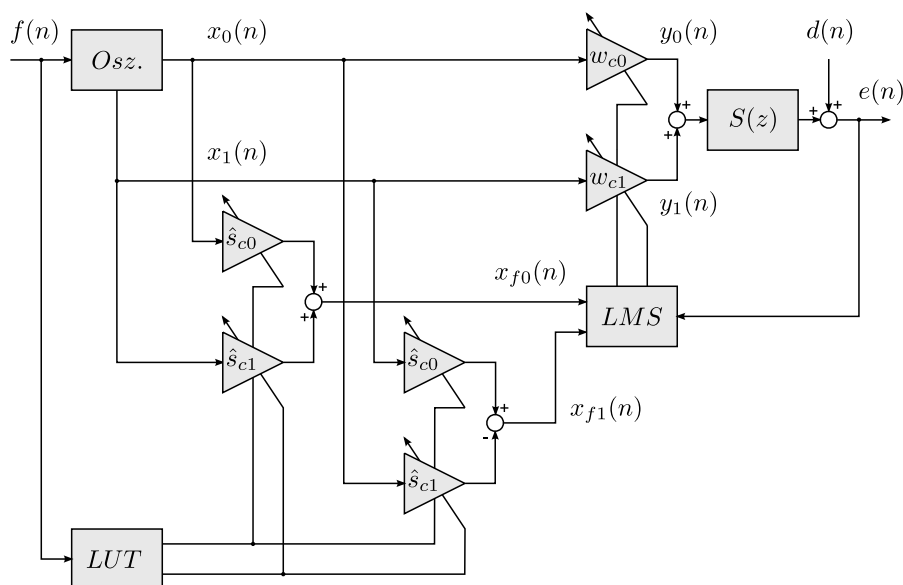


Abbildung 5.30: Schmalbandige Störgrößenkompensation mit schmalbandigem Sekundärstreckenmodell

Abschnitt	FxLMS \hat{S}_{fir}	FxLMS \hat{S}_s
a) $\mathbf{x}\hat{\mathbf{S}}$	$2KML$	$4KM$
b) $\mathbf{x}^T \mathbf{w}_c$	$2K$	$2K$
c) $\mathbf{w}_c + \mu \mathbf{e} \mathbf{x}_f$	$2K(M + 1)$	$2K(M + 1)$
Summe	$2K(M(L + 1) + 2)$	$2K(3M + 2)$

Tabelle 5.6: Abschätzung der benötigten MAC-Operationen zur Berechnung der schmalbandigen adaptiven Schwingungskompensation für FIR- (\hat{S}_{fir}) und schmalbandige (\hat{S}_s) Sekundärstreckenmodelle

Konfiguration	\hat{S}_{fir} [O/T]	\hat{S}_s [O/T]	η_s [-]
$K = 1, M = 1, L = 192$	390	10	0,0256
$K = 1, M = 1, L = 1024$	2054	10	0,0049
$K = 1, M = 2, L = 192$	776	16	0,0206
$K = 1, M = 2, L = 1024$	4104	16	0,0039
$K = 4, M = 4, L = 192$	6192	112	0,0181
$K = 4, M = 4, L = 1024$	32816	112	0,0034
$K = 12, M = 12, L = 192$	55632	912	0,0164
$K = 12, M = 12, L = 1024$	295248	912	0,0031

Tabelle 5.7: Abschätzung der benötigten MAC-Operationen für verschiedene Vorgaben der Aktorsignale K , der Sensorsignale M und Ordnung der Sekundärstreckenmodelle L

aus den Koeffizienten \hat{s}_{c0} und \hat{s}_{c1} des Sekundärstreckenmodells an der entsprechenden Frequenzstützstelle $f(n)$.

Ein wesentlicher Vorteil des schmalbandigen Sekundärstreckenmodells \hat{S}_s kann im Vergleich zu einem durch FIR-Filter abgebildeten Modell \hat{S}_{fir} die Verringerung der notwendigen Rechenoperationen pro Abtastschritt sein, was sich hinsichtlich der Umsetzung eines Mehrgrößensystems nach Abschnitt 4.5 unter Verwendung einer großen Anzahl an Aktoren und Sensoren als sehr vorteilhaft erweisen kann. Wird eine Abschätzung des Rechenaufwands der beiden vorgestellten Implementierungen der schmalbandigen adaptiven Schwingungskompensation (Abbildung 4.9 und Abbildung 5.30) durchgeführt, so kann eine Abschätzung der benötigten Operationen nach Tabelle 5.6 erfolgen. Die benötigten Rechenoperationen pro Abtastschritt können hierzu aus drei Komponenten der Algorithmen bestimmt werden, welche im einzelnen die Berechnung der gefilterten Referenzsignale x_{f0} und x_{f1} a), der Kompensationsfilter bestehend aus w_{c0} und w_{c1} b) und der Aktualisierung der Kompensationsfilterkoeffizienten nach dem LMS-Algorithmus c) darstellen. Zur Abschätzung werden Multiply-Accumulate-Operationen (MAC) gezählt, welche auf Signalprozessoren und zunehmend auf Mikroprozessoren und -controllern verfügbar sind. Die mehrkanaligen Implementierungen der Algorithmen können weiterhin über K Aktorsignale, M Sensorsignale, J Referenzsignale und L Filterkoeffizienten der FIR-Sekundärstreckenmodelle verfügen.

Wird die Anzahl der Aktoren, Sensoren und die Ordnung der FIR-Sekundärstreckenmodelle für verschiedene Konfigurationen vorgegeben, so kann nach Tabelle 5.6 eine quantitative Abschätzung der MAC-Operationen durchgeführt werden, wobei die Ergebnisse in Tabelle 5.7 aufgeführt sind. Es zeigt sich ein deutlicher Vorteil der schmalbandigen Sekundärstreckenmodellierung \hat{S}_s , da pro Abtastschritt und Sekundärstreckenmodell un-

abhängig von den Eigenschaften der Sekundärstrecke nur zwei MAC Operationen benötigt werden. Die Größe η_s gibt hierbei das Verhältnis der benötigten Operationen für die Schwingungskompensation mit schmalbandigem Sekundärstreckenmodell \hat{S}_s zu den benötigten Operationen der Schwingungskompensation mit FIR-Sekundärstreckenmodell nach Gleichung (5.39)

$$\eta_s = \frac{\hat{S}_s}{\hat{S}_{fir}} \quad (5.39)$$

an, wobei für die dargestellten Konfigurationen $\eta_s = 0,0256$ bis $\eta_s = 0,0031$ bestimmt wurden und die absolut benötigten Operationen für ein 12×12 System mit schmalbandiger Modellierung der Sekundärstrecken im Bereich des SISO-Systems mit FIR-Sekundärstreckenmodellen liegt.

5.12 Kompensation mehrerer Ordnungen

Besitzt die Störgröße mehrere harmonische Signalkomponenten, so können diese durch parallele Ausführung des in Abschnitt 4.2 vorgestellten MIMO-FxLMS-Algorithmus kompensiert werden [164, 168, 98], wie in Abbildung 5.31 für den schmalbandigen SISO-FxLMS-Algorithmus dargestellt ist, wobei N der Anzahl der zu kompensierenden Ordnungen entspricht, y_1, y_2 bis y_N den Ausgangssignalen der entsprechenden Kompensationsfilter, welche zum Aktorsignal aufsummiert werden und f_1 und f_2 den Vielfachen der geschätzten Referenzfrequenz.

Wie direkt ersichtlich ist, stellt ein wesentlicher Nachteil die mehrfache Nutzung des Sekundärstreckenmodells $\hat{S}(z)$ dar, was sich hinsichtlich einer Umsetzung für den MIMO-FxLMS-Algorithmus in einer mehrfachen Berechnung der Übertragungsmatrix der Sekundärstrecken $\hat{S}(z)$ äußert. Da sich durch die Linearkombination der orthogonalen Referenzsignalkomponenten x_{10} und x_{11} beziehungsweise x_{20} und x_{21} bis x_{N0} und x_{N1} die guten Konvergenzeigenschaften des Algorithmus ergeben, müssen im Gegensatz zur sequentiellen Verarbeitung des Referenzsignals mit beliebigen Frequenzinhalt beim adaptiven Transversalfilter, die harmonischen Frequenzkomponenten parallel verarbeitet und mit dem Modell der Sekundärstrecke $S(z)$ gefiltert werden.

Gelingt eine Separation der benötigten Komponenten aus einem alle Frequenzanteile der Störgröße enthaltenden Referenzsignal, so kann dies mit der Sekundärstrecke $S(z)$ gefiltert werden und zur weiteren Verarbeitung des parallelen Kompensationsalgorithmus nach Abbildung 5.31 genutzt werden, wobei die Komplexität der Berechnung durch die verringerte Anzahl an Sekundärstreckenmodellen deutlich abnimmt. Eine sehr einfache Möglichkeit der Separation der Frequenzkomponenten im Zeitbereich kann durch ein Bandpassfilter erreicht werden, weshalb dies im Folgenden untersucht werden soll, wobei das Einfügen des Bandpasses als zusätzlicher Anteil der Sekundärstrecke zwischen Aktor und Sensor interpretiert werden kann und daher ebenfalls zur Filterung des Signals der Fehlersensoren $e(n)$ verwendet werden muss. Weiterhin ist durch die Veränderung der Sekundärstrecke mit einem veränderten Konvergenzverhalten des Algorithmus auch bei optimaler Separation der Referenzsignalkomponenten zu erwarten, da der Bandpass Einfluss auf die Dynamik der Strecke nimmt und damit auf die Eigenwertspreizung der Eingangsausokorrelationsmatrix (Abschnitt 4.4).

Abbildung 5.32 zeigt eine mögliche Umsetzung des schmalbandigen FxLMS-Algorithmus mit einer Modifikation durch auf die Störfrequenz nachführbare Bandpassfilter $F_{bp}(z)$,

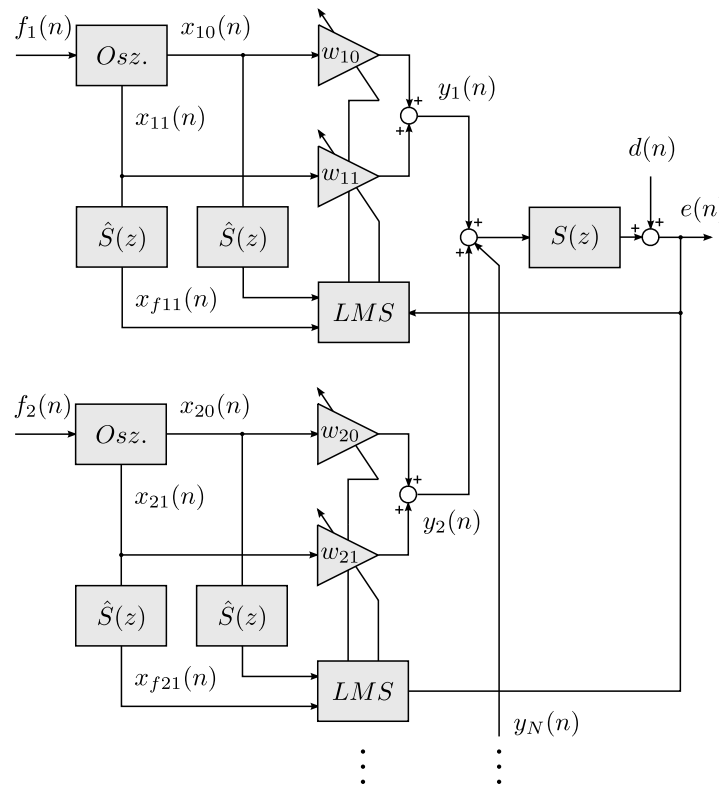


Abbildung 5.31: Kompensation mehrerer Ordnungen mit dem schmalbandigen Multiple-Reference-FxLMS-Algorithmus

welche zur Filterung der Referenz- und Fehlersignale verwendet werden, wobei ersichtlich ist, dass die Anzahl der Sekundärstreckenmodelle unabhängig von der Anzahl der verwendeten Kompensationsfilter ist. Anhand der Simulationsergebnisse aus Abbildung 5.33 zeigt sich eine generelle Umsetzbarkeit des Ansatzes, wobei geringe Abweichungen im Bereich um 4000 min^{-1} feststellbar sind und somit eine geringere Reduktion der 2. Ordnung erreicht wird. Weiterhin zeigt sich an den Campbell-Diagrammen (nFx/bp) eine Reduktion der Beschleunigungspegel der Fehlersensorgrößen \ddot{z}_1 (Abbildung 5.31, linke Spalte) und \ddot{z}_2 (Abbildung 5.31, rechte Spalte), wobei für die Kompensationsfilter der vier Ordnungen eine identische und normierte Konvergenzkonstante verwendet wird. Zur zeitdiskreten Umsetzung des nachführbaren Bandpassfilters 2. Ordnung kann wiederum eine bilineare Transformation mit Vorkrümmung der Frequenzachse nach Gleichung (3.31) genutzt werden, wobei sich die Koeffizienten des rekursiven Digitalfilters 2. Ordnung mit dem Parameter ω_0 als der Mittenfrequenz und Q als der Güte des Bandpasses zu Gleichungen (5.40) und (5.41) ergeben.

$$b_2 = -b_0 = \frac{\lambda}{Q \left(\lambda^2 + \frac{\lambda}{Q} + 1 \right)}, \quad b_1 = 0 \quad (5.40)$$

$$a_2 = 1, \quad a_1 = \frac{2 - 2\lambda^2}{\lambda^2 + \frac{\lambda}{Q} + 1}, \quad a_0 = \frac{\lambda^2 - \frac{\lambda}{Q} + 1}{\lambda^2 + \frac{\lambda}{Q} + 1}, \quad (5.41)$$

Ebenfalls sehr gut geeignet für die parallele Implementierung der adaptiven Schwingungskompensation mit mehreren Referenzsignalen ist die in Abschnitt 5.11 vorgestellte

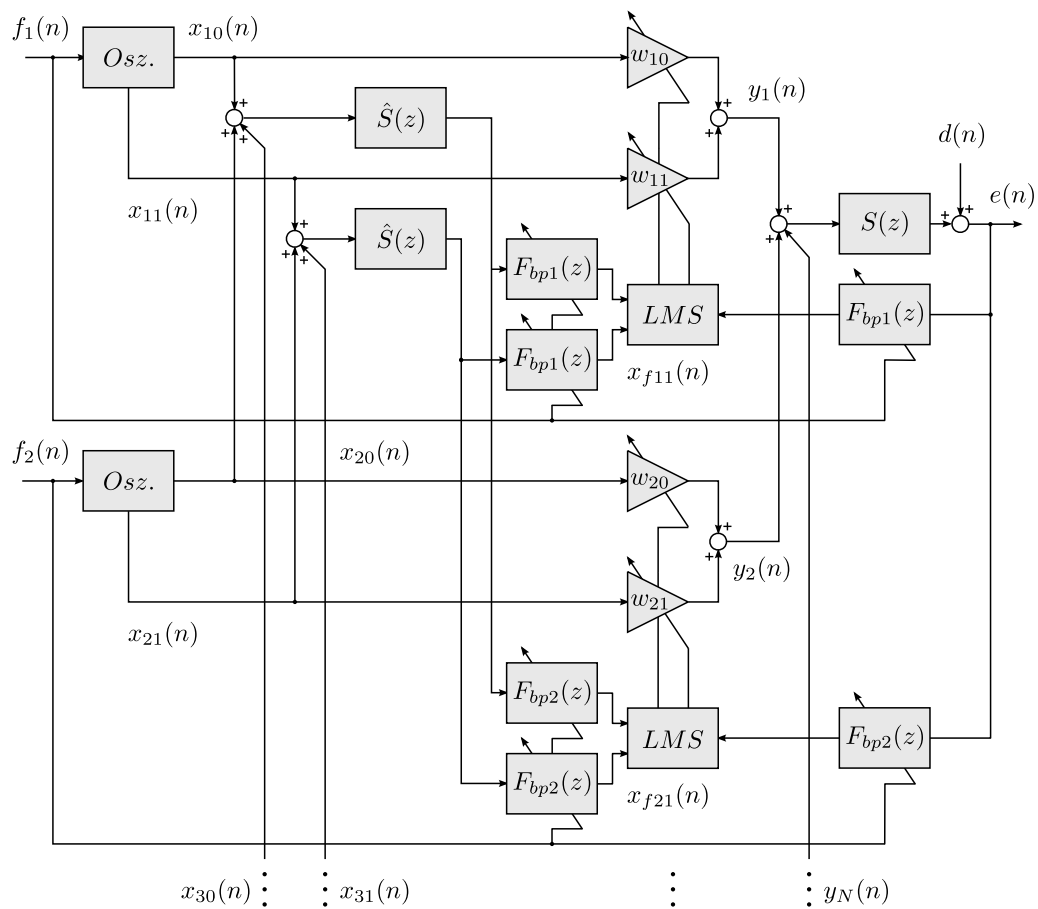


Abbildung 5.32: Modifizierter schmalbandiger FxLMS-Algorithmus mit durch auf die Ordnungsfrequenz nachgeführten Bandpassfiltern zur Kompensation mehrerer Ordnungen

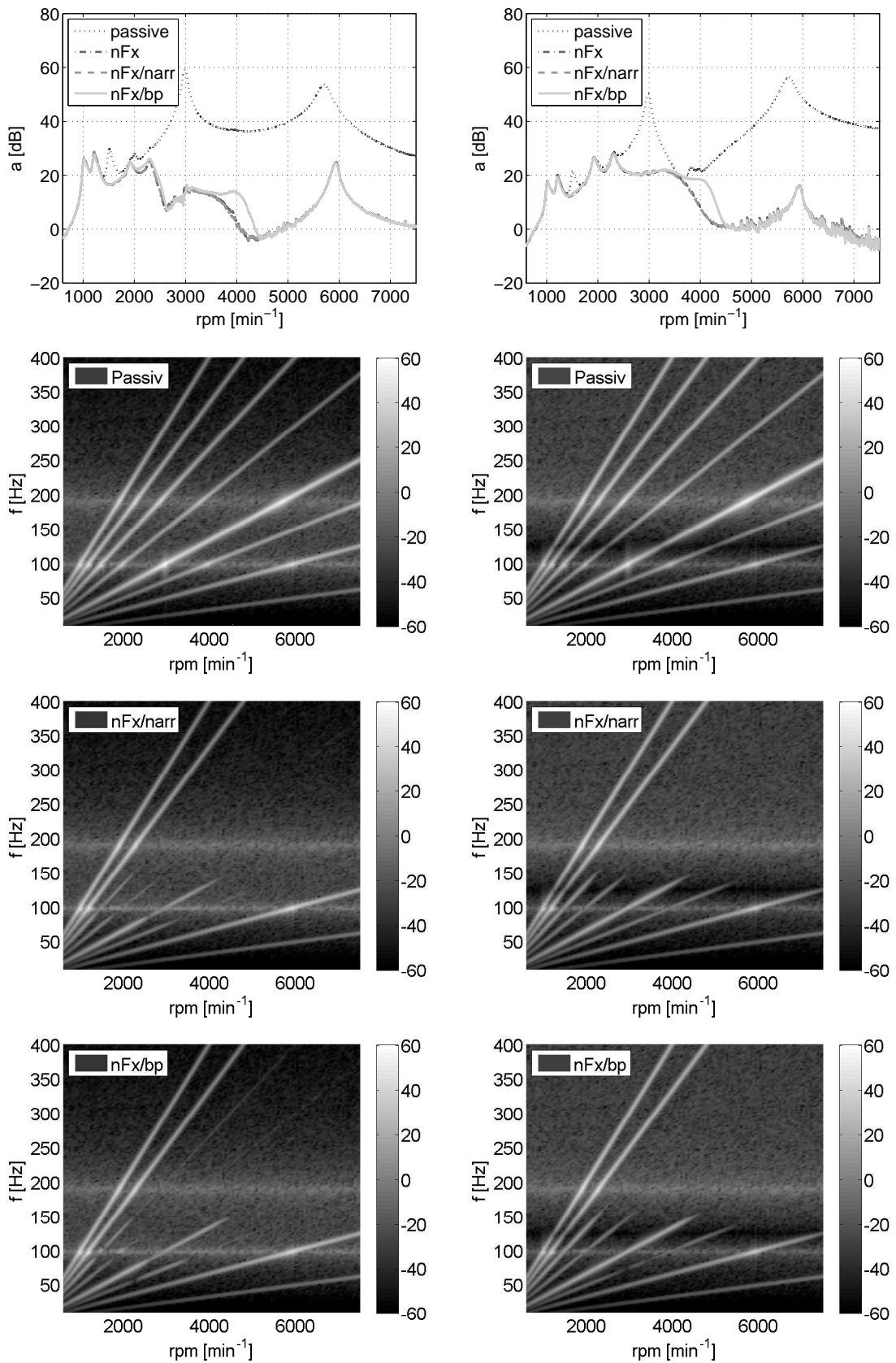


Abbildung 5.33: Schwingungskompensation der 1,5., 2., 3. und 4. Ordnung durch unterschiedliche Implementierungen des MIMO-FxLMS-Algorithmus mit mehreren Referenzsignalen

Abschnitt	FxLMS \hat{S}_{fir}	FxLMS \hat{S}_s	FxLMS \hat{S}_{bp}
a) $\mathbf{x}\hat{\mathbf{S}}$	$2JKML$	$4JKM$	$15JK + 2KML$
b) $\mathbf{x}^T \mathbf{w}_c$	$2JK$	$2JK$	$2JK$
c) $\mathbf{w}_c + \mu \mathbf{e} \mathbf{x}_f$	$2JK(M + 1)$	$2JK(M + 1)$	$2JK(M + 1)$
Summe	$2JK(M(L + 1) + 2)$	$2JK(3M + 2)$	$JK(2M + 19) + 2KML$

Tabelle 5.8: Abschätzung der benötigten MAC-Operationen zur Berechnung der schmalbandigen adaptiven Schwingungskompensation für FIR- (\hat{S}_{fir}), schmalbandige (\hat{S}_s) Sekundärstreckenmodelle und den durch nachgeführte Bandpassfilter modifizierten Algorithmus (\hat{S}_{bp})

Konfiguration	\hat{S}_{fir} [O/T]	\hat{S}_s [O/T]	\hat{S}_{bp} [O/T]
$J = 1, K = 4, M = 4, L = 192$	6192	112	6252
$J = 4, K = 4, M = 4, L = 192$	24768	448	6576
$J = 16, K = 4, M = 4, L = 192$	99072	1792	7872
$J = 48, K = 4, M = 4, L = 192$	297216	5376	11328
$J = 16, K = 4, M = 4, L = 1024$	525056	1792	34496
$J = 16, K = 12, M = 12, L = 192$	890112	14592	63552
$J = 96, K = 12, M = 12, L = 48$	1359360	87552	63360

Tabelle 5.9: Abschätzung der benötigten MAC-Operationen für verschiedene Vorgaben von der Referenzsignale J , der Aktorsignale K , der Sensorsignale M und der Ordnung der Sekundärstreckenmodelle L

schmalbandige Modellierung der Sekundärstrecken, da hierdurch unter Umständen die mehrfache Nutzung der Sekundärstreckenmodelle \hat{S}_s aufgrund des geringen Berechnungsaufwands toleriert werden kann. Hierbei können die Sekundärstreckenmodelle $\hat{S}(z)$ aus Abbildung 5.31 entsprechend Abbildung 5.30 wiederum durch schmalbandige Sekundärstreckenmodelle $\hat{S}_s(z)$ mit den Koeffizienten \hat{s}_{c0} und \hat{s}_{c1} ersetzt werden, wodurch die Struktur der schmalbandigen Schwingungskompensation mit mehreren Referenzsignalen vollständig erhalten bleibt.

Wird eine Bestimmung der benötigten MAC-Operationen pro Abtastschritt durchgeführt, so ergeben sich für J Referenzsignale der adaptiven Schwingungskompensation mit FIR-Sekundärstreckenmodell $\hat{S}_{fir}(z)$ und schmalbandigem Sekundärstreckenmodell $\hat{S}_s(z)$ die J -fache Anzahl der Operationen aus Tabelle 5.6. Für die modifizierte adaptive Schwingungskompensation $\hat{S}_{bp}(z)$ mit mehreren durch nachführbare Bandpassfilter gefilterten Referenzsignalen nach Abbildung 5.32 ergeben sich die benötigten MAC-Operationen nach Tabelle 5.8, wobei ebenfalls die benötigten Operationen für die Implementierungen mit dem FIR-Sekundärstreckenmodell $\hat{S}_{fir}(z)$ und dem schmalbandigem Sekundärstreckenmodell $\hat{S}_s(z)$ aufgeführt sind. Tabelle 5.9 zeigt weiterhin eine quantitative Bestimmung der geschätzten MAC-Operationen für verschiedene Konfigurationen der Anzahl der Referenzsignale J , der Aktoren K , der Sensoren M und der Ordnung der FIR-Sekundärstreckenmodelle L .

Die Ergebnisse zeigen einen deutlich geringeren Aufwand für die Implementierung mit schmalbandiger Sekundärstreckenmodellierung \hat{S}_s , wobei bei einer hohen Anzahl an Referenzsignalen J und FIR-Sekundärstreckenmodellen geringer Ordnung L ebenfalls ein Vorteil durch die Implementierung mit nachgeführten Bandpassfiltern \hat{S}_{bp} erreicht werden

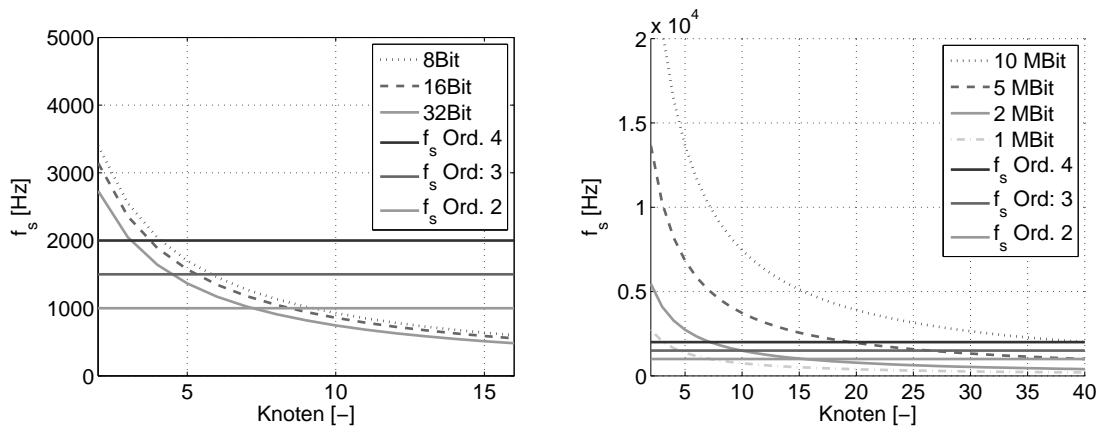


Abbildung 5.34: Abschätzung der benötigten Bandbreite für ein verteiltes Netzwerk zur adaptiven Schwingungskompensation (1 MBit Bandbreite links, 32 Bit Datenbreite rechts)

kann, womit eine Auswahl abhängig von der Anwendung entschieden werden muss. In den Ergebnissen der numerischen Simulation nach Abbildung 5.31 kann hierbei nahezu keine Abweichung der Schwingungskompensation mit schmalbandigen Sekundärstreckenmodellen ($nFx/narr$) im Vergleich zur Schwingungskompensation mit idealen Sekundärstreckenmodellen (nFx) nach den Ordnungsschnitten der 2. Ordnung festgestellt werden, wobei nach den Campbelldiagrammen von Abbildung 5.31 eine deutliche Reduktion der vier Ordnungen festgestellt werden kann, welche sich ebenfalls mit geringen Abweichungen für die Implementierung mit nachgeführten Bandpassfilter (nFx/bp) ergibt.

5.13 Systemkonzept zur verteilten adaptiven Schwingungskompensation

In diesem Abschnitt wird ein Vorschlag für ein Systemkonzept zur verteilten Schwingungskompensation und dezentralen aktiven Strukturdämpfung vorgestellt, welches auf den in Abschnitt 5.2 bis Abschnitt 5.12 untersuchten Verfahren basiert. Zur adaptiven Schwingungskompensation kann hierzu ein verteilter Ansatz nach Abschnitt 5.3 gewählt werden, wobei für die konkrete Umsetzung die verfügbare Bandbreite des Kommunikationsmediums beachtet werden muss. Abbildung 5.34 zeigt Abschätzungen der benötigten Kommunikationsbandbreite einer mehrkanaligen verteilten adaptiven Schwingungskompensation anhand verschiedener Auflösungen der Fehlersignale und unterschiedlichen Anzahlen an Signalverarbeitungsknoten, wobei als Kommunikationsmedium ein CAN-Bus angenommen wurde, um den Nachrichtenoverhead hinsichtlich des zyklischen Datenaustauschs bestimmen zu können.

Weiterhin sind verschiedene Abtastfrequenzen als konstante Linien eingetragen, die angenommen wurden, um eine adaptive Schwingungskompensation für entsprechende Motorordnungen durchführen zu können, wobei jeder Knoten die Signale für einen Aktor und Sensor verarbeitet und ein zusätzlicher Netzwerkteilnehmer für die Erfassung des Referenzsignals genutzt werden kann. Aus den Schnittpunkten mit der Bandbreitenabschätzung für einen CAN-Bus mit 1 MBit Übertragungsrate (Abbildung 5.34, links) kann entnommen werden, dass bei einer Datenbreite der Fehlersignale von 32 Bit und einer Abtastrate von 1 kHz eine maximale Anzahl von sieben Signalverarbeitungsknoten möglich

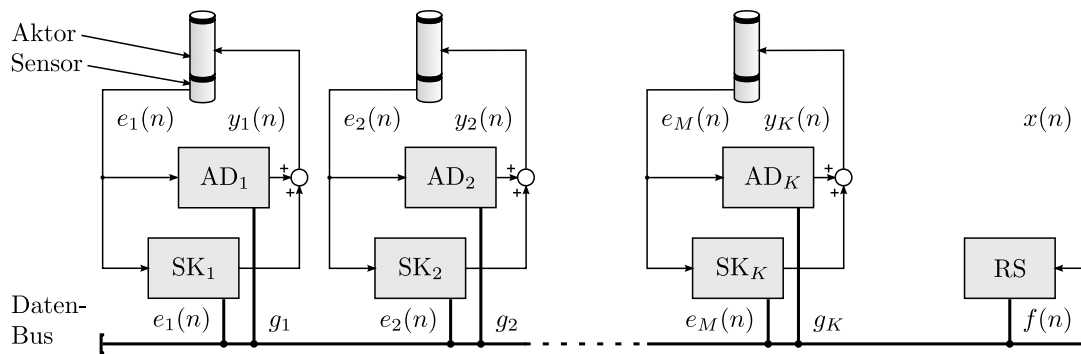


Abbildung 5.35: Systemkonzept zur dezentralen aktiven Dämpfung und verteilten adaptiven Schwingungskompensation an mechanischen Strukturen

ist. Ebenfalls steigt bei Erhöhung der verfügbaren Übertragungsrate die Anzahl der nutzbaren Signalverarbeitungsknoten deutlich, wobei für die Abschätzung (Abbildung 5.34, rechts) der Nachrichtenoverhead beibehalten wurde und verschiedene Übertragungsraten bis zu 10 MBit angenommen wurden, wie sie zum Beispiel für ein Flexray-System verfügbar sind. Die angegebenen Abschätzungen beziehen sich weiterhin auf den vollen Austausch der Fehlersignale pro Diskretisierungsintervall, eine weitere Verringerung des Aufwands kann nach Abschnitt 5.8 durch Anwendung eines Verfahrens mit „ausgedünnter“ Adaption, wie dem Scanning-Error Algorithmus, erreicht werden.

Abbildung 5.35 zeigt eine mögliche Umsetzung eines Netzwerks zur verteilten adaptiven Schwingungskompensation, wobei $e_1, e_2 \dots e_M$ die Fehlersensorsignale, $y_1, y_2 \dots y_K$ die Aktorsignale und $SK_1, SK_2 \dots SK_K$ die Signalverarbeitungseinheiten zur adaptiven Schwingungskompensation darstellen. Weiterhin kann das verteilte System nach Abschnitt 5.3 mit einer dezentralen aktiven Schwingungsdämpfung vermascht werden, um die Konvergenzgeschwindigkeit und Robustheit der adaptiven Schwingungskompensation zu erhöhen. $AD_1, AD_2 \dots AD_K$ bezeichnen hierbei die Signalverarbeitungseinheiten zur aktiven Schwingungsdämpfung, welche nach Abschnitt 4.1 als dezentrale kollokierte Ausgangsrückführungen ausgeführt werden können und daher keine Kommunikationsbandbreite des Netzwerks benötigen. Zur asynchronen Anpassung der Parameter $g_1, g_2 \dots g_K$ der dezentralen Regelschleifen kann allerdings eine Anbindung von $AD_1, AD_2 \dots AD_K$ an das Netzwerk sinnvoll sein. Zusätzlich kann ein weiterer Signalverarbeitungsknoten RS zur Erfassung und Übertragung der Frequenz $f(n)$ oder der Abtastwerte des Referenzsignals $x(n)$ genutzt werden.

Werden FIR-Filter zur Modellierung der Sekundärstrecken verwendet, so kann nach Abschnitt 5.10 ebenfalls eine Verringerung des Rechenaufwands erreicht werden, wobei durch die Verteilung des Algorithmus zur adaptiven Schwingungskompensation nach Abbildung 5.35 und Abbildung 5.7 bereits eine Verringerung der benötigten Rechenoperationen pro Diskretisierungsintervall und Signalverarbeitungsknoten SK_K stattfindet. Hierbei berechnet jeder Knoten SK_K nur eine Spalte der Übertragungsmatrix $\hat{\mathbf{S}}(z)$ der Sekundärstreckenmodelle zur Adaption des k -ten Kompensationsfilters und der Berechnung des k -ten Aktorsignals [87]. Für $K = M$ Aktoren und Sensoren steigt hiermit bei Erhöhung der Ordnung des Mehrgrößensystems der Aufwand an Rechenoperationen pro Diskretisierungsintervall nach Tabelle 5.8 nicht mehr quadratisch an, sondern linear, wobei zur weiteren Verringerung des Rechenaufwands ebenfalls eine schmalbandige Modellierung der Übertragungsmatrix $\hat{\mathbf{S}}(z)$ genutzt werden kann.

Durch den modularen Aufbau können, abhängig von der Bandbreite des Kommunikationsmediums und der verfügbaren Rechenleistung der Signalverarbeitungseinheiten, verschiedene Anwendungsszenarien und unterschiedliche Ordnungen des MIMO Systems umgesetzt werden, wobei sowohl eine Vermaschung von adaptiver Schwingungskompensation und aktiver Dämpfung, als auch die unabhängige Verwendung der Systeme möglich ist. Zudem kann durch eine verteilte Systemidentifikation mit den Signalverarbeitungsknoten $SK_1, SK_2 \dots SK_K$ ein erweitertes Systemkonzept zur automatisierten Parameterbestimmung der dezentralen Ausgangsrückführungen und der verteilten adaptiven Schwingungskompensation nach Abbildung 5.36 durchgeführt werden, was für den Einsatz in einer Langzeitanwendung mit veränderlichen Eigenschaften und Randbedingungen der mechanischen Struktur unter Umständen interessant sein kann. Grundsätzliche Idee ist hierbei die Anbindung des verteilten Netzwerks an eine übergeordnete Einheit, welche einen Algorithmus zur Parameterbestimmung ausführt. Hierbei können entweder Modelle aus einer vorangehenden messtechnischen Untersuchung, wie zum Beispiel eine experimentelle Modalanalyse (EMA) oder aus einem numerischen Modell genutzt werden, um die Parameter der dezentralen Ausgangsrückführungen zu bestimmen oder ein durch das verteilte System über eine Systemidentifikation der Übertragungsmatrix $\mathbf{S}(z)$ geschätztes Modell $\hat{\mathbf{S}}(z)$, welches ebenfalls zur Umsetzung der adaptiven Schwingungskompensation benötigt wird (Abschnitt 4.5). Weiterhin kann durch Sensitivitätsanalyse der Parameter der Regelschleifen auf die Regelgüte, beziehungsweise durch Verwendung eines numerischen Optimierungsverfahrens, eine Bestimmung der geeignetsten Parameter durchgeführt werden. Hierzu kann ebenfalls eine zyklische Schätzung der Diagonalelemente der Übertragungsmatrix $\mathbf{S}(z)$, der durch die dezentralen Ausgangsrückführungen geschlossenen Regelkreise, in Form einer Online-Bestimmung der Parameter durch die genannten Verfahren verwendet werden. Abschließend kann nach Bestimmung der Parameter der dezentralen Ausgangsrückführungen und Identifikation der Übertragungsmatrix $\mathbf{S}(z)$ des vermaschten Systems eine Sensitivitätsanalyse der Konvergenzkonstante μ und des Vergessensfaktors γ auf die Güte der Schwingungskompensation durchgeführt werden, um ebenfalls entsprechend Abbildung 5.5 in Abschnitt 5.2 eine Bestimmung geeigneter Parameter der adaptiven Schwingungskompensation durchzuführen.

Die konkrete Realisierung der automatisierten Parameterbestimmung soll hierbei im Gegensatz zur Umsetzung des verteilten Systems in der vorliegenden Arbeit nicht weiter untersucht werden.

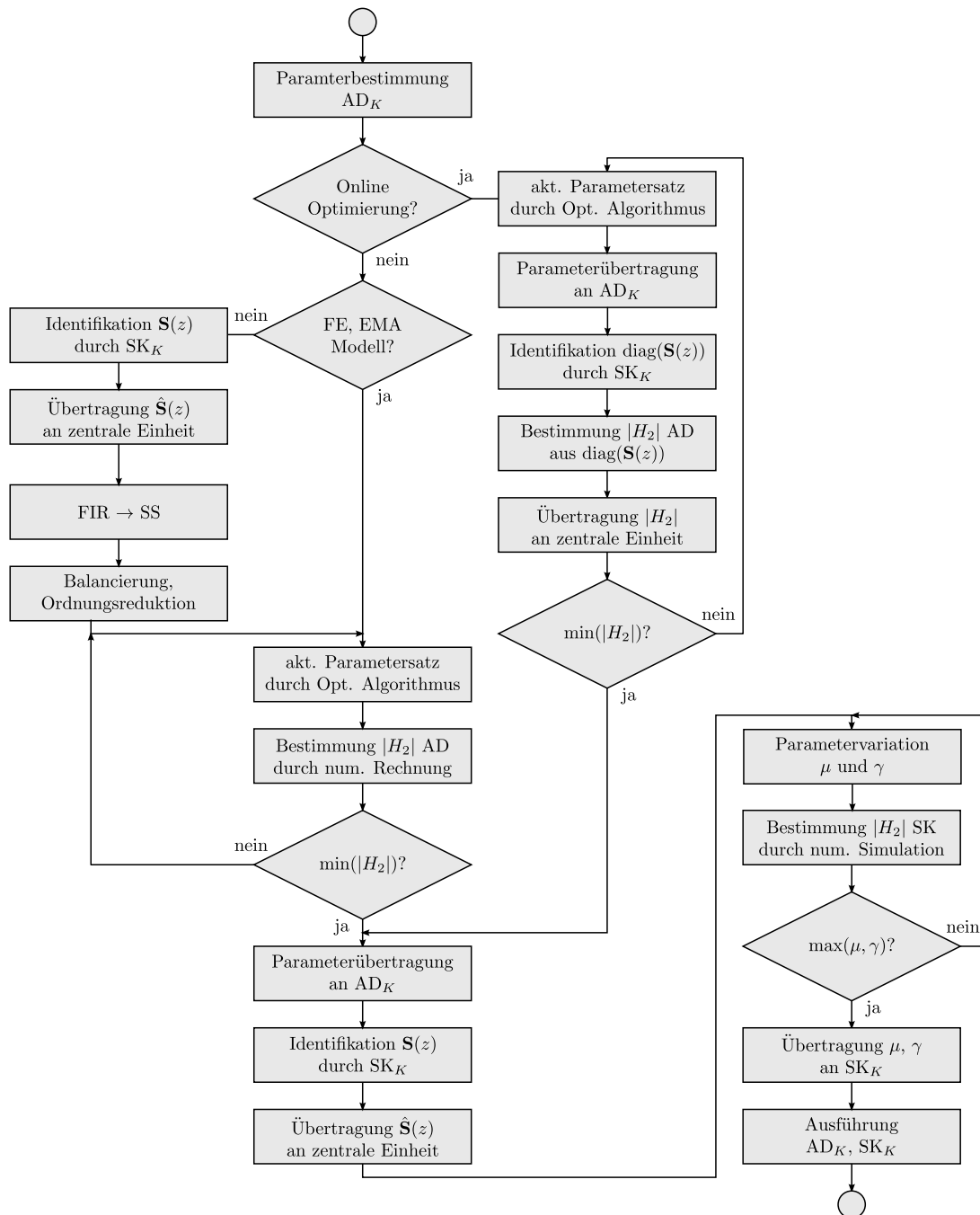


Abbildung 5.36: Automatisierte Parameterbestimmung der dezentralen Ausgangsrückführungen und der verteilten adaptiven Schwingungskompensation

Kapitel 6

Experimentelle Verifikation

In diesem Kapitel werden die im vorangehenden Teil vorgestellten Ansätze und Verfahren anhand eines Laborversuchs experimentell untersucht, wozu ein Aufbau einer aktiven Lagerung mit zwei Lagerstellen als grundlegende Form eines Mehrgrößensystems verwendet wird. Analog zu den numerischen Untersuchungen werden eine dezentrale aktive Dämpfung der mechanischen Struktur, eine adaptive Schwingungskompensation und die Vermaschung der beiden Methoden angewendet, wobei die Implementierung in Form eines verteilten Systems aus über ein Datenübertragungsmedium verbundenen Signalverarbeitungseinheiten im Vordergrund steht. Hierzu wird neben der Leistungsfähigkeit des Systems zur aktiven Schwingungsreduktion auch der Aufwand der Algorithmen bezüglich der Datenübertragung und Ausführung auf den Signalverarbeitungseinheiten in Betracht gezogen, da dieser bei Mehrgrößensystemen höherer Ordnung und komplexen Störsignalen oftmals eine Hürde für die Umsetzung des Gesamtsystems darstellen kann [31].

6.1 Versuchsaufbau

Für eine experimentelle Untersuchung der Algorithmen zur verteilten adaptiven Schwingungskompensation und dezentralen aktiven Dämpfung soll im folgenden ein Versuchsaufbau genutzt werden, welcher einen mechanischen Aufbau zur aktiven Lagerung in vereinfachter Form abbildet. Der Aufbau besteht aus einer Masseplatte d), welche über zwei piezokeramische Stapelaktoren g) gelagert ist und über zwei dynamische Kraftmessdosen h) mit zwei als elastisches Fundament dienenden Balken e) verbunden ist. Abbildung 6.1 zeigt den Aufbau, wobei die Balken mit einem Rahmen a) verbunden sind, welcher wiederum auf einer Lochrasterplatte montiert ist. Zum Einleiten einer Störgröße dient ein elektrodynamischer Schwingerreger b), welcher über eine biegeeweiche Verbindung c) mit der Masse verbunden ist, so dass nur Kräfte in Normalrichtung zur Anbindungsfläche eingeleitet werden können.

Die piezokeramischen Stapelaktoren sind ringförmig ausgeführt und besitzen die Kenndaten nach Tabelle 6.1, wobei zum Aufnehmen von Zugkräften eine mechanische Vorspannung über eine Dehnschraube integriert ist, so dass der Aktor in jedem Betriebsfall gegen eine definierte Steifigkeit arbeitet. Um die piezoelektrischen Keramiken von Biegemomenten zu entkoppeln, ist eine Anbindung des vorgespannten Aktors an die Masseplatte über eine Membran aus Federstahl vorgesehen, so dass vornehmlich Kräfte in axialer Richtung des Aktors übertragen werden.

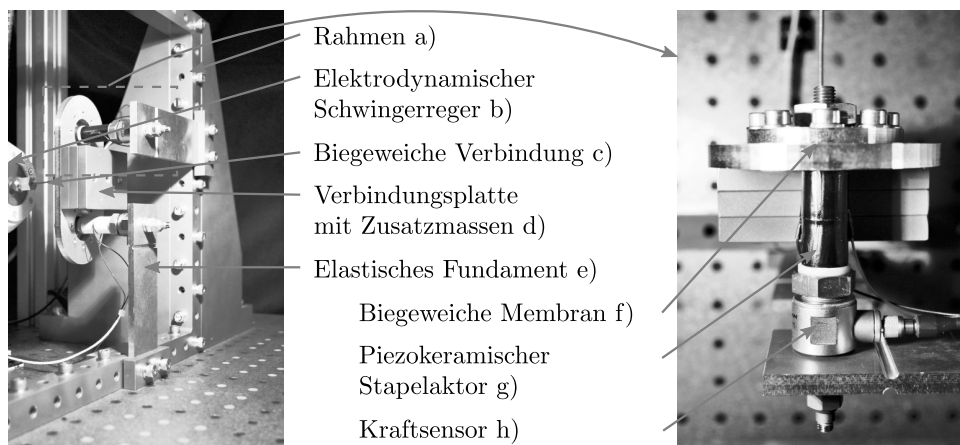


Abbildung 6.1: Versuchsaufbau zur aktiven Lagerung

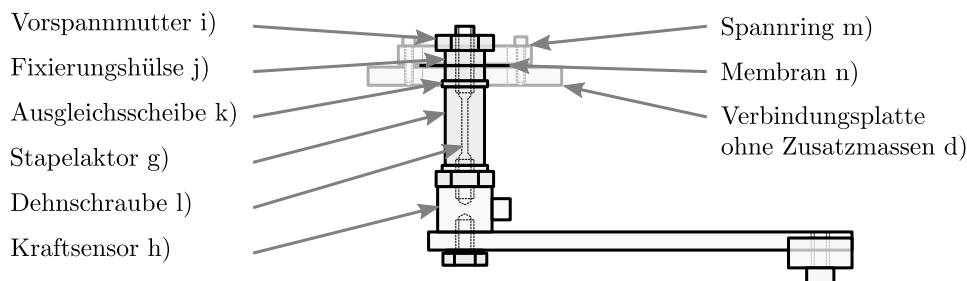


Abbildung 6.2: Aktormodul mit Membran und Verbindungsplatte

Abbildung 6.2 zeigt den piezokeramischen Stapelaktor g), welcher an beiden Enden mit Ausgleichsscheiben k) aus Kunststoff (Polyoxymethylen - POM) versehen ist und über die Dehnschraube l) mit den beiden Fixierungshülsen j) und der Membran n) in Reihe durch die Mutter i) vorgespannt wird. Die Fixierungshülsen klemmen hierbei die Membran, welche am äußeren Rand durch den Ring m) mit der Verbindungsplatte d) verbunden wird.

Die strukturdynamischen Eigenschaften des Aufbaus wurden durch Vermessung des Aufbaus mit einem Laservibrometer erfasst, wobei die Anregung durch den elektrodynamischen Schwingerreger erfolgte und die resultierenden Schwinggeschwindigkeiten an 63 Punkten erfasst wurden. Eine anschließende experimentelle Modalanalyse lieferte die in Abbildung 6.3 dargestellten Schwingformen des Aufbaus, wobei die identifizierten modalen Parameter Eigenfrequenz und Dämpfung in Tabelle 6.2 dargestellt sind. Eine Vermessung des Rahmens zeigte kein messbares Eigenverhalten im Frequenzbereich bis 500 Hz, weshalb diese nicht dargestellt ist. Die Messgeometrie in Abbildung 6.3 zeigt Messpunkte auf den beiden Balken, auf der Zusatzmasse und am rechten Rand sechs Messpunkte auf der Verbindungsplatte, wobei im Frequenzbereich bis 500 Hz sieben Schwingformen des Aufbaus identifiziert werden konnten. Da die Grundfrequenz der harmonischen Störgröße analog zu den numerischen Untersuchungen von Kapitel 5 von 10 Hz bis 125 Hz variiert wird und acht überlagerte Ordnungen im Bereich von 1. bis 6. Ordnung verwendet werden, ist eine Anregung der identifizierten Eigenfrequenzen des Systems zu erwarten.

Zur Umsetzung der Algorithmen wird im ersten Schritt ein Rapid Control Prototyping (RCP) System (Tabelle 6.1) eingesetzt, wobei die Algorithmen modellbasiert unter Matlab/Simulink implementiert und in einem späteren Schritt zum Vergleich der Leistungs-

Komponente	Bezeichnung	Kenngröße	Wert	A.
Rahmen	-	Breite [mm] Höhe [mm] Tiefe [mm] Material	347 322 22 St	a)
Verbindungsplatte	-	Gewicht [kg]	0,2	d)
Zusatzmasse	-	Gewicht [kg]	0,2	
Balken (oben) (unten)	-	Länge [mm] Breite [mm] Höhe [mm] Höhe [mm] Material	140 40 6 5 Al	e)
Membran	-	Durchmesser [mm] Stärke [mm] Material	30 0,3 St	f)
Dehnschraube	-	Länge [mm] Federkonstante [N/ μ m] Material	60 \approx 64 St	l)
Elektrodynamischer Schwingerreger	Tira 50018	Maximalkraft [N]	18	b)
Leistungsverstärker	Tira BAA60	Ausgangsleistung [W]	60	p)
Piezokeramischer Stapelaktor	Piezomechanik HPSt 150/14-10/25	Freier Hub [μ m] Kapazität [μ F] Federkonstante [N/ μ m] Durchmesser [mm] Höhe [mm]	32 5,2 120 14 27	g)
Piezoverstärker	PI E-663	Ausgangsleistung [W] Ausgangsspannung [V]	14 120	q)
Kraftsensor	Dytran 1051V1	Empfindlichkeit [mV/N]	112,4	h)
Signalkonditionierer	PCB 442B104	Sensortyp	ICP	r)
Rapid Control Prototyping System	dSpace ds1005 dSpace ds2003 dSpace ds2103	Prozessortakt [MHz] A/D-Auflösung [Bit] D/A-Auflösung [Bit]	700 16 16	o)
Laborfilter	Kemo Benchmaster 21M	Eckfrequenz [Hz] Ordnung Charakteristik	500 6 Ellip.	s)

Tabelle 6.1: Komponenten des Versuchsaufbaus und Zuordnung in Abbildung 6.1

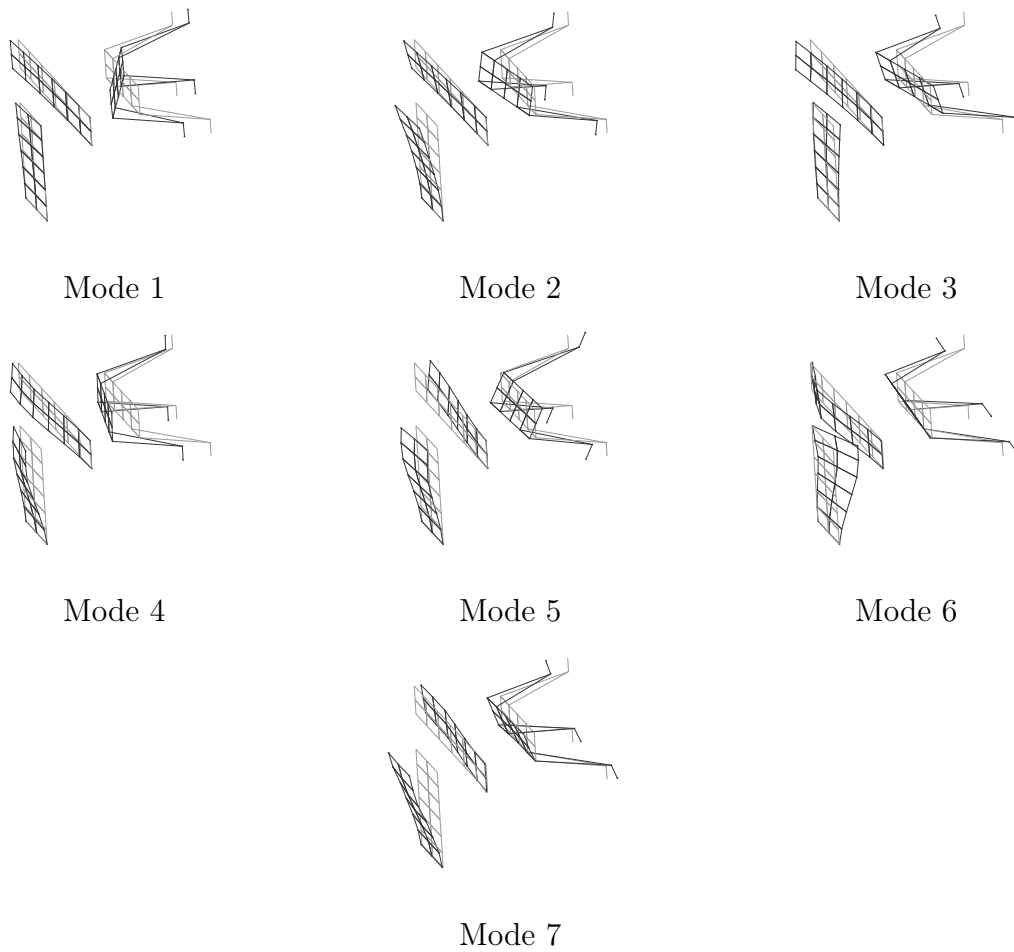


Abbildung 6.3: Identifizierte Schwingformen des Versuchsaufbaus

Mode	ω_0 [Hz]	θ [%]
1	60,4	1,24
2	66,5	0,66
3	74,8	0,77
4	123,6	1,49
5	179,6	0,80
6	243,5	0,73
7	456,9	3,31

Tabelle 6.2: Identifizierte Modalparameter des Versuchsaufbaus

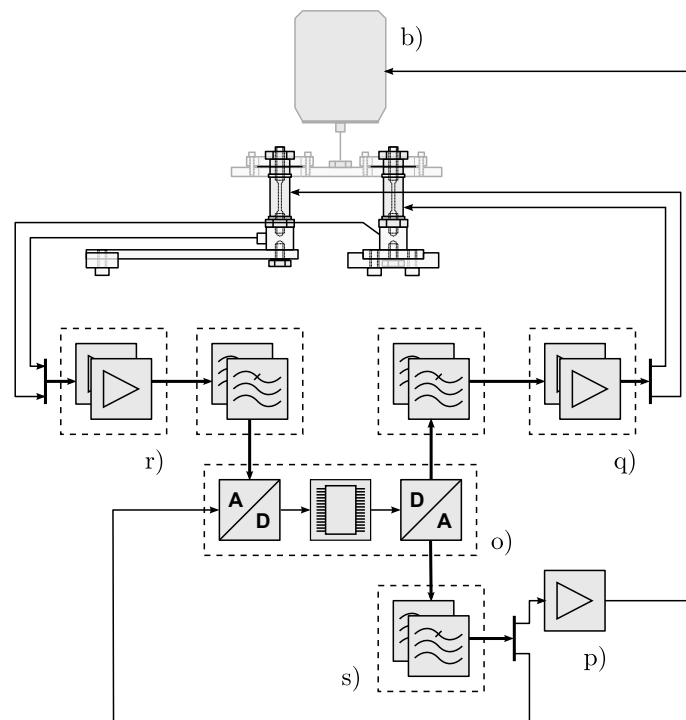


Abbildung 6.4: Blockschaltbild der verwendeten Komponenten im Versuchsaufbau

fähigkeit auf das verteilte System portiert werden. Der Aufbau der Signalverarbeitung ist in Abbildung 6.4 dargestellt. Da bei rotierenden Maschinen, z.B. über Umdrehungsmessungen an einer Welle oder einem Zahnrad, die Grundfrequenz der Störgröße geschätzt werden kann, wird zur Betrachtung des Einflusses der Frequenzschätzung ein der Störgröße korreliertes monofrequentes Signal ausgegeben und erfasst, welches zusätzlich zur Schätzung der Referenzfrequenz für das verteilte System dient.

6.2 Systemidentifikation

Um die notwendige Minimalphasigkeit der Regelstrecke und damit die Kollokation der Aktor/Sensorpaare im interessierenden Frequenzbereich bis 500 Hz zu bewerten, soll eine Vermessung der Übertragungstrecken mit einem FFT-Analyzer (FFT: *Fast Fourier Transform*) durchgeführt werden. Weiterhin wird eine Identifikation mit adaptiven Finite-Impulse-Response (FIR) Filtern durchgeführt, um ein parametrisches Modell des Systems in Form der Übertragungsmatrix für weitere Auslegungen nutzen zu können. Abweichend von Abschnitt 4.7 soll eine Identifikation der Strecken unter Kompensation der Anti-Aliasing- und Rekonstruktions-Filter durchgeführt werden, welche für die zeitdiskrete Signalverarbeitung der adaptiven Schwingungskompensation benötigt werden, aber in den Regelstrecken der Ausgangsrückführungen der aktiven Dämpfung aufgrund der zeitkontinuierlichen Realsierung nicht enthalten sind.

Abbildung 6.5 zeigt das Vorgehen zur Identifikation der Strecken, wobei in Abbildung 6.5 a) die gesamte Sekundärstrecke $S(z)$ mit den Anteilen $S_i(z)$ der Anti-Aliasing-Filter und Verzögerungszeiten des Analog-Digital-Umsetzers (ADU), den Anteilen $S_m(z)$ der mechanischen Struktur mit Aktor- und Sensorübertragungsverhalten und den Anteilen $S_o(z)$ der Rekonstruktions-Filter mit den Verzögerungszeiten der Digital-Analog-Umsetzer

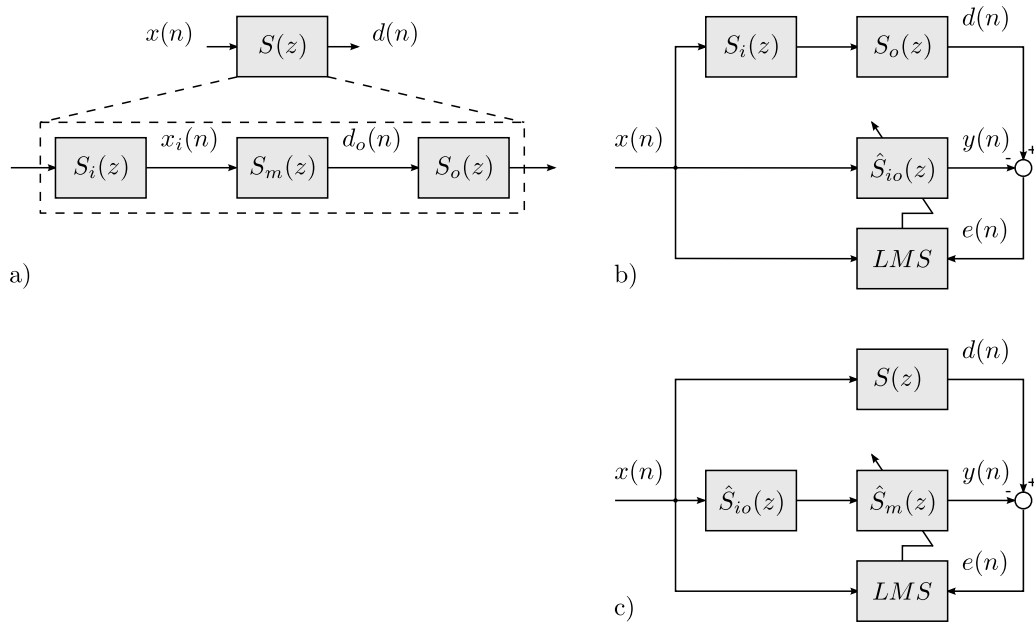


Abbildung 6.5: Schematische Darstellung der Systemidentifikation mit Kompensation der Anti-Aliasing- und Rekonstruktionsfilter

(DAU) dargestellt ist. Zur Kompensation von $S_i(z)$ und $S_o(z)$ nach Abbildung 6.5 b) wird dieser Anteil von $S(z)$ identifiziert, indem Ausgang und Eingang des digitalen Signalverarbeitungssystems verbunden werden und nachfolgend das identifizierte Modell $\hat{S}_{io}(z)$ zur Filterung des Referenzsignals $x(n)$ für die Identifikation der Gesamtstrecke $S(z)$ verwendet. Da der Anteil $S_{io}(z)$ ebenfalls im zu identifizierenden System $S(z)$ nach Abbildung 6.5 c) enthalten ist, heben sich die Anteile für ein ideales Modell \hat{S}_{io} auf und das geschätzte Streckenmodell $\hat{S}_m(z)$ wird um die Anteile $S_{io}(z)$ bereinigt zum Modell der Strecke $S_m(z)$ der mechanischen Struktur. Dieser Ansatz gliedert sich weiterhin in das Systemkonzept zur verteilten adaptiven Schwingungskompensation (Abschnitt 5.13) ein, da die Identifikation der Übertragungsmatrix $\mathbf{S}(z)$ zur Umsetzung der Schwingungskompensation (Abschnitt 5.4) benötigt wird und somit nur ein geringer Mehraufwand betrieben wird, um ein Streckenmodell $\hat{\mathbf{S}}_m(z)$ zur Auslegung der aktiven Schwingungsdämpfung zu schätzen. Abbildung 6.6 zeigt über einen FFT-Analyser ermittelte Messergebnisse (H_{11} bis H_{22}) der Strecken des Versuchsaufbaus, wie auch von der Schätzung über adaptive FIR-Filter im Frequenzbereich bis 1000 Hz. Aufgrund der schwachen Dämpfung des Versuchsaufbaus (Tabelle 6.2) sind hohe Filterordnungen der FIR-Filter notwendig, um die Impulsantworten der Übertragungstrecken bei einer Abtastrate von 2 kHz mit einem geringen Leckfehler [56] darstellen zu können. Gewählt wurde im Versuch eine Ordnung von $n_f = 2048$. Wie in Abschnitt 4.7 dargestellt, kann das identifizierte Modell aus der Übertragungsmatrixdarstellung in Zustandsraumdarstellung überführt und durch balanciertes Abschneiden in der Ordnung reduziert werden, wobei hierauf im Folgenden nicht weiter eingegangen werden soll und nur die Ergebnisse für ein Zustandsraummodell der Ordnung $n_z = 128$ in Abbildung 6.6 dargestellt werden.

Die Bestimmung der Amplituden- und Phasengänge der FIR-Filter erfolgt hierbei durch eine nicht-parametrische Schätzung der Übertragungsfunktion $H_{xy}(j\omega)$ nach Gleichung

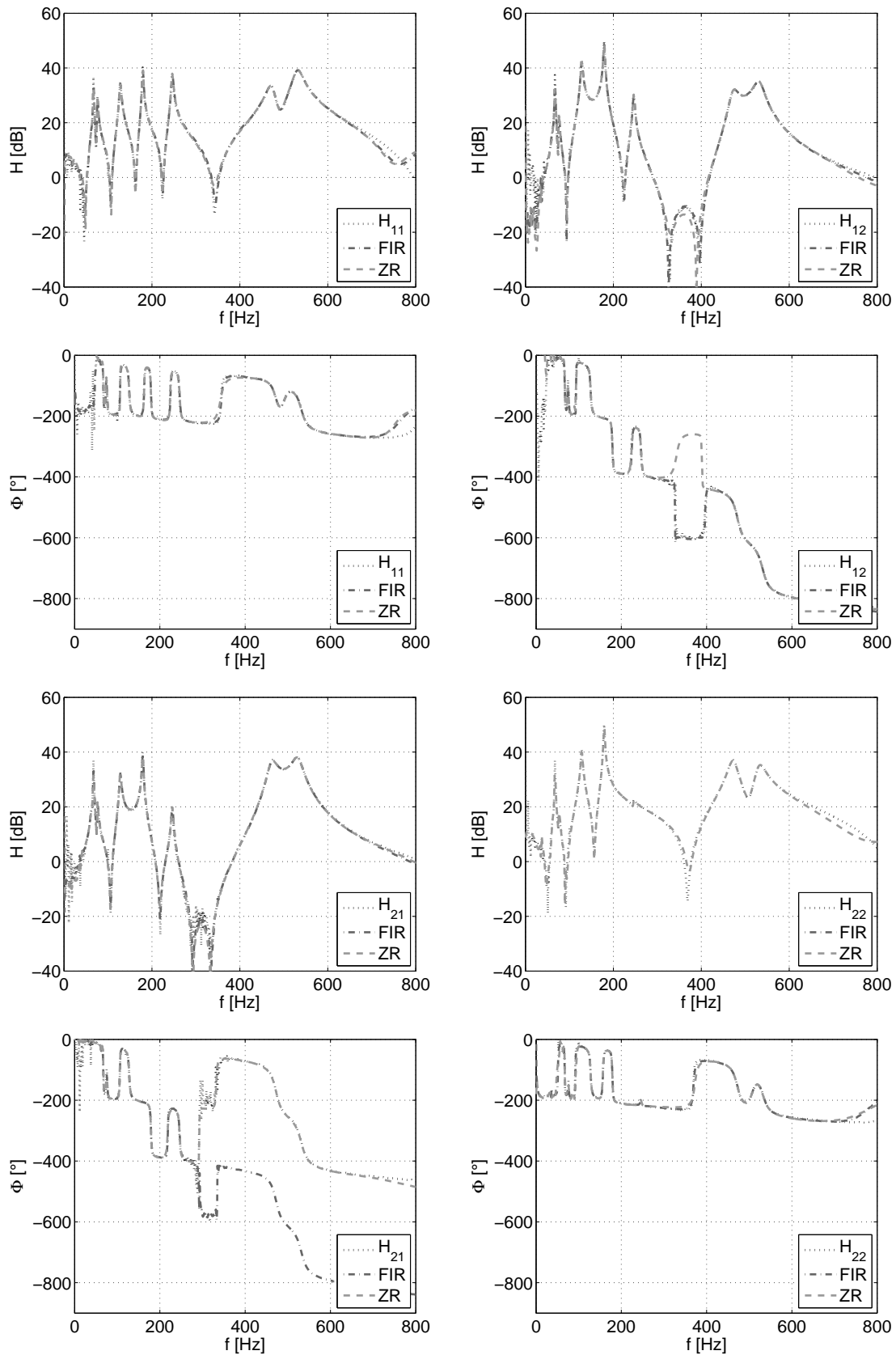


Abbildung 6.6: Gemessene und identifizierte Übertragungstrecken des Versuchsaufbaus, FFT-Analyser (H_{xx}), FIR-Filter $n_f = 2048$ (FIR) und Zustandsraummodell $n_z = 128$ (ZR)

chung (6.1), wobei die benötigten Zeitfolgen durch Filterung eines Zufallsrauschens mit dem entsprechenden FIR-Filter erzeugt werden.

$$\hat{H}_{xy}(j\omega) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{Y_i(j\omega)}{X_i(j\omega)} \quad (6.1)$$

$X(j\omega)$ und $Y(j\omega)$ entsprechen in diesem Fall den durch Anwendung der Diskreten Fourier Transformation auf die Anregungs- und Antwortfolgen des digitalen Filters erzeugten Amplitudenspektren und N der Anzahl der Mittelungen der geschätzten Übertragungsfunktionen.

6.3 Dezentrale aktive Dämpfung

Zur Realisierung der aktiven Dämpfung der mechanischen Struktur wird eine im Rahmen dieser Arbeit entstandene, mit analoger Schaltungstechnik realisierte Elektronik genutzt [85, 86], welche ein Integrationsglied, eine Verstärkerstufe und ein hinsichtlich Güte und Eckfrequenz einstellbares aktives Filter 2. Ordnung enthält. Eine eingehende Beschreibung der Schaltungsteile erfolgt in Abschnitt 6.6. Ziel ist die Nutzung der vorteilhaften Ergebnisse der analytischen und numerischen Untersuchungen aus Abschnitt 5.4 bis 5.10 hinsichtlich der Reduktion der Ordnung der Sekundärstreckenmodelle $\hat{S}(z)$, der Verbesserung der Konvergenzeigenschaften und Stabilität der adaptiven Schwingungskompensation und die Bestätigung der genannten Eigenschaften im Experiment.

Entsprechend Abschnitt 4.1 wird eine dezentrale integrale Krafrückführung genutzt, welche die Signale der dynamischen Kraftsensoren nach Abbildung 6.1 integriert und eine dämpfungsproportionale Kraft über das piezokeramische Aktormodul in die mechanische Struktur einleitet. Da die Regelstrecken H_{11} und H_{22} nach Abbildung 6.6 trotz kollozierter Anordnung der Aktoren und Sensoren nicht für alle betrachteten Frequenzstützstellen minimalphasig ist, wird eine Begrenzung des Frequenzbereichs der Rückführverstärkung notwendig, um die Rückführung von Größen zu verhindern, welche nicht dämpfungsproportional sind oder eine Mittkopplung des geschlossenen Regelkreises verursachen. Hierzu kann nach Abschnitt 4.1 ein Tiefpassfilter genutzt werden, wobei durch zusätzliche Abstimmung der Güte die Steilheit der Phasenverschiebung im Bereich der Eckfrequenz angepasst und hierdurch der Einstellbereich für die Rückführverstärkung erweitert werden kann.

Abbildung 6.7 zeigt Ergebnisse der experimentellen Untersuchungen der dezentralen integralen Krafrückführung mit H_{11} als Übertragungsstrecke des offenen Regelkreises von Aktormodul 1 zu Sensormodul 1 und H_{22} als Übertragungsstrecke des offenen Regelkreises von Aktormodul 2 zu Sensormodul 2. H_{11m} und H_{22m} zeigen die geschlossenen Regelkreise mit einer manuellen Bestimmung der Parameter Verstärkung g_1 und g_2 , Eckfrequenz ω_{c1} und ω_{c2} und der Filtergüte Q_1 und Q_2 . Die verwendeten Parameter der geschlossenen Regelschleifen können Tabelle 6.3 entnommen werden, wobei zusätzlich noch Parameter für die automatisierte Bestimmung der Reglerparameter aufgeführt sind. Für die manuelle Bestimmung der Parameter wurde die Eckfrequenz der Tiefpassfilter in die Nullstellen von H_{11} und H_{22} bei 340 Hz und 300 Hz gelegt, um einen geringen Einfluss der Phasendrehung und der Amplitudenüberhöhung des Tiefpassfilters im Bereich der Resonanzfrequenz auf den geschlossenen Regelkreis zu verursachen. Güte und Verstärkung wurden entsprechend gewählt, um einen flachen Verlauf der Übertragungsfunktionen H_{11m} und H_{22m} und damit

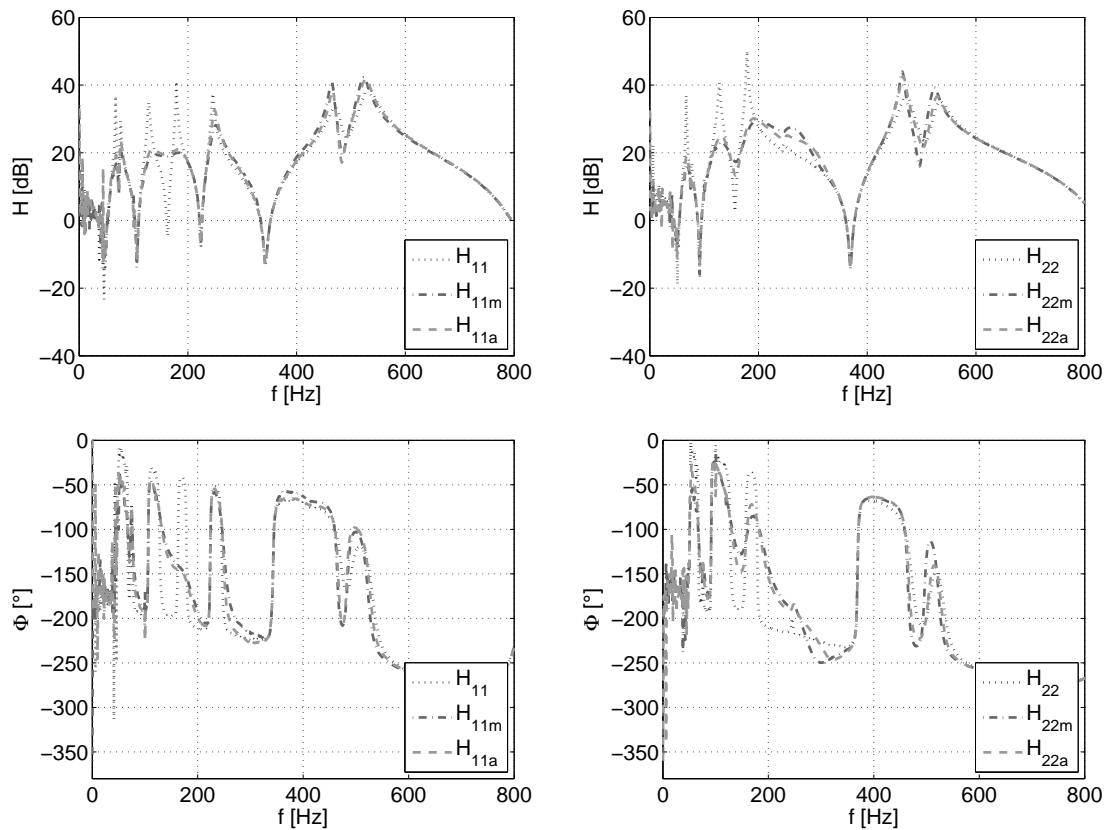


Abbildung 6.7: Gemessene Regelstrecken des Versuchsaufbaus, offener (H_{xx}) und über eine integrale Kräfte rückführung geschlossener Regelkreis mit manueller (H_{xxm}) und automatisierter Parameterbestimmung (H_{xxa})

Parameter	manuell	SQP Alg.	Gen. Alg.	Par. Var.
ω_{c1} [Hz]	340,00	308,93	308,94	308.03
ω_{c2} [Hz]	300,00	321,43	321,41	321.47
Q_1 [-]	10,00	5,0	5,0	5,0
Q_2 [-]	4,00	5,0	5,0	5,0
g_1 [dB]	-20,00	-25,90	-25,89	-25,91
g_2 [dB]	-25,00	-25,89	-25,89	-25,91
A_r [dB]	-8,74	-8,00	—	—

Tabelle 6.3: Verwendete Parameter der dezentralen integralen Kräfte rückführung, Filtereckfrequenz ω_c , Güte Q , Rückführverstärkung g und Gütemass A_r der aktiven Dämpfung

Mode	ω_0 [Hz]	θ_p [%]	θ_m [%]	θ_a [%]	d_{var} [%]
2	67,00	0,79	5,47	4,53	590,76
3	76,00	1,38	5,71	3,35	313,49
4	128,00	1,38	11,34	9,16	720,80
5	179,00	0,59	13,71	11,10	2222,58
6	246,00	0,78	4,91	2,70	527,45

Tabelle 6.4: Durch Bestimmung der Halbwertsbreite geschätzte modale Dämpfungen für das passive System (θ_p), für das aktive System mit manueller (θ_m) und automatisierter (θ_a) Parameterbestimmung und erzielte Erhöhung für die manuelle Bestimmung (d_{var})

eine möglichst hohe Dämpfung der ersten fünf Resonanzen der mechanischen Struktur zu erreichen.

Die gemessenen Übertragungsfunktionen H_{11m} und H_{22m} zeigen hierbei eine deutliche Erhöhung der Strukturdämpfung θ , wobei diese für die schwach gedämpfte mechanische Struktur aus der Halbwertsbreite des Amplitudengangs im Bereich der Eigenfrequenz ω_0 nach Gleichung (6.2)

$$\theta_e = \frac{\omega_o - \omega_u}{2\omega_0} \quad (6.2)$$

mit der unteren und oberen -3 dB Frequenz ω_u und ω_o als θ_e geschätzt werden kann. Für den vorliegenden Versuchsaufbau ergeben sich geschätzte modale Dämpfungskonstanten für die 2. bis 6. Eigenfrequenz nach Tabelle 6.4, welche im Bereich der durch die experimentelle Modalanalyse für die entsprechenden Moden ermittelten Dämpfungskonstanten nach Tabelle 6.2 liegen. Die Ergebnisse zeigen eine deutliche Erhöhung der Strukturdämpfung, wobei relative Erhöhungen der Dämpfungskonstanten zwischen aktiven und passiven System nach Spalte d_{var} von 314 % bis 2223 % erzielt werden können. Als Gütemass A_r für die Regelung wurde die H_2 -Norm (Gleichung (5.11)) der Amplitudengänge des aktiven Systems \mathbf{H}_m bezogen auf das passive System \mathbf{H}_p nach Gleichung (6.3)

$$A_r = 20 \log \left(\frac{\|\mathbf{H}_m\|_2}{\|\mathbf{H}_p\|_2} \right) \quad (6.3)$$

bestimmt, wobei sich nach Tabelle 6.3 eine Reduktion im Bereich 50 Hz... 400 Hz von $-8,74$ dB ergibt.

Weiterhin sind Ergebnisse einer automatisierten Bestimmung der Parameter g_1 , g_2 , ω_{c1} , ω_{c2} , Q_1 und Q_2 nach Tabelle 6.3 anhand der Übertragungsfunktionen H_{11a} und H_{22a} dargestellt (Abbildung 6.7). Die automatisierte Parameterbestimmung soll keinen Kernpunkt der Arbeit darstellen, weshalb Vor- und Nachteile der Algorithmen und eine detaillierte Beschreibung nicht weiter dargestellt und untersucht werden. Die Ergebnisse nach Tabelle 6.3 und Abbildung 6.7 dienen zur Darstellung der Möglichkeiten des verteilten Systemansatzes, wobei exemplarisch zwei Algorithmen zur Optimierung der Parameter der dezentralen Regelschleifen hinsichtlich der Minimierung der H_2 -Norm der Impulsantworten der Übertragungstrecken H_{11} bis H_{22} verwendet wurden. Für die automatisierte Parameterbestimmung ergeben sich nach Tabelle 6.3 nahezu identische Parameter, wobei als Grenzen für $\omega_c = 250$ Hz... 400 Hz, für $Q = 0,5$... 5 und für $g = 0$... 80 angegeben wurden. Zur Überprüfung der Ergebnisse wurde eine zweistufige Variation der Parameter

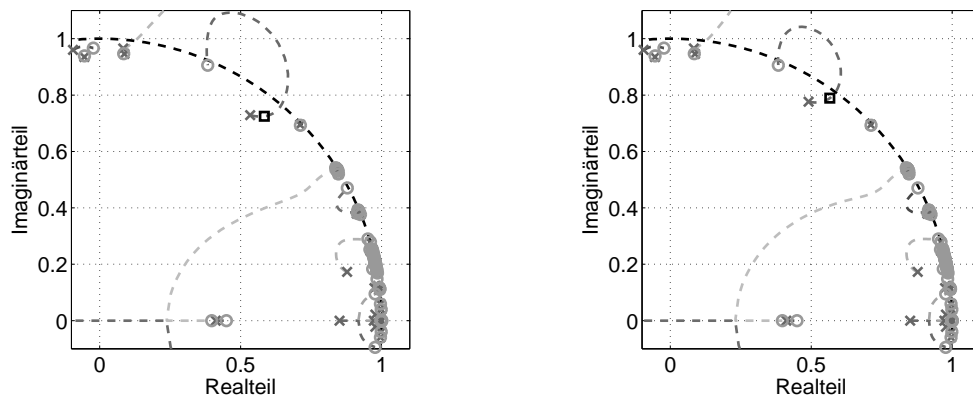


Abbildung 6.8: Wurzelortskurven des über eine integrale Kraftrückführung geschlossenen Regelkreises für die Strecke H_{22} mit manueller (links) und automatisierter Parameterbestimmung (rechts) nach Tabelle 6.3, jeweils bestimmte Verstärkungsfaktoren (\square)

g_1 , g_2 , ω_{c1} , ω_{c2} , Q_1 und Q_2 durchgeführt, wobei in einem ersten Schritt zehn Stützstellen pro Parameter in den oben genannten Grenzen untersucht wurden und in einem zweiten Schritt zehn Stützstellen in einem Bereich von $\pm 10\%$ um die beste Lösung des ersten Variationsschritts. Als Gütemaß der Lösung wurde wiederum die H_2 -Norm der Impulsantworten der Übertragungstrecken H_{11} bis H_{22} verwendet, wobei die Ergebnisse nach Tabelle 6.3 im Bereich der durch die Optimierungsalgorithmen bestimmten Ergebnisse liegen. Die Abweichungen der Parametervariation lassen sich hierbei durch die relativ grobe Einteilung von zehn Stützstellen erklären, wobei sich bei den untersuchten sechs Parametern bereits 1×10^6 Auswertungen pro Variationsstufe ergeben.

Zur Untersuchung der Parameter im Experiment wurden die durch die Algorithmen ermittelten Verstärkungsfaktoren angepasst, da die ermittelten Parameter nahe an der Stabilitätsgrenze liegen. Abbildung 6.8 zeigt Wurzelortskurven des geschlossenen Regelkreises der Strecke H_{22} für die manuelle (links) und die automatisierte Parameterbestimmung (rechts), wobei die jeweils bestimmten Verstärkungsfaktoren durch quadratische Marker gekennzeichnet sind. Um eine vergleichbare Verstärkungsreserve zwischen den ermittelten Parametersätzen zu erhalten, wurden die Werte der Verstärkungsfaktoren für die automatisierte Parameterbestimmung um -6 dB verringert. Die in Tabelle 6.3 angegebenen Parameter entsprechen daher den angepassten Verstärkungsfaktoren. Als Gütemaß A_r für die automatisierte Parameterbestimmung zeigt sich nach Tabelle 6.3 eine Reduktion von $-8,00$ dB, welches damit, ebenso wie die geschätzten Dämpfungskonstanten der aktiven Struktur nach Tabelle 6.4, in der gleichen Größenordnung wie die durch die manuelle Bestimmung der Parameter erreichten Werte liegt.

6.4 Adaptive Schwingungskompensation

Zur experimentellen Untersuchung der in Kapitel 5 vorgestellten Verfahren zur adaptiven Schwingungskompensation werden diese auf einem RCP-System umgesetzt, um die zentralisierte Implementierung mit der des verteilten Systems vergleichen zu können und Auslegungsparameter für die Auswahl der Hardware des verteilten eingebetteten Systems abschätzen zu können. Als Störgröße wird wiederum ein frequenzvariables, aus mehreren Harmonischen superponiertes Signal verwendet, welches über das RCP-System erzeugt

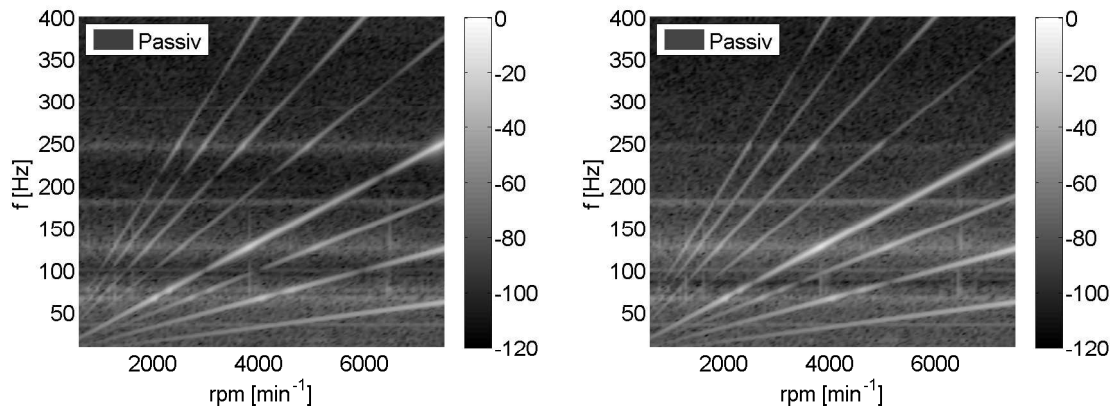


Abbildung 6.9: Campbell-Diagramme der Sensorgrößen F_1 (Links) und F_2 (Rechts) der passiven Struktur

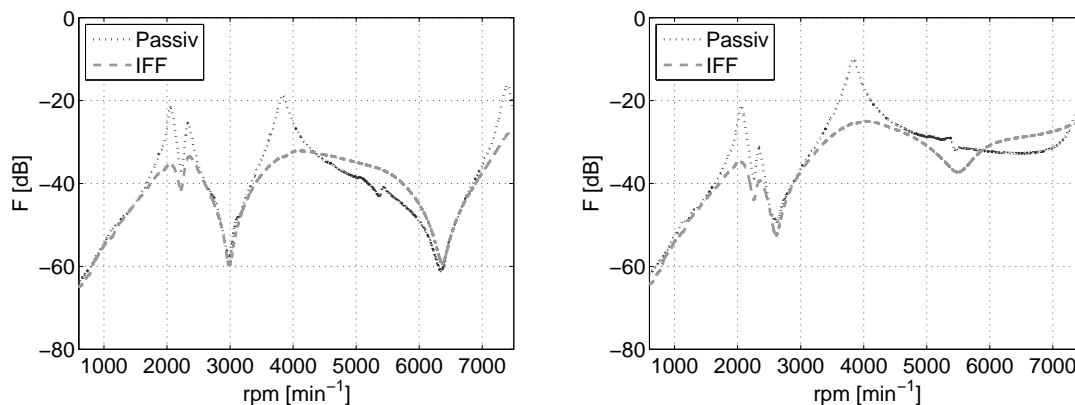


Abbildung 6.10: Ordnungsschnitte der Sensorgrößen F_1 (Links) und F_2 (Rechts) der passiven Struktur und mit einer aktiven Dämpfung der Struktur durch integrale Krafrückführung (IFF)

und über einen elektrodynamischen Schwingerreger (Abbildung 6.4) eingeleitet wird. Die Amplitude des Störsignals nimmt hierbei im Quadrat zur Frequenz zu, um eine Kraft entsprechend einer Unwucherregung einzuleiten.

Abbildung 6.9 zeigt einen Hochlauf der Grundfrequenz der Störgröße von 10 Hz bis 125 Hz, wobei diese als Drehzahl im Bereich von 600 min^{-1} bis 7500 min^{-1} aufgetragen ist. Die 2. Ordnung besitzt die größte Amplitude und wird deshalb für die folgenden Experimente als zu kompensierende Komponente gewählt. Zur Betrachtung der Reduktion der Schwingungsamplituden der einzelnen Ordnung wird ein Ordnungsschnitt verwendet, Abbildung 6.10 zeigt hierbei einen Hochlauf der 2. Ordnung am passiven mechanischen System und am aktiven System mit dezentraler aktiver Dämpfung durch die integrale Krafrückführung (IFF) aus Abschnitt 6.3. Als Parameter der dezentralen integralen Krafrückführung werden hierbei die Werte der manuellen Bestimmung nach Tabelle 6.3 verwendet, wobei sich erwartungsgemäß eine Reduktion der Sensorsignalamplituden im Bereich der Resonanzen durch die geringere Resonanzüberhöhung des aktiv gedämpften Systems zeigt, jedoch keine Auslöschung der eigentlichen Störgröße erreicht wird.

Eine deutlich höhere Reduktion lässt sich durch Anwendung der adaptiven Schwingungskompensation nach Abschnitt 5.2 erreichen, wobei als Sekundärstreckenmodell $\hat{S}(z)$ des 2×2 Systems FIR-Filter der Ordnung $n = 1024$ und der Ordnung $n = 192$ verwendet

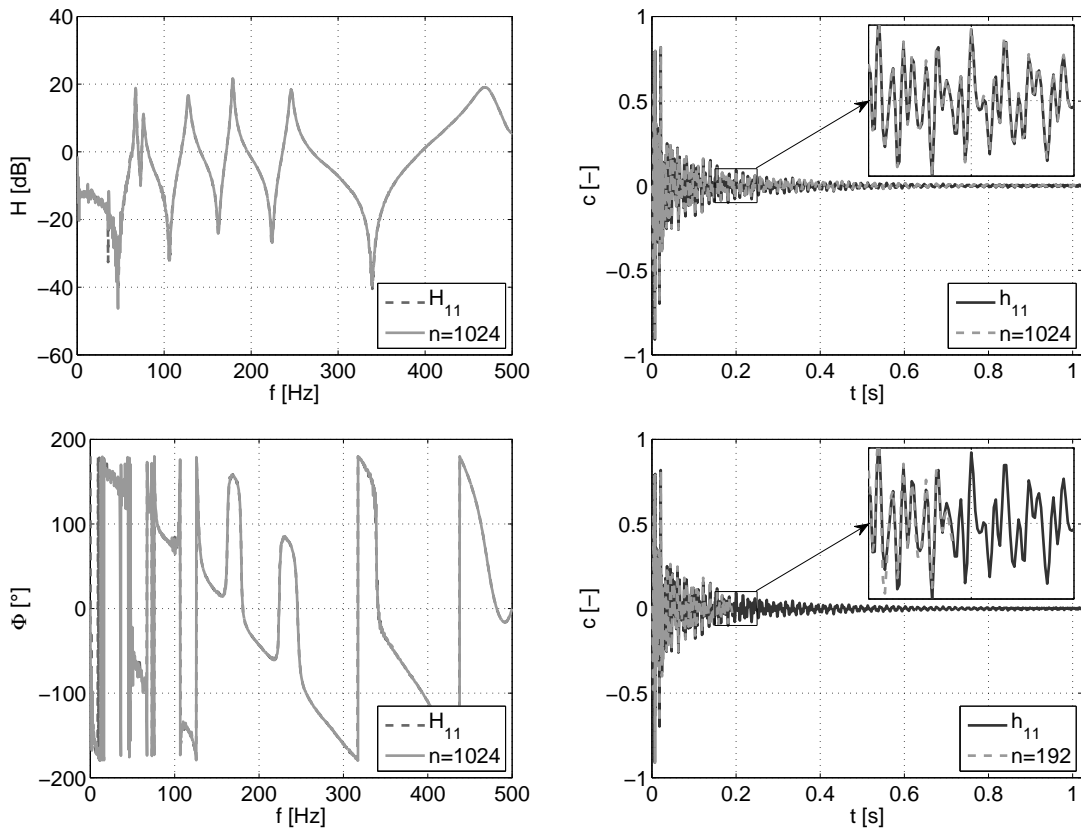


Abbildung 6.11: Identifizierte Sekundärstreckenmodelle Ordnung $n = 1024$, Amplituden- und Phasengang (Links), identifizierte Sekundärstreckenmodelle Ordnung $n = 1024$ und $n = 192$ und berechnete Impulsantworten h_{11} (Rechts)

wurden. Abbildung 6.11 zeigt auf der linken Seite die Amplituden- und Phasengänge der Sekundärstrecke H_{11} und das mit einer Ordnung von $n = 1024$ identifizierte Sekundärstreckenmodell \hat{S}_{11} der 2×2 Übertragungsmatrix $\hat{\mathbf{S}}$, wobei ebenfalls deutlich der durch die Anti-Aliasing- und Rekonstruktionsfilter verursachte Phasenabfall im Vergleich zu dem in Abbildung 6.7 identifizierten Strecken erkennbar ist. Weiterhin kann \hat{S}_{11} mit geringerer Modellordnung $n = 192$ abgebildet werden, um einen geringeren Aufwand der Signalverarbeitung zu erreichen, wodurch allerdings ein Modellfehler toleriert werden muss, der unter Umständen die Güte der adaptiven Schwingungskompensation beeinflusst (Abschnitt 5.10). Abbildung 6.11 zeigt auf der rechten Seite die Impulsantworten der FIR-Modelle von \hat{S}_{11} mit einer Ordnung von $n = 1024$ und $n = 192$ und die über inverse Fouriertransformation aus der komplexen Übertragungsfunktion von H_{11} bestimmte Impulsantwort h_{11} . Wird ein relativer Fehler e_{fir} nach Gleichung (6.4)

$$e_{fir} = \frac{\|h_{11} - \hat{S}_{11}\|_2}{\|h_{11}\|_2} \quad (6.4)$$

definiert, so kann der Modellfehler zwischen \hat{S}_{11} und h_{11} nach Tabelle 6.5 angegeben werden. Für das FIR-Modell der Ordnung $n = 1024$ wird nach Tabelle 6.5 ein Modellfehler e_{fir} von 4,5% ermittelt, was aufgrund der Übereinstimmung der Amplituden- und Phasengänge mit den durch den FFT-Analyzer ermittelten Strecken als gut betrachtet werden kann, wobei sich für die mit einer Ordnung von $n = 192$ ein Fehler von 19,8% ergibt und

Verfahren	n	e_{fir}
FxLMS	1024	0,0449
FxLMS	192	0,1978
Fx/VF	192	0,0301

Tabelle 6.5: Modellfehler e_{fir} der FIR-Sekundärstreckenmodelle \hat{S}_{11} , Ordnung $n = 1024$ und $n = 192$ ohne (FxLMS) mit aktiver Dämpfung der Struktur (Fx/VF)

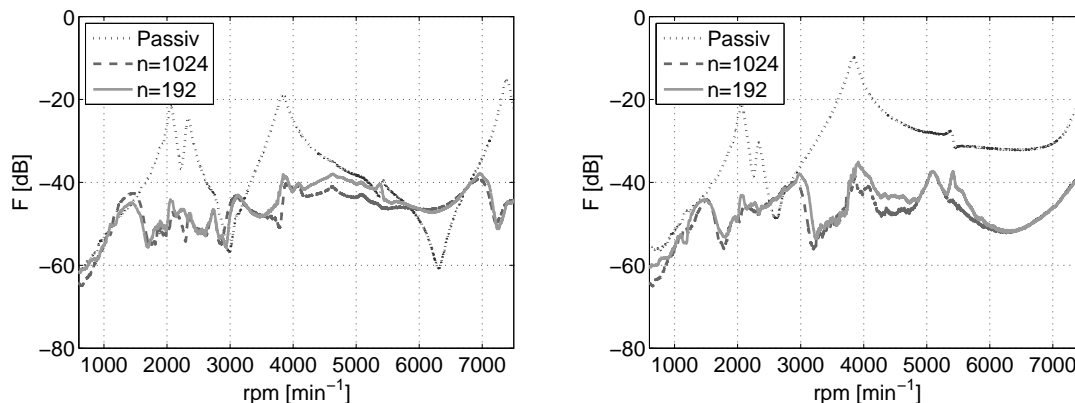


Abbildung 6.12: Ordnungsschnitte der Sensorgrößen F_1 (Links) und F_2 (Rechts) der passiven Struktur und für eine Kompensation der 2. Ordnung durch den schmalbandigen MIMO-FxLMS-Algorithmus mit Sekundärstreckenmodellen der Ordnung $n = 1024$ und $n = 192$

ebenfalls das Abschneiden der Impulsantwort in Abbildung 6.11, rechts deutlich sichtbar wird.

Abbildung 6.12 zeigt Ergebnisse der Hochläufe, wobei die exakte Frequenz des Störsignals verwendet wurde, um Fehler durch die Frequenzschätzung auszuschließen. Die Algorithmen wurden hierbei modellbasiert auf dem RCP-System implementiert, wobei als weitere Komponenten die Laborgeräte des Versuchsaufbaus nach Abschnitt 6.1 und Tabelle 6.1 verwendet wurden. Für die adaptive Schwingungskompensation zeigt sich eine deutlich höhere Reduktion der Sensorsignale, wobei der geringere Berechnungsaufwand der Sekundärstreckenmodelle mit Ordnung $n = 192$ und einem Modellfehler mit einer geringeren Güte der Schwingungskompensation erkauft wird.

Wird weiterhin eine Schätzung der Störfrequenz verwendet, welche bei einer realen Umsetzung des aktiven Systems in der Anwendung in der Regel in Kauf genommen werden muss, so verringert sich die Leistungsfähigkeit der adaptiven Schwingungskompensation weiter. Steht keine hochauflösende Sensorik für die Frequenz- oder Drehzahlschätzung zur Verfügung, so kann eine einfache Auszählung der zeitlichen Abstände von Umdrehungsimpulsen einer rotierenden Welle, deren Drehfrequenz mit der Störgröße korreliert ist, verwendet werden. Die Genauigkeit der Frequenzschätzung hängt in diesem Fall vom Diskretisierungsintervall der Signalverarbeitung der adaptiven Schwingungskompensation ab und kann diese daher in der Leistungsfähigkeit limitieren (Abschnitt 5.7). Abbildung 6.13 zeigt Ergebnisse der adaptiven Schwingungskompensation mit exakter Frequenz des Störsignals und mit geschätzter Frequenz des Störsignals, wobei ein monofrequentes Signal mit der Grundfrequenz der Störgröße nach Abbildung 6.4 mit dem RCP-System ausgegeben und zur Schätzung der Periodendauer wieder abgetastet wurde.

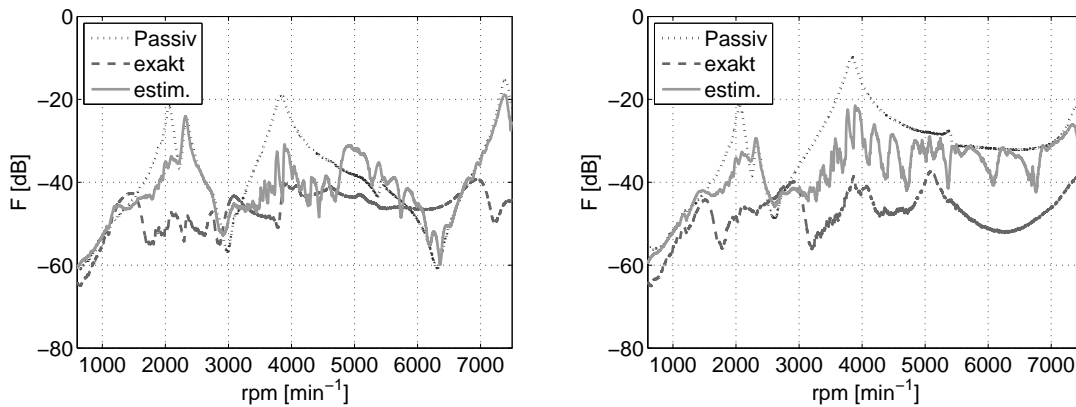


Abbildung 6.13: Ordnungsschnitte der Sensorgrößen F_1 (Links) und F_2 (Rechts) der passiven Struktur und für eine Kompensation der 2. Ordnung durch den schmalbandigen MIMO-FxLMS-Algorithmus mit exakter und geschätzter Referenzfrequenz (estim.)

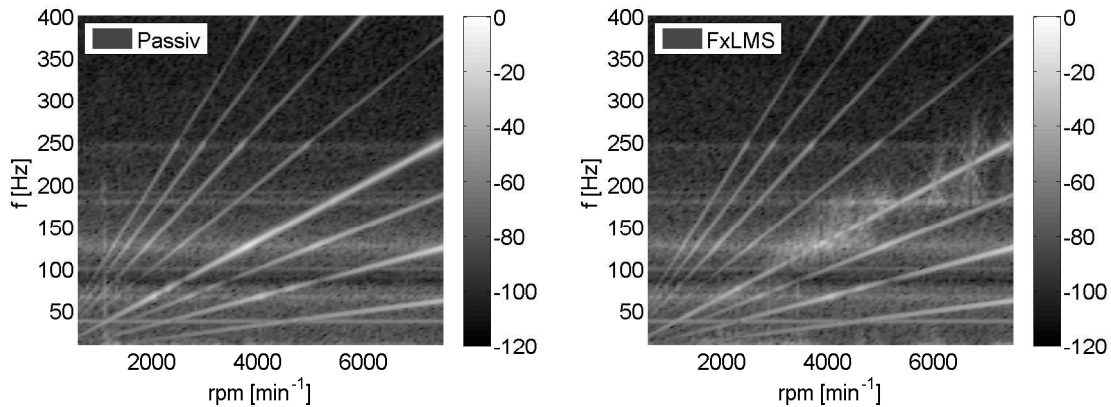


Abbildung 6.14: Campbell-Diagramme der Sensorgröße F_1 , passives System (Links) und adaptive Schwingungskompensation mit geschätzter Referenzfrequenz (Rechts)

Bei dem schwach gedämpften mechanischen System zeigt sich ein deutlicher Einfluss der Schätzung der Störfrequenz auf die Güte der Schwingungskompensation, wobei in einigen Bereichen eine Verschlechterung des passiven Ausgangszustands erzeugt wird. Dies zeigt sich ebenfalls in den Campbell-Diagrammen nach Abbildung 6.14, wobei sich die ungenaue Frequenzschätzung durch das „Verwischen“ der Ordnungslinie zeigt.

6.5 Vermaschung von aktiver Schwingungskompensation und -dämpfung

Wird eine Vermaschung des aktiven Systems mit dezentraler integraler Krafrückführung und adaptiver Schwingungskompensation nach Abschnitt 5.4 durchgeführt, so ergibt sich eine Verbesserung der Güte der Schwingungskompensation, welche deutlich über die der einzeln angewendeten Verfahren hinausgeht. Zusätzlich kann die Ordnung der Sekundärstreckenmodelle aufgrund der erhöhten Streckendämpfung verringert werden, ohne den Modellfehler zu erhöhen, soweit FIR-Filter zur Modellbildung eingesetzt werden. Wird eine Modellordnung von $n = 192$ zur Identifikation der Übertragungsmatrix $\hat{S}(z)$ des

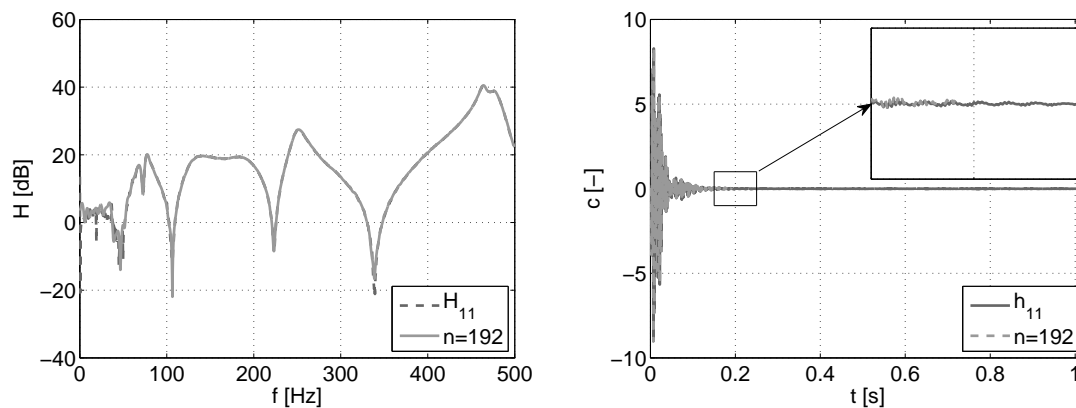


Abbildung 6.15: Amplitudengang (Links) und Impulsantwort (Rechts) der identifizierten FIR-Sekundärstreckenmodelle Ordnung $n = 192$ und gemessene Strecken (H_{11} , h_{11})

Verfahren	μ [-]	γ [-]	ν [-]	A_{fx} [dB]
IFF, Par. man.	—	—	—	-6,57
FxLMS, $n = 1024$	0,002	0,0005	1,0	-18,76
FxLMS, $n = 192$	0,002	0,0005	1,0	-17,28
FxLMS, estim.	0,002	0,0005	1,0	-6,89
Fx/VF.	0,02	0,005	10,0	-24,00

Tabelle 6.6: Verwendete Parameter für die Adaptionsschrittweite μ , den Vergessensfaktor γ , die Limitierung des Leistungsschätzers ν und die gemessene Güte der adaptiven Schwingungskompensation A_{fx}

vermaschten Systems verwendet, so kann im Gegensatz des Modellfehlers von 19,8 % aus Abschnitt 6.4 ein geringer Modellfehler e_{fir} von 3,0 % erreicht werden (Tabelle 6.5). Abbildung 6.15 rechts zeigt die aus der gemessenen komplexen Übertragungsfunktion der Sekundärstrecke berechnete Impulsantwort h_{11} und das identifizierte Sekundärstreckenmodell $\hat{S}(z)$ des vermaschten Systems, wobei aufgrund der nach ungefähr 0,2 s gut abgeklungenen Impulsantwort ein geringer Abschneidfehler beobachtet werden kann. Entsprechend zeigt sich in der Frequenzbereichsdarstellung des Amplitudengangs von $\hat{S}(z)$ nach Abbildung 6.15 links ein geringer Leckeffekt und eine gute Deckung mit dem gemessenen Amplitudengang von H_{11} . Zur Umsetzung der dezentralen integralen Krafrückführung des vermaschten Systems werden im Weiteren die manuell bestimmten Parameter nach Tabelle 6.3 verwendet.

Abbildung 6.16 zeigt Ordnungsschnitte der beiden Kraftsensoren für den Hochlauf von 600 min^{-1} bis 7500 min^{-1} für das vermaschte aktive System mit exakter Referenzfrequenz (Fx/VF.) im Vergleich zur adaptiven Schwingungskompensation (FxLMS), wobei für die adaptive Schwingungskompensation eine Ordnung der Sekundärstreckenmodelle von $n = 1024$ verwendet wurde, um einen vergleichbar geringen Modellfehler zu erreichen (Tabelle 6.5). Als Konvergenzkonstante μ , Vergessensfaktor γ und Begrenzung des Leistungsschätzers ν wurden die Werte nach Tabelle 6.6 verwendet, wobei sich für das vermaschte System (Fx/VF.) eine um von -5 dB erhöhte Güte der Schwingungskompensation A_{fx} im Vergleich zum nicht vermaschten System (FxLMS) ergibt. Die Güte A_{fx} zur Bewertung der Schwingungskompensation wird hierbei nach Gleichung (5.2) aus der

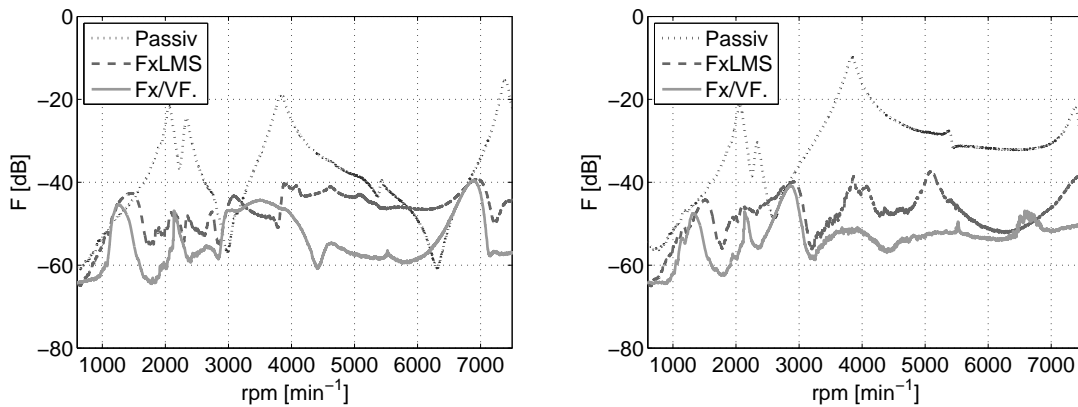


Abbildung 6.16: Ordnungsschnitte der Sensorgrößen F_1 (Links) und F_2 (Rechts) der passiven Struktur, für eine Kompensation der 2. Ordnung durch den schmalbandigen MIMO-FxLMS-Algorithmus (FxLMS) und durch den mit einer dezentralen integralen Krafrückführung vermaschten schmalbandigen MIMO-FxLMS-Algorithmus (Fx/VF)

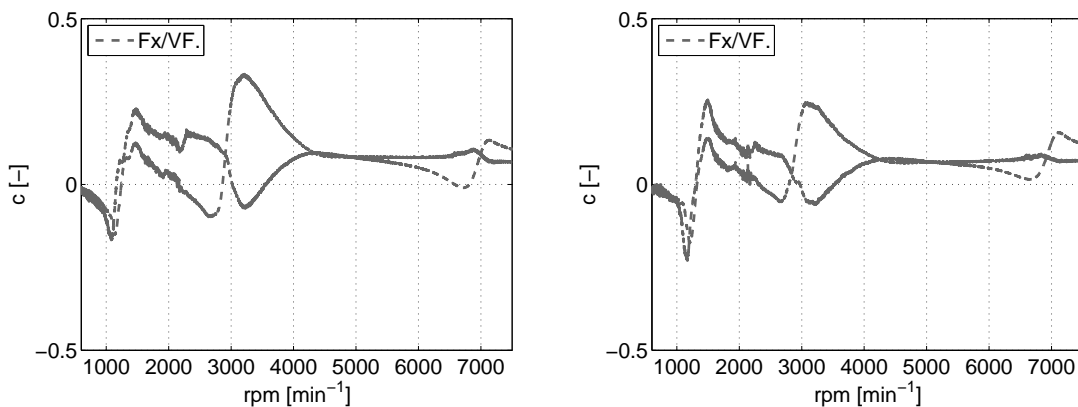


Abbildung 6.17: Koeffizienten der Kompensationsfilter für Aktor 1 (Links) und Aktor 2 (Rechts) über dem Hochlauf der Störgröße für den vermaschten MIMO-FxLMS-Algorithmus (Fx/VF)

Summe der quadratischen Mittelwerte der Sensorsignale F_{ma} des aktiven Systems bezogen auf die Summe der quadratischen Mittelwerte der Sensorsignale F_{mp} des passiven Systems bestimmt, wobei M die Anzahl der Sensoren darstellt und die gemessenen zeitdiskreten Signale als Vektoren der Länge I vorliegen.

Abbildung 6.16 zeigt hierbei eine gleichmäßige Reduktion der Störgröße über alle Frequenzen, wobei ausschließlich im Bereich der Antiresonanzen eine Verschlechterung der Schwingungskompensation festgestellt werden kann. Dieses Ergebnis deckt sich mit den Berechnungen aus Abschnitt 5.5, wobei in diesen Bereichen die Konvergenz des Algorithmus limitiert ist und durch die starke Änderung der Koeffizienten im vorgegebenen Zeitintervall des Hochlaufs nicht zur optimalen Lösung konvergiert. Abbildung 6.17 zeigt die Koeffizienten der Kompensationsfilter, wobei sich bei 1200 min^{-1} , 3000 min^{-1} , 7000 min^{-1} deutlich Änderungen der Koeffizienten der Kompensationsfilter ergeben. Dennoch ergibt sich nahezu über den gesamten Frequenzbereich eine stärkere Kompensation der Störgröße als beim nicht vermaschten aktiven System (Tabelle 6.6). Als weiterer Vorteil kann die Reduktion der Ordnung der Übertragungsmatrix $\hat{\mathbf{S}}(z)$ der Sekundärstrecken betrachtet

werden, welche für das vermaschte System mit deutlich geringerer Ordnung ($n = 192$ zu $n = 1024$) identifiziert werden kann und bei Systemen mit einer hohen Zahl an Aktoren und Sensoren oder Signalverarbeitungseinheiten mit geringen Rechenleistungsressourcen sehr interessant sein kann.

6.6 Systemintegration

In diesem Abschnitt wird die entworfene und implementierte Hard- und Software des in Abschnitt 5.13 vorgestellten verteilten Systemansatzes erläutert, wobei zur Umsetzung die vorangehend gesammelten Ergebnisse genutzt werden und bei der Auslegung und Inbetriebnahme die prototypische Implementierung als messtechnische Referenz dient. Im Weiteren wird das verteilte System hinsichtlich seiner Leistungsfähigkeit mit der zentralisierten Implementierung auf dem RCP-System verglichen.

Wie schon in Abschnitt 5.13 dargestellt wurde, sollen die Funktionseinheiten zur dezentralen aktiven Schwingungsdämpfung und zur verteilten adaptiven Schwingungskompensation möglichst modular ausgeführt werden, um einen an verschiedene Anwendungsszenarien skalier- und anpassbaren Systemansatz zu erhalten. Hierzu kann als wesentliches Element eine Kommunikationsschnittstelle in Form eines Datenbusses dienen, welche die einzelnen Einheiten zu einem Gesamtsystem verbindet. Für die einzelnen Einheiten bestehen weiterhin unterschiedliche Anforderungen hinsichtlich der verfügbaren Rechenleistung (Operationen pro Sekunde) und der Verarbeitungsgenauigkeit der Variablen (Zahlenformat - Bitbreite und Kommadarstellung).

Da für die Umsetzung der dezentralen integralen Kraftrückführung keine Änderung der Struktur des Regelkreises erwartet wird und es sich bei dem Regelgesetz um einen nicht-modellbasierten Ansatz mit wenigen einfachen Übertragungsgliedern handelt, kann diese in Form einer Analogelektronik umgesetzt werden, wobei die notwendigen Parameter Verstärkung g , Eckfrequenz ω_c und Güte Q asynchron angepasst werden. Die eigentliche Signalverarbeitung und Regelung läuft somit autark ab und es kann ein relativ einfacher Prozessor für die nicht zeitkritische Kommunikation und Datenbusanbindung verwendet werden. Zusätzlich wird keine hohe Genauigkeit der Zahlendarstellung benötigt, beziehungsweise kann diese durch Rechenzeit erkauft werden, da die Anpassung der Parameter der dezentralen Regelschleifen einmalig oder in verhältnismäßig langen Zeitintervallen erfolgt. Abbildung 6.18 zeigt die Darstellung der elektronischen Hardware zur dezentralen aktiven Dämpfung als Blockschaltbild.

Die Schaltung kann in zwei Hauptteile gegliedert werden, einen analogen Teil (A_1) zur Umsetzung des Regelgesetzes durch den Integrator I_1 , die Verstärkungsglieder K_2 und K_3 und die Tiefpassfilter F_1 und F_2 und einen digitalen Teil (D_1), der den Mikroprozessor M_1 , den Analog-Digital-Umsetzer (ADU) U_1 und die Kommunikationsschnittstelle X_1 beinhaltet. K_2 wird hierbei als schaltbare Verstärkungsstufe mit 0 dB, 20 dB und 40 dB ausgeführt, um den Pegel des integrierten Sensorsignals anzupassen. Mit K_3 kann nachfolgend eine feinere Einstellung des Schleifenverstärkungsfaktors in 4096 Stufen vorgenommen werden. K_3 kann weiterhin durch einen multiplizierenden Digital-Analog-Umsetzer (DAU) mit 12 Bit Auflösung realisiert werden und wird über ein Serial-Peripheral-Interface (SPI) durch den Mikroprozessor angesprochen. F_1 realisiert den Tiefpassfilter für die integrale Kraftrückführung nach Abschnitt 4.2, wobei dieser als Switched-Capacitor (SC) Filter mit einem Einstellbereich von $Q = 0,504$ bis $Q = 64$ in 128 Schritten umgesetzt wird und über eine proprietäre Schnittstelle über den Mikroprozessor veränderbar ist. Die Eckfrequenz

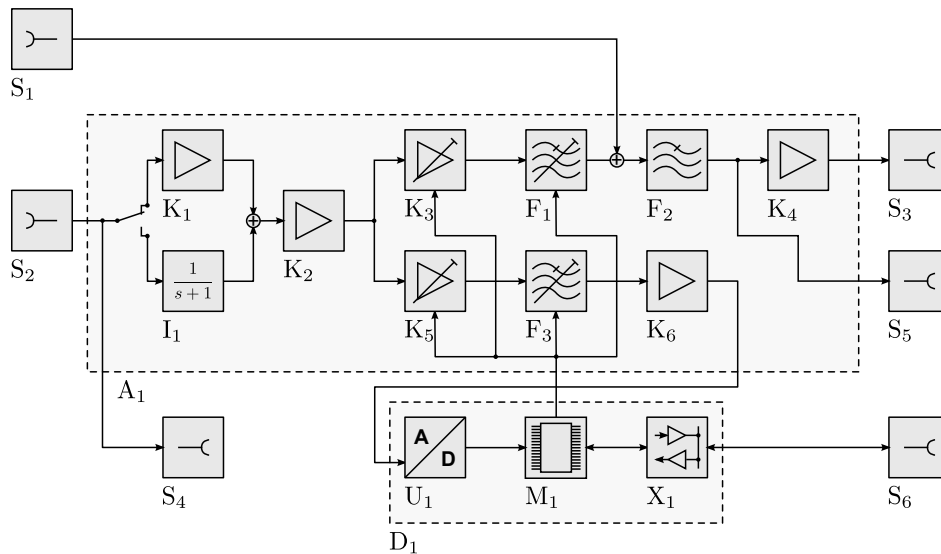


Abbildung 6.18: Blockschaltbild der entwickelten elektronischen Hardware zur dezentralen aktiven Schwingungsdämpfung

des SC-Filters kann über einen externen Takt f_{sc} angepasst werden und relativ hierzu in 64 Schritten fein abgestimmt werden, wobei in der vorliegenden Schaltung der Takt f_{sc} vom Mikroprozessor vorgeben wird und hierdurch eine variable Anpassung möglich ist. Zur Unterdrückung des Taktrauschens des SC-Filters dient das Filter F_2 , welches als Filter 2. Ordnung mit fester Eckfrequenz von $f_{sc}/4$ und einer Butterworth Charakteristik ausgelegt ist.

Um die Schaltung für weitere Regelgesetze, wie zum Beispiel das Positive Position Feedback, [128, 85, 86] und zur Datenerfassung, zum Beispiel für die Schätzung von spektralen Leistungsdichten der Sensorsignale, nutzen zu können, sind die weiteren Funktionsblöcke K_4 , K_5 , F_3 und K_6 enthalten. K_1 stellt hierbei einen Impedanzwandler zum Anschluss piezokeramischer Sensoren, K_4 einen Leistungstreiber zur Ansteuerung von piezokeramischen Aktoren geringer Kapazität im Niederspannungsbereich dar und K_5 , F_3 , K_6 dienen zur Signalkonditionierung für den ADU. S_1 bis S_6 zeigen die Klemmen zum Anschluss der Sensoren, Aktoren und Kommunikationsleitungen, wobei Klemmen S_1 und S_4 zur Vermaschung der integralen Krafrückführung mit der adaptiven Schwingungskompensation dienen.

Als Prozessor für das Modul zur dezentralen aktiven Dämpfung wird ein 8 Bit Mikrocontroller mit 16 MHz Taktfrequenz verwendet, welcher über einen integrierten CAN-Bus Controller, SPI- und USART-Schnittstelle verfügt. Abbildung 6.19 zeigt die in den Experimenten verwendete Hardware zur dezentralen aktiven Schwingungsdämpfung und verteilten adaptiven Schwingungskompensation. Hierbei stellen a) und e) die beiden Netzwerkknoten zur dezentralen integralen Krafrückführung dar, bestehend aus dem gestapelten Analogteil A_1 und dem Mikroprozessorteil D_1 (Abbildung 6.18), dem Sensoreingang b) und dem Aktorausgang c).

Netzwerkknoten l) und n) zeigen die beiden Signalverarbeitungseinheiten zur adaptiven Schwingungskompensation, welche für die ersten Experimente aus einer Evaluierungs-Platine mit dem Signalprozessor m) und einer Filterkarte für die Anti-Aliasing- und Rekonstruktionsfilter mit jeweils vier Ein- j) und Ausgängen k) besteht. Abbildung 6.20 zeigt die elektronische Hardware zur digitalen Signalverarbeitung der adaptiven Schwin-

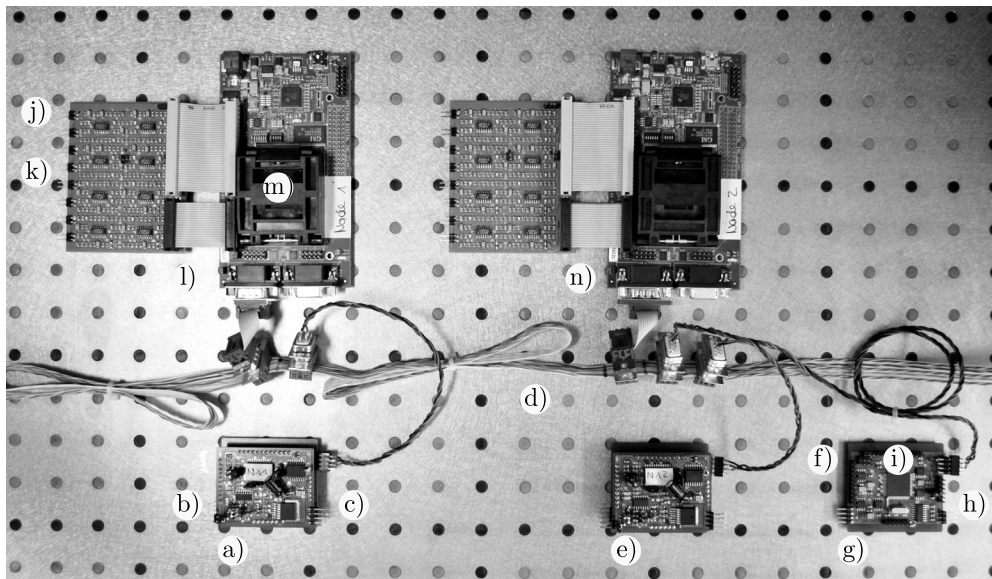


Abbildung 6.19: Hardware zur dezentralen aktiven Schwingungsdämpfung und verteilten adaptiven Schwingungskompensation

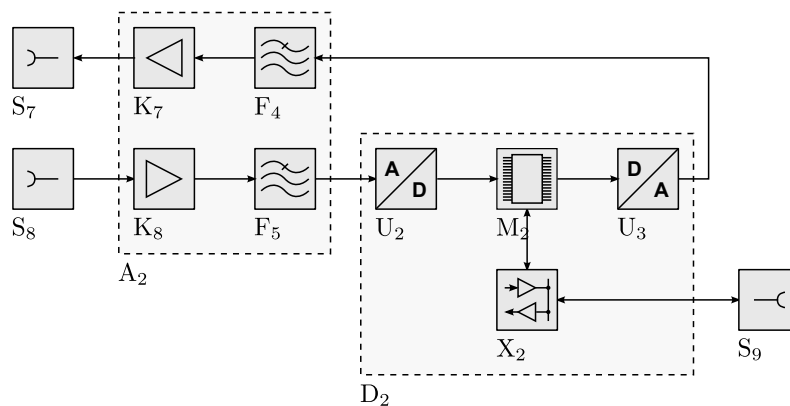


Abbildung 6.20: Blockschaltbild der elektronischen Hardware zur digitalen Signalverarbeitung der verteilten adaptiven Schwingungskompensation

gungskompensation, wobei A_2 wiederum den analog realisierten Schaltungsteil und D_2 den Mikroprozessorteil darstellt. Die Schaltung besteht grundsätzlich aus weniger Funktionseinheiten, da die wesentlichen Teile der Signalverarbeitung als Software realisiert werden und der Mikroprozessor M_2 wesentlich leistungsfähiger als 32 Bit Gleitkommazessor mit 150 MHz Taktfrequenz und DSP-Befehlssatz ausgelegt wird. Der ADU U_2 besitzt eine Auflösung von 12 Bit und ist wie die Kommunikationsschnittstelle X_2 und der DAU U_3 auf dem Mikroprozessor M_2 integriert, wobei U_3 durch ein pulswertenmoduliertes (PWM) Signal mit einer Diskretisierung von 12 Bit und einer Trägerfrequenz f_t von 36 kHz realisiert werden kann.

A_2 zeigt den Analogteil bestehend aus den Verstärkerstufen K_7 und K_8 zur Pegelanpassung für die ADU und DAU U_2 und U_3 und die Tiefpassfilter F_4 und F_5 , welche als Butterworth-Filter 8. Ordnung mit der Eckfrequenz f_c ausgeführt werden, um die not-

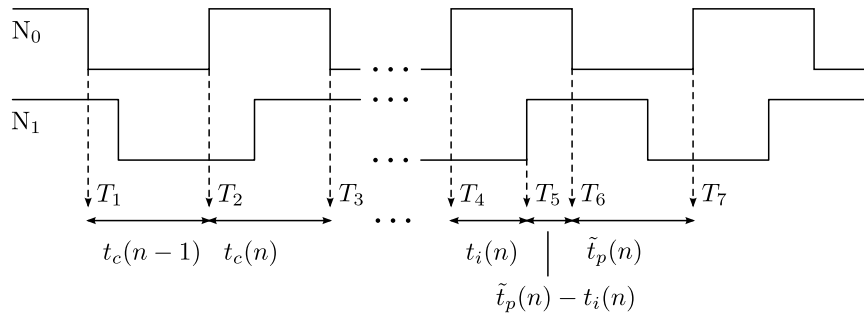


Abbildung 6.21: Zeitverläufe zur Synchronisation der Abtastintervalle im Netzwerk mit den Zählerständen t_c , t_i und dem geschätzten Abtastintervall \tilde{t}_p

wendige Steilheit als Anti-Aliasing- und Rekonstruktionsfilter (Abschnitt 3.3) zu besitzen. Durch Wahl von

$$f_c < \frac{f_s}{2} \quad (6.5)$$

mit f_s als der Abtastfrequenz der zeitdiskreten Signalverarbeitung und

$$f_c \ll f_t \quad (6.6)$$

wird ebenfalls eine gute Unterdrückung der Trägerfrequenz f_t der PWM-Stufe erreicht. S₇ bis S₉ stellen wiederum die Klemmen zum Anschluss der Sensoren, Aktoren und Kommunikationsleitungen dar.

Als Kommunikationsmedium kann ein CAN-Bus (Abbildung 6.19, d)) verwendet werden, welcher sich aufgrund der Bandbreitenabschätzung nach Abschnitt 5.13 (Abbildung 5.34) als geeignet erwiesen hat, jedoch auf dem gewählten Signalprozessor M₂ nicht notwendigerweise über eine zeitgesteuerte Implementierung verfügt. Zur Realisierung des echtzeitfähigen Datenaustauschs kann daher ein zusätzlicher Knoten in das Netzwerk integriert werden, welcher als Zeitgeber dient und den einzelnen Knoten die Synchronisation ihrer Uhren auf den Zeitgeber erlaubt. Weiterhin ist eine Zeitablaufsteuerung des Buszugriffs sinnvoll, welche nach dem synchronen Zeitmultiplexverfahren (TDMA) nur einem Busteilnehmer pro Zeitschlitz erlaubt Daten auf den Bus zu legen und hierüber einen deterministischen Datenaustausch umsetzt.

Wird kein absoluter Abgleich der Zeitbasis der Netzwerkknoten l) und n), sondern lediglich eine Synchronisation der Abtastintervalle t_s der verteilten zeitdiskreten Signalverarbeitungseinheiten benötigt, so kann eine Schätzung der augenblicklichen Periodendauer $t_p(n)$ des Referenzknotens nach der Gleichung (6.7)

$$t_p(n) = t_c(n-1) - t_c(n) \quad (6.7)$$

durchgeführt werden, wobei $t_c(n)$ dem Stand eines frei laufenden 32 Bit Zählers mit dem Zählintervall des Systemtakts zum momentanen Abtastzeitpunkt und $t_c(n-1)$ dem Zählerstand des vergangenen Abtastzeitpunkts entspricht. Die Verläufe der Abtastintervalle des Referenzknotens N₁ und des zu synchronisierenden Knotens N₂ sind exemplarisch in Abbildung 6.21 dargestellt, wobei die Referenznachrichten zur Bestimmung der Intervalls t_p zu den Zeitpunkten T₁ und T₂ eintreffen. Durch Mittelung über ein rekursives Filter 1. Ordnung mit der Zeitkonstante α nach Gleichung (6.8)

$$\tilde{t}_p(n) = \alpha t_p(n) + (1 - \alpha) \tilde{t}_p(n-1) \quad (6.8)$$

kann weiter eine Schätzung des Abtastintervalls des Referenzknotens in Einheiten der lokalen Systemzeit bestimmt werden, wobei Schwankungen der Übertragungszeit der Referenznachricht verschwinden und die geschätzte Periodendauer \tilde{t}_p direkt zur Anpassung der Periodendauer des lokalen Zeitgebers für das Abtastintervall genutzt werden kann. Die relative zeitliche Verschiebung der lokalen Uhrzeit zur Uhrzeit des Referenzknotens im Maß des Abtastintervalls kann weiterhin nach Gleichung (6.9)

$$t_o(n) = \begin{cases} \tilde{t}_p(n) - t_i(n) & t_i(n) > \frac{\tilde{t}_p(n)}{2} \\ -t_i(n) & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.9)$$

bestimmt werden, wobei $t_i(n)$ dem Zählerstand des Systemzählers zur Erzeugung des Abtastintervalls zum Zeitpunkt des Eintreffens der Referenznachricht (T_4) darstellt und $t_o(n)$ die Verschiebung der Abtastintervalle in Zählintervallen des 32 Bit Zählers bezeichnet. Der aktualisierte Zählerstand $t_i(n+1)$ des Systemzählers von N_1 ergibt sich hiermit zu Gleichung (6.10)

$$t_i(n+1) = \tilde{t}_i(n) + \tilde{t}_o(n) \quad (6.10)$$

wobei wiederum zeitliche Mittelwerte der Größen $t_i(n)$ und $t_o(n)$ verwendet werden.

Der beschriebene Netzwerkknoten zur Erzeugung der Synchronisationsnachricht ist in Abbildung 6.19 g) dargestellt, wobei dieser aus dem Digitalteil D_1 nach Abbildung 6.18 besteht und zusätzlich zur Erfassung und Verteilung des Referenzsignals im Netzwerk dient. Zur Umsetzung der Referenzsignalerfassung kann ein digitaler Eingang f) des Mikroprozessors i) verwendet werden, der über einen mit 250 kHz getakteten 16 Bit Zähler mit $N_o = 250$ die Nulldurchgänge des Referenzsignals auszählt (Abschnitt 5.7) und hierüber die Frequenz \hat{f}_r des Referenzsignals schätzt. Die geschätzte Frequenz \hat{f}_r kann anschließend über die Synchronisationsnachricht im Netzwerk bereitgestellt werden, wobei \hat{f}_r auf die jeweils angepasste Periodendauer \tilde{t}_p der Netzwerkknoten normiert werden muss.

Weiterhin verfügt der Knoten g) über eine serielle Kommunikationsschnittstelle, welche zur Verbindung mit einem Personalcomputer genutzt werden kann. Im Versuch können hierüber unter anderem die Parameter μ und γ der adaptiven Schwingungskompensation in Gleitkomma-Genauigkeit auf den Referenzknoten g) übertragen werden, welcher die Daten über den CAN-Bus an die betreffenden Netzwerkteilnehmer l) und n) leitet. Ebenso können die Parameter der Netzwerkknoten zur dezentralen aktiven Schwingungsdämpfung angepasst werden, die Systemidentifikation der Übertragungstrecken durch die Signalverarbeitungsknoten l) und n) gesteuert und die identifizierten FIR-Koeffizienten ausgelesen werden.

6.7 Verteilte und dezentrale Implementierung

Zur Umsetzung der experimentellen Untersuchungen des verteilten Systems zur adaptiven Schwingungskompensation soll im Weiteren ebenfalls der für die vorangehenden Versuche genutzte Aufbau verwendet werden, um die Vergleichbarkeit der Ergebnisse zu gewährleisten. Das RCP-System wird daher wie zuvor zur Erzeugung der Störgröße, zur Datenerfassung der Sensorsignale und zur Ausgabe der Grundwelle der Störgröße als Referenzsignal genutzt (Abbildung 6.4).

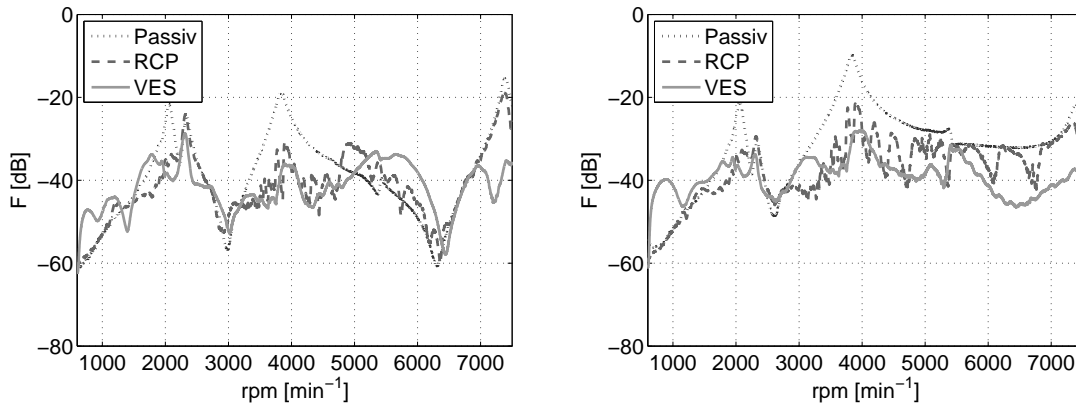


Abbildung 6.22: Ordnungsschnitte der Sensorgrößen F_1 (Links) und F_2 (Rechts) der passiven Struktur und für eine Kompensation der 2. Ordnung durch den schmalbandigen MIMO-FxLMS-Algorithmus (FxLMS) mit einer Implementierung auf dem RCP-System und den verteilten eingebetteten Systemen (VES) mit geschätzter Referenzfrequenz

Verfahren	$\mu[-]$	$\gamma[-]$	$\nu[-]$	$A_{fx}[\text{dB}]$
RCP, estim.	0,002	0,0005	1,0	-6,89
VES, estim.	0,002	0,0005	1,0	-11,56
RCP/VF	0,02	0,005	10,0	-24,00
VES/VF, estim.	0,02	0,005	10,0	-24,96
VES/SE, estim.	0,002	0,0005	1,0	-11,37
Fx/FIR, $n = 1024$	0,002	0,0005	1,0	-18,76
Fx/SSB, $n = 192$	0,002	0,0005	1,0	-15,41

Tabelle 6.7: Verwendete Parameter für die Adaptionsschrittweite μ , den Vergessensfaktor γ , die Limitierung des Leistungsschätzers ν und die gemessene Güte der adaptiven Schwingungskompensation A_{fx} bei Umsetzung auf dem RCP-System und durch die verteilten eingebetteten Systeme (VES)

Abbildung 6.22 zeigt Ordnungsschnitte der 2. Ordnung für das passive System, eine adaptive Schwingungskompensation durch das RCP-System und für eine adaptive Schwingungskompensation durch die verteilte Umsetzung der eingebetteten Signalverarbeitungseinheiten (VES: *Verteilte eingebettete Systeme*) nach Abbildung 6.19. An den Ordnungsschnitten kann deutlich der Einfluss des kleineren Diskretisierungsintervalls des Frequenzschätzers des Referenzknotens g) (Abschnitt 6.6) im Vergleich zur Implementierung auf dem RCP System abgelesen werden, wobei vornehmlich im oberen Frequenzbereich eine höhere Reduktion der Störgröße und ein stetiger Verlauf der Schwingungskompensation erreicht werden kann. Über den gesamten Frequenzbereich zeigt sich entsprechend für die Schwingungskompensation durch das RCP System eine Reduktion der Störgröße von $-6,98$ dB und für das System der VES eine Reduktion der Störgröße von $-11,56$ dB (Tabelle 6.7). Als Gütemaß A_{fx} kann, wie bei den vorangehenden Untersuchungen, die Summe der quadratischen Mittelwerte der Vektoren der Fehlersensorsignale des Hochlaufs nach Gleichung (5.2) verwendet werden und als Konvergenzkonstante μ , Vergessensfaktor γ und Begrenzung des Leistungsschätzers ν die Werte nach Tabelle 6.7.

Weiterhin kann entsprechend der numerischen Untersuchungen aus Abschnitt 5.5 und Abschnitt 5.7 die Leistungsfähigkeit der vermaschten adaptiven Schwingungskompensa-

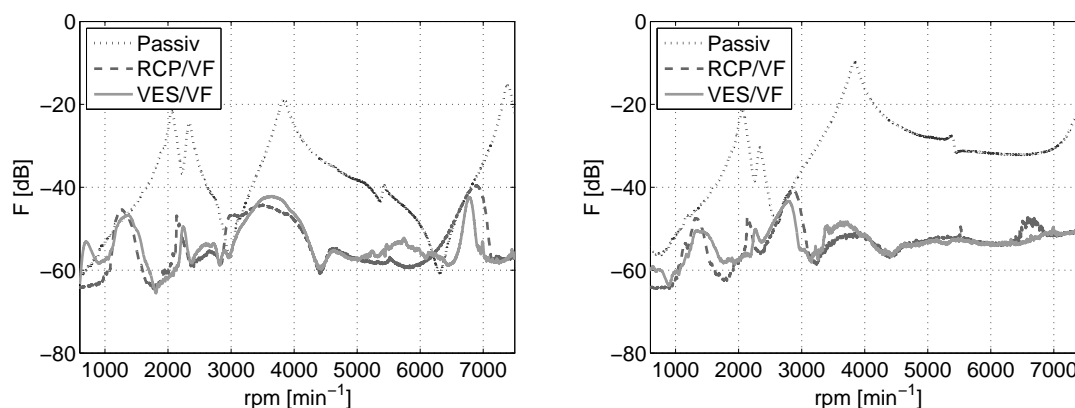


Abbildung 6.23: Ordnungsschnitte der Sensorgrößen F_1 (Links) und F_2 (Rechts) der passiven Struktur und für eine Kompensation der 2. Ordnung durch den vermaschten schmalbandigen MIMO-FxLMS-Algorithmus mit einer Implementierung auf dem RCP-System mit exakter Referenzfrequenz (RCP/VF) und auf den verteilten eingebetteten Systemen (VES/VF) mit geschätzter Referenzfrequenz

tion als Implementierung auf den VES untersucht werden, wobei die Ergebnisse wiederum als Ordnungsschnitte in Abbildung 6.23 dargestellt werden und als Güte der Schwingungskompensation A_{fx} über den gesamten Hochlauf die Ergebnisse in Tabelle 6.7 aufgeführt werden. Als Signalverarbeitungseinheiten können zur Umsetzung der dezentralen integralen Krafrückführung die Netzwerkknoten a) und e) nach Abbildung 6.19 verwendet werden und zur Umsetzung der verteilten adaptiven Schwingungskompensation die Netzwerkknoten l) und n) mit dem Netzwerkknoten zur Synchronisation g). Die Vermaschung der beiden Verfahren zur Schwingungskompensation und -dämpfung kann hierbei über die Klemmen S_1 und S_4 nach Abbildung 6.18 erfolgen. Als Parameter der dezentralen integralen Krafrückführung werden wiederum die bereits zuvor verwendeten Werte der manuellen Parameterbestimmung nach Tabelle 6.3 verwendet. Aus den Ordnungsschnitten zeigt sich, dass mit den VES eine nahezu identische Güte der Schwingungskompensation erreicht werden kann, wobei im vorliegenden Versuch das Referenzsignal der VES über den Synchronisationsknoten g) geschätzt und für das RCP System die exakte Grundfrequenz des Störsignals vom Signalgenerator abgegriffen wird. Nach Tabelle 6.7 ergibt sich eine Güte der Schwingungskompensation A_{fx} für das RCP System von $-24,00$ dB und für das VES System von $-24,96$ dB.

Da zur Umsetzung der verteilten adaptiven Schwingungskompensation eine Verringerung des Datenaustauschs über das Kommunikationsmedium von Interesse sein kann (Abschnitt 5.8), soll im Folgenden der Scanning-Error-FxLMS-Algorithmus verwendet werden, wobei für den experimentellen Aufbau des 2×2 Systems ein Signalverarbeitungsknoten pro Abtastschritt Daten in Form des Fehlersensorsignals auf den Datenbus d) legen kann. Abbildung 6.24 zeigt Ordnungsschnitte des passiven Systems, der Implementierung der adaptiven Schwingungskompensation auf den VES mit vollem Datenaustausch und der Implementierung des Scanning-Error Verfahrens auf den VES. Als Güte der Schwingungskompensation A_{fx} ergibt sich nach Tabelle 6.6 ein Wert von $-11,56$ dB für die Implementierung auf den VES mit vollem Datenaustausch und ein Wert von $-11,37$ dB für die Implementierung des Scanning-Error-Algorithmus [117, 31], was auf eine nahezu identische Reduktion der Störgröße über den gesamten Frequenzbereich schließen lässt.

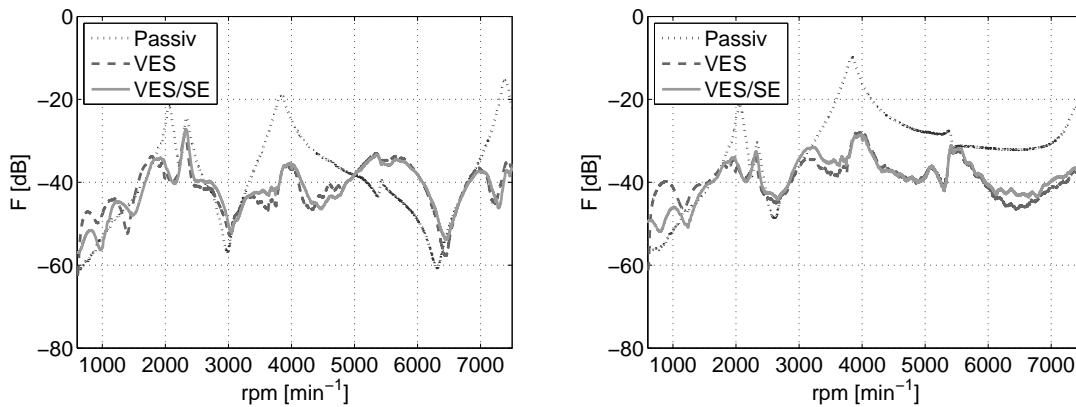


Abbildung 6.24: Ordnungsschnitte der Sensorgrößen F_1 (Links) und F_2 (Rechts) der passiven Struktur und für eine Kompensation der 2. Ordnung durch den schmalbandigen MIMO-FxLMS-Algorithmus auf den verteilten eingebetteten Systemen (VES) und durch den Scanning-Error-MIMO-FxLMS-Algorithmus (VES/SE) mit reduziertem Datenaustausch

Dies zeigt sich ebenfalls an den Ordnungsschnitten nach Abbildung 6.24, wobei geringe Abweichungen im Bereich der Resonanzen und im oberen Frequenzbereich bestehen, jedoch keine deutliche Verschlechterung der Störgrößenkompensation eintritt.

6.8 Schmalbandige Modellierung der Sekundärstrecken

In diesem Abschnitt soll entsprechend der numerischen Untersuchungen aus Abschnitt 5.11 ebenfalls die für die Umsetzung des verteilten Systems interessante schmalbandige Modellierung der Sekundärstrecken experimentell untersucht werden. Hierbei wurde entsprechend Abbildung 5.27 eine schrittweise Systemidentifikation der Strecken H_{11} bis H_{22} des Versuchsaufbaus nach Abschnitt 6.1 vorgenommen, wobei die Algorithmen für die weiteren Untersuchungen auf dem RCP System mit exakter Bestimmung der Referenzfrequenz umgesetzt wurden. Abbildung 6.25 zeigt schmalbandig abgebildete Sekundärstreckenmodelle der Ordnung $n = 192$ der Übertragungsmatrix \mathbf{H} im Frequenzbereich von 10 Hz bis 450 Hz und mit einem FFT-Analyzer gemessene Strecken von \mathbf{H} , wobei eine gute Übereinstimmung der Amplitudengänge festgestellt werden kann.

Weiterhin wurde eine adaptive Schwingungskompensation der 2. Ordnung mit dem schmalbandigen normierten FxLMS-Algorithmus nach Abschnitt 4.6 und Abschnitt 5.11 durchgeführt, wobei Abbildung 6.26 Ordnungsschnitte der 2. Ordnung der schmalbandigen Schwingungskompensation mit schmalbandigen Sekundärstreckenmodellen der Ordnung $n = 192$ (Fx-SSB) und Ordnungsschnitte der 2. Ordnung der schmalbandigen Schwingungskompensation mit durch FIR-Filter abgebildeten Sekundärstreckenmodellen der Ordnung $n = 1024$ (Fx-FIR) zeigt. Die Ordnungsschnitte zeigen im unteren und mittleren Frequenzbereich geringe Abweichungen mit einer deutlichen Abweichung oberhalb von 7000 min^{-1} , wodurch sich nach Tabelle 6.7 eine Güte A_{fx} der Schwingungskompensation von $-18,76 \text{ dB}$ für die schmalbandige adaptive Schwingungskompensation mit durch FIR-Filter abgebildeten Sekundärstreckenmodellen (Fx/FIR) ergibt und eine Güte A_{fx} der Schwingungskompensation von $-15,41 \text{ dB}$ für die schmalbandige adaptive Schwingungskompensation mit schmalbandig abgebildeten Sekundärstreckenmodellen (Fx/SSB). Werden die Rechenoperationen pro Diskretisierungsintervall (OPD) nach Tabelle 5.7 be-

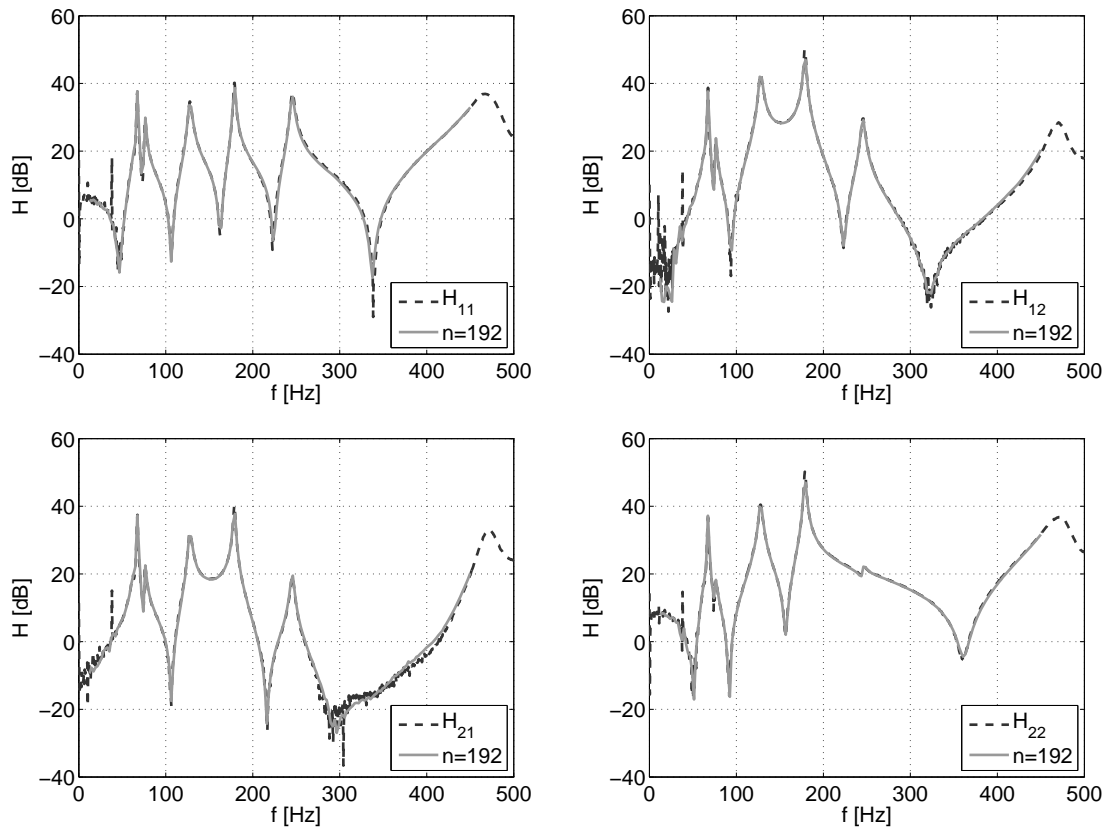


Abbildung 6.25: Gemessene Strecken der Übertragungsmatrix \mathbf{H} (H_{xx}) und mit einer Ordnung von $n = 192$ im Frequenzbereich von 10 Hz bis 450 Hz identifizierte schmalbandige Sekundärstreckenmodelle

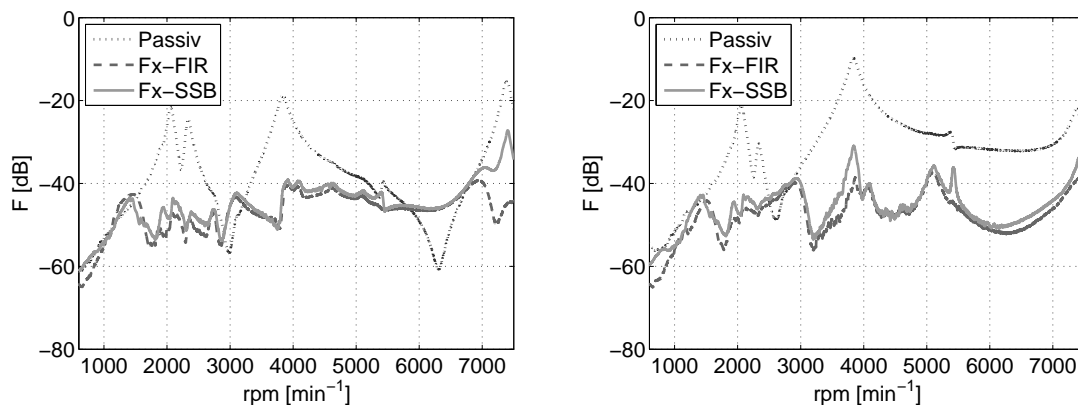


Abbildung 6.26: Ordnungsschnitte der Sensorgrößen F_1 (Links) und F_2 (Rechts) der passiven Struktur, für eine Kompensation der 2. Ordnung durch den schmalbandigen MIMO-FxLMS-Algorithmus mit FIR-Sekundärstreckenmodellen (Fx-FIR) und durch den schmalbandigen MIMO-FxLMS-Algorithmus mit schmalbandig abgebildeten Sekundärstreckenmodellen (Fx-SSB)

stimmt, so ergibt sich für das 2×2 System eine Schätzung von 8208 OPD für die Umsetzung mit durch FIR-Filter abgebildeten Sekundärstreckenmodellen und eine Schätzung von 32 OPD für die Umsetzung mit schmalbandig abgebildeten Sekundärstreckenmodellen.

6.9 Kompensation mehrerer Ordnungen

Sollen mehrere Ordnungen der Störgröße durch Nutzung von J Referenzsignalen kompensiert werden, so eignet sich nach Abschnitt 5.12 ebenfalls eine schmalbandige Modellierung der Übertragungsmatrix $\hat{S}(z)$, da nach Tabelle 5.7 die J -fachen Rechenoperationen pro Diskretisierungsintervall verarbeitet werden müssen. Weiterhin kann für eine verbesserte Konvergenz und damit Erhöhung der Güte der Schwingungskompensation ein mit einer aktiven Dämpfung der Struktur vermaschtes System nach Abschnitt 5.4 genutzt werden, wobei die manuell bestimmten Parameter der dezentralen Ausgangsrückführungen nach Tabelle 6.3 verwendet werden. Die Umsetzung der schmalbandigen adaptiven Schwingungskompensation erfolgt wie im vorangehenden Abschnitt auf dem RCP System mit einer exakten Bestimmung der Referenzfrequenz und auf den VES, wobei eine Schätzung der Referenzfrequenz durchgeführt wird.

In Abbildung 6.27 sind Campbell-Diagramme der Sensorgrößen F_1 (Links) und F_2 (Rechts) für das passive System, für eine schmalbandige adaptive Schwingungskompensation mit $J = 4$ Referenzsignalen durch den modifizierten Multiple-Reference-FxLMS-Algorithmus mit auf die Ordnungsfrequenz nachgeführten Bandpassfiltern nach Abbildung 5.32 (Fx/BP), wobei die Ordnungen 1.5, 2, 3 und 4 vorgegeben werden, für eine schmalbandige adaptive Schwingungskompensation durch den Multiple-Reference-FxLMS-Algorithmus mit schmalbandig abgebildeten Sekundärstreckenmodellen mit $J = 4$ Referenzsignalen (Fx/SSB) und für eine schmalbandige adaptive Schwingungskompensation durch den Multiple-Reference-SE-FxLMS-Algorithmus mit schmalbandig abgebildeten Sekundärstreckenmodellen mit $J = 4$ Referenzsignalen und einer Implementierung auf den VES (Fx/VES) dargestellt. An den Campbell-Diagrammen ist eine deutliche Reduktion der entsprechenden Ordnungen ersichtlich, wobei für die 2. Ordnung in allen drei Realisierungen für beide Fehlersensoren eine nahezu identische Reduktion erreicht wird. Für die Ordnungen 1.5, 3 und 4 kann eine vergleichbare Verringerung der Störgröße über das gesamte Frequenzband festgestellt werden, wobei in einigen Bereichen eine Anregung der Ordnungen 2.5 und 3.5 stattfindet, welche im Spektrum der Störgröße ursprünglich nicht vorhanden sind. Da die Aktorsignale nach Abbildung 5.31 durch Superposition der Komponenten $y_1, y_2 \dots y_N$ gebildet werden, welche aus den über die Koeffizienten w_{k1} und w_{k2} der Kompensationsfilter gefilterten Referenzsignalen x_{n0} und x_{n1} bestehen, können die zusätzlichen Ordnungen nicht durch den Algorithmus zur schmalbandigen adaptiven Schwingungskompensation verursacht sein. Durch die Superposition der Vielfachen der Grundfrequenz kann entsprechend der zu kompensierenden Störgröße ein deutlich höherer Pegel des Aktorsignals entstehen als bei der Kompensation einer Ordnung notwendig ist, weshalb die Anregung der zusätzlichen Ordnungen auf die Limitierung der Leistungsverstärker für die piezokeramischen Aktoren zurückzuführen ist.

Tabelle 6.8 zeigt eine Abschätzung der für die Ausführung der Algorithmen benötigten Rechenoperationen (OPD) nach Tabelle 5.8, wobei der Multiple-Reference-FxLMS-Algorithmus mit durch FIR-Filtern abgebildeten Sekundärstreckenmodellen (Fx/MR), mit Modifikation durch Bandpassfilter (Fx/BP) und mit schmalbandig abgebildeten Se-

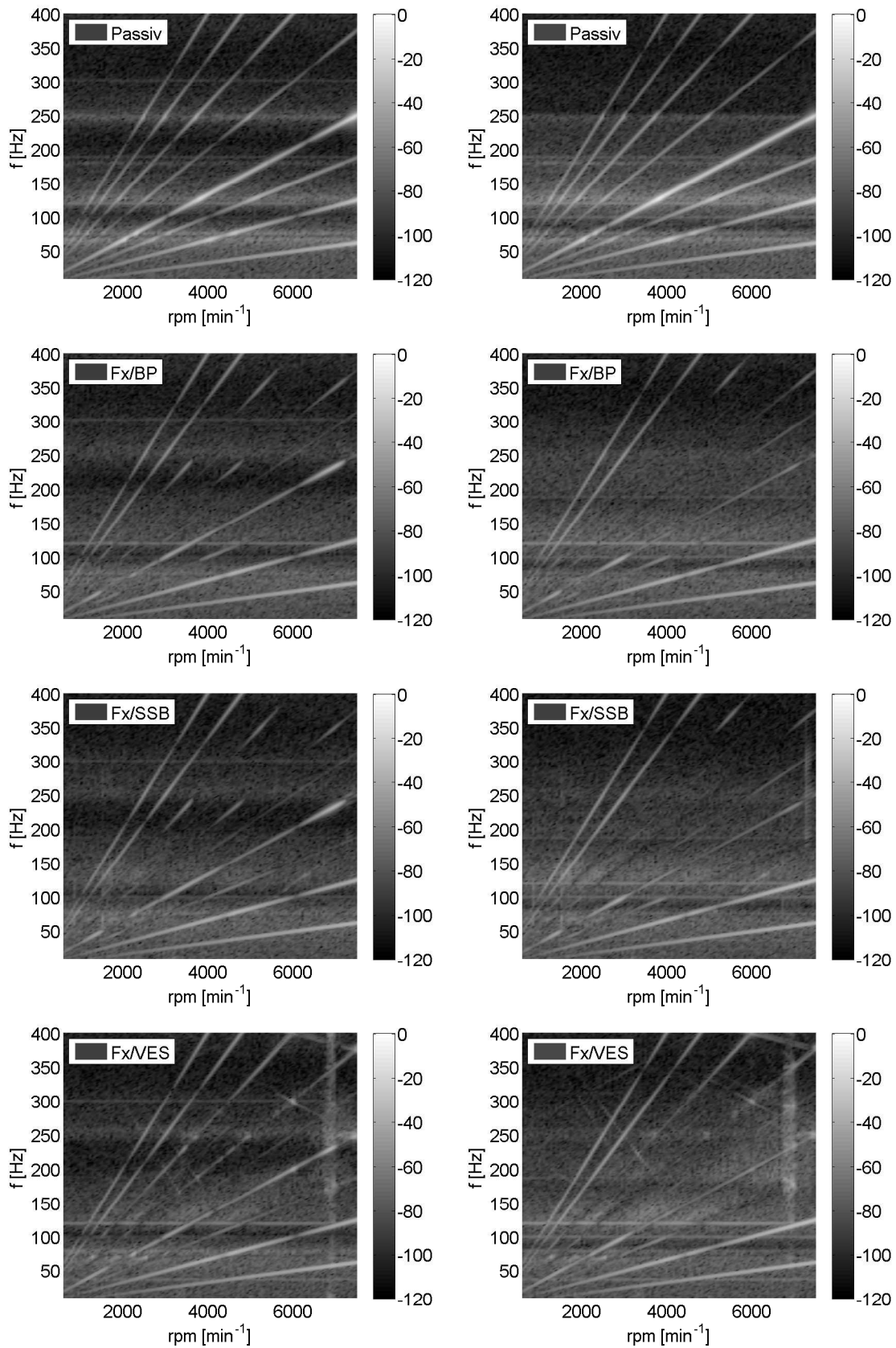


Abbildung 6.27: Campbell Diagramme des passiven Systems (Oben), für eine Kompensation der 1.5., 2., 3. und 4. Ordnung durch das RCP-System (Fx/BP und Fx/SSB) und die VES

Verfahren	OPD [O/T]	TET [s]	η_o [-]	η_t [-]
Fx/MR, $n_c = 384$	12352	$3,76 \times 10^{-4}$	1,00	1,00
Fx/BP, $n_c = 384$	3256	$1,25 \times 10^{-4}$	0,26	0,33
Fx/SSB, $n_c = 384$	128	$0,40 \times 10^{-4}$	0,01	0,10
Fx/MR, $n_c = 192$	6208	$2,03 \times 10^{-4}$	0,50	0,53
Fx/BP, $n_c = 192$	1720	$0,77 \times 10^{-4}$	0,14	0,20
Fx/SSB, $n_c = 192$	128	$0,39 \times 10^{-4}$	0,01	0,09

Tabelle 6.8: Geschätzte Rechenoperationen pro Diskretisierungsintervall (OPD), gemessene Turnaround-Time (TET) und auf die erste Zeile bezogene relative Aufwände η_o und η_t des RCP-Systems für unterschiedliche Implementierungen des Multiple-Reference-FxLMS-Algorithmus

kundärstreckenmodellen (Fx/SSB) untersucht wird. Als Modellordnung wird $n_c = 192$ und $n_c = 384$ für die FIR-Sekundärstreckenmodelle und ebenfalls als Stützstellenanzahl für die schmalbandigen Sekundärstreckenmodelle vorgegeben, wobei die Turnaround-Time (TET) des RCP-Systems als Maß für den Rechenaufwand der Implementierungen im Experiment ausgelesen wird. Da zur Datenerfassung und Erzeugung der Störgröße (Abbildung 6.4) eine Grundrechenlast vorhanden ist, wird diese ohne Ausführung der Algorithmen erfasst und von den ermittelten TET subtrahiert.

Die Ergebnisse bestätigen die grundsätzlichen Eigenschaften der Algorithmen, wobei die Implementierung mit schmalbandiger Modellierung der Sekundärstrecken den geringsten, von der Modellordnung unabhängigen Rechenaufwand verursacht, welcher ebenfalls deutlich geringer als die modifizierte Variante (Fx/BP) ausfällt. Für die Schätzung der OPD als auch für die Messung der TET werden auf die Variante mit dem höchsten Rechenaufwand (Fx/MR, $n_c = 384$) bezogene Verhältnisse η_o und η_t bestimmt, wobei sich geringe Abweichungen der Schätzung und der Messung ergeben. Diese kann auf einen zusätzlichen, für alle Implementierungen identischen Aufwand an Rechenoperationen zurückgeführt werden, welcher durch in der Schätzung nicht berücksichtigte Funktionen, wie z.B. die Überprüfung von Wertebereichen der Variablen, der Synthetisierung des Referenzsignals und der Schätzung der Signalleistung erklärt werden kann. Wird statt des in Tabelle 6.8 verwendeten Korrekturfaktors der Grundrechenlast von $3,12 \times 10^{-5}$ s ein Wert von $5,5 \times 10^{-5}$ s verwendet, so stimmen die ermittelten Verhältnisse des Rechenaufwands der Algorithmen für Schätzung der OPD und Messung der TET deutlich besser überein.

6.10 Robustheit des vermaschten Systems

Die in Abschnitt 5.6 diskutierten Stabilitätseigenschaften des Adaptionalgorithmus bei Vermaschung mit einer dezentralen Ausgangsrückführung sollen anhand des Versuchsaufbaus experimentell untersucht werden, wobei zur Verstimmung des mechanischen Systems zusätzliche Massen m_a von 0,1 kg und 0,2 kg an der Verbindungsplatte d) nach Abbildung 6.1 angebracht werden und für das verstimmte System keine erneute Identifikation der Übertragungsmatrix $\hat{\mathbf{S}}(z)$ durchgeführt wird. Tabelle 6.9 zeigt die Verschiebung der Eigenfrequenzen f_e des mechanischen Systems bei Anbringen der zusätzlichen Massen m_a an der Verbindungsplatte, wobei für eine zusätzliche Masse von 0,1 kg Änderungen zwischen 1,78 % und 6,09 % und für eine zusätzliche Masse von 0,2 kg Änderungen zwischen 3,84 % und 11,29 % hervorgerufen werden.

Mode	$m_a = 0,0 \text{ kg}$, $f_{e0} [\text{Hz}]$	$m_a = 0,1 \text{ kg}$ $f_{e1} [\text{Hz}]$	$\Delta_{fe2} [\%]$	$m_a = 0,2 \text{ kg}$ $f_{e2} [\text{Hz}]$	$\Delta_{fe1} [\%]$
2	67,3	63,2	6,09	59,7	11,29
3	76,8	73,2	4,69	69,6	9,38
4	127,8	122,7	3,99	119,1	6,81
5	179,6	176,4	1,78	172,7	3,84
6	247,3	240,6	2,71	231,0	6,59

Tabelle 6.9: Verschiebung der Eigenfrequenzen des mechanischen Systems durch Anbringen einer zusätzlichen Masse m_a

Verfahren	$\mu[-]$	$\gamma[-]$	$\nu[-]$	$A_{fx}[\text{dB}]$
FxLMS, $m_a = 0,0 \text{ kg}$	0,002	0,0005	1,0	-19,23
FxLMS, $m_a = 0,1 \text{ kg}$	0,002	0,0005	1,0	-10,81
Fx/VF4, $m_a = 0,0 \text{ kg}$	0,02	0,005	10,0	-26,35
Fx/VF4, $m_a = 0,1 \text{ kg}$	0,02	0,005	10,0	-21,77
Fx/VF4, $m_a = 0,2 \text{ kg}$	0,02	0,005	10,0	-9,56

Tabelle 6.10: Güte A_{fx} der adaptiven Schwingungskompensation bei Aufbringen von zusätzlichen Massen von $m_a = 0,0 \text{ kg}$, $m_a = 0,1 \text{ kg}$ und $m_a = 0,2 \text{ kg}$ ohne erneute Systemidentifikation der Sekundärstrecken

Abbildung 6.28 zeigt Ordnungsschnitte der Sensorgrößen F_1 und F_2 der passiven Struktur, der Schwingungskompensation durch den schmalbandigen MIMO-FxLMS-Algorithmus und der Schwingungskompensation durch den mit einer dezentralen integralen Krafrückführung vermaschten schmalbandigen MIMO-FxLMS-Algorithmus für das nicht verstimmte System und für das mit einer zusätzlichen Masse von $m_a = 0,1 \text{ kg}$ beaufschlagte System. Hierbei sind für den nicht vermaschten schmalbandigen MIMO-FxLMS-Algorithmus im Bereich der zweiten und dritten Eigenfrequenz (ca. 2200 min^{-1}) deutliche Abweichungen der Reduktion der Störgröße sichtbar, wobei zwischen den Resonanzen eine Verschlechterung gegenüber dem passiven Zustand eintritt. Für das vermaschte System kann ebenfalls eine Verschlechterung der Kompensation der Störgröße festgestellt werden, wobei diese vornehmlich ebenfalls im Bereich der Antiresonanz zwischen zweiter und dritter Eigenfrequenz auftritt, jedoch weniger ausgeprägt.

Tabelle 6.10 zeigt eine Aufstellung der verwendeten Parameter für die Konvergenzkonstante μ , den Vergessensfaktor γ , die Begrenzung des Leistungsschätzers ν und die Güte der Schwingungskompensation A_{fx} . Hierbei wurde für das vermaschte System ebenfalls eine zusätzliche Masse von $m_a = 0,2 \text{ kg}$ verwendet, für die mit dem nicht vermaschten System ohne erneute Identifikation von $\hat{\mathbf{S}}(z)$ keine Konvergenz des Algorithmus erreicht werden konnte. Für das nicht vermaschte System ergibt sich hierbei für eine zusätzliche Masse von $m_a = 0,1 \text{ kg}$ eine Güte A_{fx} von $-10,81 \text{ dB}$ und für das vermaschte System eine Güte A_{fx} von $-21,77 \text{ dB}$, welches einem höheren Gütemaß als dem nicht vermaschten System ohne zusätzliche Masse entspricht und für eine zusätzliche Masse von $m_a = 0,2 \text{ kg}$ mit $A_{fx} = -9,56 \text{ dB}$ noch im Bereich des Gütemaßes für das nicht vermaschte System mit einer zusätzlichen Masse von $m_a = 0,1 \text{ kg}$ liegt.

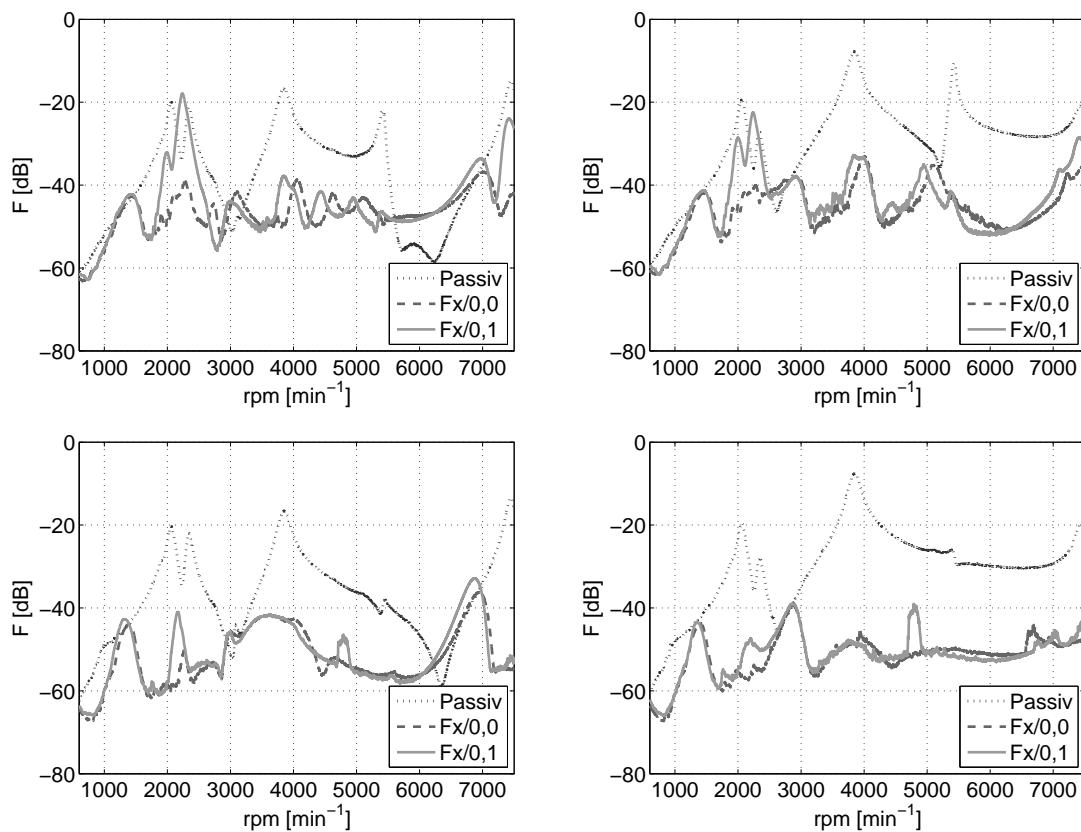


Abbildung 6.28: Ordnungsschnitte der Sensorgrößen F_1 (Links) und F_2 (Rechts) der passiven Struktur, für eine Kompensation der 2. Ordnung durch den schmalbandigen MIMO-FxLMS-Algorithmus ohne zusätzliche Masse m_a (Fx/0,0), mit einer zusätzlichen Masse $m_a = 0,1$ kg (Fx/0,1) ohne erneute Systemidentifikation (Oben) und für den mit einer dezentralen integralen Kräfteückführung vermaschten schmalbandigen MIMO-FxLMS-Algorithmus (Unten)

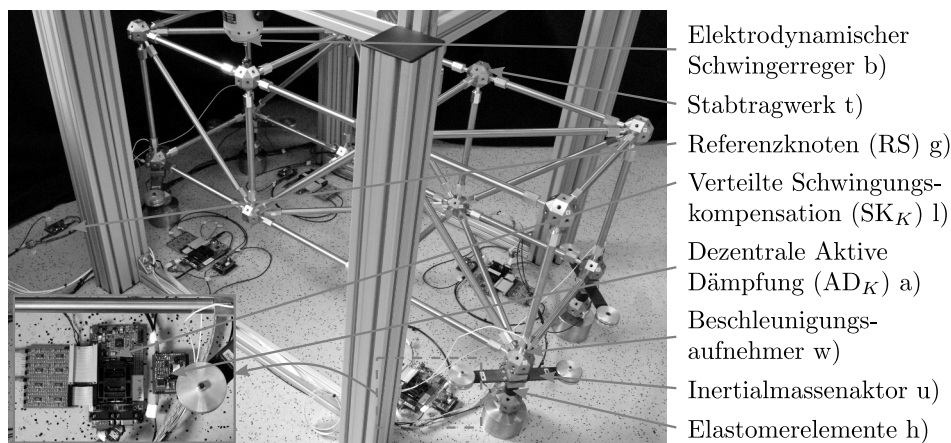


Abbildung 6.29: Versuchsaufbau Stabtragwerk mit verwendeten Komponenten

6.11 Verteilte adaptive Schwingungskompensation an einem Stabtragwerk

Zur weiteren Untersuchung der vorgestellten Ansätze soll ein Versuchsaufbau mit einer Erweiterung von zwei auf vier Lagerstellen verwendet werden, um die Funktion und Skalierbarkeit des Systems zu verifizieren. Als Versuchsstruktur dient ein Stabtragwerk [109], welches über vier Elastomerelemente gelagert ist und über Inertialmassenerreger und kollokierte Beschleunigungsaufnehmer an den Lagerpunkten verfügt. Zur aktiven Dämpfung der mechanischen Struktur soll daher eine dezentrale Beschleunigungsrückführung über ein Tiefpassfilter 2. Ordnung verwendet werden (Abschnitt 4.1) und zusätzlich eine Vermaschung mit einer adaptiven Schwingungskompensation durch den FxLMS-Algorithmus zur Kompensation der Störgröße (Abschnitt 5.4), welche wie vorangehend über einen elektro-dynamischen Schwingerreger b) eingeleitet wird. Eine detaillierte Beschreibung der Versuchsstruktur und des Eigenschwingverhaltens findet sich in [109, 45], wobei Abbildung 6.29 den Versuchsaufbau mit den verwendeten Komponenten in Tabelle 6.11 zeigt.

Als Aktoren dienen durch flächige piezoelektrische Keramiken g) aktivierte Biegeschwinger, bestehend aus einer Faserverbundfeder mit Schwingmassen an den Enden, welche oberhalb der Eigenfrequenz des Schwingers von 25 Hz als Inertialmassenerreger verwendet werden und über einen Leistungsverstärker v) angesteuert werden. Als Sensoren werden piezoelektrische Beschleunigungsaufnehmer w) mit einer Empfindlichkeit von 100 mV/g verwendet, welche über einen Signalkonditionierer (Tabelle 6.1, r)) betrieben werden. Zur Messdatenerfassung und Erzeugung der Störgröße wird, wie im vorangehend nach Abschnitt 6.1 beschriebenen Versuchsaufbau, ein RCP System verwendet (Tabelle 6.1 o), s)), wobei eine frequenzvariable Störgröße mit acht Harmonischen und über der Frequenz quadratisch ansteigender Amplitude erzeugt wird.

Zur Signalverarbeitung wird die in Abschnitt 6.6 vorgestellte und entworfene Hard- und Software zur dezentralen aktiven Dämpfung und verteilten adaptiven Schwingungskompensation verwendet, wobei an jeder Lagerstelle entsprechend der schematischen Darstellung nach Abbildung 5.35 eine dezentrale Ausgangsrückführung AD_K (Abbildung 6.29, a)) zur aktiven Dämpfung der mechanischen Struktur und eine verteilte adaptive Schwingungskompensation SK_K (Abbildung 6.29, l)) zur Kompensation der Störgröße appliziert

Komponente	Bezeichnung	Kenngröße	Wert	A.
Stabtragwerk, Konstruktion in [109]		Länge [mm]	470	t)
		Breite [mm]	670	
		Höhe [mm]	1290	
Piezoelektrische Flächenwandler	PI Ceramic DuraAct P-876.A15	Länge [mm]	61,0	u)
		Breite [mm]	35,0	
		Höhe [mm]	0,8	
		Kapazität [nF]	45,0	
		Ansteuerspannung [V]	1000	
Piezoverstärker	PI E-420	Ausgangsleistung [W]	110	v)
		Ausgangsspannung [V]	1100	
Beschleunigungs- aufnehmer	Dytran 3049E3	Empfindlichkeit [mV/g]	100	w)

Tabelle 6.11: Verwendete Komponenten des Versuchsaufbaus am Stabtragwerk, abweichend von Tabelle 6.1

Parameter	A1/S1	A2/S2	A3/S3	A4/S4
ω_c [Hz]	58,0	62,0	62,0	62,0
Q [-]	2,75	2,75	2,25	1,75
g [dB]	-25,0	-25,0	-25,0	-22,0
μ [-]	0,008	0,008	0,008	0,008
γ [-]	1×10^{-7}	1×10^{-7}	1×10^{-7}	1×10^{-7}
ν [-]	10,0	10,0	10,0	10,0

Tabelle 6.12: Verwendete Parameter der dezentralen Beschleunigungsrückführung über das Filter 2. Ordnung und der verteilten adaptiven Schwingungskompensation am Stabtragwerk für die Aktor/Sensorpaare A1/S1 bis A4/S4

wird. Ebenfalls wird zur Schätzung der Grundfrequenz der Störgröße und Synchronisation der Netzwerkteilnehmer ein Referenzknoten RS verwendet (Abbildung 6.29, g)).

Da das Schwingverhalten der mechanischen Struktur durch Starrkörpermoden im Frequenzbereich bis 20 Hz, durch globale elastische Moden im Frequenzbereich bis 180 Hz und oberhalb dieses Bereichs durch lokale elastische Moden der Stäbe bestimmt ist [45], wird eine aktive Dämpfung der Struktur und eine Schwingungskompensation der Störgröße im Frequenzbereich zwischen 30 Hz und 100 Hz vorgeschlagen. Hierbei kann eine Kompensation der 1.5., 2., 3. und 4. Ordnung durchgeführt werden und eine aktive Dämpfung von zwei Eigenfrequenzen des Aufbaus bei 52 Hz und 54 Hz, welche aufgrund der Symmetrie der Struktur sehr dicht beieinander liegen. Als Parameter der dezentralen Beschleunigungsrückführung über das Filter 2. Ordnung werden die Werte nach Tabelle 6.12 verwendet, wobei die Rückführverstärkung g , die Güte Q und Eckfrequenz ω_c des Filters der vier Ausgangsrückführungen aufgeführt sind. Weiterhin sind die verwendeten Werte der Konvergenzkonstante μ , des Vergessensfaktors γ und der Begrenzung des Leistungsschätzers ν der verteilten adaptiven Schwingungskompensation dargestellt.

Abbildung 6.30 zeigt Ordnungsschnitte der Signale der Fehlersensoren a_1 bis a_4 für eine vermaschte adaptive Schwingungskompensation durch die verteilte und dezentrale Umsetzung auf den verteilten eingebetteten Signalverarbeitungseinheiten (VES), wobei

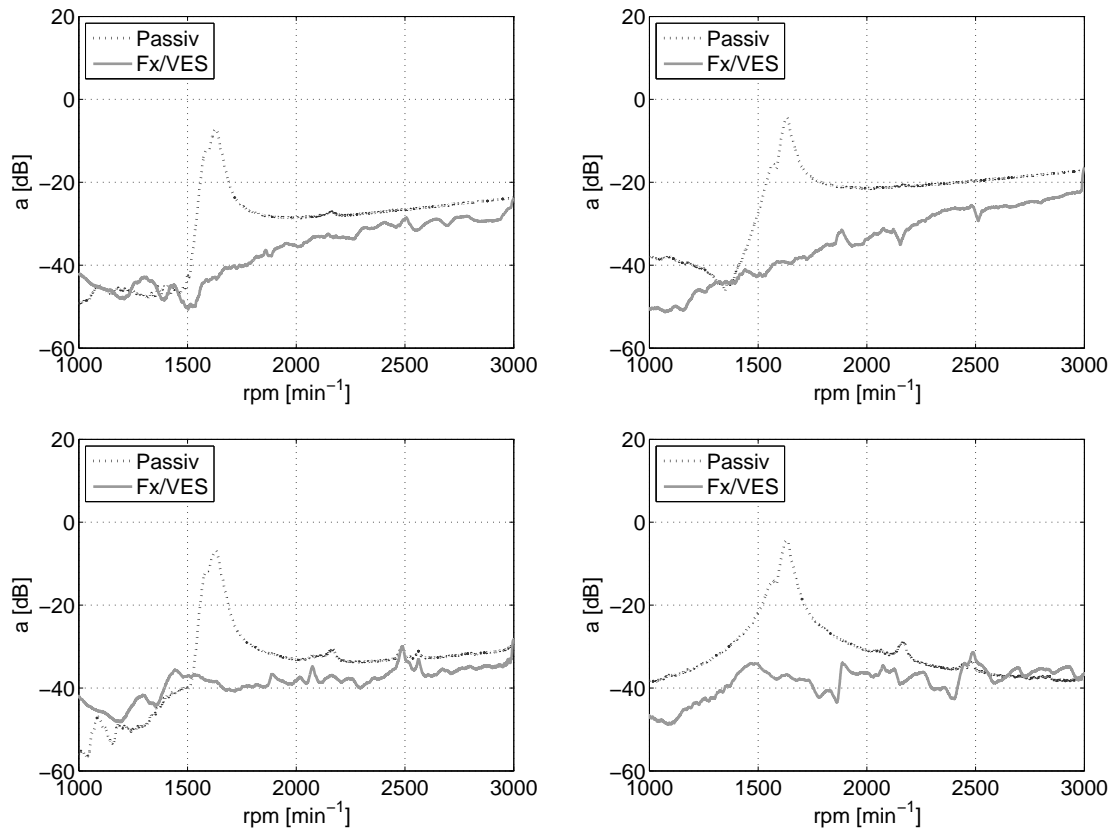


Abbildung 6.30: Ordnungsschnitte der Sensorgrößen a_1 (Links, Oben) bis a_4 (Rechts, Unten) der passiven Struktur und für eine Kompensation der 2. Ordnung durch den schmalbandigen MIMO-SE-FxLMS-Algorithmus (Fx/VES) mit schmalbandig abgebildeten Sekundärstreckenmodellen der Ordnung $n = 48$ bei einer Umsetzung auf den verteilten eingebetteten Signalverarbeitungseinheiten und Vermaschung mit einer dezentralen Beschleunigungsrückführung

die 4×4 Übertragungsmatrix der Sekundärstrecken $\hat{\mathbf{S}}(z)$ durch schmalbandige Modelle der Ordnung $n = 48$ abgebildet wurde (Abschnitt 5.11). Wie in den vorangehenden Experimenten zeigt sich eine gleichmäßige Reduktion der Störgröße über den gesamten Frequenzbereich, wobei sich nach Tabelle 6.13 eine Güte der Schwingungskompensation A_{fx} von $-12,89$ dB über den gesamten Hochlauf ergibt, welcher mit einer Dauer von 60 s durchgeführt wurde. Geringe Verschlechterungen gegenüber dem passiven Zustand lassen sich hierbei lediglich im unteren und oberen Frequenzbereich feststellen, wobei die Signalpegel der entsprechenden Fehlersensoren in diesem Bereich jeweils bis zu 40 dB unter der maximalen Amplitude des Sensorsignals liegen und auf die Minimierung der Summe der mittleren quadratischen Fehler aller Fehlersensorsignale durch den MIMO-SE-FxLMS-Algorithmus zurückzuführen sind. Im Abschnitt D des Anhangs sind zusätzlich Abbildungen der kollozierten Strecken der passiven Struktur und der Struktur mit aktiver Erhöhung der Dämpfung dargestellt, sowie Campbell-Diagramme der Sensorgrößen a_1 bis a_4 für die passive Struktur und für eine Schwingungskompensation der 1.5., 2., 3. und 4. Ordnung durch den vermaschten und verteilten MIMO-SE-FxLMS-Algorithmus.

Konfiguration	a_1	a_2	a_3	a_4	$\sum a_i$
Passiv [g]	0,0809	0,1257	0,0766	0,0992	0,3824
F _x /VES [g]	0,0228	0,0366	0,0136	0,0136	0,0867
A_{fx} [dB]	-10,98	-10,72	-14,99	-17,23	-12,89

Tabelle 6.13: Quadratische Mittelwerte der Sensorgrößen a_1 bis a_4 und Güte A_{fx} der vermaschten adaptiven Schwingungskompensation am Stabtragwerk bei Umsetzung durch die VES und Schätzung der Störfrequenz

Kapitel 7

Schlußfolgerungen und Ausblick

Zur Auslegung, Umsetzung und Integration aktiver Systeme müssen häufig viele Freiheitsgrade der mechanischen Struktur unter Nutzung einer hohen Anzahl an Aktoren und Sensoren beeinflusst werden, wobei sowohl der Aufwand zur Signalverarbeitung der Algorithmen als auch die Integration in das Gesamtsystem einen für die Realisierung entscheidenden Aspekt ausmachen. Eine effiziente Anpassung etablierter Algorithmen zur Schwingungsreduktion bezüglich der notwendigen Rechenoperationen pro Abtastintervall und die Umsetzung in Form eines verteilten intelligenten Sensor-Aktor-Netzwerks stellt daher eine für verschiedene Anwendungen geeignete Lösung dar.

Weiterhin ist zur Umsetzung des Gesamtsystems neben der Güte der Schwingungsreduktion ebenfalls die Stabilität und Robustheit bei Strukturveränderungen, zum Beispiel durch Temperaturschwankungen oder Alterung, entscheidend, um die Funktion über lange Zeiträume gewährleisten zu können. Wird eine schmalbandige adaptive Schwingungskompensation durch den Filtered-Reference-Least-Mean-Squares (FxLMS) Algorithmus verwendet, so kann durch Erhöhung der Strukturdämpfung Einfluss auf die Konvergenz und damit die Güte der Schwingungskompensation genommen werden, weshalb dies numerisch untersucht wurde. Weiterhin beeinflusst die Erhöhung der Strukturdämpfung, zum Beispiel durch Vermaschung mit einer dezentralen Ausgangsrückführung, die Stabilität der adaptiven Schwingungskompensation im positiven Sinne, welche anhand der Pole der Störübertragungsfunktion beurteilt wird.

Da die Implementierung der adaptiven Schwingungskompensation ein parametrisches Modell der Übertragungsmatrix des mechanischen Systems benötigt, werden verschiedene Methoden zur Systemidentifikation der Sekundärstrecken basierend auf transversalen Filtern und adaptiven Linearkombinierern diskutiert, welche starken Einfluss auf den resultierenden Rechenaufwand haben. Dies ist besonders essentiell, wenn eine aktive Kompensation von Störgrößen mit zeitlich veränderlicher Frequenz und bestehend aus mehreren Harmonischen angestrebt wird, welche zum Beispiel bei der aktiven Lagerung von Aggregaten auftreten, weshalb hierzu geeignete Verfahren erweitert und anhand einer numerischen Simulation untersucht werden.

Einen weiteren Punkt stellt wegen der Bedeutung für die praktische Umsetzung die Anwendung von Verfahren mit ausgedünnter Adaption der Kompensationsfilter dar, welche für Implementierung als verteiltes System eine Verringerung der benötigten Kommunikationsbandbreite bewirken. Zudem ist für eine Gegensteuerung basierend auf dem FxLMS-Algorithmus das Vorhandensein eines Referenzsignals notwendig, welches bei durch rotierende Maschinen erzeugten Störungen häufig eine Schätzung der tatsächlichen Stör-

frequenz darstellt und daher der Fehlereinfluss anhand eines gängigen Verfahrens zur Frequenzschätzung untersucht worden ist.

Basierend auf den numerischen Ergebnissen wurden Verfahren zur experimentellen Verifikation ausgewählt, modellbasiert mit automatisierter Codeerzeugung und in Teilen in C implementiert und auf einem Netzwerk aus eingebetteten Signalverarbeitungsplattformen ausgeführt. Als mechanische Versuchsstruktur wurde ein vereinfachter Aufbau entsprechend einer aktiven Lagerung mit piezokeramischen Stapeln als Aktoren und dynamischen Kraftsensoren zur Erfassung der Fehlersignale an dem zu beruhigenden Fundament verwendet. Eine weitere Implementierung der Algorithmen wurde in Form einer zentralisierten Topologie auf einem Rapid Control Prototyping (RCP) System als Referenz durchgeführt. Mit beiden Umsetzungen konnten nahezu identische Reduktionen mehrerer Harmonischer einer durch einen elektrodynamischen Schwingerreger eingeleiteten und über der Zeit frequenzveränderlichen Störgröße kompensiert werden.

Das dargestellte Vorgehen zur zeitgesteuerten Realisierung zeigt, dass eine plattformunabhängige Umsetzung für nicht sicherheitskritische Systeme durch eine Softwareschicht mit vergleichsweise geringem Aufwand möglich ist. Bei hohen Anzahlen an Aktoren und Sensoren, hohen Abtastraten oder einer erweiterten Fehlertoleranz kann weiterhin auf einen leistungsfähigeren Datenbus mit inhärenter Synchronisation und Zeitsteuerung wie Flexray ausgewichen werden, wobei sich der vorgeschlagene und untersuchte Aufbau des verteilten Netzwerks und die Umsetzung und Anpassung der Algorithmen nicht ändert.

Die Vermaschung von aktiver Dämpfung und adaptiver Schwingungskompensation bestätigte die guten Ergebnisse der numerischen Untersuchungen hinsichtlich der Verbesserung der Konvergenzeigenschaften des FxLMS-Algorithmus und der damit einhergehenden Steigerung der Güte der Schwingungskompensation. Eine Änderung der strukturdynamischen Eigenschaften des Versuchsaufbaus durch Variation der Masse zeigte auch im Experiment die erhöhte Robustheit des vermaschten Systems. Weiterhin konnte durch die Vermaschung eine Verringerung der Ordnung der durch transversale Filter identifizierten Sekundärsteckenmodelle erreicht werden, wobei im weiteren Verlauf durch adaptive Linearkombinierer identifizierte schmalbandige Sekundärstreckenmodelle verwendet wurden. Diese zeigten eine geringe Abweichung in der Güte der Schwingungskompensation, führten jedoch zu einer deutlichen Verbesserung in der Ausführungszeit der Algorithmen, welche durch die Größe „Turnaround Time“ auf dem RCP System ermittelt wurde.

Weiterführende Arbeiten können die automatisierte Auslegung und Nachführung der Parameter der dezentralen Regelschleifen betreffen, wofür Ansätze basierend auf der Identifikation der Übertragungsmatrix des rein mechanischen Systems vorgestellt wurden. Der verteilte Systemansatz kann weiterhin mit geringen Anpassungen oder in Teilen zur Umsetzung von verschiedenen Anwendungen verwendet werden. Die verteilte Systemidentifikation von mechanischen Strukturen ist beispielsweise als Grundlage für die Strukturüberwachung (SHM: *Structural Health Monitoring*) nutzbar, wobei sowohl parametrische Modelle als auch effizient einzelne komplexwertige Frequenzstützstellen identifiziert werden können. Wird der FxLMS-Algorithmus hinsichtlich einer adaptiven Vorsteuerung (AIC: *Adaptive Inverse Control*) [161] erweitert, so können verteilte Vorsteuerungen zur Durchführung von dynamischen Material- oder Bauteilprüfungen implementiert werden. Ebenfalls ist die Kompensation breitbandiger Störgrößen möglich, wobei hierzu durch transversale Filter identifizierte Streckenmodelle benötigt werden, durch transversale Filter realisierte Kompensationsfilter und ein entsprechendes Referenzsignal, welches unverändert durch den Synchronisationsknoten erfass- und verteilbar ist.

Anhang A

Vereinfachtes Modell einer aktiven Lagerung

Wird ein vereinfachtes Modelle einer aktiven Lagerung nach Abbildung 4.3 angenommen, so lassen sich die Bewegungsgleichungen nach (A.1) und (A.2)

$$\begin{aligned} m\ddot{w}_1 + k_1(w_1 - w_2) + k_2(w_1 - w_2) \\ + d_1(\dot{w}_1 - \dot{w}_2) + d_2(\dot{w}_1 - \dot{w}_2) \\ - k_1l_1(v_1 - v_2) + k_2l_2(v_1 - v_2) \\ - d_1l_1(\dot{v}_1 - \dot{v}_2) + d_2l_2(\dot{v}_1 - \dot{v}_2) \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

$$\begin{aligned} j\ddot{v}_1 + k_1l_1^2(v_1 - v_2) + k_2l_2^2(v_1 - v_2) \\ + d_1l_1^2(\dot{v}_1 - \dot{v}_2) + d_2l_2^2(\dot{v}_1 - \dot{v}_2) \\ - k_1l_1(w_1 - w_2) + k_2l_2(w_1 - w_2) \\ - d_1l_1(\dot{w}_1 - \dot{w}_2) + d_2l_2(\dot{w}_1 - \dot{w}_2) \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

aufstellen [51] und mit dem Zustandsvektor \mathbf{x} und dem Eingangsvektor \mathbf{u}_r (Gleichung (A.14))

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} w_1 \\ \dot{w}_1 \\ v_1 \\ \dot{v}_1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}_r = \begin{bmatrix} F_s \\ M_s \\ w_2 \\ \dot{w}_2 \\ v_2 \\ \dot{v}_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

in die Zustandsraumdarstellung überführen. Die Systemmatrix \mathbf{A}_r , die Eingangsmatrix \mathbf{B}_r , die Ausgangsmatrix \mathbf{C}_r und der Durchgriff \mathbf{D}_r bestimmen sich damit zu Gleichungen (A.4) bis (A.7).

$$\mathbf{A}_r = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{k_1 + k_2}{m} & \frac{d_1 + d_2}{m} & \frac{k_1 l_1 - k_2 l_2}{m} & \frac{d_1 l_1 - d_2 l_2}{m} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{k_1 l_1 - k_2 l_2}{j} & \frac{d_1 l_1 - d_2 l_2}{j} & \frac{k_1 l_1^2 + k_2 l_2^2}{j} & \frac{d_1 l_1^2 + d_2 l_2^2}{j} \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

$$\mathbf{B}_r = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{m} & 0 & \frac{k_1 + k_2}{m} & \frac{d_1 + d_2}{m} \\ 0 & 0 & \frac{k_1 l_1 - k_2 l_2}{m} & \frac{d_1 l_1 - d_2 l_2}{m} \\ 0 & \frac{1}{j} & \frac{k_1 l_1 - k_2 l_2}{j} & \frac{d_1 l_1 - d_2 l_2}{j} \\ & & \frac{k_1 l_1^2 + k_2 l_2^2}{j} & \frac{d_1 l_1^2 + d_2 l_2^2}{j} \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

$$\mathbf{C}_r = \begin{bmatrix} \frac{k_1 + k_2}{m} & \frac{d_1 + d_2}{m} & \frac{k_1 l_1 - k_2 l_2}{m} & \frac{d_1 l_1 - d_2 l_2}{m} \\ \frac{k_1 l_1 - k_2 l_2}{j} & \frac{d_1 l_1 - d_2 l_2}{j} & \frac{k_1 l_1^2 + k_2 l_2^2}{j} & \frac{d_1 l_1^2 + d_2 l_2^2}{j} \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

$$\mathbf{D}_r = \begin{bmatrix} \frac{1}{m} & 0 & \frac{k_1 + k_2}{m} & \frac{d_1 + d_2}{m} \\ 0 & \frac{1}{j} & \frac{k_1 l_1 - k_2 l_2}{j} & \frac{d_1 l_1 - d_2 l_2}{j} \\ & & \frac{k_1 l_1^2 + k_2 l_2^2}{j} & \frac{d_1 l_1^2 + d_2 l_2^2}{j} \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

Um die Eingangsgrößen F_1 , F_2 , z_3 und z_3 auf die auf den Schwerpunkt S bezogenen Verschiebungen w_1 und w_2 und Verdrehungen v_1 und v_2 umzuformen und ebenso die Ausgangsgrößen \ddot{z}_1 und \ddot{z}_2 zu bestimmen, werden die Matrizen \mathbf{T}_b und \mathbf{T}_c eingeführt, welche die Transformation der Größen unter der Voraussetzung von kleinen Auslenkungen bestimmen.

$$\mathbf{T}_b = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ -l_1 & l_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -l_1 & l_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

$$\mathbf{T}_c = \begin{bmatrix} 1 & -l_1 \\ 1 & l_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

Mit den Gleichungen (A.11) bis (A.13)

$$\mathbf{A}_s = \mathbf{A}_r \quad (\text{A.10})$$

$$\mathbf{B}_s = \mathbf{B}_r \mathbf{T}_b \quad (\text{A.11})$$

$$\mathbf{C}_s = \mathbf{T}_c \mathbf{C}_r \quad (\text{A.12})$$

$$\mathbf{D}_s = \mathbf{T}_c \mathbf{D}_r \mathbf{T}_b \quad (\text{A.13})$$

kann das Gesamtsystem mit dem Eingangsvektor \mathbf{u} und dem Ausgangsvektor \mathbf{y} (Gleichung (A.14)) allgemein in Form von Gleichung (3.8) und Gleichung (3.9) dargestellt werden.

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y} = \begin{bmatrix} \ddot{z}_1 \\ \ddot{z}_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.14})$$

Anhang B

Überführung der Transfermatrix in Zustandsraumdarstellung

Liegen die Einzelstrecken des Mehrgrößensystems als Übertragungsfunktionen in Form eines IIR- oder FIR-Filters vor, so beschreiben die Koeffizienten b_k des Zählers und a_k des Nenners nach inverser z -Transformation ebenfalls die Differenzgleichung im Zeitbereich, wie auch die Koeffizienten des w_k des FIR-Filters (Gleichungen (3.47) bis (3.50)). Mit der Herleitung aus [80] können die Zustandsvariablen aus den Differenzgleichungen abgeleitet werden und die System-, Eingangs-, Ausgangsmatrix und der Durchgriff der Einzelstrecken des Systems für K Aktoren mit $k = 1, 2, \dots, K$ und M Sensoren mit $m = 1, 2, \dots, M$ nach Gleichungen (B.1) bis (B.4) aufgestellt werden.

$$\mathbf{A}_{mk} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -a_N \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & -a_{N-1} \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & -a_{N-2} \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & -a_{N-3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & -a_1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.1})$$

$$\mathbf{B}_{mk} = \begin{bmatrix} b_N - b_0 a_N \\ b_{N-1} - b_0 a_{N-1} \\ b_{N-2} - b_0 a_{N-2} \\ b_{N-3} - b_0 a_{N-3} \\ \vdots \\ b_1 - b_0 a_1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

$$\mathbf{C}_{mk} = [0 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 1] \quad (\text{B.3})$$

$$\mathbf{D}_{mk} = [b_0] \quad (\text{B.4})$$

Fasst man die Matrizen der Einzelstrecken in Zustandsraumdarstellung zu einem Mehrgrößensystem nach Gleichung (3.17) zusammen, so erhält man für die Systemmatrix des Mehrgrößensystems die Form nach Gleichung (B.5)

$$\mathbf{A}_m = \begin{bmatrix} A_{11} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & A_{22} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & A_{MK} \end{bmatrix} \quad (\text{B.5})$$

und ebenfalls analog hierzu die Darstellung der Ausgangsmatrix \mathbf{C}_m . Für die Eingangsmatrix ergibt sich die Darstellung nach Gleichung (B.6)

$$\mathbf{B}_m = \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} & \cdots & B_{1K} \\ B_{21} & B_{22} & \cdots & B_{2K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ B_{M1} & B_{M2} & \cdots & B_{MK} \end{bmatrix} \quad (\text{B.6})$$

und ebenfalls entsprechend der Durchgriff \mathbf{D}_m des Mehrgrößensystems. An der Darstellung ist ersichtlich, dass die Eigenwerte als globale Eigenschaft des Systems mehrfach in der Systemmatrix repräsentiert sein können. Ebenfalls kann die Ordnung des Zustandsraummodells bei der Abbildung der Strecken in Form eines FIR-Filters hoch werden, wobei sich in dieser Form die ursprünglichen Koeffizienten w_k des FIR-Filters nach Gleichung (3.47) als Nullstellen des Systems in der Eingangsmatrix (Gleichung (B.2)) finden.

Zur Reduktion der Systemordnung kann beispielsweise ein balanciertes Abschneiden durchgeführt werden, welches schlecht steuerbare und schlecht beobachtbare Eigenwerte des Systems reduziert und hierdurch die Stabilität des Systemmodells nicht beeinträchtigt [151]. Weiterhin entsteht ein numerisch besser konditioniertes Zustandsraummodell [53], in dem am Beispiel der Systemidentifikation mit FIR-Filtern eine voll besetzte Systemmatrix mit deren Eigenwerten als den Eigenfrequenzen des mechanischen Systems abgebildet wird.

Anhang C

Koeffizienten der Störübertragungsfunktion

Für das Modell der aktiven Lagerung nach Abschnitt 5.1 ergibt sich die Störübertragungsfunktion mit dem Vorgehen nach Abschnitt 5.6 zu Gleichung (5.20) mit den Koeffizienten nach Gleichungen (C.1) bis (C.14).

$$b_0 = 8d^2l^2T^2 + 8dkl^2T^3 + 6mdl^2T + 6jdT + 2k^2l^2T^4 + 3mkl^2T^2 + 3jkT^2 + 4jm \quad (C.1)$$

$$\begin{aligned} b_1 = & 8k^2l^2T^4 - 8jm \cos(\omega_t) - 12djT - 16jm - 12dl^2mT - 12djT \cos(\omega_t) \\ & - 16d^2l^2T^2 \cos(\omega_t) - 4k^2l^2T^4 \cos(\omega_t) + 16dkl^2T^3 - 6jkT^2 \cos(\omega_t) \\ & - 12dl^2mT \cos(\omega_t) - 16dkl^2T^3 \cos(\omega_t) - 6kl^2mT^2 \cos(\omega_t) \end{aligned} \quad (C.2)$$

$$\begin{aligned} b_2 = & 28jm - 3jkT^2 + 32jm \cos(\omega_t) + 6djT - 8d^2l^2T^2 + 14k^2l^2T^4 + 6dl^2mT \\ & + 24djT \cos(\omega_t) - 16k^2l^2T^4 \cos(\omega_t) + 8dkl^2T^3 - 3kl^2mT^2 + 24dl^2mT \cos(\omega_t) \\ & - 32dkl^2T^3 \cos(\omega_t) \end{aligned} \quad (C.3)$$

$$\begin{aligned} b_3 = & 16k^2l^2T^4 - 48jm \cos(\omega_t) - 32jm + 32d^2l^2T^2 \cos(\omega_t) - 24k^2l^2T^4 \cos(\omega_t) \\ & + 12jkT^2 \cos(\omega_t) + 12kl^2mT^2 \cos(\omega_t) \end{aligned} \quad (C.4)$$

$$\begin{aligned} b_4 = & 28jm - 3jkT^2 + 32jm \cos(\omega_t) - 6djT - 8d^2l^2T^2 + 14k^2l^2T^4 - 6dl^2mT \\ & - 24djT \cos(\omega_t) - 16k^2l^2T^4 \cos(\omega_t) - 8dkl^2T^3 - 3kl^2mT^2 - 24dl^2mT \cos(\omega_t) \\ & + 32dkl^2T^3 \cos(\omega_t) \end{aligned} \quad (C.5)$$

$$\begin{aligned} b_5 = & 12djT - 8jm \cos(\omega_t) - 16jm + 8k^2l^2T^4 + 12dl^2mT + 12djT \cos(\omega_t) \\ & - 16d^2l^2T^2 \cos(\omega_t) - 4k^2l^2T^4 \cos(\omega_t) - 16dkl^2T^3 - 6jkT^2 \cos(\omega_t) \\ & + 12dl^2mT \cos(\omega_t) + 16dkl^2T^3 \cos(\omega_t) - 6kl^2mT^2 \cos(\omega_t) \end{aligned} \quad (C.6)$$

$$b_6 = 8d^2l^2T^2 - 8dkl^2T^3 - 6mdl^2T - 6jdT + 2k^2l^2T^4 + 3mkl^2T^2 + 3jkT^2 + 4jm \quad (C.7)$$

$$a_0 = 8d^2l^2T^2 + 8dkl^2T^3 + 6mdl^2T + 6jdT + 2k^2l^2T^4 + 3mkl^2T^2 + 3jkT^2 + 4jm \quad (\text{C.8})$$

$$\begin{aligned} a_1 = & 4j\mu \cos(\omega_t - \phi_s) - 8jm \cos(\omega_t) - 16jm - 12djT + 8k^2l^2T^4 - 12dl^2mT \\ & - 12djT \cos(\omega_t) - 16d^2l^2T^2 \cos(\omega_t) - 4k^2l^2T^4 \cos(\omega_t) + 16dkl^2T^3 \\ & - 6jkT^2 \cos(\omega_t) + 4l^2m\mu \cos(\omega_t - \phi_s) - 12dl^2mT \cos(\omega_t) \\ & + 16dl^2\mu T \cos(\omega_t - \phi_s) - 16dkl^2T^3 \cos(\omega_t) - 6kl^2mT^2 \cos(\omega_t) \\ & + 8kl^2\mu T^2 \cos(\omega_t - \phi_s) \end{aligned} \quad (\text{C.9})$$

$$\begin{aligned} a_2 = & 28jm - 3jkT^2 + 32jm \cos(\omega_t) - 16j\mu \cos(\omega_t - \phi_s) + 6djT - 8d^2l^2T^2 \\ & + 14k^2l^2T^4 - 4j\mu \cos(\phi_s) + 6dl^2mT + 24djT \cos(\omega_t) - 16k^2l^2T^4 \cos(\omega_t) \\ & - 4l^2m\mu \cos(\phi_s) + 8dkl^2T^3 - 3kl^2mT^2 - 16l^2m\mu \cos(\omega_t - \phi_s) \\ & - 16dl^2\mu T \cos(\phi_s) + 24dl^2mT \cos(\omega_t) - 32dl^2\mu T \cos(\omega_t - \phi_s) \\ & - 8kl^2\mu T^2 \cos(\phi_s) - 32dkl^2T^3 \cos(\omega_t) \end{aligned} \quad (\text{C.10})$$

$$\begin{aligned} a_3 = & 24j\mu \cos(\omega_t - \phi_s) - 48jm \cos(\omega_t) - 32jm + 16k^2l^2T^4 + 16j\mu \cos(\phi_s) \\ & + 32d^2l^2T^2 \cos(\omega_t) - 24k^2l^2T^4 \cos(\omega_t) + 16l^2m\mu \cos(\phi_s) + 12jkT^2 \cos(\omega_t) \\ & + 24l^2m\mu \cos(\omega_t - \phi_s) + 32dl^2\mu T \cos(\phi_s) + 12kl^2mT^2 \cos(\omega_t) \\ & - 16kl^2\mu T^2 \cos(\omega_t - \phi_s) \end{aligned} \quad (\text{C.11})$$

$$\begin{aligned} a_4 = & 28jm - 3jkT^2 + 32jm \cos(\omega_t) - 16j\mu \cos(\omega_t - \phi_s) - 6djT - 8d^2l^2T^2 \\ & + 14k^2l^2T^4 - 24j\mu \cos(\phi_s) - 6dl^2mT - 24djT \cos(\omega_t) - 16k^2l^2T^4 \cos(\omega_t) \\ & - 24l^2m\mu \cos(\phi_s) - 8dkl^2T^3 - 3kl^2mT^2 - 16l^2m\mu \cos(\omega_t - \phi_s) \\ & - 24dl^2mT \cos(\omega_t) + 32dl^2\mu T \cos(\omega_t - \phi_s) + 16kl^2\mu T^2 \cos(\phi_s) \\ & + 32dkl^2T^3 \cos(\omega_t) \end{aligned} \quad (\text{C.12})$$

$$\begin{aligned} a_5 = & 4j\mu \cos(\omega_t - \phi_s) - 8jm \cos(\omega_t) - 16jm + 12djT + 8k^2l^2T^4 + 16j\mu \cos(\phi_s) \\ & + 12dl^2mT + 12djT \cos(\omega_t) - 16d^2l^2T^2 \cos(\omega_t) - 4k^2l^2T^4 \cos(\omega_t) \\ & + 16l^2m\mu \cos(\phi_s) - 16dkl^2T^3 - 6jkT^2 \cos(\omega_t) + 4l^2m\mu \cos(\omega_t - \phi_s) \\ & - 32dl^2\mu T \cos(\phi_s) + 12dl^2mT \cos(\omega_t) - 16dl^2\mu T \cos(\omega_t - \phi_s) \\ & + 16dkl^2T^3 \cos(\omega_t) - 6kl^2mT^2 \cos(\omega_t) + 8kl^2\mu T^2 \cos(\omega_t - \phi_s) \end{aligned} \quad (\text{C.13})$$

$$\begin{aligned} a_6 = & 4jm + 3jkT^2 - 6djT + 8d^2l^2T^2 + 2k^2l^2T^4 - 4j\mu \cos(\phi_s) - 6dl^2mT \\ & - 4l^2m\mu \cos(\phi_s) - 8dkl^2T^3 + 3kl^2mT^2 + 16dl^2\mu T \cos(\phi_s) - 8kl^2\mu T^2 \cos(\phi_s) \end{aligned} \quad (\text{C.14})$$

Anhang D

Ergebnisse der Untersuchungen am Stabtragwerk

Abbildung D.1 zeigt gemessene Regelstrecken des Versuchsaufbaus am Stabtragwerk, wobei die passive Struktur entsprechend den Strecken H_{11p} bis H_{44p} und die durch eine dezentrale Beschleunigungsrückführung über einen Tiefpass 2. Ordnung mit Parametern nach Tabelle 6.12 aktiv gedämpfte Struktur entsprechend den Strecken H_{11a} bis H_{44a} dargestellt ist. Abbildung D.2 zeigt weiterhin Campbell-Diagramme der Sensorgrößen a_1 bis a_4 für die passive Struktur und für eine Schwingungskompensation der 1.5., 2., 3. und 4. Ordnung durch den vermaschten und verteilten MIMO-SE-FxLMS-Algorithmus bei einer Umsetzung mit den verteilten eingebetteten Signalverarbeitungseinheiten und Schätzung der Grundfrequenz der Störgröße. Als Parameter wurden die Werte nach Tabelle 6.12 verwendet und eine Kompensation der Störgröße im Frequenzbereich zwischen 30 Hz und 100 Hz durchgeführt.

Bei den Untersuchungen zeigte sich ein verstärkter Einfluss der Auflösung der A/D- und D/A-Umsetzer, welcher bei einem Vergleich mit der Implementierung auf dem RCP-System zu einer geringeren Güte der Schwingungskompensation führt. Weiterhin zeigen sich in den Campbell-Diagrammen oberhalb von 2000 min^{-1} Störungen, welche als zusätzliche, über der Frequenz abfallende Linien sichtbar sind. Eine Quantisierung der Ein- und Ausgangssignale der adaptiven Schwingungskompensation auf eine den VES entsprechende Auflösung von 12 Bit erzeugt auf dem RCP-System einen vergleichbaren Effekt, weshalb dies als Ursache der zusätzlichen Störungen angenommen wird. Die tatsächliche Auflösung der Umsetzer der VES kann hierbei unterhalb der aus dem Datenblatt entnommenen Auflösung von 12 Bit liegen, wobei der Einfluss der Schätzung der Referenzfrequenz als zusätzlicher abweichender Faktor bei der Implementierung auf dem RCP-System nicht untersucht werden konnte. Abbildung D.3 zeigt entsprechend Campbell-Diagramme der Sensorgrößen a_1 bis a_4 für die passive Struktur und für eine Schwingungskompensation der 1.5., 2., 3. und 4. Ordnung durch den MIMO-SE-FxLMS-Algorithmus bei einer Implementierung auf dem RCP-System und Verwendung des exakten Werts der Grundfrequenz der Störgröße.

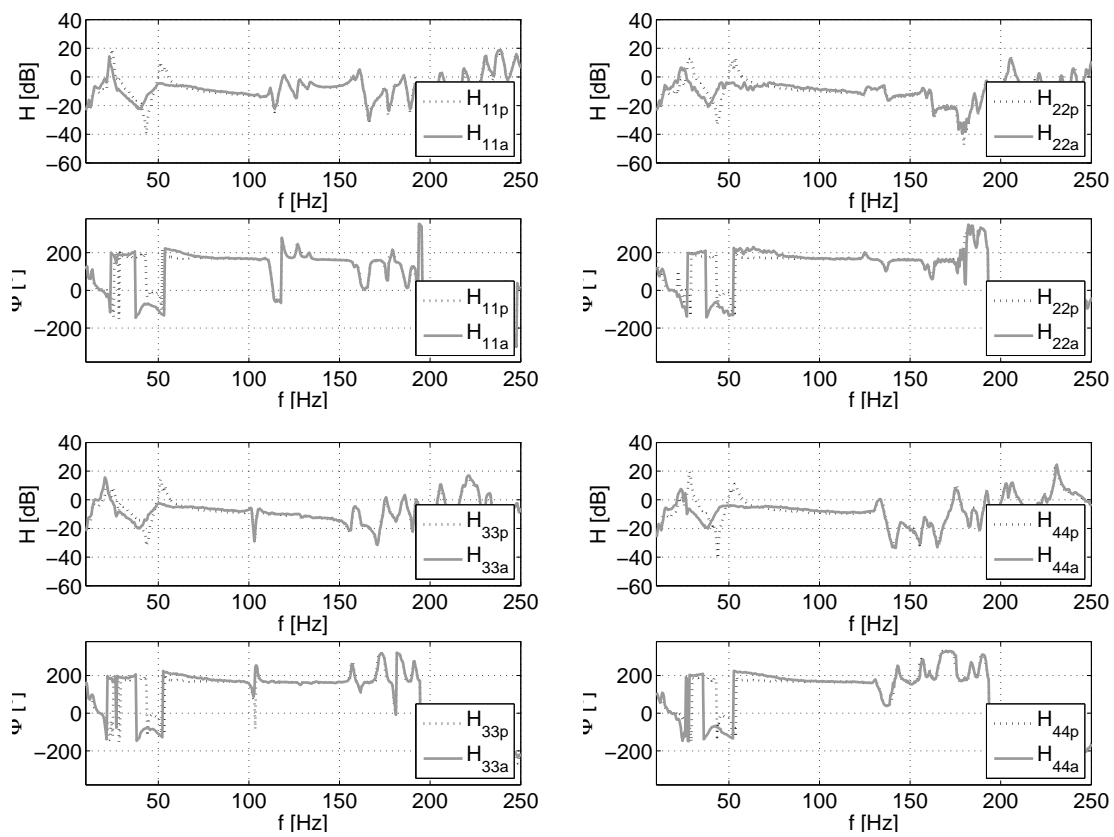


Abbildung D.1: Gemessene Regelstrecken des Versuchsaufbaus Stabtragwerk, offener (H_{xpp}) und über eine dezentrale Beschleunigungsrückführung geschlossener Kreis (H_{xxa})

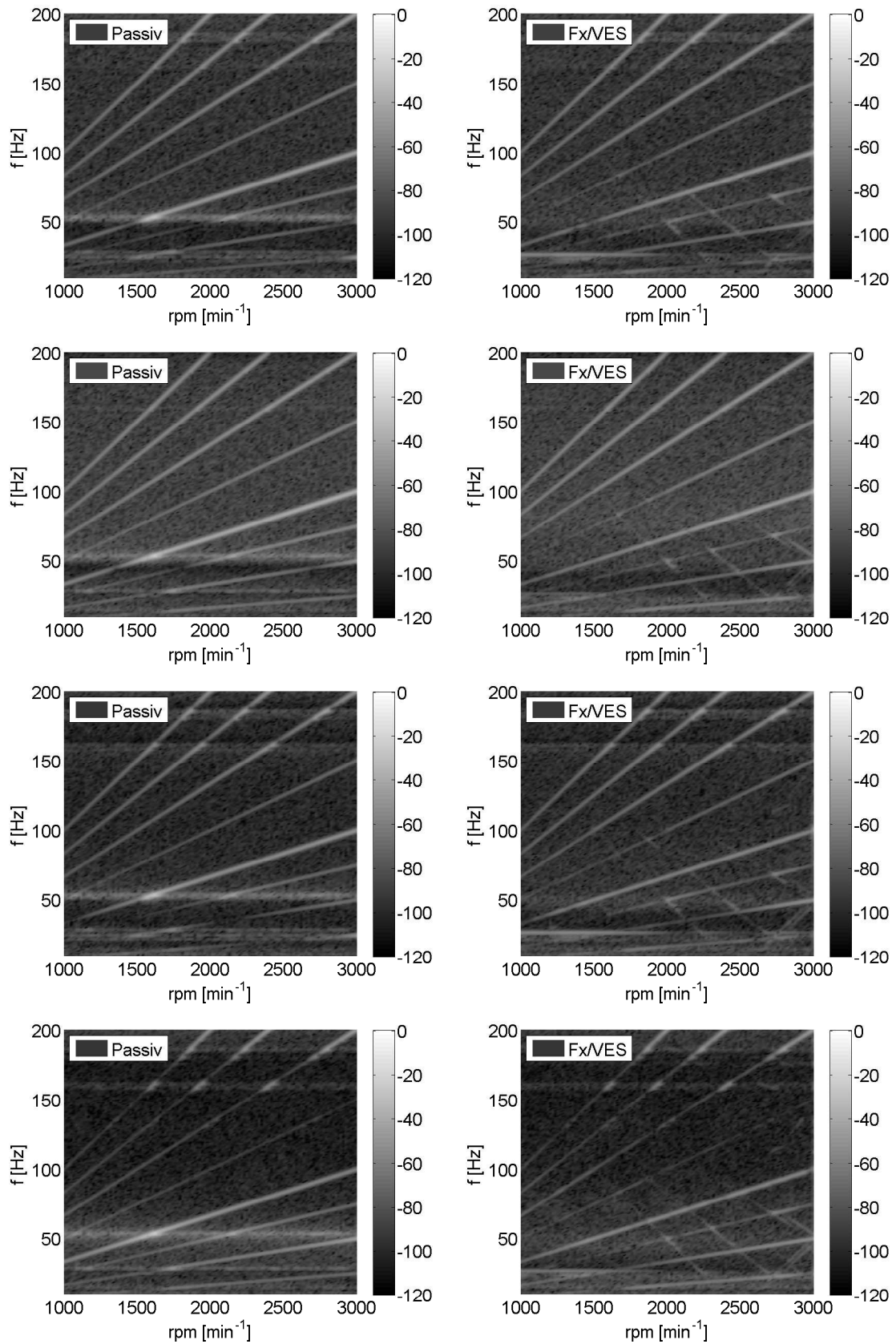


Abbildung D.2: Campbell Diagramme der Größen a_1 (Oben) bis a_4 (Unten) der passiven Struktur (Links) und für eine Kompensation der Ordnungen 1.5, 2, 3 und 4 (Rechts), (VES)

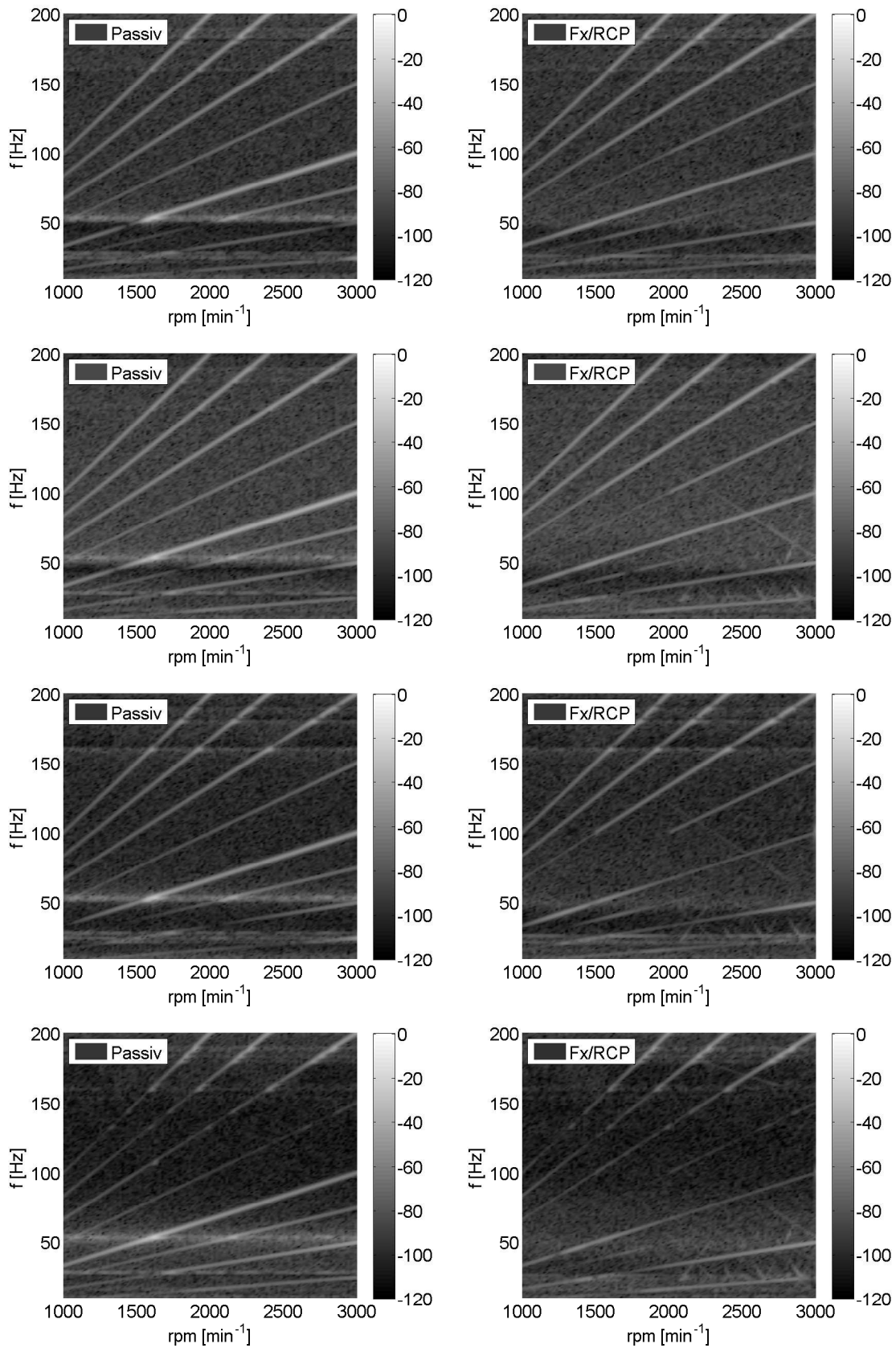


Abbildung D.3: Campbell Diagramme der Größen a_1 (Oben) bis a_4 (Unten) der passiven Struktur (Links) und für eine Kompensation der Ordnungen 1.5, 2, 3 und 4 (Rechts), (RCP)

Anhang E

Modelle und Softwareumsetzung der Algorithmen

Abbildungen E.1 bis E.4 zeigen Darstellungen der Implementierung der verteilten adaptiven Schwingungskompensation auf dem eingebetteten Signalverarbeitungssystem, welche modellbasiert umgesetzt wurde. Abbildung E.1 zeigt hierbei die oberste Ebene des Modells mit den Funktionsblöcken zur adaptiven Schwingungskompensation, zur Systemidentifikation und zur Zeitsynchronisation der verteilten Einheiten. Abbildung E.2 zeigt den Funktionsblock zur adaptiven Schwingungskompensation mit der Vorgabe der Ordnungsfrequenzen und den Funktionsblöcken zur Kompensation von vier Ordnungen durch den Multiple-Reference-FxLMS-Algorithmus. Abbildung E.3 zeigt entsprechend eine detailliertere Ansicht der adaptiven Schwingungskompensation zur Kompensation einer Ordnung in Form der Implementierung des schmalbandigen MIMO-SE-FxLMS-Algorithmus mit schmalbandiger Abbildung der Übertragungsmatrix der Sekundärstecken $\mathbf{S}(z)$. Abbildung E.4 zeigt weiterhin die Umsetzung der schmalbandigen Systemidentifikation durch den LMS-Algorithmus in Form eines adaptiven Linearkombinierers zur Bestimmung der für die Umsetzung der adaptiven Schwingungskompensation benötigten Modelle $\hat{\mathbf{S}}(z)$.

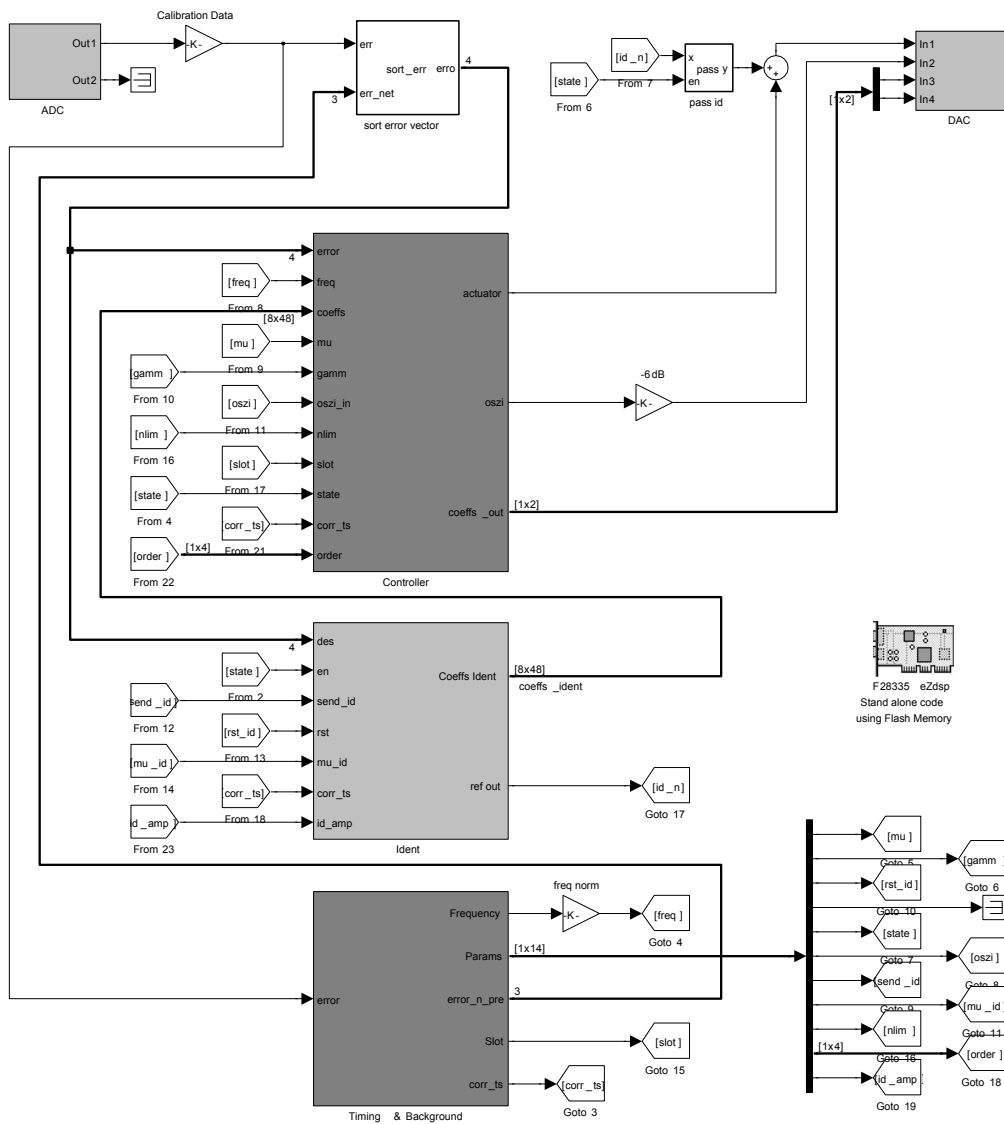


Abbildung E.1: Implementierung der verteilten adaptiven Schwingungskompensation auf der eingebetteten Signalverarbeitung, adaptive Gegensteuerung, Systemidentifikation, Zeitsynchronisation und Kommunikation

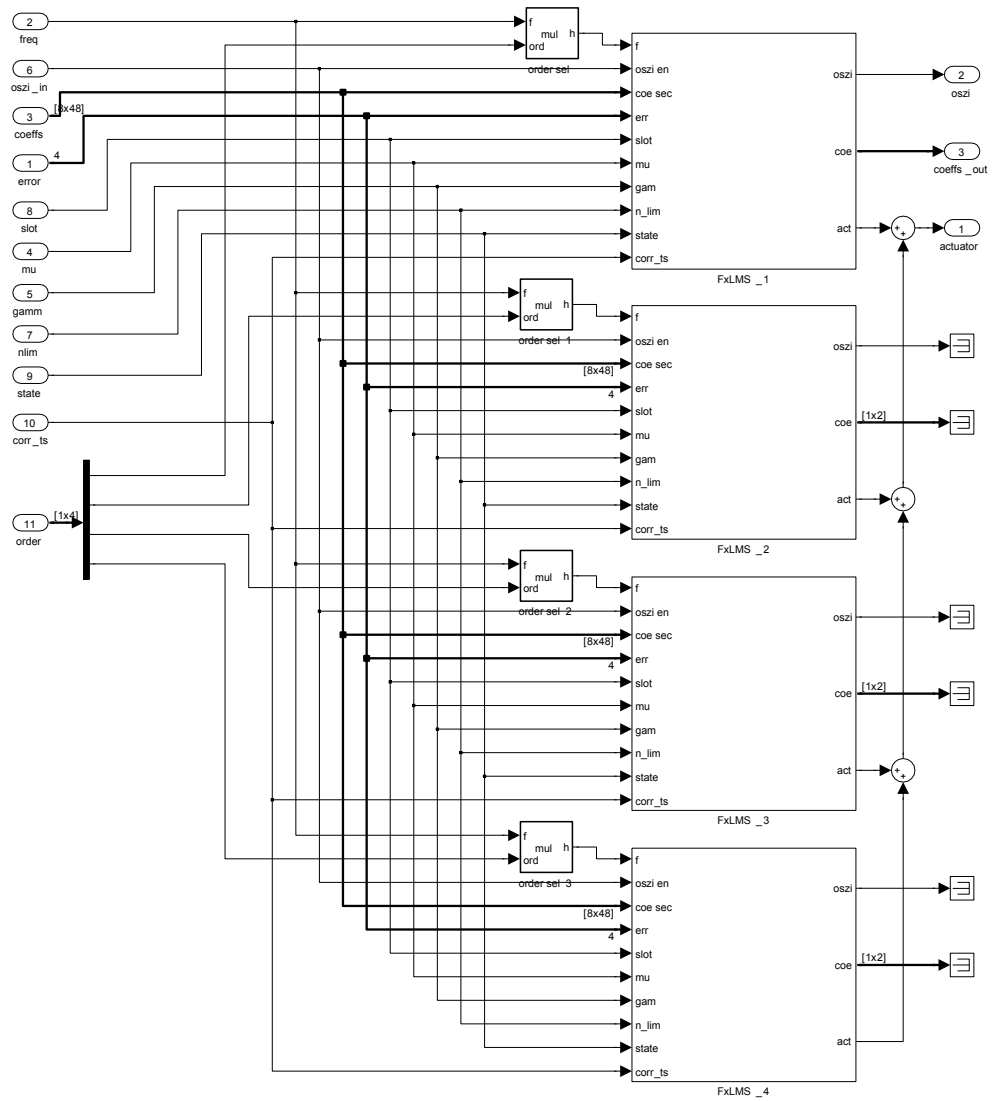


Abbildung E.2: Implementierung der Kompensation mehrerer Ordnungen durch den Multiple-Reference-MIMO-FxLMS-Algorithmus

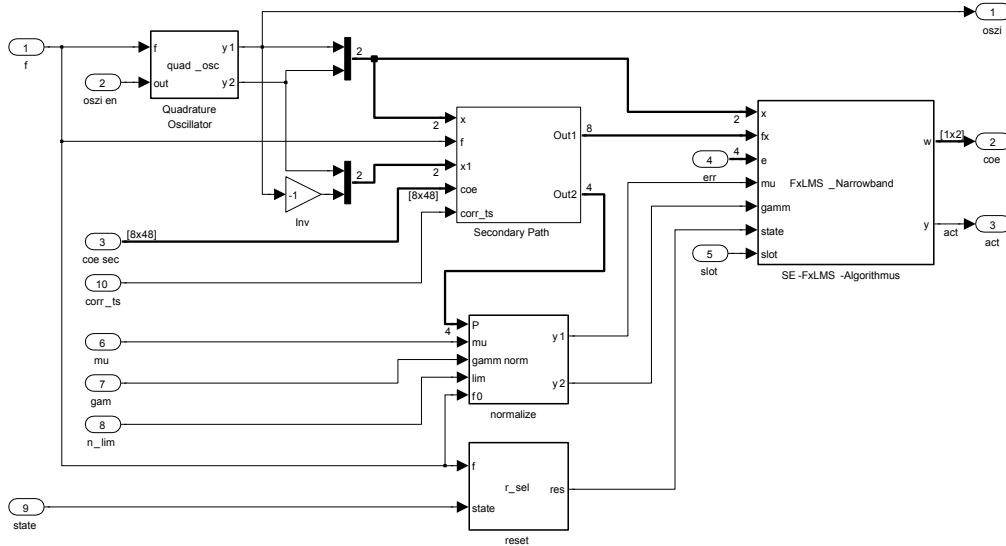


Abbildung E.3: Modell der schmalbandigen Schwingungskompensation durch den schmalbandigen MIMO-FxLMS-Algorithmus mit schmalbandiger Modellierung der Sekundärstrecken

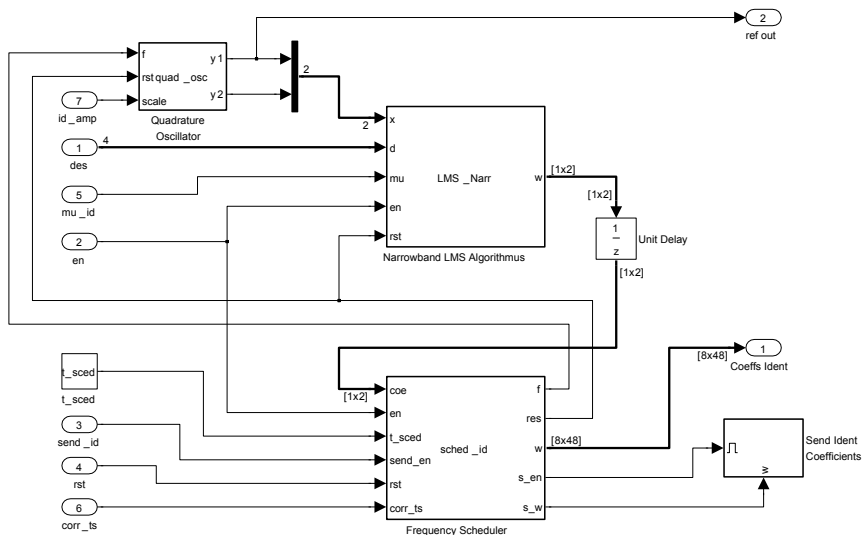


Abbildung E.4: Modell der schmalbandigen Systemidentifikation durch den LMS-Algorithmus

Literaturverzeichnis

- [1] Ahmed, S., Mayer, D., Poigné, A., und Riedel, M.: *Eingebettete Systeme zur Regelung adaptiver Strukturen*. Adaptronic Congress, Göttingen, 2005.
- [2] Anderson, E. H. und How, J. P.: *Active vibration isolation using adaptive feedforward control*. American Control Conference, 1997. Proceedings of the 1997, Nr. 3, 1997.
- [3] Bai, M. R. und Luo, W.: *DSP implementation of an active bearing mount for rotors using hybrid control*. Journal of vibration and acoustics, Nr. 122, S. 420, 2000.
- [4] Bein, T., Bös, J., Herold, S., Mayer, D., Melz, T., und Thomaier, M.: *Smart interfaces and semi-active vibration absorber for noise reduction in vehicle structures: Aircraft noise reduction*. Aerospace Science and Technology, Nr. 12(1), S. 62–73, 2008. ISSN 1270-9638.
- [5] Benlatreche, A., Knittel, D., und Ostertag, E.: *Robust decentralised control strategies for large-scale web handling systems*. Control Engineering Practice, Nr. 16(6), S. 736–750, 2008.
- [6] Berkhoff, A. P. und Nijssen, G.: *A rapidly converging filtered-error algorithm for multichannel active noise control*. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, Nr. 21(7), 2007.
- [7] Biegacki, S. und VanGompel, D.: *The application of DeviceNet in process control*. ISA transactions, Nr. 35(2), S. 169–176, 1996.
- [8] Bodson, M. und Douglas, S. C.: *Adaptive algorithms for the rejection of sinusoidal disturbances with unknown frequency*. Automatica-Oxford, Nr. 33, S. 2213–2222, 1997.
- [9] Bohn, C., Cortabarria, A., Härtel, V., und Kowalczyk, K.: *Active control of engine-induced vibrations in automotive vehicles using disturbance observer gain scheduling: Special Section on Emerging Technologies for Active Noise and Vibration Control Systems*. Control Engineering Practice, Nr. 12(8), S. 1029–1039, 2004.
- [10] Boller, C. und Buderath, M.: *Fatigue in aerostructure - where structural health monitoring can contribute to a complex subject*. Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences, Nr. 365(1851), S. 561, 2007.
- [11] Bös, J., Janssen, E., Kauba, M., und Mayer, D.: *Active vibration reduction applied to the compressor of an air-conditioning unit for trams*. The Journal of the Acoustical Society of America, Nr. 123(5), 2008.

- [12] Bös, J., Janssen, E., Kauba, M., und Mayer, D.: *Reduction of compressor vibrations by means of an active tuned vibration absorber*. Proceedings of the DAGA, 34. Jahrestagung für Akustik, Dresden, S. 315–316, 2008.
- [13] Bös, J. und Mayer, D.: *Design and application of a semi-active electromechanical vibration absorber*. Thirteenth International Congress on Sound and Vibration (ICSV13), S. 875, 2006.
- [14] Boucher, C. C., Elliott, S. J., und Nelson, P. A.: *Effect of errors in the plant model on the performance of algorithms for adaptive feedforward control: Radar and Signal Processing, IEE Proceedings F*. Radar and Signal Processing, IEE Proceedings F, Nr. 138(4), S. 313–319, 1991. ISSN 0956-375X.
- [15] Brennan, M. J., Garcia-Bonito, J., Elliott, S. J., David, A., und Pinnington, R. J.: *Experimental investigation of different actuator technologies for active vibration control*. Smart Materials and Structures, Nr. 8(1), S. 145–153, 1999.
- [16] Bruner, A., Belvin, W., Horta, L., und Juang, J.: *Active vibration absorber for CSI evolutionary model: design and experimental results*. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 1991.
- [17] Carneal, J. P., Charette, F., und Fuller, C. R.: *Minimization of sound radiation from plates using adaptive tuned vibration absorbers*. Journal of Sound and Vibration, Nr. 270(4-5), S. 781–792, 2004.
- [18] Choi, S.-B., Hong, S.-R., Sung, K.-G., und Sohn, J.-W.: *Optimal control of structural vibrations using a mixed-mode magnetorheological fluid mount*. International Journal of Mechanical Sciences, Nr. 50(3), S. 559–568, 2008. ISSN 0020-7403.
- [19] Christoph, M.: *Active noise tuning system: US Patent App. 20,050/207,585*, 2005.
- [20] Claeysen, F., Le Letty, R., Barillot, F., Lhermet, N., Fabbro, H., Guay, P., Yorck, M., und Bouchilloux, P.: *Mechanisms based on piezo actuators*. Proc. Actuator 2000 Conf., Pub Messe Bremen, 2000.
- [21] Daley, S., Hätönen, J., und Owens, D. H.: *Active vibration isolation in a smart spring mount using a repetitive control approach*. Control Engineering Practice, Nr. 14(9), S. 991–997, 2006.
- [22] Dallard, P., Fitzpatrick, A. J., Flint, A., Le Bourva, S., Low, A., Ridsdill Smith, R. M., und Willford, M.: *The London millennium footbridge*. Structural Engineer, Nr. 79(22), S. 17–21, 2001.
- [23] de Diego, M. und Gonzalez, A.: *Performance evaluation of multichannel adaptive algorithms for local active noise control*. Journal of Sound and Vibration, Nr. 244(4), S. 615–634, 2001.
- [24] de Diego, M., Gonzalez, A., Ferrer, M., und Pinero, G.: *Multichannel active noise control system for local spectral reshaping of multifrequency noise*. Journal of Sound and Vibration, Nr. 274(1-2), S. 249–271, 2004.

- [25] de Marneffe, B.: *Active and Passive Vibration Isolation and Damping via Shunted Transducers*. Dissertation, Université Libre de Bruxelles, 2007.
- [26] Decotignie, J. D.: *Ethernet-based real-time and industrial communications*. Proceedings of the IEEE, Nr. 93(6), S. 1102–1117, 2005.
- [27] Douglas, S. C.: *Adaptive filters employing partial updates*. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, Nr. 44(3), S. 209–216, 1997.
- [28] Elliot, S. J., Nelson, P. A., Stothers, I. M., und Boucher, C. C.: *In-flight experiments on the active control of propeller-induced cabin noise*. Journal of Sound and Vibration, Nr. 140(2), S. 219–238, 1990.
- [29] Elliott, S. und Darlington, P.: *Adaptive cancellation of periodic, synchronously sampled interference*. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, Nr. 33(3), S. 715–717, 1985.
- [30] Elliott, S. J.: *Optimal controllers and adaptive controllers for multichannel feedforward control of stochastic disturbances: Signal Processing, IEEE Transactions on*. Signal Processing, IEEE Transactions on, Nr. 48(4), S. 1053–1060, 2000.
- [31] Elliott, S. J.: *Signal Processing for Active Control*. Academic Press, 2001.
- [32] Elliott, S. J., Benassi, L., Brennan, M. J., Gardonio, P., und Huang, X.: *Mobility analysis of active isolation systems*. Journal of Sound and Vibration, Nr. 271(1-2), S. 297–321, 2004.
- [33] Elliott, S. J. und Boucher, C. C.: *Interaction between multiple feedforward active control systems*. Speech and Audio Processing, IEEE Transactions on, Nr. 2(4), S. 521–530, 1994.
- [34] Elliott, S. J., Boucher, C. C., und Nelson, P. A.: *The behavior of a multiple channel active control system*. IEEE Transactions on signal processing, Nr. 40(5), S. 1041–1052, 1992.
- [35] Elliott, S. J. und Cook, J. G.: *A preconditioned LMS algorithm for rapid adaptation of feedforward controllers*. 2000 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2000. ICASSP'00. Proceedings, Nr. 2, 2000.
- [36] Elliott, S. J. und Nelson, P. A.: *Algorithm for multichannel LMS adaptive filtering*. Electronics Letters, Nr. 21(21), S. 979–981, 1985.
- [37] Elliott, S. J. und Nelson, P. A.: *Active noise control: Low-frequency techniques for suppressing acoustic noise leap forward with signal processing*. IEEE Signal Processing Magazine, S. 12–35, 1993.
- [38] Elliott, S. J., Stothers, I., und Nelson, P.: *A multiple error LMS algorithm and its application to the active control of sound and vibration: Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*. Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on, Nr. 35(10), S. 1423–1434, 1987. ISSN 0096-3518.

- [39] Engels, W. P., Baumann, O. N., Elliott, S. J., und Fraanje, R.: *Centralized and decentralized control of structural vibration and sound radiation*. The Journal of the Acoustical Society of America, Nr. 119, S. 1487, 2006.
- [40] Fanson, J. L. und Caughey, T. K.: *Positive position feedback control for large space structures*. AIAA Journal, Nr. 28(4), S. 717–724, 1990.
- [41] Favoreel, W., de Moor, B., und van Overschee, P.: *Subspace state space system identification for industrial processes*. Journal of Process Control, Nr. 10(2-3), S. 149–155, 2000. ISSN 0959-1524.
- [42] Feintuch, P. L.: *An adaptive recursive LMS filter*. Proceedings of the IEEE, Nr. 64(11), S. 1622–1624, 1976.
- [43] Felser, M.: *Real-time ethernet-industry prospective*. Proceedings of the IEEE, Nr. 93(6), S. 1118–1129, 2005.
- [44] Fischer, U. und Stephan, W.: *Mechanische Schwingungen*. Fachbuchverlag, Leipzig Köln, 1993.
- [45] Flaschenträger, D., Thiel, J., Rausch, J., Atzrodt, H., Herold, S., Melz, T., Wertshützky, R., und Hanselka, H.: *Implementation and Characterisation of the Dynamic Behaviour of a Three-dimensional Truss Structure for Evaluating Smart Devices*. Proceedings of the ISMA - International conference on Noise and Vibration Engineering, Leuven, 2010.
- [46] Föllinger, O., Dörrscheidt, F., und Klittich, M.: *Regelungstechnik*. Hüthig Heidelberg, 1992.
- [47] Frampton, K. D.: *Distributed group-based vibration control with a networked embedded system*. Smart Materials and Structures, Nr. 14(2), S. 307–314, 2005.
- [48] Franchek, M. A., Ryan, M. W., und Bernhard, R. J.: *Adaptive passive vibration control*. Journal of Sound and Vibration, Nr. 189(5), S. 565–585, 1996.
- [49] Franklin, G. F., Workman, M. L., und Powell, D.: *Digital control of dynamic systems*. Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc. Boston, MA, USA, 1997. ISBN digital cibtrol dyna.
- [50] Friswell, M. I. und Inman, D. J.: *The relationship between positive position feedback and output feedback controllers*. Smart Materials and Structures, Nr. 8(3), S. 285–291, 1999.
- [51] Fuller, C. R., Elliott, S. J., und Nelson, P. A.: *Active Control of Vibration*. Academic Pr, 1997.
- [52] Fuller, C. R. und von Flotow, A. H.: *Active control of sound and vibration: Control Systems Magazine, IEEE*. Control Systems Magazine, IEEE, Nr. 15(6), S. 9–19, 1995. ISSN 0272-1708.
- [53] Geering, H. P. und Shafai, E.: *Regelungstechnik II*. IMRT-Press, ETH Zürich, 2004.

- [54] Ghazaei, M. und Etemadfar, A.: *Development of an active noise controller using TMS320VC5510 starter kit*. University of Science and Technology Iran, Imperial College London UK, 2006.
- [55] Goh, C. J. und Yan, W. Y.: *Approximate pole placement for acceleration feedback control of flexible structures*. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, Nr. 19(1), S. 256–259, 1996.
- [56] Grünigen, D. C.: *Digitale Signalverarbeitung*. Fachbuchverlag Leipzig im Carl Hanser Verlag München Wien, 2002.
- [57] Hagedorn, P.: *Technische Mechanik 3. Dynamik*. Deutsch Harri GmbH, 2008.
- [58] Hagood, N. W. und von Flotow, A.: *Damping of structural vibrations with piezoelectric materials and passive electrical networks*. Journal of Sound and Vibration, Nr. 146(2), S. 243–268, 1991.
- [59] Hanselka, H.: *Adaptronics as a key technology for intelligent lightweight structures*. Advanced Engineering Materials, Nr. 3(4), S. 205–215, 2001. ISSN 1527-2648.
- [60] Hanselka, H., Bein, T., Vogl, B., Mayer, D., und Herold, S.: *Entwicklungsstand der Adaptronik aus der Sicht der Forschung*. Proceedings Adaptronic Congress, Berlin, 2001.
- [61] Hanselka, H., Breitbach, E., Bein, T., und Krajenski, V.: *Mechatronik/Adaptronik*. Grundwissen des Ingenieurs, Hanser Verlag Leipzig, S. 1019–1060, 2002.
- [62] Hanselka, H., Melz, T., Drossel, W. G., Sporn, D., Schönecker, A., und Poigné, A.: *Vibration control with adaptive structures: MAVO FASPAS project review*. Proceedings of SPIE, Nr. 6173, 2006.
- [63] Hanselka, H., Melz, T., und Nuffer, J.: *Adaptronics - State of the Art and Some Future Challenges*. Proceedings of the ACTUATOR, 12th International Conference on New Actuators, Bremen, S. 47–53, 2010.
- [64] Hanselka, H., Vogl, B., und Mayer, D.: *Active structural acoustic control within the German Adaptronik project*. Smart Materials Bulletin, Nr. 2000(10), S. 5–13, 2000. ISSN 1471-3918.
- [65] Haykin, S.: *Adaptive filter theory*. Prentice-Hall, Inc. Upper Saddle River, NJ, USA, 1996.
- [66] Heiner, G. und Thurner, T.: *Time-triggered architecture for safety-related distributed real-time systems in transportation systems*. FTCS, IEEE Computer Society Press, 1998.
- [67] Herold, S., Mayer, D., und Hanselka, H.: *Transient Simulation of Adaptive Structures*. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, Nr. 15(3), S. 215, 2004.
- [68] Herold, S., Mayer, D., Zhang, C., Stücklschwaiger, W., und Thomann, S.: *Realisation and Test of an Active Engine Mount System for Automotive Applications*. 5th International SNVH - Styrian Noise, Vibration & Harshness Congress, 2008.

- [69] H.G. Haldenwanger und P. Klose: *Schwingungsisolierung und -kompensation durch piezokeramisch aktivierte Motorlagerungen*. ATZ - Automobiltechnische Zeitschrift, Nr. 95(4), S. 174–179, 1993.
- [70] Hillerstrom, G.: *Adaptive suppression of vibrations-a repetitive control approach*. IEEE Transactions on Control Systems Technology, Nr. 4(1), S. 72–78, 1996.
- [71] Hillis, A. J., Harrison, A. J., und Stoten, D. P.: *A comparison of two adaptive algorithms for the control of active engine mounts*. Journal of Sound and Vibration, Nr. 286(1-2), S. 37–54, 2005.
- [72] Hillis, A. J., Neild, S. A., Stoten, D. P., und Harrison, A. J.: *A minimal controller synthesis algorithm for narrow-band applications*. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering, Nr. 219(8), S. 591–607, 2005.
- [73] Holst, M., Eberhard, G., Karkosch, H. J., Marienfeld, P. M., Jungbecker, J., Linkenbach, S., und Rieth, P.: *Adaptive und aktive Fahrwerkklager zur Optimierung von Fahrdynamik und Komfort*. Tagung fahrwerk.tech, München, 2005.
- [74] Hong, S.-R., Choi, S.-B., und Han, M.-S.: *Vibration control of a frame structure using electro-rheological fluid mounts*. International Journal of Mechanical Sciences, Nr. 44(10), S. 2027–2045, 2002. ISSN 0020-7403.
- [75] Huang, X., Elliott, S. J., und Brennan, M. J.: *Active isolation of a flexible structure from base vibration*. Journal of Sound and Vibration, Nr. 263(2), S. 357–376, 2003.
- [76] Hurlebaus, S. und Gaul, L.: *Smart structure dynamics*. Mechanical Systems and Signal Processing, Nr. 20(2), S. 255–281, 2006.
- [77] Ichchou, M. N., Jemai, B., Bellon, L., und Jezequel, L.: *Active rubber mounts by means of piezoelectric actuators, experimental work*. Smart Materials and Structures, Nr. 10(5), S. 1095–1099, 2001.
- [78] Irretier, H.: Grundlagen der Schwingungstechnik 2: Systeme mit mehreren Freiheitsgraden, kontinuierliche Systeme. Vieweg+ Teubner Verlag, 2001.
- [79] Isermann, R., Schwarz, R., und Stolzl, S.: *Fault-tolerant drive-by-wire systems*. IEEE Control Systems Magazine, Nr. 22(5), S. 64–81, 2002.
- [80] Johnson: Digitale Signalverarbeitung. Hanser, 1991.
- [81] Juang, J.: *Robust controller designs for second-order dynamic systems- A virtual passive approach*. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, Nr. 15(5), S. 1192–1198, 1992.
- [82] Kammeyer, K. D. und Kroschel, K.: Digitale Signalverarbeitung. Teubner, 1989.
- [83] Kauba, M., Herold, S., Koch, T., Mayer, D., und Melz, T.: *Design and application of an active vibration control system for a marine engine mount*. Proceedings of the ISMA - International conference on Noise and Vibration Engineering, Leuven, 2008.

- [84] Kauba, M., Herold, S., und Mayer, D.: *Feasibility investigations for a decentralized vibration control concept with embedded control nodes using the Filtered-x-Least-Mean-Squares algorithm*. Proceedings of the IV ECCOMAS Thematic Conference on Smart Structures and Materials, Porto, 2009.
- [85] Kauba, M. und Mayer, D.: *Implementation of a Decentralized Vibration Control System Based On Positive Position Feedback*. Proceedings of the III ECCOMAS Thematic Conference on Smart Structures and Materials, Gdansk, 2007.
- [86] Kauba, M. und Mayer, D.: *Optimization of distributed Positive Position Feedback Controllers*. Proceedings of the Adaptronic Congress, Göttingen, 2007.
- [87] Kauba, M. und Mayer, D.: *Netzwerkbasierete Umsetzung einer verteilten aktiven Schwingungskompensation*. DAGA 2010, 36. Jahrestagung für Akustik, Berlin, 2010.
- [88] Kerber, F., Hurlebaus, S., Beadle, B. M., und Stöbener, U.: *Control concepts for an active vibration isolation system*. Mechanical Systems and Signal Processing, Nr. 21(8), S. 3042–3059, 2007.
- [89] Kollmann, F. G., Angert, R., und Schösser, T. F.: *Praktische Maschinenakustik*. Springer, 2005.
- [90] Kopetz, H., Damm, A., Koza, C., Mulazzani, M., Schwabl, W., Senft, C., und Zainlinger, R.: *Distributed fault-tolerant real-time systems: the Mars approach: Micro, IEEE*. Micro, IEEE, Nr. 9(1), S. 25–40, 1989. ISSN 0272-1732.
- [91] Koubias, S. A. und Papadopoulos, G. D.: *Modern fieldbus communication architectures for real-time industrial applications: Computer Integrated Manufacturing and Industrial Automation*. Computers in Industry, Nr. 26(3), S. 243–252, 1995. ISSN 0166-3615.
- [92] Kowalczyk, K., Karkosch, H. J., Marienfeld, P. M., und Svaricek, F.: *Rapid Control Prototyping of Active Vibration Control Systems in Automotive Applications*. Computer-Aided Control Systems Design, 2006 IEEE International Symposium on, S. 2677–2682, 2006.
- [93] Kowalczyk, K. und Svaricek, F.: *Experimental robustness of FxLMS and disturbance-observer algorithms for active vibration control in automotive application*. Proceedings of the 16th IFAC World Congress. Prag, Juli, 2005.
- [94] Kühnert, C.: *Entwurf einer optimalen Schwingungsregelung für ein multimodales Mehrgrößensystem mit Piezoaktoren*. Diplomarbeit, Fraunhofer LBF und TU Darmstadt, 2007.
- [95] Kuo, S. M.: *Multiple-channel adaptive noise equalizers*. Signals, Systems and Computers, 1995. 1995 Conference Record of the Twenty-Ninth Asilomar Conference on, Nr. 2, 1996.
- [96] Kuo, S. M., Kong, X., Chen, S., und Hao, W.: *Analysis and design of narrowband active noise control systems*. Acoustics, Speech and Signal Processing, 1998. Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on, Nr. 6, 1998.

- [97] Kuo, S. M., Kong, X., und Gan, W. S.: *Applications of adaptive feedback active noise control system*. IEEE Transactions on Control Systems Technology, Nr. 11(2), S. 216–220, 2003.
- [98] Kuo, S. M. und Morgan, D. R.: *Active Noise Control Systems: Algorithms and DSP Implementations*. John Wiley&Sons, Singapore, 1996.
- [99] Kuo, S. M. und Morgan, D. R.: *Active noise control: a tutorial review*. Proceedings of the IEEE, Nr. 87(6), S. 943–973, 1999.
- [100] Kuo, S. M., Tahernehadi, M., und Hao, W.: *Convergence analysis of narrow-band active noise control system*. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, Nr. 46(2), S. 220–223, 1999.
- [101] Lee, C.-W., Lee, Y.-W., und Chung, B.-R.: *Performance test of active engine mount system in passenger car*. Seventh International Congress on Sound and Vibrations, 2000.
- [102] Lin, H. und McInroy, J. E.: *Adaptive sinusoidal disturbance cancellation for precise pointing of Stewart platforms*. IEEE Transactions on Control Systems Technology, Nr. 11(2), S. 267–272, 2003.
- [103] Lunze, J.: *Regelungstechnik 2*. Springer Verlag, 2006.
- [104] Marienfeld, P. M.: *Übersicht über den Serieneinsatz mechatronischer Systeme im Bereich der Aggregatlagerungen*. Tagung Geräusch- und Schwingungskomfort von Kraftfahrzeugen im Haus der Technik, 2006.
- [105] Marneffe, B., Horodinca, M., und Preumont, A.: *Vibration isolation via shunted electromagnetic transducers*. Proceedings of the ISMA - International conference on Noise and Vibration Engineering, Leuven, 2008.
- [106] Matthias, M., Friedmann, A., Koch, T., und Drögemüller, T.: *Active mounts for marine application; the BMBF research project active aggregate mounts to reduce structure vibrations and structure-borne sound transmission*. Proceedings of SPIE, Nr. 6525, S. 65251Z, 2007.
- [107] Mayer, D.: *Regelung und Identifikation aktiver mechanischer Strukturen mit adaptiven digitalen Filtern*. Dissertation, Technische Universität Darmstadt, 2003.
- [108] Mayer, D., Atzrodt, H., und Herold, S.: *Regelung eines dreiachsigen Lagers auf Basis piezoelektrischer Aktoren zur Schwingungsreduktion*. at-Automatisierungstechnik, Nr. 56(3/2008), S. 136–145, 2008.
- [109] Mayer, D., Herold, S., Kauba, M., und Koch, T.: *Approaches for distributed active and passive vibration compensation*. Proceedings of the ISMA - International conference on Noise and Vibration Engineering, Leuven, 2010.
- [110] Mayer, D., Herold, S., Stücklschwaiger, W., Torrez-Torres, J. S. B., und Zhang, C.: *Modeling of an active engine mount system for automotive applications*. Proceedings of the Euronoise, Tampere, 2006.

- [111] Mazeaud, B. und Galland, M. A.: *A multi-channel feedback algorithm for the development of active liners to reduce noise in flow duct applications*. Mechanical Systems and Signal Processing, Nr. 21(7), S. 2880–2899, 2007.
- [112] Micheau, P., Leboucher, E., und Berry, A.: *Implementation of decentralized active control of power transformer noise*. 1er Forum Européen sur les matériaux et dispositifs insonorisants, 2001.
- [113] Mildenberger, O.: Entwurf analoger und digitaler Filter. Vieweg Braunschweig, 1992.
- [114] Moschytz, G. S. und Hofbauer, M.: Adaptive Filter. Springer, 2000.
- [115] Nallabolu, S. P. und Kuo, S. M.: *Analysis of Frequency Synthesis Error in Narrowband Feedforward Active Noise Control Systems*. Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE, 2008.
- [116] Nelson, P. A. und Elliott, S. J.: Active control of sound. Academic Press London, 1993.
- [117] Nelson, P. A., Hamada, H., und Elliott, S. J.: *Adaptive inverse filters for stereophonic sound reproduction*. Signal Processing, IEEE Transactions on [see also Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on], Nr. 40(7), S. 1621–1632, 1992.
- [118] Nguyen, V. Q., Choi, S. M., Han, Y. M., Choi, S. B., und Moon, S. J.: *The design of a piezostack-based active mount and application to a vibration control system*. Smart Materials and Structures, Nr. 17(6), 2008.
- [119] Nijssen, G., Verhaegen, M., de Schutter, B., Westwick, D., und Doelman, N.: *State space modeling in multichannel active control systems*. ACTIVE 99: The 1999 International Symposium on Active Control of Sound and Vibration, 1999.
- [120] Oppenheim, A. V., Schaffer, R. W., und Buck: *Zeitdiskrete Signalverarbeitung*. Pearson Education, 2004.
- [121] Orosz, G., Sujbert, L., und Péceli, G.: *Testbed for Wireless Adaptive Signal Processing Systems*. Instrumentation and Measurement Technology Conference – IMTC, Warsaw, 2007.
- [122] Paschedag, J. und Schwarz, J. L.: *Application of Feedforward Structures for Isolation of Car Engine Vibration*. The Thirteenth International Congress on Sound and Vibration, Vienna, 2006.
- [123] Pawelczyk, M.: *Adaptive noise control algorithms for active headrest system*. Control Engineering Practice, Nr. 12(9), S. 1101–1112, 2004.
- [124] Peeters, B.: *System identification and damage detection in civil engineering*. Katholieke Universiteit Leuven, Faculteit Toegepaste Wetenschappen Arenbergkasteel, B-3001 Herlee (Belgium), 2000.

- [125] Pierre de Man und André Preumont: *Hybrid feedback-feedforward control for vibration suppression*. Journal of Structural Control, Nr. 3(1-2), S. 33–44, 1996. ISSN 1538-523X.
- [126] Poh, S. und Baz, A.: *Active Control of a Flexible Structure Using a Modal Positive Position Feedback Controller*. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, Nr. 1(3), S. 273–288, 1990.
- [127] Poledna, S. und Kroiss G.: *TTP: Drive-by-wire in greifbarer Nähe*. Elektronik, Nr. 14, S. 36–43, 1999.
- [128] Preumont, A.: *Vibration Control of Active Structures: An Introduction*. Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [129] Preumont, A., Francois, A., Bossens, F., und Abu-Hanieh, A.: *Force feedback versus acceleration feedback in active vibration isolation*. Journal of Sound and Vibration, Nr. 257(4), S. 605–613, 2002.
- [130] Rao, M. D.: *Recent applications of viscoelastic damping for noise control in automobiles and commercial airplanes: 2001 India-USA Symposium on Emerging Trends in Vibration and Noise Engineering*. Journal of Sound and Vibration, Nr. 262(3), S. 457–474, 2003.
- [131] Riley, B. und Bodie, M.: *An adaptive strategy for vehicle vibration and noise cancellation: Aerospace and Electronics Conference, 1996. NAECON 1996., Proceedings of the IEEE 1996 National*. Aerospace and Electronics Conference, 1996. NAECON 1996., Proceedings of the IEEE 1996 National, Nr. 2, S. 836–843 vol.2, 1996.
- [132] Robertz, S. G., Nilsson, K., Henriksson, R., und Blomdell, A.: *Industrial robot motion control with real-time Java and EtherCAT: Emerging Technologies and Factory Automation, 2007. ETFA. IEEE Conference on*. Emerging Technologies and Factory Automation, 2007. ETFA. IEEE Conference on, S. 1453–1456, 2007.
- [133] Sandell, N., JR., Varaiya, P., Athans, M., und Safonov, M.: *Survey of decentralized control methods for large scale systems: Automatic Control, IEEE Transactions on*. Automatic Control, IEEE Transactions on, Nr. 23(2), S. 108–128, 1978. ISSN 0018-9286.
- [134] Seba, B., Nedeljkovic, N., Paschedag, J., und Lohmann, B.: *H[infinity] Feedback control and Fx-LMS feedforward control for car engine vibration attenuation*. Applied Acoustics, Nr. 66(3), S. 277–296, 2005. ISSN 0003-682X.
- [135] Serrand, M. und Elliott, S. J.: *Multichannel feedback control for the isolation of base-excited vibration*. Journal of Sound and Vibration, Nr. 234(4), S. 681–704, 2000.
- [136] Sievers, L. A. und von Flotow, A. H.: *Comparison and extensions of control methods for narrow-band disturbance rejection*. Signal Processing, IEEE Transactions on [see also Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on], Nr. 40(10), S. 2377–2391, 1992.

- [137] Sim, E. und Lee, S.: *Active vibration control of flexible structures with acceleration or combined feedback*. AIAA/ASME/ASCE/AHS/ASC Structures, Structural Dynamics, and Materials Conference, 32 nd, Baltimore, MD, 1991.
- [138] Sommerfeldt, S. D. und Tichy, J.: *Adaptive control of a two stage vibration isolation mount*. The Journal of the Acoustical Society of America, Nr. 88, S. 938, 1990.
- [139] Song, Y., Gong, Y., und Kuo, S. M.: *A robust hybrid feedback active noise cancellation headset*. IEEE Transactions on speech and audio processing, Nr. 13(4), S. 607, 2005.
- [140] Spencer, B. F., JR. und Nagarajaiah, S.: *State of the Art of Structural Control*. J. Struct. Engrg., Nr. 129(7), S. 845–856, 2003/07/00/.
- [141] Stallaert, B., Pinte, G., Devos, S., Symens, W., Swevers, J., und Sas, P.: *Filtered-X LMS vs repetitive control for active structural acoustic control of periodic disturbances*. Proceedings of the ISMA - International conference on Noise and Vibration Engineering, Leuven, 2008.
- [142] Sun, Y. und El-Farra, N. H.: *Quasi-decentralized model-based networked control of process systems: Networked and Complex Systems S.I. - Control of Networked and Complex Process Systems*. Computers & Chemical Engineering, Nr. 32(9), S. 2016–2029, 2008. ISSN 0098-1354.
- [143] Thomaier, M., Mayer, D., Melz, T., Herold, S., Atzrodt, H., und Klein, C.: *An Approach to Reduce Cost and Size of Active Mounts for Automobile Applications*. Actuator, 2006.
- [144] Tietze, U. und Schenk, C.: Halbleiterschaltungstechnik. Springer, 2002.
- [145] Turner, C. S.: *Recursive discrete-time sinusoidal oscillators*. IEEE Signal Processing Magazine, Nr. 20(3), S. 103–111, 2003.
- [146] Unbehauen, H.: Regelungstechnik II. Springer, 1997.
- [147] Unbehauen, H.: Regelungstechnik I. Springer, 2008.
- [148] van der Poel, G. W., van Dijk, J., Jonker, J. B., und Soemers, H.: *Control design for hard mount vibration isolation in high-precision machinery*. Proceedings of the Thirteenth International Congress on Sound and Vibration (ICSV13), Ed. J. Eberhardsteiner, HA Mang, H. Waubke, 2006.
- [149] van Overschee, P. und de Moor, B.: *N4SID: Subspace algorithms for the identification of combined deterministic-stochastic systems*. Automatica-Oxford, Nr. 30, S. 75–75, 1994.
- [150] van Veen, B. D., Leblond, O., Mani, V. P., und Sebald, D. J.: *Distributed adaptive algorithms for large dimensional MIMO systems*. Signal Processing, IEEE Transactions on, Nr. 48(4), S. 1076–1085, 2000.
- [151] Varga, A.: *Efficient minimal realization procedure based on balancing*. Prepr. of IMACS Symp. on Modelling and Control of Technological Systems, Nr. 2, 1991.

- [152] Vipperman, J. S., Burdisso, R. A., und Fuller, C. R.: *Active control of broadband structural vibration using the adaptive LMS algorithm*. The Journal of the Acoustical Society of America, Nr. 90, S. 2271, 1991.
- [153] Wahlberg, B.: *System identification using Laguerre models: Automatic Control, IEEE Transactions on*. Automatic Control, IEEE Transactions on, Nr. 36(5), S. 551–562, 1991. ISSN 0018-9286.
- [154] Wesselink, J. M., Berkhoff, A. P., Laanstra, G. J., und Kuipers, H.: *Implementation issues of a high-speed distributed multi-channel ADDA system*. International Workshop on Acoustic Echo and Noise Control IWAENC, 2005.
- [155] Weyer, T., Herold, S., Kryjenski, V., und Mayer, D.: *Modellierung und Regelung adaptronischer Systeme*. Adaptronic Congress, 2003.
- [156] Widrow, B.: *Aspects of network and system theory*. Adaptive Filters, S. 563–587, 1971.
- [157] Widrow, B., Glover, J. R., JR., McCool, J. M., Kaunitz, J., Williams, C. S., Hearn, R. H., Zeidler, J. R., Eugene Dong JR., und Goodlin, R. C.: *Adaptive noise cancelling: Principles and applications: Proceedings of the IEEE*. Proceedings of the IEEE, Nr. 63(12), S. 1692–1716, 1975.
- [158] Widrow, B. und Hoff, M. E.: *Adaptive switching circuits*. IRE WESCON Convention Record, 1960.
- [159] Widrow, B., McCool, J. M., Larimore, M. G., und Johnson Jr, C. R.: *Stationary and nonstationary learning characteristics of the LMS adaptive filter*. Proceedings of the IEEE, Nr. 64(8), S. 1151–1162, 1976.
- [160] Widrow, B. und Stearns, S. D.: *Adaptive signal processing*. Prentice-Hall, Inc. Upper Saddle River, NJ, USA, 1985.
- [161] Widrow, B. und Walach, E.: *Adaptive Inverse Control*, 1996.
- [162] Winberg, M., Lagö, T. L., und Ronneby, S.: *Inertial Mass Active Mounts Used in a Marine Application*. The Adaptronic Congress 99, 1999.
- [163] Wu, B. und Bodson, M.: *Multi-channel active noise control for periodic sources - indirect approach*. Automatica, Nr. 40(2), S. 203–212, 2004.
- [164] Yang, F., Gupta, A., und Kuo, S. M.: *Analysis of narrowband active noise and vibration control systems using parallel adaptive notch filters*. Journal of Vibration and Control, Nr. 14(7), S. 931, 2008.
- [165] Yang, J., Suematsu, Y., und Kang, Z.: *Two-degree-of-freedom controller to reduce the vibration of vehicle engine-body system*. Control Systems Technology, IEEE Transactions on, Nr. 9(2), S. 295–304, 2001.
- [166] Yu, Y., Naganathan, N. G., und Dukkupati, R. V.: *A literature review of automotive vehicle engine mounting systems*. Mechanism and Machine Theory, Nr. 36(1), S. 123–142, 2001. ISSN 0094-114X.

-
- [167] Zalewski, J., Trawczynski, D., Sosnowski, J., Kornecki, A., und Sniezek, M.: *Safety Issues in Avionics and Automotive Databases*. IFAC World Congress, Prague Czech Republic, 2005.
- [168] Ziegler Jr, E.: *Selective active cancellation system for repetitive phenomena*. WO Patent WO/1990/002, 380, 1990.

Lebenslauf

Name	Michael Kauba
Geburtstag	4. Juli 1976
Geburtsort	Kassel
Berufstätigkeit	
09/2005 - heute	Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fraunhofer Institut LBF in Darmstadt
04/2005 - 08/2005	Entwicklungsingenieur Restek AG, Fuldabrück
07/1999 - 09/1999	Facharbeiter B. Braun Melsungen AG
Studium	
10/1999 - 03/2005	Universität Kassel, Studium der Elektrotechnik, Fachrichtung Nachrichtentechnik
12/2004 - 03/2005	Abschluss Dipl.-Ing., Diplomarbeit: „Entwicklung einer elektronischen Frequenzweiche für NF auf Basis eines DSP's“
08/2003 - 12/2003	Abschluss Dipl.-Ing. (FH), Diplomarbeit: „Implementierung einer LIN-Bus Schnittstelle“
Praktika	
01/2004 - 03/2005	Entwicklungsabteilung Restek AG, Fuldabrück
01/2004 - 03/2004	Universität Kassel, Fachgebiet Fahrzeugsysteme
02/2002 - 03/2003	Werkstudent Entwicklungsabteilung Restek AG, Fuldabrück
10/2001 - 01/2002	Betriebspraktikum Restek AG, Fuldabrück
Schule, Berufsausbildung	
08/1996 - 06/1999	Kommunikationselektroniker Fachrichtung Informationstechnik, B. Braun Melsungen AG
06/1995	Abitur, Albert-Schweitzer-Schule Kassel

