

Technische Universität München

Lehrstuhl für Angewandte Mechanik

**Modellbasierte Regelung
elektromagnetischer Aktoren für
Störgeräuschprüfstände**

Ulrich R. Koch

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Maschinenwesen der
Technischen Universität München zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktor-Ingenieurs

genehmigten Dissertation.

Vorsitzender:

Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Boris Lohmann

Prüfer der Dissertation:

1. Univ.-Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. Heinz Ulbrich
2. Univ.-Prof. Dr.-Ing. Bernd Heißing (i. R.)

Die Dissertation wurde am 10.02.2011 bei der Technischen Universität München
eingereicht und durch die Fakultät für Maschinenwesen am 11.07.2011 angenommen.

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit in der Abteilung *Akustik, Komfort und Werterhalt* der BMW Group in enger Kooperation mit dem Lehrstuhl für Angewandte Mechanik der Technischen Universität München.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. Heinz Ulbrich, dem Leiter des Lehrstuhls für Angewandte Mechanik, für die wohlwollende Förderung, das in meine Arbeit gesetzte Vertrauen und die Schaffung idealer Rahmenbedingungen für eine Promotion mit Industriebezug. Seine fachliche Unterstützung und die Definition der thematischen Schwerpunkte ohne einhergehende Einengung der nötigen Freiräume ermöglichten das Gelingen dieser Arbeit.

Bei Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. Bernd Heißing (i. R.) bedanke ich mich für die Übernahme des Zweitgutachtens. Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Boris Lohmann gilt mein Dank für die Übernahme des Prüfungsvorsitzes.

In besonderem Maße danke ich Herrn Franz Eichenseer für seine Unterstützung und die Betreuung meiner Arbeit seitens der BMW Group. Er gab wichtige Impulse und Inspiration vor einem anwendungsorientierten Hintergrund und gewährleistete eine optimale Einbindung ins Unternehmen.

Einen wichtigen Beitrag zur erfolgreichen Durchführung der vorliegenden Arbeit leisteten meine Kollegen. Insbesondere gilt mein Dank Herrn Daniel Wiedemann für sein unermüdliches Engagement für das gemeinsame Projekt, die anregenden Diskussionen und die angenehme Zeit als Zimmerkollegen. Auch möchte ich ihm für die sorgfältige und zugleich zügige Korrektur meiner Arbeit danken. Des Weiteren gilt mein Dank Herrn Dr.-Ing. Marcus Herrmann für seinen wesentlichen Beitrag zum Initiieren des Projektes und seine Unterstützung während meiner Einarbeitungsphase. Herrn Georg Mayr danke ich für seine verlässliche Hilfe in allen Aspekten der Elektronik und Messtechnik.

Dem gesamten Team des Analysezentrums im BMW Werk München danke ich für die Hilfe beim Aufbau und Betrieb des Shakerprüfstandes und die geduldige Priorisierung meiner Versuche.

Herzlich bedanke ich mich bei meiner Freundin Sarah für ihr Verständnis gerade in der Endspurtphase der Arbeit, für ihren Mut und ihre Liebe. Schließlich gilt ein besonderer Dank meinen Eltern für ihr stetes Vertrauen und ihre Unterstützung.

München, im Juli 2011

Ulrich Koch

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Störgeräusche im Automobil	1
1.2	Störgeräuschanalyse in der Praxis	2
1.2.1	Komponentenanalyse	3
1.2.2	Gesamtfahrzeuganalyse	5
1.3	Ziele und Struktur der Arbeit	8
2	Grundlagen der Signalverarbeitung, Modellbildung und Regelung	11
2.1	Signalverarbeitung	11
2.1.1	Frequenzbereich	12
2.1.2	Zeitbereich	13
2.1.3	Filter	16
2.1.4	Fehlermaße	20
2.2	Systemidentifikation	25
2.3	Einfache Regler	27
2.4	Der Zustandsraum	28
2.4.1	Systemtheorie und Modellbildung	28
2.4.2	Zustandsregler	30
2.4.3	Zustandsbeobachter	31
2.4.4	<i>Tracking Error Estimation</i>	34
2.5	Systemkompensation durch Invertierung	35
3	Aktoren und Prüfprofile für die Störgeräuschanalyse	41
3.1	Aktoren	41
3.1.1	Hydraulische Aktoren	42
3.1.2	Elektrodynamische Aktoren	43
3.1.3	Elektromagnetischer Aktor EMAC ² -6	46
3.2	Prüfprofile	53
3.2.1	Periodische Signale	53
3.2.2	Rauschprofile	54
4	Anregung von Komponenten	57
4.1	Prüfstand mit elektrodynamischem Aktor	57
4.2	Prüfstand mit elektromagnetischem Aktor	59
4.2.1	Aufbau	59
4.2.2	Stabilisierende Regelung	60
4.2.3	<i>Online</i> -Systemkompensation	62

5	Gesamtfahrzeuganregung mit Hydropulsanlagen	70
5.1	Regelung	70
5.1.1	PID-Echtzeitregelung	71
5.1.2	<i>Offline</i> -Systemkompensation	72
5.2	Fahrzeugunabhängige <i>Drive-Files</i> : Referenzprofile	73
5.2.1	Motivation und Ansatz	73
5.2.2	Straßensimulation auf Hydropulsanlagen	75
5.2.3	Anlageneinflüsse	79
5.2.4	Fahrzeugeinflüsse	80
5.2.5	Referenzprofilerstellung, Übertragbarkeit zwischen Hydropuls- anlagen	86
6	Gesamtfahrzeuganregung mit elektromagnetischen Aktoren	89
6.1	Anlagenaufbau	90
6.1.1	Mechanischer Aufbau	90
6.1.2	Architektur	92
6.2	Kopplungen im Shakerprüfstand	93
6.3	Berücksichtigung der Kopplungen im Regler	96
6.4	Mehrgrößenregelung	98
6.4.1	Systemmodellierung	99
6.4.2	Zustandsregelung	105
6.5	Nachfahren von Trajektorien	113
6.5.1	Systemidentifikation für TWR	114
6.5.2	Quadratische TWR	115
6.5.3	Rechteckige TWR	119
6.5.4	Nachfahren von synthetischen Profilen	121
6.6	Kraftregelung	128
6.7	Zwei- und Drei-Shaker-Konfigurationen	129
6.8	Ausblick: mechanische Aktorstabilisierung	130
7	Vergleich von Hydropuls- und Shakeranlage	133
7.1	Realitätsgrade der Straßensimulation	135
7.2	Verwindung	139
7.3	Profile und Erstellung	144
7.4	Prüfstandskosten	145
7.5	Einsatzgebiete und Empfehlungen	146
7.5.1	Entwicklungsbereich	146
7.5.2	Produktionsbereich	147
8	Zusammenfassung und Ausblick	149
8.1	Zusammenfassung	149
8.2	Ausblick	152
A	Anhang	153
	Literatur	184

Abkürzungen und Formelzeichen

Abkürzungen

AD	Analog-Digital
AIC	<i>Adaptive Inverse Control</i> (Adaptive invertierende Regelung)
ANC	<i>Active Noise Control</i> (Aktive Schwingungsregelung)
BMW	Bayerische Motorenwerke
BS	Bremssattel
BSR	<i>Buzz, Squeak and Rattle</i> (Schwirren, Knarzen und Klappern)
CAD	<i>Computer Aided Design</i> (Rechnergestütztes Konstruieren)
CAN	<i>Controller Area Network</i> (Asynchrones, serielles Bussystem)
CL	<i>Closed Loop</i> (Geschlossener Regelkreis)
CREST	<i>Combined Road and Environmental Simulation Test</i> (Hydropulsanlage mit überlagerter Klimakammer und Sonnensimulation)
DFT	Digitale FOURIER-Transformation
DKA	Direkte Karosserieanregung
DMS	Dehnmess-Streifen
DOF	<i>Degrees Of Freedom</i> (Freiheitsgrade)
DSP	Digitaler Signalprozessor

DTM	<i>Dyadic Transfer Function Matrix</i> (Dyadische Übertragungsfunktionsmatrizen)
EMAc ² 6	<i>ElectroMagnetic Actuator for components and cars - 6 kN</i>
FεLMS	<i>Filtered-Error Least Mean Squares</i>
FFT	<i>Fast FOURIER Transform</i> (Schnelle FOURIER-Transformation)
FIR	<i>Finite Impulse Response</i> (Endliche Impulsantwort)
FRD	<i>Frequency Response Data</i> (Frequenzgang)
FT	FOURIER-Transformation
FxLMS	<i>Filtered-x Least Mean Squares</i>
GUI	<i>Graphical User Interface</i> (Graphische Bedienoberfläche)
HL	Hinten links
HP	Hydropulser
HR	Hinten rechts
I-Tafel	Instrumententafel
ICP	<i>Integrated circuit piezoelectric</i> ® (Handelsmarke für piezoelektrische Sensoren der PCB GROUP, INC.)
IFFT	<i>Inverse Fast FOURIER-Transform</i>
IIR	<i>Infinite Impulse Response</i> (Unendliche Impulsantwort)
ILC	<i>Iterative Learning Control</i> (Iterativ lernende Regelung)
KSF●	Feines Kopfsteinpflasterprofil, ● km/h Fahrgeschwindigkeit
KSG●	Grobes Kopfsteinpflasterprofil, ● km/h Fahrgeschwindigkeit
LKW	Lastkraftwagen
LMS	<i>Least Mean Squares</i> (Kleinstes quadratisches Mittel)

LQE	<i>Linear Quadratic Estimator</i> (Linear-quadratischer Beobachter)
LQG	<i>Linear Quadratic GAUSSian</i> (Linear-quadratisch GAUSSsche)
LQR	<i>Linear Quadratic Regulator</i> (Linear-quadratische Regelung)
LTI	<i>Linear Time-Invariant</i> (Linear zeitinvariant)
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output-</i> (Mehrgrößen-)
MKS	Mehrkörpersimulation
MW	Mittelwert (arithmetisches Mittel)
NVH	<i>Noise, Vibration and Harshness</i> (Geräusche, Vibrationen und Härte)
OEM	<i>Original Equipment Manufacturer</i> (In der Automobilindustrie: Hersteller von Automobilen, im Gegensatz zu Zulieferern)
PID	Proportional Integral Differential
PKW	Personenkraftwagen
PSD	<i>Power Spectral Density</i> (Leistungsdichtespektrum)
PWM	Pulsweitenmodulation
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Effektivwert)
RVC	<i>Random Vibration Control</i> (Vibrationsanregung mit stochastischen Signalen)
SISO	<i>Single Input Single Output-</i> (Eingrößen-)
SVD	<i>Singular Value Decomposition</i> (Singulärwertzerlegung)
TEE	<i>Tracking Error Estimation</i> (Folgefehlerschätzung)
TF	<i>Transfer Function</i> (Übertragungsfunktion)

TWR	<i>Time Waveform Replication</i> (Zeitsignalreproduktion)
VL	Vorne links
VR	Vorne rechts
WCP	<i>Worst-Case</i> -Profile
WHA	Wagenheberaufnahme

Formelzeichen

α_{KFZ}	Wankwinkel des Fahrzeugs
Δf	Stützstellendichte
\dot{f}_{swp}	Sweeprate eines Sinus- <i>Sweeps</i>
\hat{a}_{swp}	Beschleunigungsamplitude während eines Sinus- <i>Sweeps</i>
\hat{z}_{swp}	Positionsamplitude während eines Sinus- <i>Sweeps</i>
κ	Elektrische Leitfähigkeit
κ	Koppelfaktor
μ	Permeabilität
Ω_{KFZ}	Wankgeschwindigkeit des Fahrzeugs
ω_{KFZ}	Nickgeschwindigkeit des Fahrzeugs
ω_{res}	Resonanzfrequenz [rad/s]
\overline{e}_{PSD}	PSD-Fehler, über mehrere Sensoren gemittelt
\overline{e}_{RMS}	RMS-Fehler, über mehrere Sensoren gemittelt
Φ	Magnetischer Fluss
φ_{KFZ}	Nickwinkel des Fahrzeugs
A	Systemmatrix eines Zustandsraummodells
B	Steuermatrix / Eingangsmatrix eines Zustandsraummodells
C	Messmatrix / Ausgangsmatrix eines Zustandsraummodells
D	Durchgriffmatrix eines Zustandsraummodells

I	Einheitsmatrix
L	Beobachtermatrix
Q_{LQR}	Gewichtungsmatrix der Stellgrößen im LQR-Entwurf
R_{LQR}	Gewichtungsmatrix der Zustände im LQR-Entwurf
R	Regelmatrix des Zustandsreglers
S_c	Steuerbarkeitsmatrix
S_o	Beobachtbarkeitsmatrix
T_{bal}	Transformationsmatrix für bessere Konditionierung
\tilde{R}_{xy}	Normierte Kreuzkorrelation der Signale $x(t)$ und $y(t)$
ζ	LEHRsches Dämpfungsmaß
$a_{BS\bullet}$	Beschleunigung von Bremsattel •
$a_{KFZ_DA\bullet}$	Beschleunigung Ecke • Dach
$a_{KFZ_UB\bullet}$	Beschleunigung Ecke • Unterboden
$a_{KFZ_WHA\bullet}$	Beschleunigung Ecke • Wagenheberaufnahme
a_{KFZ}	Vertikale Beschleunigung des Fahrzeugs
$a_{Sh\bullet}$	Beschleunigung Stellachse Shaker •
a_{swp}	Beschleunigungsverlauf während eines Sinus- <i>Sweeps</i>
c_{KFZ_h}	Federkonstante des Fahrwerks hinten
c_{KFZ_v}	Federkonstante des Fahrwerks vorne
$c_{Sh_mag\bullet}$	Magnetische Federsteifigkeit von Shaker •
$c_{Sh_mech\bullet}$	Mechanische Federsteifigkeit von Shaker •
$c_{Sh\bullet}$	Summenfedersteifigkeit von Shaker •
c_{WHA}	Steifigkeit der Wagenheberaufnahme
d_x	Relativbewegung in x -Richtung
d_y	Relativbewegung in y -Richtung
d_z	Relativbewegung in z -Richtung
d_{KFZ_h}	Dämpfungskonstante des Fahrwerks hinten
d_{KFZ_v}	Dämpfungskonstante des Fahrwerks vorne

d_{WHA_UB}	Zusatzdämpfung der Wagenheberaufnahme
d_{WHA}	Dämpfung der Wagenheberaufnahme
e	Fehler
e_r	Abweichung von der Referenz r
e_{PSD}	PSD-Fehler (Berechnung im Frequenzbereich)
e_{RMS}	RMS-Fehler (Berechnung im Zeitbereich)
f_s	Abtastfrequenz
$f_{a,swp}$	Startfrequenz eines Sinus- <i>Sweeps</i>
$f_{e,swp}$	Endfrequenz eines Sinus- <i>Sweeps</i>
$F_{FW\bullet}$	Kräfte auf die Karosserie an Federbein \bullet , eingeleitet durch das Fahrwerk
F_L	Lorentzkraft
F_p	Druckkraft
f_{res}	Resonanzfrequenz [Hz]
F_{re}	Reluktanzkraft
$F_{Sh\bullet}$	Axialkraft Shaker \bullet
f_{swp}	Frequenz während eines Sinus- <i>Sweeps</i>
$F_{WHA\bullet}$	Kräfte auf die Karosserie an Wagenheberaufnahme \bullet
G_c	Geregeltes System
$H(f)$	Frequenzgang
$i_{Sh\bullet}$	Strom durch Shaker \bullet
J_Ω	Massenträgheitsmoment des Fahrzeugs um die x -Achse (Wankträgheit)
J_ω	Massenträgheitsmoment des Fahrzeugs um die y -Achse (Nickträgheit)
k	Lernkonstante bzw. <i>Drive</i> -Faktor
$k_{fi_Sh\bullet}$	Kraft-Strom-Faktor von Shaker \bullet
L_1	Abstand Fahrzeugschwerpunkt zu vorderen Wagenheberaufnahmen in x -Richtung

L_2	Abstand Fahrzeugschwerpunkt zu hinteren Wagenheberaufnahmen in x -Richtung
L_w	Abstand Fahrzeugschwerpunkt zu Wagenheberaufnahmen in y -Richtung
$L_{Sh\bullet}$	Spuleninduktivität von Shaker \bullet
L_{T1}	Abstand WHA vorne zu Federbeindom vorne in x -Richtung
L_{T2}	Abstand WHA hinten zu Federbeindom hinten in x -Richtung
L_{UB1}	Abstand Fahrzeugschwerpunkt zu den vorderen Ecken Unterboden in x -Richtung
L_{UB2}	Abstand Fahrzeugschwerpunkt zu den hinteren Ecken Unterboden in x -Richtung
m_{equ}	Äquivalente Masse
m_{KFZ}	Fahrzeugmasse
$m_{Sh\bullet}$	Bewegte Masse von Shaker \bullet
P_{xx}	(Auto-)Leistungsdichtespektrum des Signals $x(t)$
P_{xy}	Kreuzleistungsdichtespektrum der Signale $x(t)$ und $y(t)$
R	Elektrischer Widerstand
r	Referenzsignal
R_{mag}	Reluktanz
$R_{Sh\bullet}$	OHMScher Spulenwiderstand von Shaker \bullet
R_{xx}	Autokorrelation des Signals $x(t)$
R_{xy}	Kreuzkorrelation der Signale $x(t)$ und $y(t)$
T_s	Abtastrate
$t_{e,swp}$	Dauer eines Sinus- <i>Sweeps</i>
$T_{Sh\bullet}$	Magnetische Zeitkonstante von Shaker \bullet
$U_{Stell\bullet}$	Stellspannung, die auf den Aktor \bullet gegeben wird
$v_{FW\bullet}$	Vertikalgeschwindigkeit Federbeindom \bullet
V_{mag}	Magnetische Spannung
$v_{Sh\bullet}$	Geschwindigkeit Stellachse Shaker \bullet

v_{WHA} •	Vertikalgeschwindigkeit Wagenheberaufnahme •
w •	Reglereingang •
x	Im fahrzeugfesten Koordinatensystem: Längsrichtung
x_{CR}	<i>Crest</i> -Faktor eines Signales x
y	Im fahrzeugfesten Koordinatensystem: Querrichtung
z	Im fahrzeugfesten Koordinatensystem: Vertikale Richtung
z^{-n}	Verzögerung (Totzeit) n-ter Ordnung
z_{FW} •	Vertikale Ortskoordinate Federbeindom •
z_{KFZ}	Hub Fahrzeug
z_{Sh} •	Position Stellachse Shaker •
z_{swp}	Positionsverlauf während eines Sinus- <i>Sweeps</i>
z_{WHA} •	Vertikale Ortskoordinate Wagenheberaufnahme •

1 Einleitung

1.1 Störgeräusche im Automobil

Störgeräusche im Automobilbereich umfassen alle im Fahrzeuginnenraum als störend wahrgenommenen Geräusche, die nicht durch die Betätigung von Komponenten verursacht werden oder in der Funktion des Fahrzeugs bedingt sind. Sitzverstellgeräusche oder das Geräusch von Scheibenwischerantrieben etwa werden dagegen den *Funktionsgeräuschen* zugeordnet. Wind-, Antriebs- und Rollgeräusche zählen ebenfalls nicht in die Kategorie der Störgeräusche, sondern können im Gegenteil kaschierende Wirkung haben. In modernen Fahrzeugen führen ihre Abschwächung und verbesserte Passivakustikmaßnahmen jedoch zu einer reduzierten Maskierungskulisse und damit zu einer verstärkten Hörbarkeit von Störgeräuschen [80]. Geräuscharme Antriebskonzepte, z. B. in Form von Elektromobilität, bestärken diesen Trend [6]. Aufgrund dieser Entwicklungen rücken Störgeräusche und Präventionsmaßnahmen zunehmend in den Fokus von Automobilherstellern.

Störgeräusche beeinträchtigen die wahrgenommene Fahrzeugqualität - dies spiegelt sich in der abwertenden Bezeichnung „Klapperkiste“ wieder. Es sollte möglichst jedes vom Kunden wahrnehmbare Störgeräusch vermieden werden, da es unabhängig von seiner Lautstärke als lästig empfunden wird [80, 108]. Es gibt verschiedene Störgeräuschtypen, deren Bezeichnungen oftmals *onomatopoetischer* (d. h. lautmalerischer) Natur sind. In [142] wird eine Unterteilung in drei Ursachengruppen und fünf Störgeräuscharten vorgenommen:

- Störgeräusche durch Anschläge
 - Klappern
 - Schwirren
- Störgeräusche durch *Stick-Slip*-Effekte (Übergang von Haft- zu Gleitreibung)
 - Knarzen
 - Knacken
 - Quietschen
- Sonstige

Die aufgrund ihrer Häufigkeit relevantesten Störgeräusche sind Klappern und Knarzen. **Klappern** entsteht durch das periodische Anschläge zweier schwingender Kontaktpartner. Als vereinfachtes Modell hierfür kann ein in einem Rahmen aufgehängter Einmassenschwinger [106] oder ein gedämpfter, linearer Zwei-Einmassenschwinger [80, 142] dienen. Die höchsten Schwingamplituden und somit das höchste

Klapperrisiko treten bei den jeweiligen Resonanzfrequenzen der beiden Kontaktpartner auf. Typische Problemstellen im Fahrzeuginnenraum sind etwa der Handschuhkasten oder das Schiebepanoramadach. Es gibt verschiedene Maßnahmen, um Klappern zu minimieren oder beseitigen:

- Verringerung der Schwingamplituden
 - Minimierung der Anregung der involvierten Bauteile (z. B. durch Eingriffe am Fahrwerk oder Versteifung der Karosse [61, 105])
 - Verschieben der Resonanzfrequenzen von Bauteilen (z. B. durch Versteifungsrippen oder geänderte Anbindungen)
 - Erhöhen der Dämpfung der Komponentenschwingung
- Optimierung der anschlagenden Materialoberflächen

Je nach konkretem Problemfall und Ursachen sind oft auch Individuallösungen zielführend.

Knarzen beruht auf der Relativbewegung zweier im Kontakt befindlicher Reibpartner. Tritt hierbei ein *Stick-Slip*-Effekt auf, kann es zu Knarzgeräuschen kommen. Die beim Losreißen der Oberflächen freiwerdende Energie wird in Form von Schallwellen abgegeben. Türdichtungen sind typische knarzkritische Elemente im Automobil, da es bei einer Verwindung des Fahrzeugs zu einer Relativbewegung zwischen Türen und Rahmen kommen kann [60]. Es gibt verschiedene Maßnahmen gegen Knarzen, unter anderem:

- Minderung der Relativbewegung (z. B. durch Versteifungen [96])
- Verringerung der Geräusentstehung bei gegebener Relativbewegung
 - Auswahl unkritischer Materialpaarungen
 - Minderung der Anpresskraft
 - Aufbringen von speziellen Antiknarzlacken
 - Narbung der Oberflächen [47]

1.2 Störgeräuschanalyse in der Praxis

Mittlerweile hat sich bei vielen Automobilherstellern ein fester Prozess zur Störgeräuschvermeidung in allen Entwicklungs- und Lebensphasen des Automobils etabliert [38, 51]. Im Wesentlichen lassen sich dabei drei (nicht streng sequentielle) Phasen unterscheiden:

1. Virtuelle Analysen
2. Komponentenanalysen
3. Gesamtfahrzeuganalysen

Bereits in frühen Entwicklungsphasen helfen **virtuelle**, am Computer durchgeführte Analysen dabei, kritische Arrangements und Bauteilgruppen ausfindig zu machen. Mit einfachen, CAD-basierten Systemen können statische Kontaktstellenanalysen durchgeführt werden. Auf Basis von Oberflächenhärten, Bauteilabständen und Verbindungseigenschaften wird dabei das Störgeräuschrisko von Kontaktstellen bewertet [81]. Weil dabei Anregung und dynamisches Verhalten der Bauteile unberücksichtigt bleiben, ist mit diesen Verfahren nur eine eingeschränkte Aussage zur Störgeräuschwahrscheinlichkeit möglich. *Finite-Elemente*-Methoden sollen in Zukunft das Schwingverhalten mit berücksichtigen [9,20,25,70,84,89,127]. Anhand einfacher Aufbauten (Stößel-Platte-Kontakt [34] oder Balken-Platte-Kontakt [115]) wird zudem versucht, die Störgeräuschabstrahlung analytisch zu beschreiben. Diese Anwendungen sind allerdings bisher eher forschungsnah oder allenfalls analyseunterstützend, und werden auf absehbare Zeit die physische Prüfung an Komponente und Fahrzeug nicht ersetzen können.

Nach der virtuellen Phase nehmen Störgeräuschspezialisten **physische** Analysen vor. Die ersten vorliegenden Komponenten werden in Hardwareform einzeln und modulweise untersucht (Abschnitt 1.2.1), und schließlich wird die Analyse am Gesamtfahrzeug durchgeführt (Abschnitt 1.2.2). Die Analysespezialisten bewerten die dabei auftretenden Störgeräusche und priorisieren diese - diese Einteilung erfolgt meist (bei Komponente und Gesamtfahrzeug) rein subjektiv. MOOSMAYR [80] führt ein teilobjektives, kaskadiertes Verfahren ein. Die Lästigkeit eines Störgeräusches wird dabei in zwei Klassen unterteilt (*außerordentlich störend*: ja oder nein). Die Beurteilung des Störgeräusches ergibt sich dann aus dessen Klassifizierung bei verschiedenen starken Prüfprofilen. In diversen Forschungsarbeiten werden Störgeräusche in Luftschallmessungen automatisch *detektiert* [3, 11, 27, 43, 44, 75, 107]. Dabei haben sich verschiedene Ansätze als zielführend erwiesen, etwa der *Relative Approach*, instationäre Lautheit, und die *wavelet*-Analyse [137]. Auch die automatische *Bewertung* von detektierten Störgeräuschen ist Gegenstand intensiver Forschung [3, 11, 107]. Auf Basis von Lautheit, Modulation, Periodizität und Schärfe wird etwa ein *Rattle Quality Index* [128] entwickelt, der in Versuchen gut mit subjektiven Ergebnissen korreliert. Laut Untersuchungen der BMW GROUP [5, 80] ist dagegen eine Einstufung der Lästigkeit von einzelnen Störgeräuschen rein anhand objektiver, akustischer Informationen (Lautheit, Einschwingzeit, Ausschwingzeit, spektrale Verteilung und Tonhaltigkeit) des Signals nicht möglich. Diese Aussage wird aus umfangreichen Probandenversuchen mit Laien und mit Störgeräuschexperten abgeleitet. Die Störgeräuschpraxis innerhalb der BMW GROUP basiert daher auf den Analyseergebnissen von Spezialisten.

1.2.1 Komponentenanalyse

Fahrzeugkomponenten (z. B. Handschuhkästen oder Gurtrollen) werden auf sogenannten Komponentenshakern bezüglich **Klappern** analysiert. Teilweise werden auch größere Module wie beispielsweise Sitze oder komplette Instrumententafeln auf dem Shaker (Bild 1.1) untersucht.



Bild 1.1: Komponentenshaker mit Prüfling in einer Klimakammer. Der Shaker befindet sich unter der Kammer in einer Grube

Die Absicherung erfolgt in der Regel in drei Schritten:

1. Störgeräuschanalyse am Bauteil im Neuzustand bei verschiedenen Klimabedingungen (1-dimensional, nur z -Richtung)
2. Klimatische und Vibrationsalterung (3-dimensional, meist sequentiell)
3. Störgeräuschanalyse am gealterten Bauteil bei verschiedenen Klimabedingungen (1-dimensional, nur z -Richtung)

Horizontalanregungen werden bei der Störgeräuschanalyse oftmals vernachlässigt, da die auftretenden Amplituden geringer als in vertikaler Richtung sind. Mehrachs-shaker wie der hydraulische CUBE [85] oder Hexapoden werden eher für die Alterungsphase verwendet. Meist erfolgt die *Alterung* jedoch sequentiell in allen drei translatorischen Raumrichtungen. Dieses Vorgehen fordert einen erhöhten Zeitbedarf und weist einen geringeren Realitätsgrad im Vergleich zur echten Mehrachs-anregung auf, wird aber aus Kostengründen dennoch oftmals vorgezogen. Am gealterten Bauteil wird eine abschließende Analyse (erneut nur in z -Richtung) durchgeführt. Damit sollen Aussagen zur Störgeräuschfreiheit während der gesamten Lebensdauer des Bauteils getroffen werden.

Das **Knarzen** an Kontaktstellen wird mittels Knarzprüfständen (*Stick-Slip*-Prüfständen) untersucht. Diese analysieren, meist ohne Berücksichtigung der Bauteilgeometrie, das Knarzrisiko von Materialpaarungen und die Wirksamkeit von Gegenmaßnahmen. Dabei werden zwei Reibpartner mit definierter Normalkraft aufeinander gedrückt und dann beim Aufbringen einer Relativbewegung auf das Auftreten von *Stick-Slip*-Effekten und Knarzen analysiert. Als Messgröße hierfür werden Luft- oder Körperschallmessungen verwendet. Die Prüfergebnisse sind gegenüber Materialparametern, Prüfstandskonstruktion und Prüfablauf sehr sensitiv [45]. Diverse Studien untersuchen die Einflüsse von Anregungsfrequenz, Temperatur, Luftfeuchte und anderen Parametern auf das Entstehen und die Intensität von Knarzen [13, 24, 49, 66, 113]. Trotz der Vielzahl an Einflussgrößen ist - bei geeigneter Prüfsystematik und adäquaten Auswerteparametern - eine Reproduzierbarkeit der Prüfstandsergebnisse erreichbar [86].

1.2.2 Gesamtfahrzeuganalyse

Nach der Entwicklung möglichst störgeräuschfreier Komponenten sind Untersuchungen am Fahrzeug unerlässlich. Die Störgeräuschfreiheit von Bauteilen am Komponentenshaker gewährleistet keinesfalls die Geräuschfreiheit des Gesamtfahrzeugs, da es einige Einschränkungen dieser Tests gibt:

- Die Komponentenabsicherung erfolgt meist nur in z -Richtung
- Die Anregung erfolgt einachsig, einige Schwingformen (z. B. Torsion) des Bauteils werden daher kaum angeregt. Besonders bei großen Komponenten wie etwa Dachabschnitten ist daher mit erheblichen Abweichungen der Schwingung zur realen Situation zu rechnen [80]
- Beim Verbau der Komponenten im Fahrzeug entsteht eine Vielzahl zusätzlicher potentieller Störgeräuschherde an den sich neu ergebenden Kontaktstellen

Fahrzeuge werden unter anderem mit **Versuchsfahrten** auf speziellen Schlechtwegstrecken analysiert. Das Grundportfolio an Fahrbahnoberflächen ist bei den meisten *Original Equipment Manufacturers* (OEMs) von Automobilen ähnlich und enthält [104, 112]:

- Kopfsteinpflaster verschiedener Ausprägungen (Rauschanregung niedriger und mittlerer Amplituden)
- Belgisch Block (Rauschanregung hoher Amplituden)
- Dröhn- und Waschbrettstrecken (Rechteckanregung hoher Frequenz bei geringer Amplitude bzw. geringer Frequenz bei hoher Amplitude) [92]
- Sinuswellen (periodische, niederfrequente Anregung geringer Amplitude)

Die Weiterentwicklung dieser bewährten Profile findet vor allem bezüglich Standardisierung und Optimierung statt. Speziell entworfene Fahrbahnoberflächen sollen die Analyse erleichtern, indem sie Störgeräusche möglichst permanent anregen, ohne dabei zusätzliche (auf normalen Fahrbahnbelägen nicht auftretende) Geräusche zu verursachen. Hierfür wird eine nicht-GAUSSsche Amplitudenverteilung mit gleichem Energieinhalt pro Frequenzintervall verwendet [110]. Noch nicht zu den Standardrepertoires gehören ebene Fahrbahnoberflächen mit quer zur Fahrriechung gespannten Seilen. Hier ist das Verhältnis der eingeleiteten Energie zu Maskierungsgeräuschen besonders günstig [112].

Die Simulation der Straßenanregung auf einem **Prüfstand** bietet einige Vorteile gegenüber der Analysefahrt:

- Mit Hilfe von Klimakammern können Fahrzeuge jahreszeitenunabhängig bei definierter Temperatur und Luftfeuchte analysiert werden
- Die Analyse kann von einer einzelnen Person durchgeführt werden, die sich frei im Fahrzeug bewegen kann. Bei Straßenfahrten sind zwei Personen nötig (Fahrer und Analysespezialist)
- Verschiedene Profiltypen können zur Anregung verwendet werden

- Je nach Ausführung der Anlage sind die Maskierungsgeräusche geringer als während einer Straßenfahrt, da Abroll-, Antriebs- und Windgeräusche nicht vorhanden sind
- Es können Analysen von außerhalb der Karosserie durchgeführt werden, während das Fahrzeug geschüttelt wird
- Die Simulation ist reproduzierbar
- Je nach Anlagenausführung kann eine definierte, geraffte Alterung in kürzest möglicher Zeit durchgeführt werden. Die Anlage kann hierbei nahezu ununterbrochen (auch an Wochenenden und während der Nächte) im Vergleich zur Straßenfahrt erhöhte Anregungen ins Fahrzeug einbringen
- Der Prüfaufwand ist geringer. Fahrten oder Transporte zum Messgelände entfallen ebenso wie Maßnahmen zur Geheimhaltung oder Tarnung von Prototypen

Auf den meisten Prüfständen wird das Fahrzeug in der Regel lediglich in z -Richtung angeregt. Die dafür verwendeten Prüfstände lassen sich in zwei Grundtypen unterteilen (Bild 1.2):

1. Anregung über Reifen und Fahrwerk: die Reifen stehen auf Schwingtellern, die Karosserie ruht frei stehend auf Reifen und Fahrwerk
2. Direkte Karosserieanregung (DKA): Aktoren sind an der Karosserie andockt, die Reifen stehen auf festem Grund

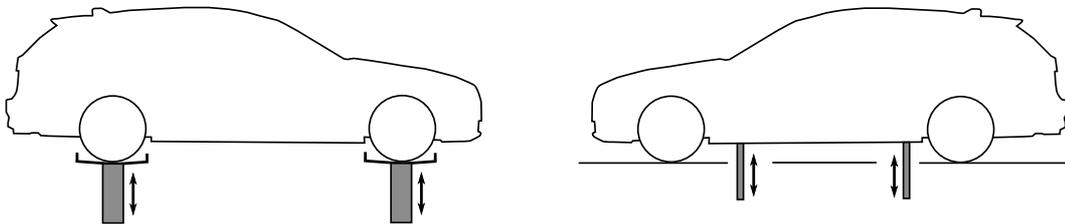


Bild 1.2: Anregung über Reifen und Fahrwerk sowie direkte Karosserieanregung (DKA) an den Wagenheberaufnahmen

Unabhängig von Anlagenausführung und Andockposition an der Karosserie gibt es grundlegende Unterschiede zwischen diesen beiden Typen (Tabelle 1.1). Bei der direkten Anregung der Karosserie ruht das Fahrzeug auf Fahrwerk und Reifen, d. h. die Aktoren sind im Ruhezustand nicht belastet. Bei der Anregung über die Reifen dagegen ruht die komplette Fahrzeugmasse (inklusive der ungefederten Massen) auf den Aktoren. Die Anregung über Reifen und Fahrwerk stellt somit vergleichsweise hohe Anforderungen an die benötigten Kräfte und Hübe. Dafür entsprechen hier die Anregungspfade denjenigen der tatsächlichen Fahrt über eine Straße.

Geeignete Andockpositionen an der Karosserie müssen den folgenden Randbedingungen gerecht werden:

- Einfaches und schnelles An- und Abdocken
- Nötige Steifigkeit der Anbindung

- Möglichst realitätsnahe Anregung
- Keine Beschädigung der Karosserie

Tabelle 1.1: Prinzipvergleich: Straßenähnliche Anregung vs. direkte Karosserieanregung

	Anregung via Reifen	DKA
Statische Vorbelastung der Aktoren	Ja	Nein
Nötige Hübe	Hoch	Gering
Nötige Kräfte	Hoch	Gering
Realistische Krafteinleitung	Ja	Nein
Entfernung Aktoren-Karosserie	Hoch	Gering

Der realistischste Ansatz wäre das Andocken an die Federbeindome, da bei der Straßenfahrt an diesen Stellen die Anregung eingeleitet wird. Diese sind jedoch für die Aktorachsen kaum zugänglich. Praktikablere Verfahren sind das Andocken ans Fahrzeugdach mit einem kopfüber an der Decke hängenden Shaker, oder die Andockung vorne oder hinten an der Karosserie im Bereich der Stoßstange [48]. Das gängigste Verfahren ist die Anbindung der Shaker an die Wagenheberaufnahmen (WHA). Die Vorteile hierbei sind:

1. Hohe statische Steifigkeit, robuste Auslegung in positiver und negativer z -Richtung
2. Gute Zugänglichkeit
3. Bis zu vier Shaker können angedockt werden
4. Örtliche Nähe zum zu analysierenden Bereich des Fahrzeugs (Innenraum)

Der wesentliche Nachteil dieser Andockposition ist die mangelnde dynamische Steifigkeit. Jede Wagenheberaufnahme ist dafür ausgelegt, *statisch* das halbe Fahrzeuggewicht in positiver und negativer z -Richtung zu tragen, erfüllt jedoch keine Anforderungen bezüglich dynamischer Steifigkeit. Diese Andockposition ist aufgrund der gelisteten Vorteile dennoch die gängigste. Daher bezieht sich der Begriff der direkten Karosserieanregung im Fortgang der vorliegenden Arbeit immer auf diese Konfiguration.

Die CREST-Anlage (*Combined Road and Environmental Simulation Test*) stellt einen typischen Vertreter einer Anlage zur Anregung des Fahrzeugs über die Reifen dar (Bild 1.3). Die Vibrationsanregung erfolgt dabei mittels Hydraulikaktoren. Nach einer Analyse im Neuzustand kann eine definierte, kombinierte Alterung durch Vibrationsanregung, Klimabelastung und Sonnensimulation erfolgen.

Die direkte Anregung der Karosserie an den Wagenheberaufnahmen kann beispielsweise mit elektrodynamischen Aktoren erfolgen. Diese Shaker können sich je nach Ausführung der Anlage in einer Grube unterhalb des Fahrzeuges befinden, oder kopfüber neben dem Fahrzeug angebracht sein (Bild 1.4).



Bild 1.3: CREST-Anlage mit Hydropulser, Klimakammer sowie Scheinwerfern zur Sonnensimulation

Gesamtfahrzeuge können, alternativ zu Aktorlösungen, auch mit *Rüttelrollen* ange-regt werden. Dabei drehen sich mit einem bestimmten Profil besetzte Walzen unter den Fahrzeugreifen hinweg. In [37] werden die mangelnde Flexibilität bezüglich Prüfprofilen und die schlechte Zugänglichkeit des Fahrzeugs bemängelt. Letztlich wird ein Einsatz dieser Anlagen im Störgeräuschemfeld nicht empfohlen. In [48] wird der Rüttelrollenprüfstand als derjenige mit den schlechtesten Anregungs- und Analysepotentialen für die Störgeräuschanalyse bewertet. Dieser Prüfstandstyp wird daher im Folgenden nicht weiter betrachtet.



Bild 1.4: DKA an den Wagenheberaufnahmen mit elektrodynamischen Shakern

1.3 Ziele und Struktur der Arbeit

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit Prüfständen zur Anregung von Komponenten und Gesamtfahrzeugen für die Störgeräuschanalyse. Schwerpunkt ist der Aufbau eines Komponenten- und eines Gesamtfahrzeugprüfstandes auf Basis konstruktionsbedingt instabiler elektromagnetischer Aktoren. Ferner werden bei bestehenden Prüfständen Untersuchungen und Optimierungen durchgeführt.

Kapitel 2 erläutert zunächst die zum Verständnis der Arbeit nötigen Grundlagen der Signalverarbeitung, Modellbildung und Regelungstechnik. Wichtige Signaleigenschaften im Zeit- und Frequenzbereich und die Systemidentifikation mittels Ein-Ausgangsmessungen werden beschrieben. Ausgehend von der Zustandsraumtheorie mit Modellbildung und Reglerableitung werden Ansätze erklärt, die unerwünschte Eigenschaften derart geregelter Systeme durch Invertierung kompensieren können.

In **Kapitel 3** werden die für die Störgeräuschanalyse relevanten Aktorprinzipien vorgestellt: hydraulisch, elektrodynamisch und elektromagnetisch. Die prinzipbedingten Systemeigenschaften werden gegenübergestellt und Vor- und Nachteile für verschiedene Anwendungen herausgearbeitet. Als Basis für spätere Regler wird ein Zustandsraummodell des elektromagnetischen Aktors erläutert.

Die Anwendung der verschiedenen Aktortypen für Komponentenprüfstände wird in **Kapitel 4** behandelt. Nach einer kurzen Vorstellung eines vorhandenen Prüfstandes mit einem elektrodynamischen Shaker wird der Aufbau eines neuen Prüfstands mit einem elektromagnetischen Aktor beschrieben. Die Instabilität des Shakers stellt hierbei besondere Anforderungen an die Regelung. Mit einem Zustandsregler vierter Ordnung, dessen Eingangsgrößen die Abweichungen von den Zustandssolltrajektorien sind, lassen sich hohe Bandbreiten erzielen. Eine Erweiterung mit adaptiven Vorfiltern sorgt für hohe Nachfahrgüten.

Mit **Kapitel 5** erfolgt der Übergang zur Gesamtfahrzeuganregung. Ein hydraulischer Prüfstand wird vorgestellt, dabei wird besonders auf die Regelkonzepte eingegangen. Der bisherige Verwendungsprozess der Anlage wird illustriert. Innerhalb dieses Prozesses muss für jedes neue Fahrzeug und jedes Prüfprofil ein aufwändiger Aufspielprozess durchlaufen werden. Auf der Basis von Überlegungen zum Wirkprinzip der Anlage wird ein neuer Prozess vorgeschlagen, innerhalb dessen diese wiederholten Aufspielprozesse hinfällig sind. Messreihen verifizieren das vorgeschlagene Vorgehen.

Der Aufbau einer Anlage zur Karosserieanregung mit vier elektromagnetischen Shakern ist Inhalt von **Kapitel 6**. Zunächst werden einige Systemeigenschaften untersucht, insbesondere die starke Kopplung der Shaker untereinander. Das resultierende Mehrgrößensystem ist mit dezentralen Reglern nicht zu beherrschen. Daher werden Abhilfemaßnahmen vorgestellt, zunächst eine Entkopplung von Eingrößenreglern durch eine mathematische Diagonalisierung des Systems. Danach wird ein echter Mehrgrößenregler entwickelt. Als Entwurfsbasis wird ein lineares Zustandsraummodell der Ordnung 22 der gesamten Anlage erstellt. Der resultierende Mehrgrößenregler kann dank eines reduzierten Beobachters mit einem sensorfreien Fahrzeug betrieben werden. Zum Erreichen hoher Nachfahrgüten wird eine Mehrgrößenvariante des *Time Waveform Replication* (TWR)-Algorithmus implementiert. Das nicht realistische Verfahren der direkten Karosserieanregung (im Gegensatz zur Anregung über Reifen und Fahrwerk) erfordert zusätzliche Ausgleichsmaßnahmen. Eine Erweiterung des TWR auf ein rechteckiges System, das mehr Referenzsensoren als Shaker enthält, ermöglicht die Profilerstellung unter gleichzeitiger Berücksichtigung von Sensoren auf dem Fahrzeugunterboden und dem Fahrzeugdach. Damit soll ein

größtmöglicher Realitätsgrad bei der Simulation von Straßenfahrten erreicht werden. Die mit synthetischen Profilen erreichbaren Nachfahrgüten sind im Vergleich zu vermessenen Fahrbahnprofilen deutlich schlechter. Die bei der Profilerstellung bisher nicht berücksichtigten Korrelationen der Einzelsignale werden als Ursache dafür identifiziert. Ein Algorithmus zur Erstellung synthetischer Profile unter diesen Gesichtspunkten wird entwickelt und die Wirksamkeit anhand von Messungen nachgewiesen. Zur niederfrequenten Torsion von Fahrzeugen wird die Anlage um eine Kraftregelung erweitert. Schließlich erfolgt eine Reduktion auf Zwei- und Drei-Shaker-Konfigurationen und eine Bewertung der damit einhergehenden Abstriche der Anregungsgüte.

In **Kapitel 7** werden Fahrzeugprüfstände auf Basis hydraulischer sowie elektromagnetischer Aktoren verglichen. Messreihen bewerten den Realitätsgrad bei verschiedenen Anwendungsfällen. Anhand weiterer Parameter wie Wirkungsgrad, Wirtschaftlichkeit und Eignung in verschiedenen Nutzungsszenarien erfolgt eine Gegenüberstellung der Prüfstände.

Im letzten Abschnitt (**Kapitel 8**) erfolgt eine Zusammenfassung der wesentlichen Ergebnisse der Arbeit und ein Ausblick.

2 Grundlagen der Signalverarbeitung, Modellbildung und Regelung

Digitale Signalverarbeitung erfordert die Zeit- und Amplitudendiskretisierung analoger Signale. Hierbei können Verzögerungszeiten und Signalverfälschungen bei der Abtastung und Wandlung auftreten, in der Regel überwiegen jedoch die Vorteile [28]:

- Hohe Genauigkeit
- Keine Dreckeffekte
- Große Zuverlässigkeit
- Leichte Realisierbarkeit fortgeschrittener Regelungskonzepte, wie z. B. adaptiver Regelung
- Hohe Flexibilität bezüglich Parameter- und Strukturänderungen

Alle im Laufe der vorliegenden Arbeit entwickelten Regler sind daher digital implementiert. Bei einer schnellen Abtastung können Signale dennoch als quasi-kontinuierlich betrachtet und mit den entsprechenden Methoden behandelt werden.

2.1 Signalverarbeitung

Ein zunächst *analog* vorliegendes Mess-Signal ist über einen kontinuierlichen Zeitbereich eindeutig definiert. Beim Abtasten wird es *diskretisiert* und ist dann nur noch zu den Abtastzeitpunkten bekannt. Bei der *Digitalisierung* des Signals erfolgt dann eine Quantisierung der Signalamplituden, digitale Signale sind also immer amplitudendiskret [88]. Die Abtastung erfolgt in der Regel äquidistant mit einer festen Frequenz f_s . Das Signal $x(n)$ (n -ter Abtastschritt) wird zum Zeitpunkt $T_s \cdot n$ abgetastet. Um eine eindeutige Rekonstruktion des kontinuierlichen Signales zu ermöglichen, darf f_s eine bestimmte Untergrenze nicht unterschreiten. Laut SHANNON'schem Abtasttheorem - auch als NYQUIST-Theorem oder NYQUIST-Kriterium bekannt - muss die Abtastrate f_s mindestens doppelt so groß wie die höchste im Mess-Signal (einschließlich aller möglicherweise vorhandenen unerwünschten Signale) vorkommende Frequenz f_{max} sein.

$$f_s \geq \frac{f_{max}}{2} \quad (2.1)$$

Bei Nichtbeachtung kommt es zur *Faltung* hochfrequenter Signalanteile auf tiefere Frequenzen, dem sogenannten *Aliasing*. Höherfrequente Signalanteile werden dabei

fälschlicherweise tieferen Frequenzen zugeordnet. Zur Vermeidung sind analoge Tiefpassfilter (*Anti-Aliasing-Filter*) einzusetzen, die f_{max} entsprechend (2.1) beschränken. Wegen der Unmöglichkeit idealer Filter in Echtzeitanwendungen muss die Abtastfrequenz in der Praxis deutlich höher als die Eckfrequenz des Tiefpassfilters gewählt werden (FÖLLINGER [28] empfiehlt $f_s \geq 10 \cdot f_{max}$).

2.1.1 Frequenzbereich

Fourier-Transformation und Anwendungen

Auf Grundlage der FOURIER-Transformation (FT) kann ein Signal $x(t)$ aus dem Zeitbereich auf $X(f)$ im Frequenzbereich abgebildet werden (2.2). Mit der inversen Transformation kann $X(f)$ wieder rücktransformiert werden. Die FOURIER-Transformation (2.2) ist zur Untersuchung und Analyse von Signalen aus vielfältigsten Gesichtspunkten wichtig, und spielt auch bei vielen Regelalgorithmen eine entscheidende Rolle.

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.2)$$

$X(f)$ ist für reelle $x(t)$ komplex. Aus Realteil R und Imaginärteil I können Amplitude A und Phase ϕ des Signals bestimmt werden.

$$A = \sqrt{(R^2 + I^2)} \quad (2.3a)$$

$$\phi = \arctan\left(\frac{I}{R}\right) \quad (2.3b)$$

Speziell für äquidistante, zeitdiskrete Signale kann aus der FT die Diskrete FOURIER-Transformation (DFT) abgeleitet werden (2.4). Eine spezielle, algorithmisch sehr effiziente Implementierung der DFT ist die *Fast FOURIER-Transform* (FFT).

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot e^{-j2\pi kn/N}, \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (2.4)$$

Die DFT setzt die Periodizität des Signals und die Abtastung ganzzahliger Perioden voraus, was im Allgemeinen nicht gegeben ist. Um die aus der Verletzung dieses Kriteriums resultierenden Fehler (*Leckeffekte*) zu minimieren, wird mit Fenstern im Zeitbereich gearbeitet. Diese erzwingen eine Dämpfung der Signalamplituden zu Beginn und Ende des Abtastintervalls gegen Null.

Die *Frequenzauflösung* (oder *Stützstellendichte*) Δf des transformierten Signals stellt den Abstand zweier benachbarter Punkte im Frequenzspektrum dar. Je länger die Messdauer, d. h. je mehr Messwerte N bei einer festen Abtastrate vorliegen, umso

feiner ist die spektrale Auflösung des transformierten Signals. Mit Hilfe der Stützstellendichte ist die zugehörige Frequenz $f(k)$ für jeden Stützpunkt bestimmbar.

$$\Delta f = \frac{f_s}{N} = \frac{1}{NT_s} \quad (2.5a)$$

$$f(k) = k\Delta f = \frac{k}{NT_s} \quad (2.5b)$$

Das (Auto-)Leistungsdichtespektrum (*Power Spectral Density*, PSD) P_{xx} eines Signals zeigt die Verteilung seiner Leistung über der Frequenzachse. Es gibt vielfältige Methoden zur Schätzung von PSDs. Ein häufig angewandtes Verfahren basiert auf dem *Periodogramm* \hat{P}_{xx} .

$$\hat{P}_{xx} = |X(f)|^2 \cdot \frac{1}{N} \quad (2.6)$$

Nach WELCH wird ein Zeitsignal in überlappende Segmente aufgeteilt, von denen nach Fensterung das jeweilige Periodogramm bestimmt wird. Die Mittelung der einzelnen Periodogramme ergibt schließlich das PSD [76]. Die Frequenzauflösung des PSD ist wegen der Segmentierung im Vergleich zu einem Periodogramm größerer Länge reduziert, dafür ergibt sich aufgrund der Mittelung eine bessere Schätzung. PSDs werden in der Störgeräuschpraxis häufig für die Signalanalyse verwendet. Zudem verlangen viele Prüfstände, z. B. Shakeranlagen, die Prüfprofile in Form von PSD-Vektoren. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde als Hilfsmittel für den praktischen Einsatz ein Programm entwickelt, mit dem das PSD eines Zeitsignals errechnet, graphisch dargestellt und nach EXCEL exportiert werden kann (Bild A.1). Mit der Methode von WELCH kann analog zum PSD auch das Kreuzleistungsdichtespektrum P_{xy} zweier Signale geschätzt werden.

2.1.2 Zeitbereich

Einige relevante Signaleigenschaften lassen sich nur im Zeitbereich untersuchen, beispielsweise die *Amplitudenverteilung* (oder *Kurtosis*) des Zeitsignals. Diese ist ein wichtiger Parameter für die Störgeräuschanalyse: vom PSD hängt ab, *ob* ein Störgeräusch auftritt, von der Amplitudenverteilung, wie *häufig* es auftritt. Das Signal aus Bild 2.1a) hat eine Kurtosis von 3, das aus Bild 2.1b) eine Kurtosis von 50 [109]. Die größere Amplitudenspreizung mit einer erhöhten Häufigkeit besonders großer Amplituden zeigt sich im Zeitverlauf in Form sich deutlich abhebender Spitzen. Die PSDs beider Signale sind gleich.

Herkömmliche Straßenprofile haben eine Kurtosis zwischen -0,2 und 0,6 [80] und sind damit ungefähr GAUSS-verteilt (Kurtosis = 0). Auch Rauschprofile für Shakeranlagen werden bisher meist mit GAUSS-verteilter Amplituden versehen [141], oft werden die Amplituden oberhalb der dreifachen Standardabweichung sogar zusätzlich gezielt

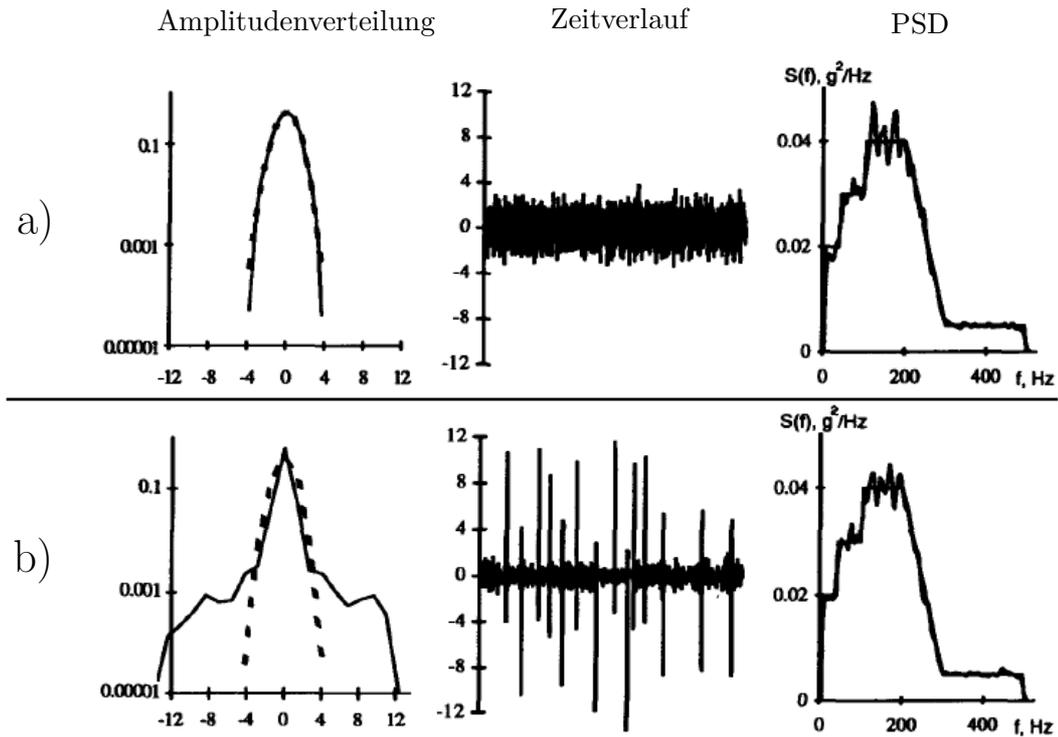


Bild 2.1: Signale mit unterschiedlicher Amplitudenverteilung bei gleichen PSDs [109]

entfernt ($3\text{-}\sigma\text{-Clipping}$, [63]). Da Störgeräusche bei größerer Kurtosis jedoch häufiger auftreten [80] und damit die Analyse erleichtert wird, werden Shaker- [109] und Straßenprofile [110] zunehmend entsprechend angepasst.

Der *Root Mean Square (RMS)*-Wert oder *Effektivwert* gibt den Energieinhalt eines Signals an. Der Effektivwert entspricht zugleich dem Integral eines PSD, also der Fläche des Leistungsdichtespektrums über der Frequenz. Die beiden Signale in Bild 2.1a) und b) haben aufgrund gleicher PSDs auch gleiche Effektivwerte.

$$RMS(x) = \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{N-1} x^2(n)}{N}} \quad (2.7)$$

Der *Crest-Faktor* x_{CR} spiegelt das Verhältnis von Scheitel- zu RMS-Wert eines Signals wieder (2.8). Das Signal aus Bild 2.1a) hat einen Crest-Faktor von 4, das Signal aus Bild 2.1b) einen deutlich erhöhten Wert von 14.

$$x_{CR} = \frac{\max(x)}{RMS(x)} \quad (2.8)$$

Sehr seltene, aber große Ausschläge können die Möglichkeiten der Signalreproduktion auf Prüfständen beschränken. Ein *Kompressor* begrenzt diese Spitzen im Zeitverlauf eines Signals [42]. Er kappt die Enden der Amplitudenverteilung (Bild 2.3) durch die Multiplikation des Originalsignals x mit einem amplitudenabhängigen Fak-

tor k (Bild 2.2). Für x unterhalb einer definierbaren Grenze ist $k = 1$, für größere x ist $k(x) < 1$.

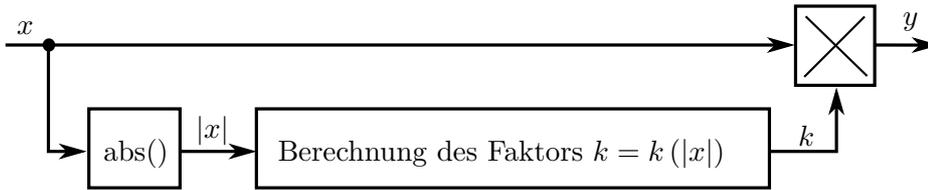


Bild 2.2: Funktionsweise eines Kompressors [42]

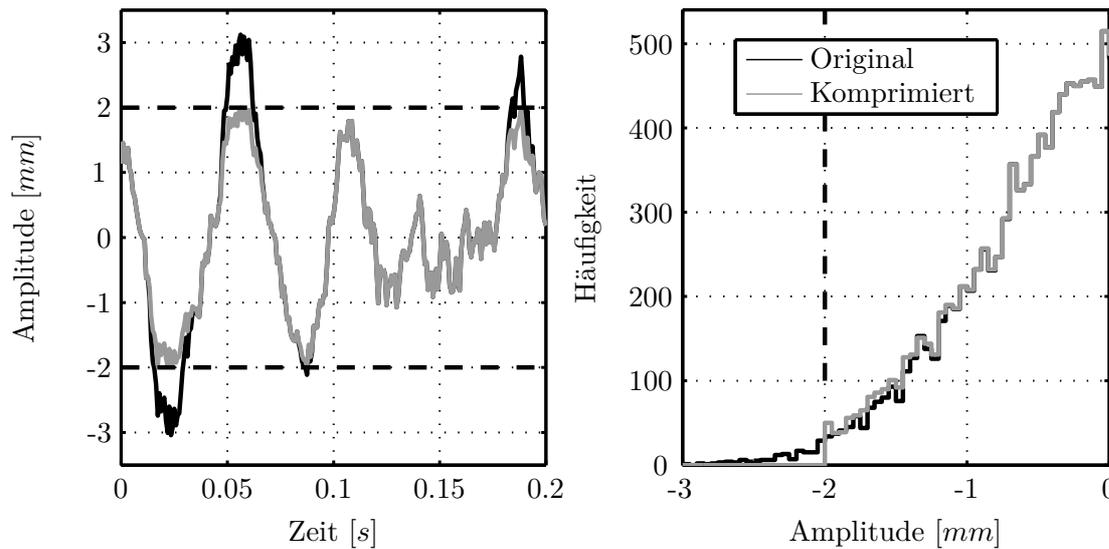


Bild 2.3: Original- und komprimiertes Signal im Zeitverlauf und zugehörige Amplitudenverteilung (Ausschnitt)

Die *Kreuzkorrelation* R_{xy} dient zum Untersuchen der zeitlichen Zusammenhänge zweier Signale. Die beiden Signale $x(t)$ und $y(t)$ werden dabei „aneinander vorbeigeschoben“, dabei wird für jeden Zeitpunkt τ das Integral ihres Produktes betrachtet. Wird ein Signal mit sich selbst korreliert, spricht man von *Autokorrelation*.

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T_F \rightarrow \infty} \frac{1}{T_F} \int_{-T_F/2}^{T_F/2} x(t) \cdot y(t + \tau) dt \quad (2.9)$$

Mit Hilfe der Korrelation kann die Laufzeit zwischen zwei korrelierten Signalen ermittelt werden. Damit ist beispielsweise die Bestimmung der exakten Fahrgeschwindigkeit beim Fahren über stochastische Straßenprofile möglich. Mit Hilfe der Kreuzkorrelation der an Vorder- und Hinterrad gemessenen Beschleunigungen a_{BS_v} und a_{BS_h} lässt sich die zeitliche Verzögerung zwischen den Rädern errechnen (Bild 2.4 links). $N_{a_{BS_v}} = N_{a_{BS_h}}$ seien die Längen der gemessenen Signale, n_s der Index des Maximums von R_{xy} . $n_p = (N_{a_{BS_v}} = N_{a_{BS_h}})/2$ halbiert die Abszisse der Länge $2 \cdot N_{a_{BS_v}}$. Je größer der Offset $n_p - n_s$, umso größer ist der zeitliche Versatz

der beiden Signale x und y . Mit Hilfe der Abtastrate T_s lässt sich die zeitliche Verzögerung zwischen den beiden Signalen als $\Delta t = (n_p - n_s) \cdot T_s$ berechnen. Division des Radstandes durch Δt ergibt nun die gesuchte Geschwindigkeit. Bei Aufeinander-schieben der beiden Signale um $n_p - n_s$ wird deutlich, dass sich die Vermessungen der Straße mit Vorder- und Hinterrad stark ähneln (Bild 2.4 rechts).

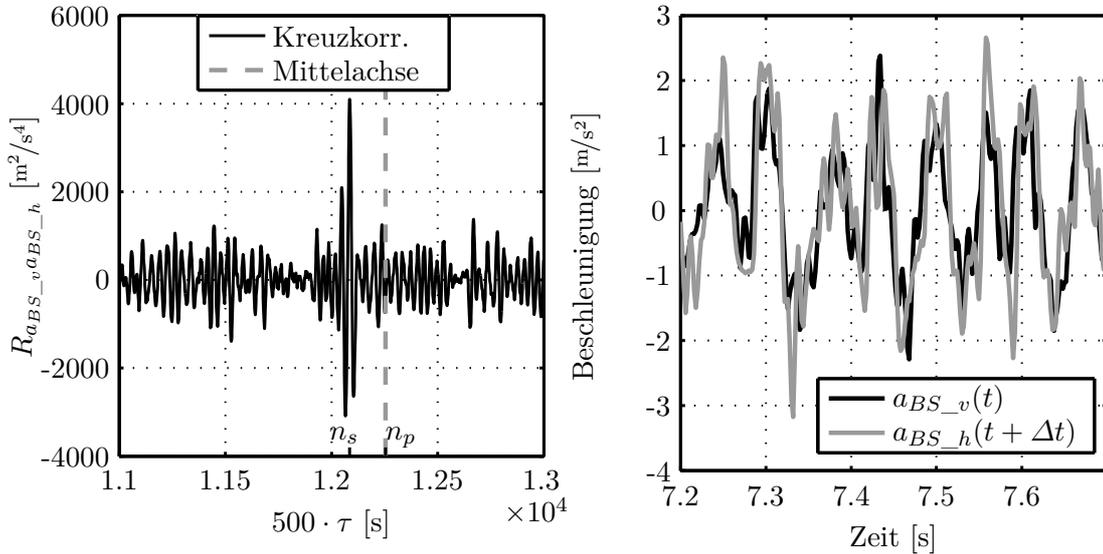


Bild 2.4: Anwendung der Kreuzkorrelation zur Geschwindigkeitsberechnung und zum Verschieben von Signalen

2.1.3 Filter

Filter verändern ein Signal, indem sie Signalanteile bei bestimmten Frequenzen dämpfen, idealerweise ohne Beeinträchtigungen von Amplitude oder Phase im *Durchlassbereich*. Je nach Position des Durchlassbereiches im Frequenzspektrum spricht man von *Hochpass*-, *Tiefpass*-, *Bandpass*- oder *Bandstop*filtern. Ein *Allpass*filter ändert nur die Phase eines Signals, ohne die Amplitude zu beeinflussen.

Filter können in analoger Form (mit physikalischen Komponenten wie Widerständen, Spulen und Kondensatoren) oder in digitaler Form (hardwaremäßig mit festverdrahteten Digitalschaltungen oder softwaremäßig als ein auf einem Prozessor ausgeführter Algorithmus) realisiert werden. Digitale Filter bieten dabei vielfältigere Möglichkeiten, auch die der nichtkausalen Signalverarbeitung. Aus dem Aufbau eines digitalen rekursiven Filters (Bild 2.5) lässt sich die Filtergleichung direkt ablesen.

$$y(n) = \sum_{k=0}^M x(n-k)b_k - \sum_{k=1}^N y(n-k)a_k \quad (2.10)$$

Es wird zwischen *rekursiven* (*Infinite Impulse Response, IIR*) und *nichtrekursiven* (*Finite Impulse Response, FIR*)-Filtern ($a_i = 0$) unterschieden (Bild 2.5). FIR-Filter

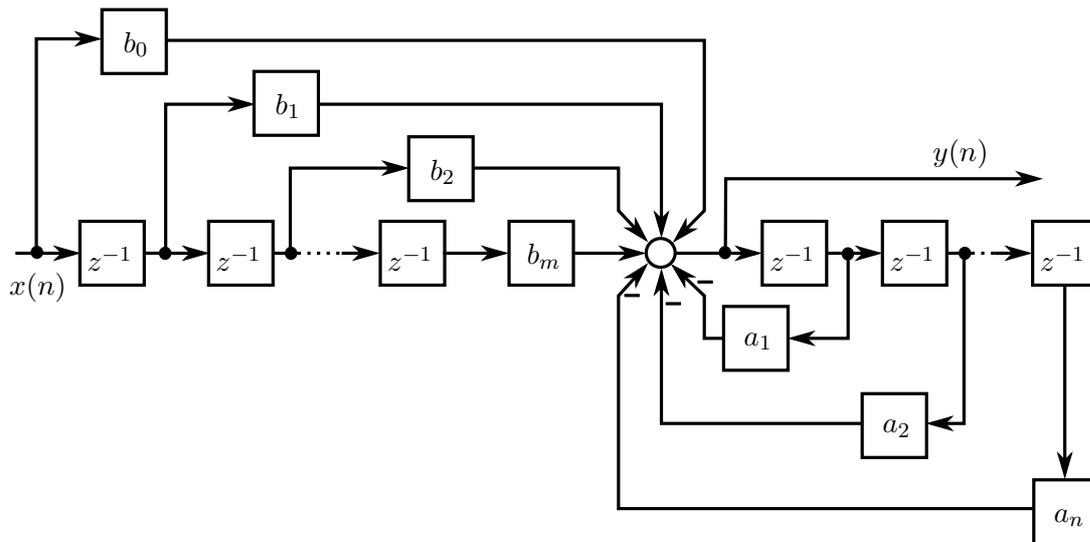


Bild 2.5: Digitales Filter

haben den Vorteil der garantierten Stabilität. In spezieller Implementierung können sie zudem einen linearen Phasenverlauf realisieren. Bei Anwendungen mit kritischer Phaseninformation ist dies entscheidend, da nur bei linearem Phasenverlauf keine Signalverzerrung erfolgt (die Filterdurchlaufzeit ist frequenzunabhängig). IIR-Filter andererseits können größere Flankensteilheiten in ihrer Filterkurve bereits mit geringeren Filterordnungen erreichen.

Brickwall-Filter

Ein aus Nutzersicht ideales Filter beeinträchtigt das Signal im Durchlassbereich überhaupt nicht und weist im Filterbereich komplette Auslöschung auf. Die Flankensteilheit an den Eckfrequenzen geht dafür gegen unendlich. Dieses Wunschfilter ist als *Brickwall*-Filter bekannt. Echtzeimplementierungen sind nicht realisierbar, *offline* kann eine solche Filterung eines Signals $x(t)$ dagegen erreicht werden:

1. Transformation des Signals $x(t)$ nach $X(f)$ mittels FFT
2. Bestimmen des zugehörigen Frequenzvektors $f(k)$
3. Festlegen des Vektors zur gewünschten Amplitudenanpassung $A(k)$ bzw. $A(f)$:
 - Durchlassbereich: $A(f) = 1$
 - Filterbereich: $A(f) = 0$ (falls die Phaseninformation beibehalten werden soll: $A(f) > 0$, aber sehr klein)
4. Das gefilterte Signal im Frequenzbereich ist $Y(f) = X(f) \cdot A(f)$
5. IFFT von $Y(f)$ ergibt das gesuchte Signal im Zeitbereich $y(t)$

Bild 2.6 zeigt die Wirkung eines digitalen BUTTERWORTH- und eines *Brickwall*-Hochpassfilters auf ein stochastisches Signal. Das BUTTERWORTH-Filter vierter Ordnung dämpft bei der Eckfrequenz von 5 Hz mit 3 dB. Signalanteile unterhalb der

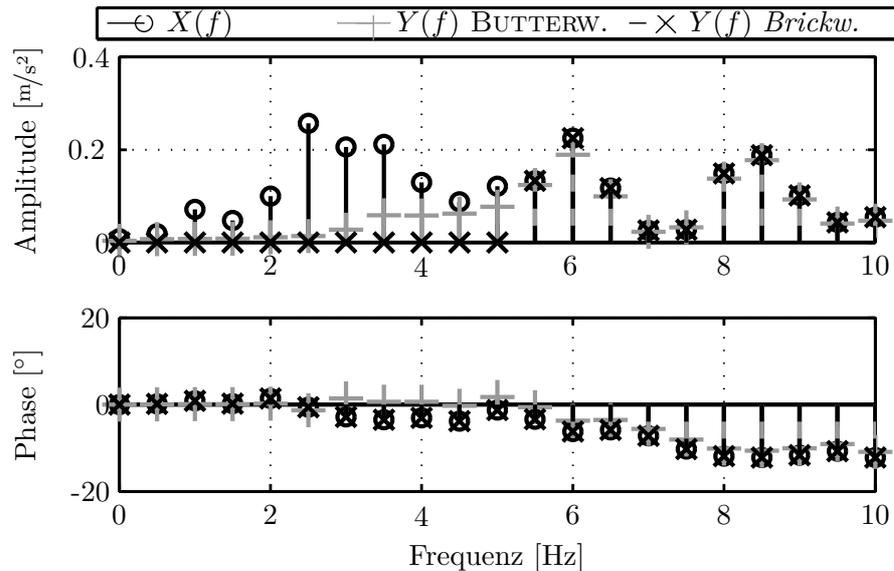


Bild 2.6: Anwendung eines BUTTERWORTH- und eines *Brickwall*-Filters (Hochpass, Eckfrequenz 5 Hz) auf ein stochastisches Signal

Eckfrequenz bleiben abgeschwächt erhalten, Signalanteile oberhalb werden teilweise gedämpft. Die Phase wird auch im Durchlassbereich beeinflusst. Bei höherer Filterordnung sind die Flanken steiler, was sich positiv auf die Dämpfung der angrenzenden Bereiche auswirkt. Zugleich treten aber größere Verzögerungen auf, d. h. die Phase wird stärker verfälscht. Mit dem *Brickwall*-Filter dagegen werden Signalanteile unterhalb der Eckfrequenz vollständig gedämpft, und das Signal oberhalb von 5 Hz bleibt unverändert. Mit diesem Verfahren sind beliebige Manipulationen von Signalamplitude und -phase möglich, da $A(f)$ auch andere Werte als 0 und 1 annehmen kann.

Adaptive Filter

Adaptive Filter sind herkömmliche Filter mit zeitveränderlichen Koeffizienten. Sie werden häufig für Systemidentifikationen verwendet [30]. Bei gleichem Eingangssignal $x(n)$ in das System und in das Filter resultiert dann bei erfolgreicher Konvergenz das gleiche Ausgangssignal. Adaptionsalgorithmen existieren zwar auch für rekursive Filter, aufgrund der garantierten Stabilität eines FIR-Filters werden im weiteren Verlauf der Arbeit jedoch nur adaptive nichtrekursive Filter weiter betrachtet.

Der *Least Mean Squares* (LMS)-Algorithmus ist ein häufig verwendeter Algorithmus zur Anpassung nichtrekursiver Filter. Er optimiert die Koeffizienten eines FIR-Filters durch Minimierung des mittleren quadratischen Fehlers. Der Fehler $e(n)$ bestimmt sich aus der Differenz von Systemausgang $d(n)$ (*desired*) und Filterausgang $y(n)$: $e(n) = d(n) - y(n)$ (Bild 2.7).

Die $m + 1$ FIR-Koeffizienten $\mathbf{b}(n + 1)$ werden im Zeitschritt $(n + 1)$ auf der Basis der

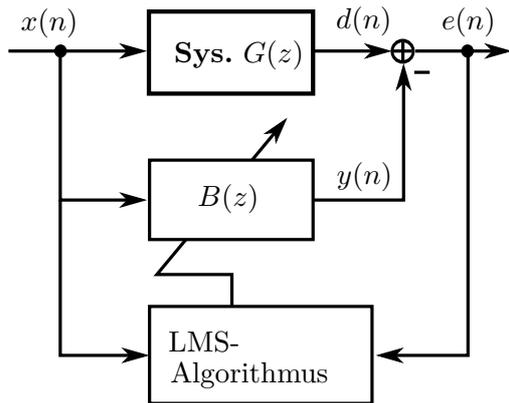


Bild 2.7: Systemidentifikation mit LMS [90]

Koeffizienten des vorigen Schrittes $\mathbf{b}(n)$, der letzten $(m + 1)$ Werte des Eingangssignals $\mathbf{x}(n)$, des Fehlers $e(n)$ und der *Schrittweite* μ angepasst:

$$\mathbf{b}(n + 1) = \mathbf{b}(n) + \mu \mathbf{x}(n) e(n) \quad (2.11a)$$

$$e(n) = d(n) - y(n) = d(n) - \mathbf{b}^T(n) \mathbf{x}(n) \quad (2.11b)$$

μ bestimmt dabei Konvergenz- und Stabilitätsverhalten des LMS-Algorithmus' - bei falscher Wahl kann der Algorithmus selbst instabil werden. Die Stabilitätsgrenze von μ ist indirekt proportional zum Produkt von Filterordnung m und Signalleistung von $x(n)$ [90]. Teilweise wird die Schrittweite selbst in Abhängigkeit dieser Größen adaptiv an die Signalenergie angepasst [90, 125]. Mit Hilfe des LMS-Algorithmus' lassen sich SISO- und MIMO-Systeme identifizieren. Ein Sonderfall ist die Identifikation einer Systeminversen (*Adaptive Inverse Control*, AIC, Abschnitt 2.5).

Auch in anderen Anwendungen werden adaptive Filter genutzt. Mit ihrer Hilfe können etwa transiente Signale aus stationären Hintergrundgeräuschen gefiltert werden; damit lassen sich Störgeräusche und Maskierungsgeräusche trennen [43, 44, 80]. In der aktiven Vibrationsdämpfung (*Adaptive Noise Control*, ANC) wird der LMS-Algorithmus oft verwendet, allerdings unter Berücksichtigung des Übertragungsverhaltens der zur Schwingungsdämpfung nötigen Aktoren als *Filtered-x Least Mean Squares* (FxLMS)-Algorithmus (Abschnitt 4.2.3) [18, 19, 35, 36, 77, 90, 91].

Allpass-Filter

Allpass-Filter werden zur Phasenkompensation eingesetzt. Sie manipulieren nur die Signalphase, aber nicht die -amplitude. Die Filterkoeffizienten c_k müssen daher in Zähler und Nenner (bzw. im nicht-rekursiven und im rekursiven Teil) symmetrisch sein, dann erfolgt eine Pol-Nullstellen-Kompensation [33, 101] in der Filterübertragungsfunktion (2.12).

$$A(z) = \frac{\sum_{k=0}^n c_k z^{-k}}{\sum_{k=0}^n c_k z^{k-n}} \quad (2.12)$$

Der Phasengang des Allpasses aus (2.12) ist eindeutig bestimmt durch [101]

$$\phi_{allpass}(\omega) = -n\omega + 2\tan^{-1} \left(\frac{\sum_{k=1}^n c_k \sin(\omega k)}{\sum_{k=1}^n c_k \cos(\omega k)} \right) \quad (2.13)$$

Durch Transformationen des Gleichungssystems (2.13) können die n Filterkoeffizienten aus einem bei n Stützstellen bekannten Sollphasengang durch *Phaseninterpolation* bestimmt werden. $\phi_{allpass}(\omega_i)$ sei der Sollphasengang bei der i -ten Stützstelle ($i = 1 : 1 : n$) unter Erfüllung der Allpassbedingungen eines monoton fallenden Phasenganges sowie $\phi_{allpass}(0) = 0$, $\phi_{allpass}(\omega_{Nyq}) = n\pi$. (2.13) führt dann mit $\beta_i := 0,5(\phi_{allpass}(\omega_i) + n \cdot \omega_i)$, $\phi_{allpass}(\omega_i) > 0$ zu [101]

$$\sum_{k=0}^{n-1} c_k \sin(k\omega_i - \beta_i) = -\sin(n\omega_i - \beta_i) \quad (2.14)$$

oder in vereinfachter Schreibweise

$$\sum_{k=0}^{n-1} c_k \cdot a_{ik} = b_i. \quad (2.15)$$

Mit $\mathbf{A} = [a_{ik}]$, \mathbf{c} als Vektor der gesuchten Filterkoeffizienten c_k und $\mathbf{b} = [b_1, \dots, b_n]^T$ kann die Gleichung als $\mathbf{c} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{b}$ aufgelöst werden [101]. In einigen Fällen ist \mathbf{A} annähernd singular [33]; dieser Fall ist bei den verwendeten Testsystemen jedoch nie eingetreten. Je glatter $\phi_{allpass}(\omega)$, umso geringer ist die zur guten Nachbildung nötige Koeffizientenzahl bzw. Allpass-Ordnung.

2.1.4 Fehlermaße

Im Fortgang dieser Arbeit wird oftmals die Nachfahrgüte verschiedener Prüfstände bewertet, also die Genauigkeit der Reproduktion von Referenzmessungen auf einem Prüfstand. Zu ihrer Quantifizierung werden verschiedene Fehlermaße eingeführt.

RMS-Fehler e_{RMS} im Zeitbereich

Um die relative Abweichung zweier Signale zu bewerten, wird oft der Effektivwert (RMS) des Differenzsignals von Referenz und Messung $e(n) = r(n) - y(n)$ mit dem RMS des Referenzsignals $r(n)$ ins Verhältnis gesetzt. Ausgehend von (2.7) berechnet sich der relative RMS des Fehler Signals $e(n)$ damit zu

$$RMS(e) := e_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{N-1} e^2(n)}{\sum_{n=0}^{N-1} r^2(n)}} \quad , \quad e_{RMS} \in [0, \infty] \quad (2.16)$$

Ein e_{RMS} von 0% weist somit eine exakte Übereinstimmung der beiden Signale (zu den Abtastzeitpunkten) nach, da dann $e(n) = 0$ zu allen diskreten Zeitpunkten t_i

gelten muss. Weil es keine obere Schranke für $e(n)$ gibt, ist auch e_{RMS} nicht nach oben limitiert.

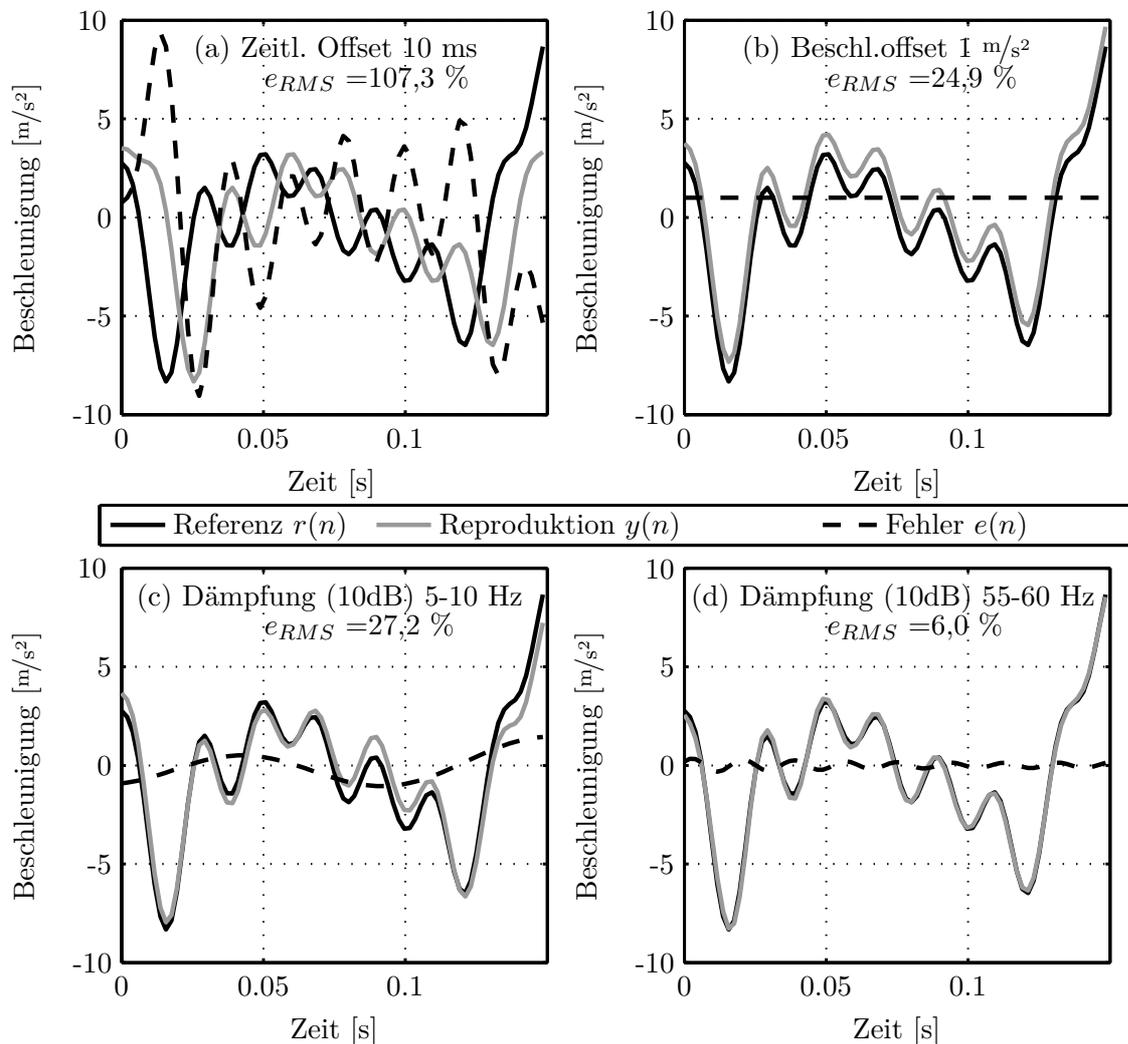


Bild 2.8: Typische Fehlerbilder und Auswirkung auf e_{RMS}

Ein Nachteil der e_{RMS} -basierten Bewertung von Nachfahrgrüten ist die schwierige Interpretation von Fehlerwerten $e_{RMS} \gg 0$, da diese vielfältige Ursachen haben können. Einige Ursachen bedeuten eine relevante Minderung der Nachfahrgrüte. Andere Ursachen schränken die Nachfahrgrüte trotz hoher Fehlerwerte aus praktischen Gesichtspunkten in keiner Weise ein. Bild 2.8 veranschaulicht in der Praxis vorkommende Fälle anhand einer Referenz $r(n)$ und einer gezielt synthetisch daraus abgeleiteten Reproduktion $y(n)$.

Bild 2.8(a) zeigt, dass ein hoher RMS-Fehler bei falscher zeitlicher Zuordnung von Referenz und Reproduktion entstehen kann. Da ein geringer zeitlicher Versatz z. B. auch bei der Datennachbereitung und -zuordnung entstehen kann, aber beim Vorhandensein am realen System meist keine Rolle spielt, ist der tatsächlich relevante RMS-Fehler in diesem Fall praktisch Null. Der am System gemessene Schwingverlauf

entspricht trotz $e_{RMS} = 107,3\%$ exakt der Vorgabe. Daher sollte bei Signalen, die unabhängig voneinander gemessen wurden, zunächst der zeitliche Versatz ausgeglichen werden. Hierfür eignet sich der in Abschnitt 2.1.2 eingeführte korrelationsbasierte Algorithmus.

Der RMS-Fehler in Bild 2.8(b) entsteht durch einen Versatz der Signale in Ordinateurichtung. In der Praxis kann ein solcher Offset etwa beim Verwenden von ICP-Sensoren entstehen. Diese Sensoren weisen oft einen Versatz in der in Bild 2.8(b) verwendeten Größenordnung auf, der am realen System nicht vorhanden ist. Auch in diesem Fall entspricht der Schwingverlauf exakt dem Sollverlauf, trotz Messung eines RMS-Fehlers von 24,9%.

$y(n)$ wird in Bild 2.8(c) durch das Auslöchen aller Frequenzanteile zwischen 5 und 10 Hz aus $r(n)$ bestimmt. Weil die tieffrequenten Anteile bei den anwendungstypischen, auf der Straße gemessenen Beschleunigungsverläufen meist große Amplituden haben, wirkt sich hier ein Unterschied deutlich aus ($e_{RMS} = 27,2\%$). In Bild 2.8(d) sind hochfrequente Anteile (55 bis 60 Hz) aus dem Signal entfernt. Es ist ebenfalls ein Bereich von 5 Hz betroffen. Da die Amplituden der Beschleunigungssignale in diesem Frequenzbereich (bei den hier betrachteten Anwendungen) in der Regel gering sind, ist auch der RMS des Fehlers jetzt deutlich geringer ($e_{RMS} = 6,0\%$) als im Fall des tieffrequenten Bandstops.

Ein hoher e_{RMS} kann also durch nicht praxisrelevante Effekte entstehen und fälschlicherweise den Eindruck schlechter Nachfahrqualität erwecken. Zudem liegen Signale oft nur als PSD vor oder sind nur in Form von PSDs vergleichbar. Daher wird ein zweites Fehlermaß zur Ergänzung eingeführt.

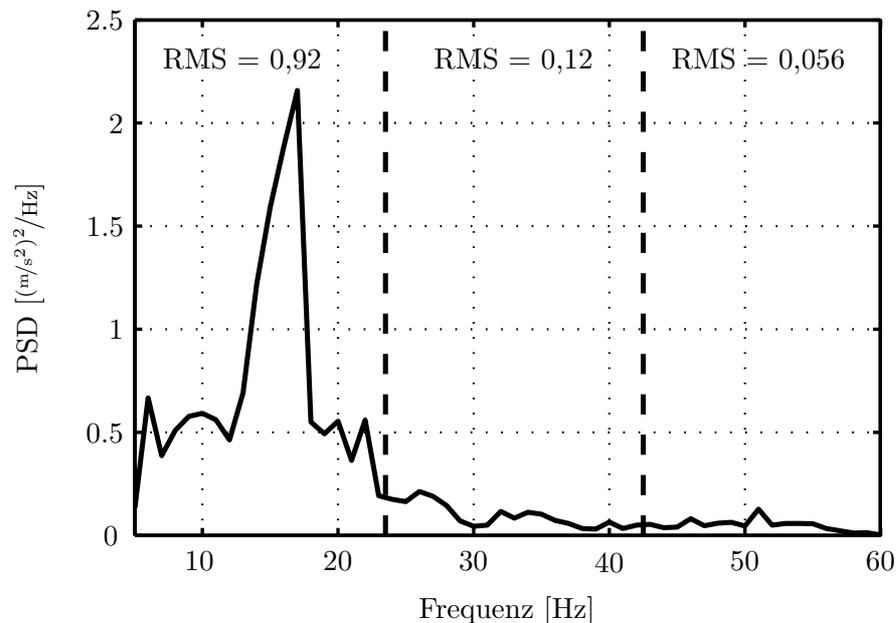


Bild 2.9: PSD und abschnittsweise RMS-Werte eines typischen, auf der Straße gemessenen Beschleunigungsprofils

Fehlerberechnung im Frequenzbereich: e_{PSD}

Aufgrund der typischen Charakteristika von störgeräuschrelevanten Straßenmessungen haben Abweichungen bei hohen Frequenzen nur geringe Auswirkungen auf den e_{RMS} . Etwa ab 20 Hz ist nur noch geringe Energie im Signal (Bild 2.9: 92 % sind im unteren Drittel der betrachteten Frequenzen konzentriert). Für höhere Frequenzen kann somit trotz hoher relativer Abweichungen ein geringer e_{RMS} resultieren (siehe Bild 2.8(c) vs. (d)).

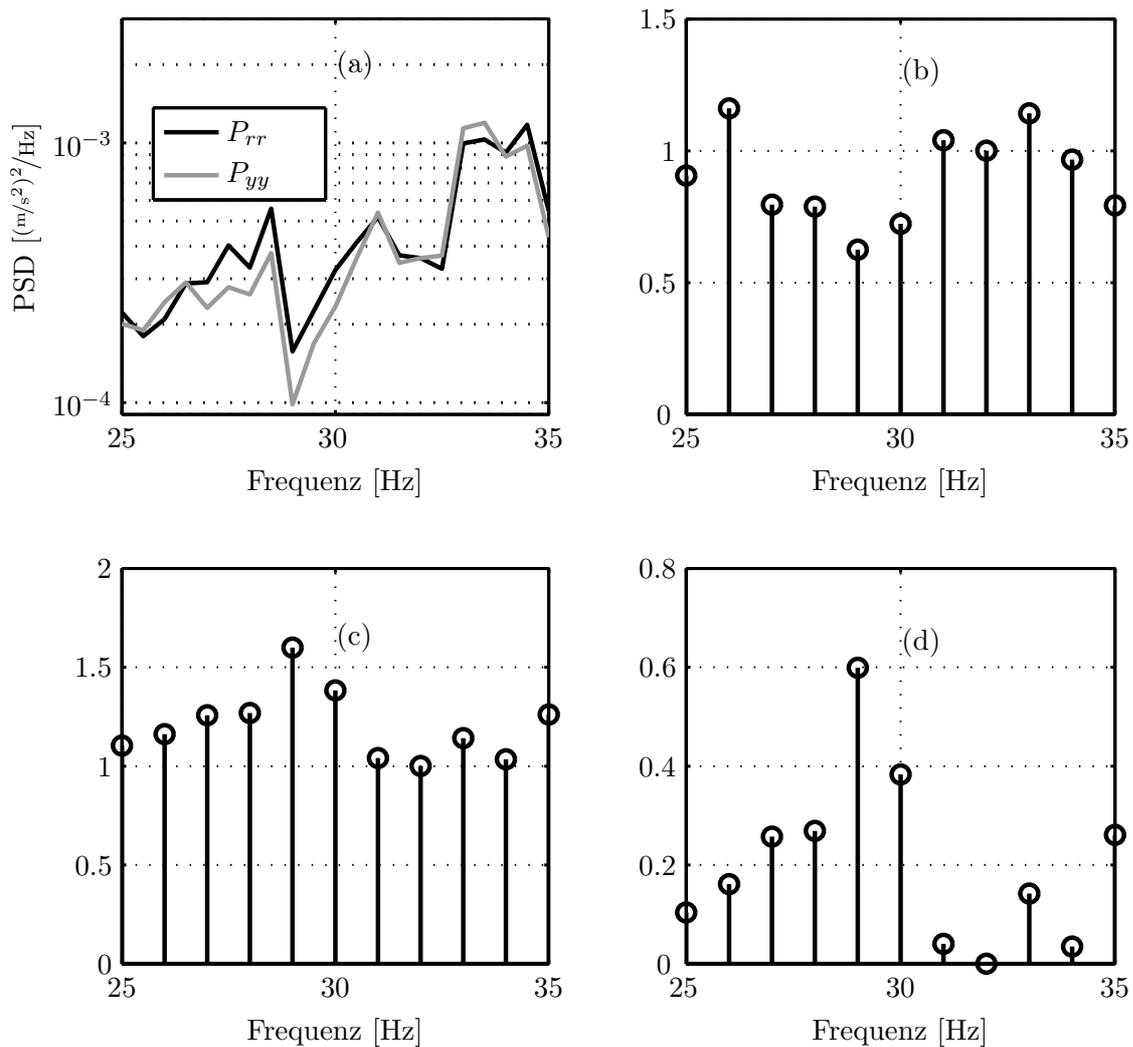


Bild 2.10: Berechnung von e_{PSD} von (a) nach (d). e_{PSD} ist das arithmetische Mittel der Werte von (d)

Bei dem PSD-Fehlermaß würde eine Wertung des absoluten Fehlers oder eines auf den integralen Effektivwert bezogenen relativen Fehlers der Bedeutung der höheren Frequenzen ebenfalls nicht gerecht. Gewünscht ist jedoch eine gleichmäßige Gewichtung von Fehlern im ganzen Frequenzbereich, unabhängig der Charakteristika der Straßenprofile. Anderenfalls könnten z. B. Regelprobleme oder mangelnde Berücksichtigung höherfrequenter Signalanteile unentdeckt bleiben. Das Fehlermaß soll

deshalb die relativen Abweichungen in jedem Frequenzbereich gleich stark berücksichtigen. Es wird dafür das Fehlermaß e_{PSD} eingeführt. Die Berechnung von e_{PSD} erfolgt in vier Schritten (Bild 2.10). Grundprinzip ist die Berechnung der Verhältnisse von Soll- zu Istsignal für jeden Frequenzstützpunkt. Diese Verhältnisse sind unabhängig von der absoluten Größe des Signals. Erst nach Bildung dieses relativen Fehlerwertes pro Stützstelle werden die einzelnen Werte summiert und durch die Anzahl der Stützpunkte dividiert, d.h. es wird ihr arithmetisches Mittel bestimmt.

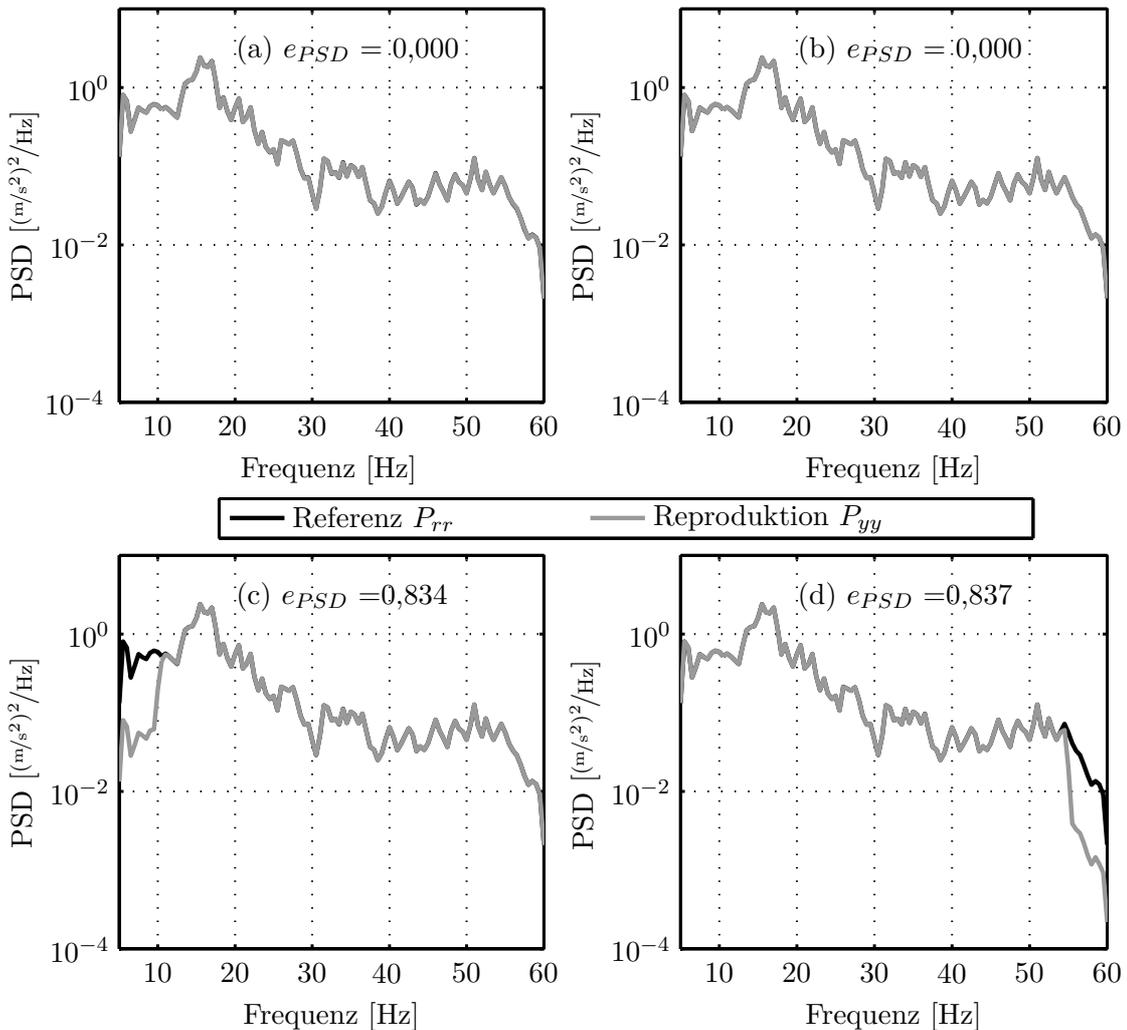


Bild 2.11: Typische Fehlerbilder (Signale (a) bis (d) wie in Bild 2.8) und Auswirkungen auf die PSDs und e_{PSD}

- a) Ausgangsbasis sind die Leistungsdichtespektren von Sollsignal $r(n)$ und Reproduktion $y(n)$ (Bild 2.10 (a)). Die Stützstellendichte Δf wird dabei zu 1 Hz gewählt
- b) Dann werden die Amplituden von P_{rr} und P_{yy} bei jeder Frequenzstützstelle ins Verhältnis gesetzt und ergeben jeweils einen Faktor (Bild 2.10 (b)). Bei exakter Übereinstimmung würde bei jeder Frequenz ein Verhältnis von 1 resultieren

- c) Für Verhältnisse < 1 werden die reziproken Werte verwendet. Dadurch resultiert ein n -fach größeres Reproduktionssignal im gleichen Faktor wie ein $1/n$ -fach kleineres Signal. Abweichungen in beiden Richtungen werden somit gleich stark bewertet. Alle Faktoren sind jetzt größer 1 (Bild 2.10 (c))
- d) Im letzten Schritt (Bild 2.10 (d)) wird 1 von jedem Faktor subtrahiert, um einen Null-Fehler bei exakter Reproduktion zu erreichen. Das Fehlermaß e_{PSD} wird als arithmetische Mittel aller Werte im betrachteten Frequenzbereich bestimmt

e_{PSD} ist einheitslos und nicht direkt physikalisch interpretierbar. Bei zwei exakt identischen PSDs resultiert $e_{PSD} = 0$. Größere Abweichungen ergeben ein höheres Fehlermaß. Bild 2.11 zeigt, dass sich ein Versatz der Zeitsignale in Abszissen- oder Ordinatenrichtung (Bild 2.8 (a) und (b)) nicht auf den e_{PSD} auswirkt, da das PSD des Mess-Signals im betrachteten Frequenzbereich ($[5 \dots 60]$ Hz) davon nicht beeinflusst wird. Die Dämpfung von tief- und hochfrequenten Signalanteilen (wie in Bild 2.8 (c) und (d)) dagegen resultiert in einem annähernd gleich hohen e_{PSD} .

Solange die eingeleitete Schwingenergie, die durch das PSD beschrieben wird, der Referenz entspricht, ist die Simulationsgüte aus praktischer Sicht als gut zu bewerten. Dies bildet sich im e_{PSD} ab. Auf die Verwendung des e_{RMS} wird nicht verzichtet, da er für die Bewertung von Nachfahrgütern die gängigste Kenngröße ist, und zudem im Gegensatz zum e_{PSD} die Phasen und Amplitudenverteilung mit berücksichtigt. In späteren Auswertungen werden sowohl e_{PSD} als auch e_{RMS} verwendet, da sie sich für die Bewertung der Reproduktionsgüte gut ergänzen.

2.2 Systemidentifikation

Aus Ein-Ausgangsmessungen kann der *Frequenzgang* (*Frequency Response Data*, FRD) $H(f)$ eines Systems geschätzt werden. Für lineare, zeitinvariante Systeme kann $H(f)$ als Verhältnis des Ausgangssignals $Y(f)$ zum Eingangssignal $U(f)$ im Frequenzbereich bestimmt werden.

$$H_{uy}(f) = \frac{Y(f)}{U(f)} \quad (2.17)$$

Ein auf diese Weise identifizierter Frequenzgang ist durch Rauschen oft stark verfälscht. Bei den hier betrachteten Systemen ist nur das Mess-Signal y von Rauschen betroffen, da das Eingangssignal u synthetisch erzeugt wird und somit praktisch rauschfrei ist. Bei der Berechnung des Kreuzleistungsdichte P_{yu} fallen unkorrelierte Signalanteile (also auch die Rauschanteile von y) heraus. Dies macht man sich beim sogenannten H_1 -Verfahren zunutze:

$$H_{1,uy}(f) = \frac{P_{yu}(f)}{P_{uu}(f)} \quad (2.18)$$

Zur Berechnung von P_{yu} und P_{uu} werden die Zeitsignale nach WELCH, wie bereits beschrieben, in einzelne, überlappende und gefensterter Abschnitte unterteilt. Die

Anzahl der Segmente ist ein wichtiger Parameter für die Glattheit des resultierenden Frequenzgangs (Bild 2.12).

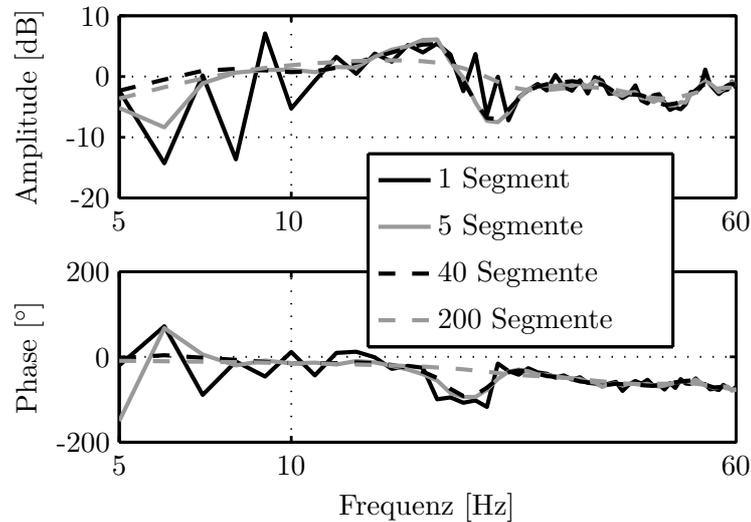


Bild 2.12: Auswirkung der Anzahl der Segmente auf den FRD

Aus praktischer Sicht erweist sich für die später vorgestellten Anwendungen eine Verwendung von 5 bis 40 Segmenten als sinnvoll. Ohne Anwendung einer solchen Mittelung kann die mangelnde Glattheit der Übertragungsfunktion zu Problemen führen. Alle im weiteren Verlauf der Arbeit zur Systemkompensation geschätzten Frequenzgänge werden auf Basis von (2.18) mit 20 Segmenten ermittelt.

Als Stimulus u einer Systemidentifikation wird in der Regel ein Rauschsignal oder alternativ ein Sinus-*Sweep* (Gleitsinus, *Chirp*) mit konstanter Beschleunigungsamplitude verwendet [79]. Bei definiertem Frequenzvektor $f_{swp}(t)$ und konstanter Sinusamplitude \hat{a}_{swp} kann das Zeitsignal entsprechend (2.19) berechnet werden.

$$a_{swp}(t) = \hat{a}_{swp} \cdot \sin\left(2\pi \int_0^{t_{e,swp}} f_{swp}(t) dt\right) \quad (2.19)$$

Durch doppeltes Integrieren des Beschleunigungssignals errechnet sich die zugehörige, zeitabhängige Hüllkurve der Wegamplitude $\hat{z}_{swp}(t)$. Da bei tiefen Frequenzen oft Wege auftreten, die mechanische Grenzen des Aktors überschreiten, kann eine Wegbegrenzung nötig sein (Bild 2.13).

Nichtlineares Systemverhalten kann mit diesem Modell nur angenähert durch Linearisierung in einem Arbeitspunkt beschrieben werden. Für unterschiedliche Arbeitspunkte folgen unterschiedliche Linearisierungen. Der für die Identifikation genutzte Stimulus sollte daher möglichst genau dem späteren Arbeitspunkt entsprechen.

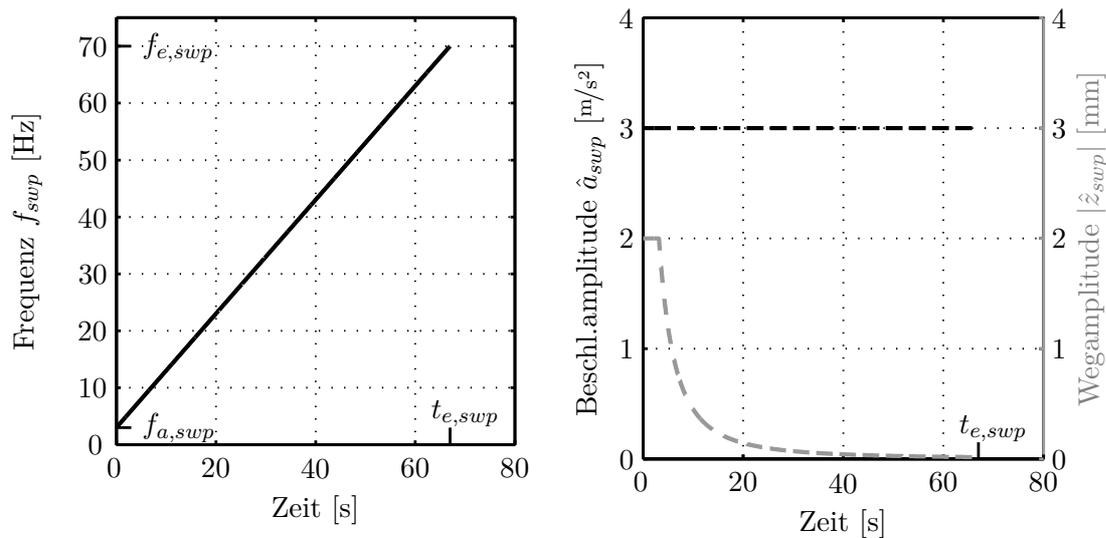


Bild 2.13: Verlauf des Frequenzvektors (linkes Bild) sowie der Beschleunigungs- und Wegamplitude (rechtes Bild) eines Sinus-Sweeps mit Wegbegrenzung

2.3 Einfache Regler

Nach [7] ist mit *Regelung* die gezielte Beeinflussung einer Eingangsgröße eines zu regelnden Systems gemeint, damit die Ausgangs- bzw. Regelgröße des Systems den Wunschwert möglichst schnell und möglichst genau annimmt. Zum Erfassen der Ausgangsgröße sind Sensoren nötig, zum Aufbringen der berechneten Stellgrößen Stellglieder bzw. Aktoren (Bild 2.14). Regelungen erhalten permanent Rückmeldung vom System und können daher auf den Systemzustand reagieren. Es handelt sich also um geschlossene Kreise.

Steuerungen dagegen erhalten keine Rückmeldung vom Prozess bzw. System, d. h. es handelt sich um offene Ketten. Mit Regelungen kann auf Störungen reagiert werden, zudem kann dem System ein anderes dynamisches Verhalten aufgeprägt werden. Der Auslegungs- und Implementierungsaufwand ist jedoch im Vergleich zur Steuerung erhöht, und für Sensorik und Hardware fallen eventuell höhere Kosten an. Zudem kann sich die Systemdynamik auch in unerwünschter oder negativer Weise verändern, z. B. kann das System instabil werden.

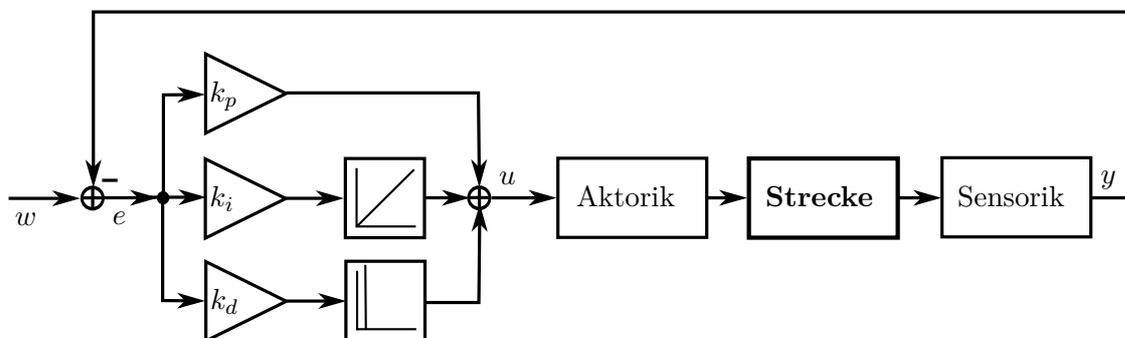


Bild 2.14: Über einen PID-Regler geschlossener Regelkreis

Die einfachsten Regler bestehen aus Proportional-, Integral- oder Differential-Gliedern. Der Fehler zwischen Referenzsignal w und Mess-Signal y wird berechnet und direkt oder in integrierter oder abgeleiteter Form mit den Regelparametern k_p , k_i bzw. k_d gewichtet. Kombinationen dieser Regler werden PID-Regler genannt (Bild 2.14). Da Differentiatoren hochfrequente Signalanteile verstärken, gewichtet k_d besonders diese Anteile und kann auch zu einer Rauschverstärkung führen. Integratoren dagegen haben Tiefpasswirkung, daher wirkt sich k_i besonders auf niederfrequente Fehleranteile aus und kann als einziger der drei Parameter auch für stationäre Genauigkeit sorgen. PID-Regler eignen sich nicht bei komplizierten Anwendungsfällen [28].

2.4 Der Zustandsraum

Das Verhalten dynamischer Systeme kann auf verschiedene Arten beschrieben und untersucht werden. Eine klassische Art der Beschreibung erfolgt mit Übertragungsfunktionen im Frequenzbereich, die mittels LAPLACE-Transformation aus Differentialgleichungen bestimmt werden können. Eine alternative Form der Beschreibung dynamischen Systemverhaltens bietet der *Zustandsraum*. Das System wird hier im Zeitbereich durch Differentialgleichungen erster Ordnung abgebildet. Eine Differentialgleichung n -ter Ordnung führt zu einem äquivalenten System mit n Differentialgleichungen erster Ordnung im Zustandsraum. Die Beschreibung im Zustandsraum bietet gegenüber der klassischen Betrachtung im Frequenzbereich einige Vorteile. Für die späteren Anwendungen innerhalb der vorliegenden Arbeit ist besonders relevant, dass bei Systembetrachtung im Zustandsraum [28]

1. tiefere Einsichten in das Systemverhalten möglich sind
2. effiziente Entwurfsverfahren für Mehrgrößensysteme vorhanden sind
3. eine „sehr rationelle numerische Berechnung auf dem Rechner“ [28] möglich ist

2.4.1 Systemtheorie und Modellbildung

Die *Zustandsvariablen* bzw. *Zustände* \mathbf{x} des Systems vermitteln „zwischen Ein- und Ausgangsgröße der Strecke“ [28]. Ein lineares Zustandsraummodell wird allgemein in der Form

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u} \quad (2.20a)$$

$$\dot{\mathbf{y}} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{D} \cdot \mathbf{u} \quad (2.20b)$$

beschrieben.

Im Verlauf dieser Arbeit werden nur lineare, zeitinvariante (LTI-) Systeme betrachtet. Mit \mathbf{A} wird ein System linearer Differentialgleichungen erster Ordnung für \mathbf{x} aufgebaut und definiert. Die Eingangs- oder Steuermatrix \mathbf{B} enthält die Wirkung

der Stellsignale \mathbf{u} auf die Zustände, die Ausgangsmatrix \mathbf{C} wählt (und transformiert) eine Teilmenge der Zustände und bestimmt damit den Vektor der Systemausgänge \mathbf{y} . Die Durchgriffsmatrix \mathbf{D} beschreibt die direkte Auswirkung der Eingänge \mathbf{u} auf den Systemausgang. Die Anzahl der Zustände n bestimmt die Systemordnung bzw. die Ordnung von \mathbf{A} . Die Anzahl p der Eingänge \mathbf{u} legt die Ordnung von \mathbf{B} ($n \times p$) fest. Die Anzahl q der Ausgänge \mathbf{y} bestimmt \mathbf{D} als $q \times p$ -Matrix und \mathbf{C} als $q \times n$.

Die in (2.20) dargestellte Form ist die allgemeine Form für ein MIMO-System, im SISO-System degradieren die Matrizen $\mathbf{B}^{n \times p}$ und $\mathbf{C}^{q \times n}$ zu den Vektoren \mathbf{b} und \mathbf{c}^T und $\mathbf{D}^{q \times p}$ zum Skalar d . Die Ordnung von $\mathbf{A}^{n \times n}$ wird dagegen nur von der Anzahl der Zustände n bestimmt. Der Term $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}$, der in Matrixform die n Differentialgleichungen erster Ordnung enthält, bestimmt die Systemdynamik. Die aus der *charakteristischen Gleichung* des Systems bestimmten Nullstellen sind die Eigenwerte von \mathbf{A} .

$$\det(\lambda \cdot \mathbf{I} - \mathbf{A}) = 0 \quad (2.21)$$

Die Lage der Eigenwerte bestimmt die Stabilität des Systems. Die Eigenwerte finden sich als Exponenten im Lösungsansatz des Eigenwertproblems. Nur bei negativen Realteilen klingt die Schwingung ab, das System ist stabil, bei positiven Realteilen des Eigenwertes ist das System instabil, da die Schwingung gegen unendlich wächst. Aufgrund des Superpositionsprinzips ist das System bereits bei einem instabilen Eigenwert instabil.

Um die Realisierbarkeit einer Regelung abzuschätzen, müssen *Steuerbarkeit* und *Beobachtbarkeit* des Systems analysiert werden. Die Steuerbarkeit beschreibt die Beeinflussbarkeit der Systemzustände \mathbf{x} durch den Eingangsvektor \mathbf{u} , Beobachtbarkeit meint die aus dem Ausgangsvektor \mathbf{y} herleitbaren Kenntnisse über die Systemzustände. Nach Definition [28] heißt ein System *vollständig steuerbar*, wenn „sein Zustandspunkt \mathbf{x} durch geeignete Wahl des Steuervektors \mathbf{u} in endlicher Zeit aus dem beliebigen Anfangszustand \mathbf{x}_0 in den Endzustand $\mathbf{0}$ bewegt werden kann“. Analog [28] heißt ein System *vollständig beobachtbar*, wenn man „aus der Messung von \mathbf{y} über eine endliche Zeitspanne den Anfangszustand \mathbf{x}_0 eindeutig bestimmen kann, ganz gleich wo dieser liegt“.

Die Bestimmung der Steuerbarkeit und Beobachtbarkeit eines Systems erfolgt auf zueinander analoge Weise. Nach KALMAN ist ein System steuerbar, wenn die *Steuerbarkeitsmatrix* \mathbf{S}_c den vollen Rang n besitzt [7].

$$\text{Rg}(\mathbf{S}_c) = \text{Rg}(\mathbf{B}, \mathbf{A}\mathbf{B}, \mathbf{A}^2\mathbf{B}, \dots, \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{B}) = n \quad (2.22)$$

Die Beobachtbarkeit wird analog mittels des Ranges der *Beobachtbarkeitsmatrix* \mathbf{S}_o untersucht [7].

$$\text{Rg}(\mathbf{S}_o) = \text{Rg}(\mathbf{C}, \mathbf{C}\mathbf{A}, \mathbf{C}\mathbf{A}^2, \dots, \mathbf{C}\mathbf{A}^{n-1})^T = n \quad (2.23)$$

Die KALMAN-Kriterien tendieren aufgrund der Matrizenpotenzierung bis zur Ordnung $n - 1$ zu numerischen Problemen [41] und liefern zudem keine Eigenwert-spezifischen Aussagen, sondern nur ganzheitliche Aussagen zur System-Steuerbarkeit und -Beobachtbarkeit. Oft wird daher das HAUTUS-Kriterium vorgezogen. Nach HAUTUS ist der Eigenwert λ_i steuerbar, falls die Bedingung

$$\text{Rg}(\lambda_i \mathbf{I} - \mathbf{A}, \mathbf{B}) = n \quad (2.24)$$

erfüllt ist.

Das analoge HAUTUS-Kriterium für Beobachtbarkeit fordert, dass für den Eigenwert λ_i Bedingung (2.25) erfüllt ist.

$$\text{Rg} \begin{pmatrix} \lambda_i \mathbf{I} - \mathbf{A} \\ \mathbf{C} \end{pmatrix} = n \quad (2.25)$$

2.4.2 Zustandsregler

Eine Zustandsregelung kann die Pole eines Systems (innerhalb vorhandener Grenzen) verschieben und dem System so eine gewünschte Dynamik aufprägen. Ein instabiles System kann so durch Verschieben der instabilen Pole stabilisiert werden. Der Regler gewichtet die Systemzustände \mathbf{x} mit der Regelmatrix \mathbf{R} . Er wird oft um eine Vorfiltermatrix \mathbf{F} ergänzt (Bild 2.15). Die Stellgrößen \mathbf{u} bestimmen sich dann aus dem Regelgesetz $\mathbf{u} = -\mathbf{R}\mathbf{x} + \mathbf{F}\mathbf{w}$.

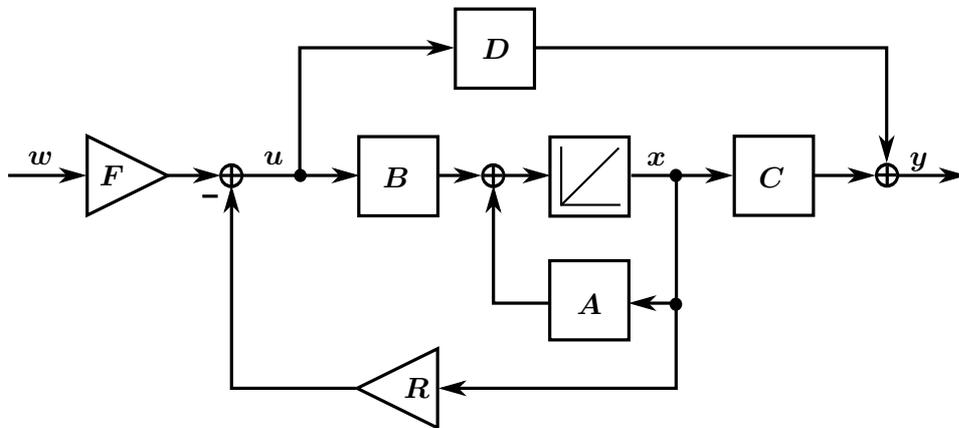


Bild 2.15: Schema eines geregelten Zustandsraummodells

Einsetzen des Regelgesetzes in die Gleichung des Zustandsraumsystems (2.20) ergibt die Gleichungen des geregelten Systems.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x} - \mathbf{B} \cdot \mathbf{R}\mathbf{x} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{F}\mathbf{w} \quad (2.26a)$$

$$\dot{\mathbf{y}} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x} - \mathbf{D} \cdot \mathbf{R}\mathbf{x} + \mathbf{D} \cdot \mathbf{F}\mathbf{w} \quad (2.26b)$$

Die Systemmatrix des geregelten Systems ist also $\mathbf{A}_{cl} = (\mathbf{A} - \mathbf{B} \cdot \mathbf{R})$, und ihre Eigenwerte werden bei gegebenen Matrizen \mathbf{A} und \mathbf{B} durch die Regelmatrix \mathbf{R} bestimmt.

Es gibt verschiedene Verfahren, um \mathbf{R} zu parametrieren. Ein übliches Verfahren ist die Methode der Polvorgabe, bei dem von gewünschten Polen des geregelten Systems ausgehend die zugehörige Regelmatrix bestimmt wird. Im Eingrößenfall ist das Problem von ACKERMANN gelöst, für Mehrgrößensysteme kann die Formel von ROPPENECKER verwendet werden. Beide Verfahren basieren auf der Durchführung eines Koeffizientenvergleichs zwischen der gewünschten charakteristischen Gleichung (aufgrund der Polvorgabe) und der tatsächlichen charakteristischen Gleichung. Die Gleichungen enthalten jeweils die Regelparameter als Unbekannte, nach denen sie dann aufgelöst werden können.

Anstelle der Polvorgabe können auch Verfahren der *optimalen Regelung* herangezogen werden. Beim Entwurf eines LQR-Reglers (*Linear Quadratic Regulator*) wird das Gütefunktional J für ein gegebenes System im Zustandsraum minimiert. Die beiden Gewichtungsmatrizen \mathbf{Q}_{LQR} und \mathbf{R}_{LQR} sind die Vorgabeparameter im Reglerentwurf. Sie gewichten die Regelabweichungen bzw. den Stellgrößeneinsatz in (2.27). Bei einer mit höheren Werten belegten Matrix \mathbf{Q}_{LQR} sorgt der Regler tendenziell für geringere Regelabweichungen der Zustände unter erhöhtem Stellgrößeneinsatz. Dies kann sich allerdings negativ auf Robustheit und Stabilitätsverhalten des Reglers auswirken [14].

$$J = \int_0^{\infty} (\mathbf{x}^T \mathbf{Q}_{LQR} \mathbf{x} + \mathbf{u}^T \mathbf{R}_{LQR} \mathbf{u}) dt \quad (2.27)$$

2.4.3 Zustandsbeobachter

Der im vorigen Kapitel eingeführte Zustandsregler \mathbf{R} verlangt eine Rückführung aller Systemzustände \mathbf{x} . Diese sind jedoch nicht zwingend messbar. Aus den Systemeingängen \mathbf{u} und den messbaren Systemausgängen \mathbf{y} kann mit Hilfe eines *Zustandsbeobachters* nach LUENBERGER eine Schätzung $\hat{\mathbf{x}}$ der Zustände \mathbf{x} erfolgen. Der Zustandsbeobachter selbst ist ein dynamisches System, dessen Verhalten von der Beobachtermatrix \mathbf{L} bestimmt wird.

Aus dem Signalflussbild (Bild 2.16) lassen sich die Beobachtermatrizen ablesen:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A} \cdot \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u} + \mathbf{L}(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}) \quad (2.28a)$$

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C} \cdot \hat{\mathbf{x}} \quad (2.28b)$$

$$\Rightarrow \dot{\hat{\mathbf{x}}} = (\mathbf{A} - \mathbf{LC})\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u} + \mathbf{Ly} \quad (2.28c)$$

Die Schätzung des Beobachters $\hat{\mathbf{x}}$ konvergiert gegen den Vektor der tatsächlichen Zustände \mathbf{x} , wenn der Schätzfehler $\mathbf{e} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}$ minimiert wird. Zur Bestimmung des Fehlers werden die ersten Gleichungen aus (2.26) und (2.28) subtrahiert. Die Fehlerdifferentialgleichung ergibt sich dann durch Differentiation und lautet:

$$\dot{\mathbf{e}} = \frac{d}{dt}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}) = (\mathbf{A} - \mathbf{LC})(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}) = (\mathbf{A} - \mathbf{LC}) \cdot \mathbf{e} \quad (2.29)$$

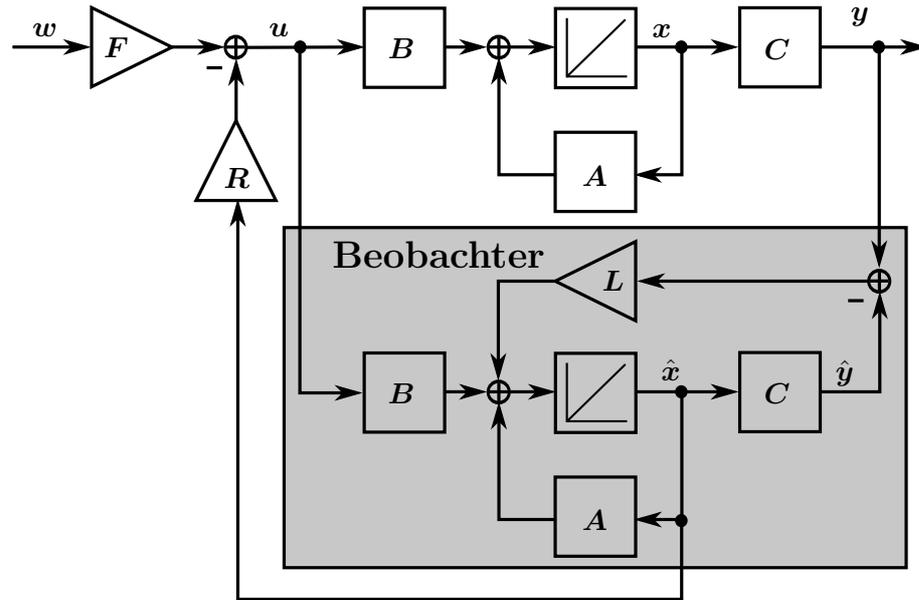


Bild 2.16: Geregeltes Zustandsraummodell (ohne Durchgriff) mit vollständigem Beobachter

Die Beobachtermatrix L muss so gewählt werden, dass $A - LC$ negative (also stabile) Eigenwerte aufweist. $(A - LC)$ hat Ähnlichkeiten mit der Dynamikgleichung $(A - BR)$ des zustandsregulierten Systems. Die Berechnung der Beobachtermatrix L kann daher analog zum Reglerentwurf erfolgen. Dabei gelten die Analogien $A \Rightarrow A^T$, $B \Rightarrow C^T$ und $L^T \Rightarrow R$. Polvorgabe oder die Berechnung eines *optimalen* Beobachters (LQE, *Linear Quadratic Estimator*) sind in Entsprechung zum Reglerentwurf möglich. Bei der Kombination von optimaler Regelung (LQR) und optimaler Beobachtung (LQE) spricht man von LQG-Regelung (*Linear Quadratic GAUSSian control*).

Der Beobachter muss schneller als das zu beobachtende System sein, um gute Schätzwerte liefern zu können. Seine Pole müssen daher einen absolut größeren Realteil als das System haben, wobei sie aus Stabilitätsgründen weiterhin negativ sein müssen. Die Beobachterpole können nur dann beliebig verschoben werden, wenn das System vollständig beobachtbar ist.

Das über den Beobachter und Regler *geschlossene* System (Bild 2.16) weist zusätzlich zu den tatsächlichen Zuständen x die beobachteten Zustände \hat{x} auf.

$$\begin{pmatrix} \dot{x} \\ \dot{\hat{x}} \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} A & -BR \\ LC & A - LC - BR \end{pmatrix}}_{A_{cl}} \begin{pmatrix} x \\ \hat{x} \end{pmatrix} + \underbrace{\begin{pmatrix} BF \\ BF \end{pmatrix}}_{B_{cl}} u \quad (2.30a)$$

$$y = \underbrace{\begin{pmatrix} C & 0 \end{pmatrix}}_{C_{cl}} \begin{pmatrix} x \\ \hat{x} \end{pmatrix} \quad (2.30b)$$

In vielen Fällen ist zusätzlich zu den Systemausgängen eine Teilmenge der Zustände messbar. Falls diese Messungen vorhanden sind, sollten sie in der Regel ver-

wendet werden und nicht durch einen Beobachter geschätzt werden. Zum Einen ist die tatsächliche Messung genauer als eine Schätzung, zum anderen erhöht sich die Beobachterordnung mit jedem geschätzten Zustand, und benötigt somit vermehrte Hardware-Ressourcen. Im Gegensatz zum *vollständigen* Beobachter schätzt der *reduzierte* Beobachter nur eine Teilmenge der Zustände, die nicht messbaren Zustände \mathbf{v} [72]. Dabei erwartet er auch nur eine Teilmenge der Zustände. Die Ordnung des reduzierten Beobachters ist dementsprechend geringer als die des Vollständigen. Zur Herleitung seiner Gleichungen muss das System in die gemessenen Zustände \mathbf{x} und die zu beobachtenden Zustände \mathbf{v} unterteilt werden.

$$\begin{pmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{\mathbf{v}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{v} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{B}_2 \end{pmatrix} \mathbf{u} \quad (2.31a)$$

$$\mathbf{y} = (\mathbf{C}_1^T \mathbf{C}_2^T) \begin{pmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{v} \end{pmatrix} \quad (2.31b)$$

Um die Systemgleichungen des reduzierten Beobachters zu vereinfachen, wird die Transformation $\mathbf{z} = \mathbf{v} - \mathbf{L}\mathbf{y}$ eingeführt ($\dot{\mathbf{y}}$ kann damit eliminiert werden). Die Systemgleichungen des dynamischen Systems *reduzierter Beobachter* ergeben sich dann zu

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{z}} = & \overbrace{(\mathbf{A}_{22} - \mathbf{L}\mathbf{A}_{12})}^{\mathbf{A}_z} \mathbf{z} + \overbrace{(\mathbf{B}_2 - \mathbf{L}\mathbf{B}_1)}^{\mathbf{B}_z} \mathbf{u} \\ & + \underbrace{[(\mathbf{A}_{22} - \mathbf{L}\mathbf{A}_{12})\mathbf{L} + \mathbf{A}_{21} - \mathbf{L}\mathbf{A}_{11}]}_{\mathbf{C}_z} \mathbf{y} \end{aligned} \quad (2.32a)$$

$$\mathbf{z} = \mathbf{v} - \mathbf{L}\mathbf{y} \quad (2.32b)$$

Zur Bestimmung der Gleichungen des über den reduzierten Beobachter und Zustandsregler *geschlossenen Systems* muss die Reglermatrix \mathbf{R} entsprechend den gemessenen und beobachteten Zuständen in die beiden Submatrizen \mathbf{R}_1 und \mathbf{R}_2 aufgespalten werden, so dass gilt $\mathbf{u} = -\mathbf{R}_1\mathbf{y} - \mathbf{R}_2\mathbf{v} + \mathbf{F}\mathbf{w}$. Einsetzen in (2.20) und (2.32) ergibt

$$\begin{pmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{\mathbf{z}} \end{pmatrix} = \overbrace{\begin{pmatrix} -\mathbf{B}\mathbf{R}_1\mathbf{C} - \mathbf{B}\mathbf{R}_2\mathbf{L}\mathbf{C} + \mathbf{A} & -\mathbf{B}\mathbf{R}_2 \\ -\mathbf{B}_z\mathbf{R}_1\mathbf{C} - \mathbf{B}_z\mathbf{R}_2\mathbf{L}\mathbf{C} + \mathbf{C}_z\mathbf{C} & -\mathbf{B}_z\mathbf{R} + \mathbf{A}_z \end{pmatrix}}^{\mathbf{A}_{cl}} \begin{pmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{z} \end{pmatrix} + \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{B}\mathbf{F} \\ \mathbf{B}_z\mathbf{F} \end{pmatrix}}_{\mathbf{B}_{cl}} \mathbf{w} \quad (2.33a)$$

$$\mathbf{y} = \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{C} & \mathbf{0} \end{pmatrix}}_{\mathbf{C}_{cl}} \begin{pmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{z} \end{pmatrix} \quad (2.33b)$$

Die Beobachterdynamik kann analog zum Entwurf des vollständigen Beobachters mittels Polvorgabe ausgelegt werden. Das *Separationstheorem* besagt, dass die durch den Beobachter zusätzlich eingeführten Pole die Pole des geregelten Systems dabei nicht beeinflussen.

2.4.4 Tracking Error Estimation

Zustandsregelte Systeme führen die gewichteten Systemzustände (und somit auch die Systemausgänge) negativ zurück. Sie sind in der bisherigen Form keine Folgeregler, da der Vektor der Sollsignale w nur im Vorwärtspfad verwendet wird, während im *feedback*-Teil direkt die Messung der Systemzustände eingespeist wird (Bild 2.16). Diese Struktur kann für die Ruhestabilisierung der instabilen Aktoren verwendet werden, zum Nachfahren (*Tracking*) von Trajektorien ist sie jedoch nicht geeignet. Eine Kaskadierung mit einem PI-Regler führt zu keinem guten Führungsfolgeverhalten, da der PI-Regler vom dämpfenden Zustandsregler vierter Ordnung dominiert wird (Abschnitt 4.2). Eine alternative Erweiterung, die als *Tracking Error Estimation* (TEE) [14] bezeichnet wird (dt.: Folgefehlerschätzung), verwendet den Zustandsregler selbst zum Nachfahren der Sollsignale, um ein möglichst gutes Folgeverhalten der Gesamtstruktur zu erreichen.

Der Vektor der *Regelabweichung eines jeden Zustands vom gewünschten Wert* wird in den Zustandsregler eingespeist. Der gewünschte Zustand bzw. Sollzustand bestimmt sich aus dem Referenzvektor w der Regelgrößen. Bei hinreichender Systemkenntnis lässt sich aus einem Trajektorienvektor w ein entsprechender Trajektorienvektor für die Zustände bestimmen. Hierfür lässt sich eine an einen Zustandsbeobachter angelehnte *feedforward*-Struktur verwenden, der *Referenzzustandsgenerator* (*Reference State Generator* [14]). Bei berechnetem aktuellem Soll-Zustand und gemessenem oder geschätztem Ist-Zustand lässt sich deren Differenz (anstelle der Messung oder Schätzung) als Eingangsgröße dem Zustandsregler zuführen.

Anstelle einer separaten Implementierung eines Referenzzustandsgenerators kann, falls bereits vorhanden, hierfür der Zustandsbeobachter verwendet werden. Dies spart Auslegungsaufwand und Echtzeitkapazitäten ein und lässt sich mathematisch auf den Referenzzustandsgenerator zurückführen [14]. Die resultierende Struktur führt dem Beobachter den Fehler der Regelgrößen zu (Bild 2.17). Der Beobachter schätzt daraufhin nicht die Zustände (\hat{x}), sondern die Folgeabweichungen der Zustände (\hat{x}_e).

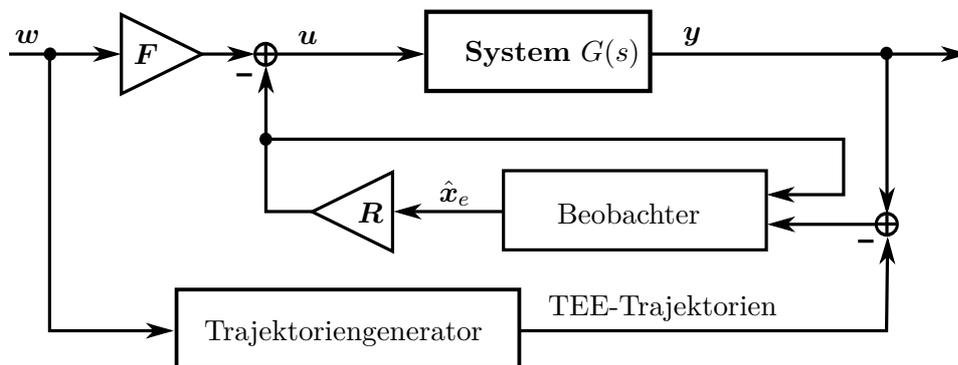


Bild 2.17: Zustandsregler mit Beobachter und *Tracking Error Estimation* (TEE) [14]

Zur Realisierung des *Tracking Error Estimator* müssen Soll-Trajektorien für alle gemessenen (nicht durch den Beobachter zu schätzenden) Zustände berechnet werden.

Je nach der Struktur der Zustände und den Unterschieden zwischen der Menge der Regelgrößen und der Menge der gemessenen Zustände kann hierfür ein *Trajektorien-generator* nötig sein. In einfachen Fällen handelt es sich dabei um Integrator- oder Differentiatorketten.

Das mit TEE geschlossene System hat die gleichen Eigenwerte und Dynamik wie das System mit Beobachter und Regler ohne TEE, da die Systemmatrix \mathbf{B}_{cl} aus (2.30) erhalten bleibt. Die Matrix \mathbf{B}_{cl} des *geschlossenen* Systems ändert sich allerdings, da jetzt der Systemeingang \mathbf{w} auch auf den Vektor der geschätzten Zustände $\hat{\mathbf{x}}$ wirkt: die Beobachtermatrix \mathbf{L} erhält anstelle des Messvektors \mathbf{y} jetzt den Fehlervektor. Über die Steuermatrix des geschlossenen Systems fließt die TEE-Erweiterung in die Führungsübertragungsfunktion des geschlossenen Systems ein und ändert somit das Übertragungs- bzw. Folgeverhalten im Sinne einer besseren Nachfahrgüte (Abschnitt 6.4.2).

2.5 Systemkompensation durch Invertierung

Die in den vorigen Abschnitten ausgeführten Regler basieren auf *feedback*-Strukturen, die auf Basis der Abweichungen zwischen Soll- und Messgrößen den Verlauf der Stellgrößen bestimmen. Zum Nachfahren von Zeitverläufen sind diese Konzepte oftmals nicht ausreichend. Die verbleibenden Regelfehler sind zu groß, die Bandbreiten der Systeme zu gering.

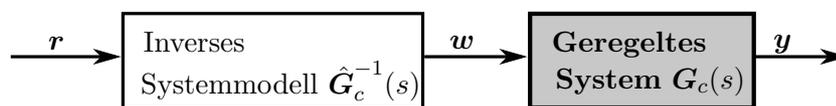


Bild 2.18: Prinzip der Vorschaltung eines inversen Systemmodells

Zum Ausgleich des (auch mit TEE) noch vorbleibenden Regelfehlers müssen weitere *feedforward*-Elemente in das System integriert werden. Diese Elemente verzerren das Referenzsignal, bevor es auf den Regler gegeben wird. Wenn dem *geregelten* System \mathbf{G}_c dessen Inverse zur Berechnung der Stimuli \mathbf{w} aus den Referenzsignalen \mathbf{r} vorgeschaltet wird, wird sein Übertragungsverhalten kompensiert (Bild 2.18). Die Ausgangssignale \mathbf{y} entsprechen im Idealfall \mathbf{r} (2.34). Dieses Verfahren ist auf SISO- und MIMO-Systeme anwendbar und unabhängig von Vorhandensein und Art einer untergelagerten Regelung.

$$\mathbf{y} \stackrel{!}{=} \mathbf{r} \quad (2.34a)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}_c \cdot \mathbf{w} \quad (2.34b)$$

$$\Rightarrow \mathbf{w} = \hat{\mathbf{G}}_c^{-1} \cdot \mathbf{r} \quad (2.34c)$$

Im SISO-Fall können Amplituden- und Phaseneigenschaften des Systems getrennt

betrachtet werden. Amplitudenkompensation ohne Berücksichtigung des Phasengangs ist möglich. Bei MIMO-Systemen dagegen müssen die Phasengänge berücksichtigt werden, da jeder Systemausgang von allen Systemeingängen abhängt. Nur bei korrekt abgebildeten Phasen addieren sich die zeitlichen Verläufe dann wie gewünscht. Im weiteren Verlauf dieser Arbeit werden zwei Arten der inversen Systemvorschaltung unterschieden: *Online*- und *Offline*-Verfahren.

- Mit *online* bezeichnete Verfahren sind in den *Echtzeitregelkreis* eingebunden. In der Regel werden sie dem *feedback*-geregelten System vorgeschaltet. Sie können adaptiver Natur sein, d. h. sie können sich permanent dem Verhalten eines zu kompensierenden, zeitvarianten Systems anpassen.
- *Offline*-Methoden enthalten keine Echtzeitimplementierung von $\hat{\mathbf{G}}_c^{-1}$. Das Ein-Ausgangsverhalten des Echtzeitsystems wird im Betrieb vermessen. Dann kann das System angehalten werden, und während des Stillstandes des Systems können neue Stimuli \mathbf{w} berechnet und im Anschluss abgespielt werden.

Je nach Anwendung und Systemeigenschaften ist der eine oder andere Ansatz vorteilhaft (Tabelle 2.1).

Tabelle 2.1: *Online*- und *Offline*-Systeminvertierung

	<i>Online</i>	<i>Offline</i>
Belegte Echtzeitressourcen	Hoch	Null
Ausgleich von Nichtlinearitäten möglich	Ja	Ja
Ausgleich von Zeitvarianzen möglich	Ja	Nein
Komplexitätsanstieg der Implementierung SISO \Rightarrow MIMO	Sehr hoch	Mittel
Erreichbare Nachfahrgüte	Hoch	Hoch
Sensorik dauerhaft montiert	Ja	Nein
Instabilität möglich	Ja	Ja

Offline-Verfahren: *Time Waveform Replication*

Es sind im *Online*- und im *Offline*-Fall jeweils verschiedene Realisierungen von $\hat{\mathbf{G}}_c^{-1}$ möglich, die abhängig von der Art (SISO oder MIMO) des Systems und weiteren Systemeigenschaften (Übertragungsverhalten, Linearität) unterschiedlich gut geeignet sind. Selten werden Zustandsraummodelle des Systems invertiert [16], meistens und auch im Fortgang dieser Arbeit werden FRDs verwendet [4, 12, 14, 15, 17, 41, 119] und für *Iterative Learning Control* (ILC) eingesetzt. ILC umfasst Methoden, die das exakte Nachfahren einer wiederholt abzuspielenden Trajektorie sicherstellen. Dabei wird schrittweise die Nachfahrgüte auf Basis der Abweichungen des vorigen Schrittes erhöht [140]. Die im folgenden erläuterte Ausprägung von ILC namens *Time Waveform Replication* TWR ([14]) zeichnet sich durch Verwendung eines linearen, inversen Systemmodells aus. Dieses Verfahren wird für Hydropulsanlagen häufig eingesetzt und wurde hierfür zur schnelleren Konvergenz des Algorithmus optimiert [14].

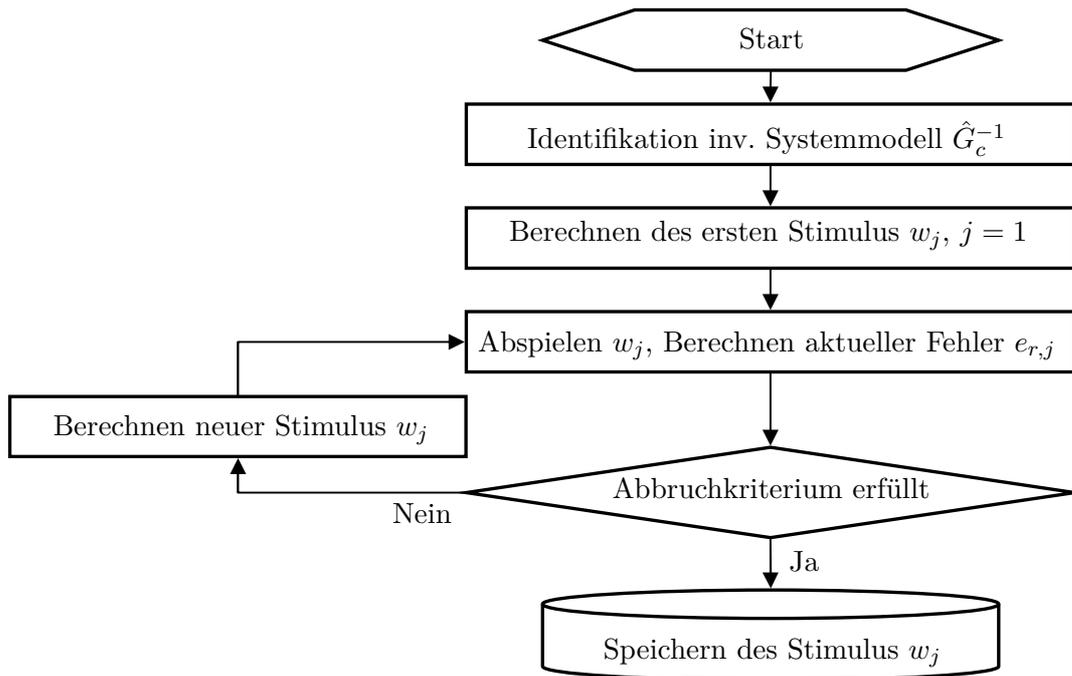


Bild 2.19: Iterativer TWR-Prozess

Bild 2.19 zeigt schematisch den Ablauf des schrittweisen TWR-Prozesses, der sich für SISO- und MIMO-Systeme eignet. Im ersten Schritt wird das System G_c identifiziert, in der Regel mit Rauschprofilen und Anwenden des H1-Verfahrens (Abschnitt 2.2). Der geschätzte Frequenzgang des geregelten Systems \hat{G}_c kann dann invertiert werden. Falls das System nichtlineares Verhalten aufweist, spielt die Auswahl eines Identifikationsprofils geeigneter Amplitude eine große Rolle. Die Intensität sollte möglichst nah an derjenigen des Soll-Profiles liegen. Andernfalls ist das Modell keine gute Schätzung des tatsächlichen Verhaltens, und die Konvergenz des Verfahrens ist beeinträchtigt.

Anhand des Systemmodells und der Solltrajektorie r wird eine erste Schätzung des Stimulus w berechnet. Die Solltrajektorie wird hierfür mit dem inversen Systemmodell multipliziert (2.35). Der Faktor k ist hierbei die *Lernkonstante* (im gegebenen Zusammenhang auch als *Drive-Faktor* bezeichnet). k reduziert das Anwachsen der Amplitude von w . Aufgrund der Modellungenauigkeiten ist ein schrittweises Annähern mit reduzierten Amplituden nötig; bei einem exakten Modell wäre mit $k = 1$ in einem einzigen Schritt der optimale Stimulus berechnet. Je genauer das identifizierte Modell, umso höher kann k gewählt werden.

$$w_1 = \hat{G}_c^{-1} \cdot r \cdot k \quad (2.35)$$

Nach Abspielen des ersten Stimulus w_1 wird iterativ im Schritt $j + 1$ aus den Messungen von Schritt j ein neuer Stimulus w_{j+1} berechnet (2.36). Ausgangsbasis sind

das Systemmodell und die Abweichung zwischen Messung $y_{r,j}$ und Referenz r .

$$w_{j+1} = w_j + \hat{G}_c^{-1} \underbrace{(r - y_{r,j})}_{e_{r,j}} k \quad (2.36)$$

Das Verfahren wird wiederholt, bis ein Abbruchkriterium erfüllt ist. Mögliche Abbruchkriterien sind (auch in Kombination)

- Anwachsen der Fehler $e_{r,j}$ (wird meist durch e_{RMS} überwacht)
- Unterschreiten eines Grenzwertes der Fehler (z. B. $e_{RMS} < 5\%$)
- Erreichen einer Grenzzahl an Schritten (z. B. $j > 24$)

Online-Verfahren

Online-Verfahren können adaptiver Natur sein (*Adaptive Inverse Control*, AIC). Die im Rahmen der vorliegenden Arbeit angewandten Methoden verwenden hierfür adaptive digitale Filter (Abschnitt 2.1.3), die dem Echtzeitsystem vorgeschaltet werden. Dies ist die häufigste Implementierung, die für AIC verwendet wird [1, 65, 93–95, 103, 130, 131]. Der zuvor vorgestellte LMS-Algorithmus ist ein hierfür geeigneter Adaptionsalgorithmus.

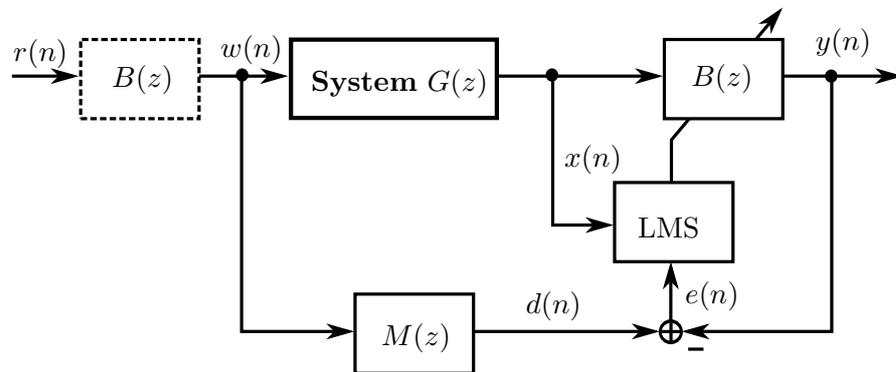


Bild 2.20: Identifikation des inversen Systems mittels FIR. Das Filter $B(z)$ kann für **SISO**-AIC verwendet werden (gestrichelt).

Die Systemidentifikation mittels LMS ist für SISO- und MIMO-Systeme entsprechend Bild 2.7 möglich. Für die Verwendung in AIC muss nun das *inverse* System identifiziert werden. Dies geschieht durch Vertauschen der Systemeingänge und -ausgänge: aus Sicht des Filters ist nun $x(n)$ das gewünschte Ausgangssignal, während $d(n)$, also der tatsächliche Systemausgang, dem LMS-Algorithmus als Eingang gegeben wird. Da das vom LMS nun nachzubildende System nicht-kausal ist und somit nicht durch ein FIR-Filter realisiert werden kann, muss ein zusätzliches *Referenzmodell* $M(z)$ eingeführt werden. Im einfachsten Fall ist $M(z)$ ein Totzeitelement, das eine größere Verzögerung als das System aufweist [95]. Damit ist die Verzögerung des vom FIR-Filter abzubildenden Systems insgesamt positiv, d. h. das System

erscheint kausal. Solange diese Bedingung erfüllt ist, können auch komplexere $M(z)$ vorgegeben werden, beispielsweise mit Tiefpassverhalten.

Bild 2.20 zeigt die Identifikation des inversen, mit $M(z)$ verzögerten Systems mittels LMS. Die Erweiterung auf **SISO-AIC** geschieht nun durch Vorschalten einer Kopie (gestrichelt in Bild 2.20) des FIR-Blocks $B(z)$, der das inverse Systemmodell abbildet. Der *Systemausgang* entspricht dann idealerweise dem Referenzsignal $r(n)$. Dabei wird die Kommutativität der Übertragungsfunktion von Filter und System benutzt: $G(z) \cdot B(z) = B(z) \cdot G(z)$.

Dieser Ansatz ist nicht auf **MIMO**-Systeme anwendbar, da die Kommutativität nicht für Matrixmultiplikationen gültig ist. Zwar kann die Identifikation analog zur SISO-Variante durchgeführt werden, zum Vorschalten des inversen Systems für AIC sind jedoch weitere Maßnahmen nötig. PLETT [95] schlägt dazu vor, die Matrizen mit Hilfe von $\mathbf{G}(z) \cdot \mathbf{B}(z) = \mathbf{B}^T(z) \cdot \mathbf{G}^T(z)$ zu vertauschen. Die Regeln für das dazu nötige Transponieren der Filtermatrizen sind in [95] ausgeführt.

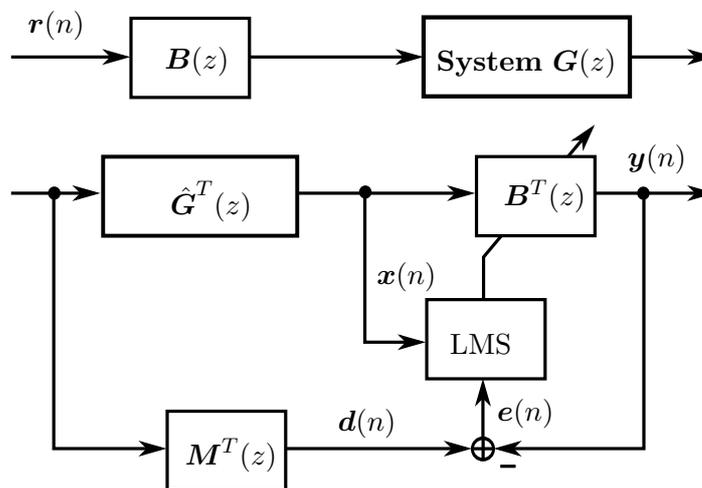


Bild 2.21: MIMO-AIC nach [95]. Die Struktur zum Identifizieren von $\hat{\mathbf{G}}^T$ ist nicht dargestellt

Bild 2.21 zeigt die Umsetzung - im Vergleich zum SISO-System ist hierzu ein transponiertes Modell des Systems, $\hat{\mathbf{G}}^T$, nötig. Dieses Modell kann in Echtzeit mittels Systemidentifikation und anschließender Transponierung berechnet werden. Ebenso in Echtzeit lässt sich $\mathbf{B}^T(z)$ direkt aus $\mathbf{B}(z)$ bestimmen.

Dieses Vorgehen hat nach [95] den Vorteil der besseren Konvergenz und geringer numerischer Probleme gegenüber einem alternativen MIMO-AIC-Ansatz namens *filtered- ϵ -LMS*. Der F ϵ LMS ist eine Adaption des FxLMS-Algorithmus [39, 129] und wurde von WIDROW [130] eingeführt, dessen Nomenklatur nun auch weitestgehend übernommen wird. Der Fehler ϵ wird dabei nicht direkt dem LMS-Algorithmus übergeben, sondern zuvor mit einem inversen, verzögerten Systemmodell $\hat{\mathbf{G}}_{\Delta}^{-1}(z)$ gefiltert (Bild 2.22), das im laufenden Betrieb oder im Vorfeld identifiziert werden muss. Der Ausgang aus diesem Systemmodell ist der namensgebende *gefilterte Fehler* $\hat{\epsilon}'(n)$. Wie WIDROW zeigt, entspricht dieser gefilterte Fehler dem Fehler $\epsilon'(n)$ zwischen

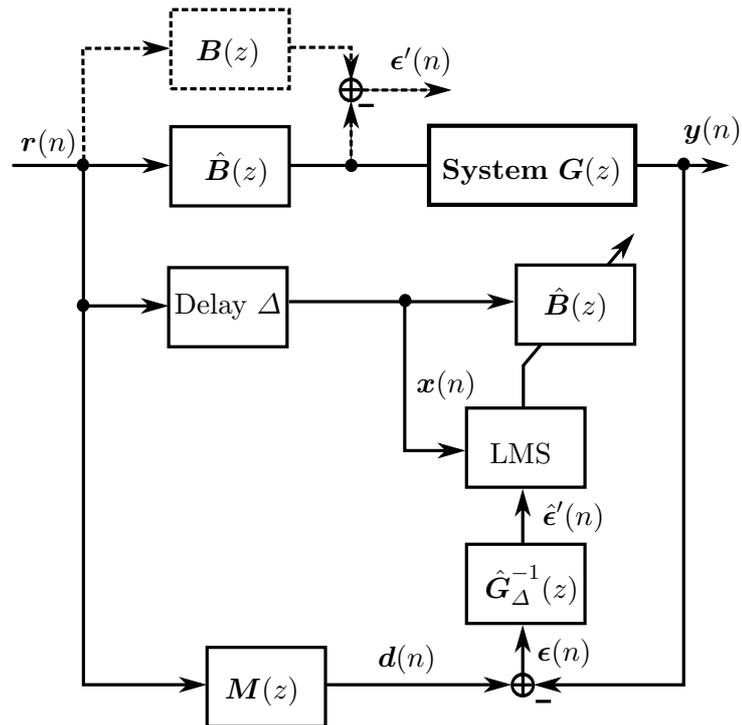


Bild 2.22: MIMO-AIC mit F ϵ LMS nach [130]. Die Struktur zum Identifizieren von $\hat{\mathbf{G}}_{\Delta}^{-1}(z)$ ist nicht dargestellt

dem Reglerausgang und dem (nicht verfügbaren) Ausgang aus einem *idealen* Regler $\mathbf{B}(z)$ - Abweichungen kommen lediglich aus den Ungenauigkeiten des inversen, verzögerten Systemmodells $\hat{\mathbf{G}}_{\Delta}^{-1}(z)$. Bei Minimierung von $\epsilon'(n)$ bzw. $\hat{\epsilon}'(n)$ konvergiert das Filter $\hat{\mathbf{B}}^T(z)$ also gegen den idealen Regler $\mathbf{B}(z)$.

3 Aktoren und Prüfprofile für die Störgeräuschanalyse

Die definierte Anregung einer Komponente oder eines Fahrzeugs ist Grundlage jeder Störgeräuschuntersuchung. Die dafür geeigneten Prüfstände sind fast alle aktor-basiert (Ausnahme: Rüttelrolle, Abschnitt 1.2). Im Folgenden werden die für das Störgeräuschumfeld geeigneten Aktor- und Anregungsprofiltypen vorgestellt. Der Schwerpunkt wird dabei auf den elektromagnetischen Aktor EMAC²-6 gelegt, da dieser im Fokus des weiteren Fortgangs dieser Arbeit steht.

3.1 Aktoren

Ein *Aktor* (oder *Aktuator*) dient zur Umwandlung eines Signals bzw. einer Information in eine Bewegung. Es gibt verschiedenste Wirkprinzipien, die sich in zwei Gruppen unterteilen lassen. Fluid-technische Aktoren werden als *Energiesteller* bezeichnet; zu diesem Typus gehören etwa pneumatische und hydraulische Aktoren. Hier wird permanent Kraft bzw. Energie bereit gestellt und nur anregungsspezifisch verteilt. *Energiewandler* dagegen arbeiten ohne Hilfsmedium und wandeln die Energie ad hoc nach Bedarf [41]. Zu dieser Gruppe zählen unter anderem elektrische, magnetische und piezoelektrische Aktoren. Je nach Anwendungsfall kommen die unterschiedlichen Vorteile der verschiedenen Konzepte zum Tragen [41, 117]. Über die genannten Wirkweisen hinaus gibt es noch eine Vielzahl anderer (etwa elektrostriktive, magnetostriktive, elektrochemische oder chemomechanische [41]), die jedoch hier nicht weiter betrachtet werden. Energiewandler, die zur gezielten Schwingungsanregung verwendet werden, werden im Rahmen der vorliegenden Arbeit auch als *Shaker* bezeichnet.

Tabelle 3.1: Vergleich der in der Störgeräuschanalyse verwendeten Aktorprinzipien (angelehnt an [41])

	Hydraulisch	Elektrodynamisch	Elektromagnetisch
Hub	> 100 mm	> 100 mm	< 10 mm
Frequenzen	< 200 Hz	kHz	< 500 Hz
Kraftdichte	hoch	gering	hoch
Bauvolumen	groß	groß	klein
Energieeffizienz	gering	gering	hoch
Geräuschemission	hoch	gering	gering

Für Störgeräuschanalysen werden bisher vor allem hydraulische und elektrodynamische Aktoren eingesetzt (Tabelle 3.1). Im Rahmen der vorliegenden Arbeit soll für diese Anwendung - anknüpfend an [41] - ein elektromagnetischer Aktor qualifiziert werden.

3.1.1 Hydraulische Aktoren

Aufbau und Funktionsweise

Hydraulische Aktoren funktionieren mit unter Druck gesetztem Öl. Hydropumpen erzeugen in der Regel mehrere hundert Bar. Der Energiesteller selbst besteht aus einem Zylinder mit zwei Druckkammern, die einen Kolben von gegenüberliegenden Seiten umgeben. Durch Steuerventile (in der Regel Servoventile) können die beiden Druckkammern mit unterschiedlichen Drücken p_1 und p_2 beaufschlagt werden (Bild 3.1).

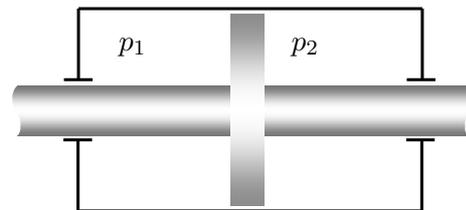


Bild 3.1: Hydraulikaktor (schematisch)

Die resultierende Druckdifferenz $\Delta p = p_1 - p_2$ führt zu einer Kraftdifferenz, die proportional der Druckdifferenz und der Kolbenstirnfläche A_{Stirn} ist: $F_p = \Delta p \cdot A_{Stirn}$. Die Größenverhältnisse der Drücke ergeben das Vorzeichen der Kraft, die in beiden Achsrichtungen wirken kann. Sie resultiert schließlich in einer lastabhängigen Beschleunigung der Kolbeneinheit.

Systemeigenschaften

Die Hübe hydraulischer Aktoren werden durch das Wirkungsprinzip nicht begrenzt, theoretisch können beliebig lange Zylinder und Kolben realisiert werden. Sie verhalten sich über ihren gesamten Hubbereich linear. Bei vertikaler Einbauposition verharren die Aktoren aufgrund der Gewichtskraft der Kolben in der unteren Randlage, solange sie nicht geregelt werden. Auch bei den Kräften gibt es keine prinzipbedingte Obergrenze, die nicht überschritten werden könnte. Ventil-, Druckaufbau- und Aktordynamik bestimmen und begrenzen das dynamische Verhalten des Gesamtsystems [58]. Abhängig von der Auslegung des Systems, den Prüfprofilen und den Prüflinglasten sind in der Praxis maximal wenige hundert Hertz erreichbar, meist sogar deutlich weniger. Für die auftretenden Beschleunigungen spielen die bewegten Massen ebenso eine Rolle wie im Aktor auftretende Reibungseffekte.

Hydraulische Systeme erzeugen in der Regel eine deutlich wahrnehmbare Geräuschkulisse. Zusätzlich zum Ablärm der Pumpen, die aus diesem Grund oft in separaten

und gedämmten Räumen installiert werden, können sich Kolbenreibung und Rohrschwingungen akustisch bemerkbar machen. Erwärmungseffekte spielen bei entsprechend ausgelegten Systemen keine große Rolle. Zwar steigt die Öltemperatur bei Dauerbetrieb im Vergleich zum Ruhezustand an, Abkühlungspausen können jedoch in aller Regel vermieden werden.

Eine aus praktischer Sicht wichtige Systemeigenschaft ist die Komplexität des Aufbaus und die Abhängigkeit vom Hilfsmedium Öl. Regelmäßige Wartungen sind unerlässlich, in bestimmten zeitlichen Intervallen muss zudem das im Kreislauf befindliche Medium vollständig erneuert werden, und „Reinigungsarbeiten sind ständig erforderlich“ [22]. Hydraulische Anlagen sind zudem permanent der Gefahr langandauernder Ausfälle aufgrund von Leckagen ausgesetzt.

Aufgrund der Stabilität und des linearen Verhaltens von Hydraulikaktoren sind einfache Regler ausreichend. Meist wird hierzu auf PID-Regler (Abschnitt 2.3) zurückgegriffen.

Anwendungen

Bei vielen Anwendungen kommen aufgrund der benötigten Kombination von hohen Hüben und großen Kräften nur Hydraulikaktoren in Frage, etwa bei der Erdbebensimulation [71,78] oder der Anregung von schweren LKW [46,83] oder Traktoren [4,85]. Im Umfeld der Störgeräuschanalytik sind hydraulische Aktoren vor allem in der Gesamtfahrzeuganregung weit verbreitet. Für die Anregung eines Fahrzeugs über die Reifen sind große Hübe und hohe Kräfte nötig, die Hydraulikaktoren dafür prädestinieren. Die maximalen Kräfte im hier relevanten Anwendungsbereich (Fahrzeug- und Komponentenanregung) liegen um 50 kN [14], die Hübe betragen in der Regel etwa 10 cm. Die Systemgrenze solcher Anlagen liegt im Bereich von 60 Hz bis 100 Hz.

Gelegentlich werden Komponenten- und Gesamtfahrzeuganlagen kombiniert, die das gleiche hydraulische Netz nutzen. Reine Komponentenshaker auf hydraulischer Basis sind dagegen sehr selten, da der hohe Peripherieaufwand oftmals nicht gerechtfertigt erscheint. Eine Ausnahme sind Mehrachsschwingererregter wie der CUBE [85], Hexapoden und andere Multi-Shaker-Anordnungen [84].

3.1.2 Elektrodynamische Aktoren

Aufbau und Funktionsweise

Elektrodynamische Aktoren basieren auf der LORENTZ-Kraft F_L , also der Kraft auf bewegte Ladungen in einem Magnetfeld. Im Shaker befindet sich ein Leiter, die sogenannte Tauch- oder Arbeitsspule, der von einem konstanten radialen Magnetfeld umgeben ist [64]. Bei Stromfluss durch diesen Leiter resultierenden Axialkräfte, die

(bei Orthogonalität von Stromrichtung und Magnetfeld) proportional zur Stromstärke i , zur Länge des vom Magnetfeld durchsetzten Leiters l und zur magnetischen Flussdichte B sind (3.1).

$$F_L = l \cdot (i \times \mathbf{B}) \quad (3.1)$$

Durch Umkehrung der Stromrichtung kann die Richtung der entstehenden magnetischen Kraft ebenfalls umgedreht werden. Das Arbeitsmagnetfeld wird oft von Permanentmagneten erzeugt (Bild 3.2). Es durchsetzt den ringförmigen Luftspalt, in dem sich die Tauchspule befindet. Mit der Spule ist der Schwingtisch bzw. die bewegliche Einheit des Shakers verbunden. Bei größeren Aktoren werden aus Kostengründen stromdurchflossene Spulen anstelle der Permanentmagnete zur Felderzeugung eingesetzt. Weitere optionale Spulen (sogenannte *DeGauß*-Spulen) optimieren den Verlauf des Magnetfeldes.

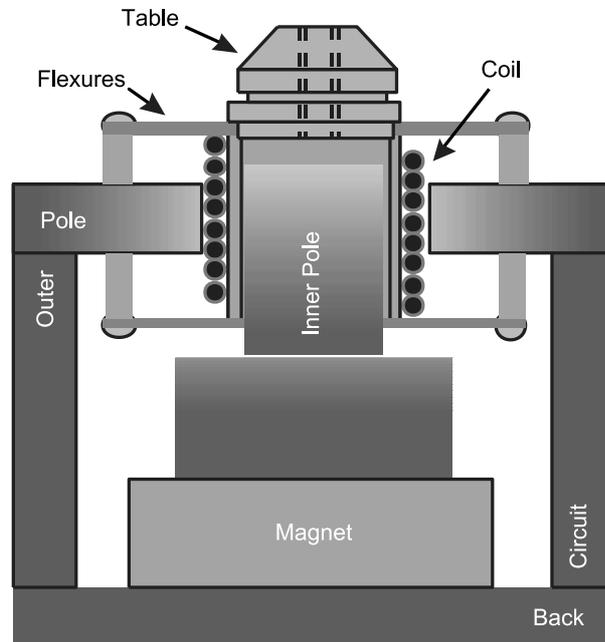


Bild 3.2: Schema eines elektrodynamischen Aktors [62]

Systemeigenschaften

Elektrodynamische Shaker sind gut skalierbar und in vielfältigen Größen- und Leistungsklassen erhältlich. Die Hübe betragen je nach Anwendung wenige Millimeter bis mehrere Zentimeter. Ein großer Vorteil elektrodynamischer Shaker ist ihr im gesamten Hubbereich lineares Verhalten [62], das sich aus der linearen Abhängigkeit der LORENTZ-Kraft von allen Einflussgrößen ergibt (3.1).

Elektrodynamische Shaker weisen in der Regel hochdynamisches Verhalten auf. Die Dynamik wird durch Spuleninduktivitäten, durch die Resonanzfrequenz des Shakers selbst [22,64], oder durch aerodynamische Effekte [62] meist erst im Kilohertzbereich

begrenzt. Die maximal erzeugbaren Beschleunigungen werden, mit ansteigender Frequenz, der Reihe nach durch maximalen Shakerhub, Strom, Kraft oder Spannung limitiert [64].

Je nach Ausführung erwärmen sich elektrodynamische Aktoren oft in kurzer Zeit. Insbesondere bei Verwendung von Feldspulen anstelle von Permanentmagneten können oft praktische Einschränkungen der Betriebsdauer eintreten. Die Vielzahl an Spulen (im Maximalfall Feld-, Tauch- und DeGauß-Spulen) führt neben der stärkeren Erhitzung auch dazu, dass große Leistungsverstärker zum Betrieb des Systems nötig sind. Oftmals ist aufgrund der schnellen Erhitzung daher eine aktive Kühlung ins System integriert, je nach Shakergröße Luft- oder (bei sehr großen Shakereinheiten) Wasserkühlung. Obwohl die Shaker an sich absolut geräuscharm ausgeführt sein können, kann das Gesamtsystem dennoch, je nach Kühlvorrichtung, erhebliche Maskierungsgeräusche erzeugen.

Aufgrund des linearen Verhaltens der Shaker, der Stabilität und der mittigen Ruhelage sind einfache Regler oder sogar reine Steuerungen zum Betrieb ausreichend (Abschnitt 4.1).

Anwendungen

Das Anwendungsfeld elektrodynamischer Aktoren ist entsprechend ihrer Größenvielfalt weit gefasst. Kleine Shaker dieses Typs werden oft zur Modalanalyse verwendet - hierbei sind die hohen erreichbaren Frequenzen besonders wichtig. Auch die meisten Lautsprecher stellen im Prinzip elektrodynamische Aktoren dar.

Eine weitere, klassische Anwendung elektrodynamischer Shaker ist die Komponenteneralterung (Prüfstand in Bild 1.1) [64] und die Störgeräuschanalyse von Komponenten [10, 89, 98]. Die hier verwendeten Shaker weisen, je nach Beschaffenheit der Prüflinge, in der Regel einige kN Maximalkraft und einige mm Maximalamplitude auf. Für diese Größenordnung werden bereits Feldspulen anstelle von Permanentmagneten verwendet, die Shaker erwärmen sich daher zügig. Systeme zur Luftkühlung erzeugen in der Regel Maskierungsgeräusche, die die Störgeräuschanalyse erheblich erschweren können. Die Kühlsysteme müssen daher entweder mit hohem Aufwand passivakustisch gedämpft werden, oder es muss ein Wechsel zwischen Analyse- und Kühlperioden erfolgen. Bei der reinen Alterung von Komponenten kann das Kühlsystem dagegen permanent laufen und so einen Dauerbetrieb ermöglichen.

Auch ganze Fahrzeuge werden für Störgeräuschuntersuchungen mit elektrodynamischen Shakern angeregt [8, 48]. In aller Regel werden die Schwingungen dabei direkt in die Karosse eingeleitet. Einige Anlagen dagegen regen die Räder bzw. Radnaben des Fahrzeugs an und verwenden hierfür spezielle langhubige Shaker (mit Amplituden von etwa 30 mm). Um die Shaker dabei statisch vom Gewicht des Fahrzeugs zu befreien, stehen die Räder auf Entlastungslagern.

3.1.3 Elektromagnetischer Aktor EMAC²-6

Elektromagnetische Aktoren wurden in den letzten Jahrzehnten unter anderem unter ULBRICH konsequent weiterentwickelt. WANG [124] führte konzeptionelle Untersuchungen durch und stellte dabei felderzeugende Spulen und Lösungen mit Permanentmagneten gegenüber. OBERBECK [87] optimierte das Design der Aktoren und arbeitete geeignete Regelkonzepte aus. HERRMANN [41] schließlich stellte ein systematisches Auslegungsverfahren für Aktoren vor und verwendete dieses zur Entwicklung einer neuen Aktorgeneration, die sich speziell an den Anforderungen der Automobilindustrie orientiert. Der im weiteren Verlauf der vorliegenden Arbeit verwendete Aktor EMAC²-6 (*ElectroMagnetic Actuator for components and cars - 6 kN*) ist das Produkt des systematischen Aktorentwurfes aus [41]. Er erzeugt maximale Stellkräfte von 6 kN. Er wird im Laufe der vorliegenden Arbeit sowohl zur Komponenten- (Kapitel 4.2) als auch zur Gesamtfahrzeuganregung (Kapitel 6) verwendet. Im Fortgang der Arbeit beziehen sich alle Betrachtungen elektromagnetischer Aktoren auf den EMAC²-6 (gebaut von FA. AKE [2]). Parallel zur vorliegenden Arbeit wurde von WIEDEMANN ein Ko-Energie-basiertes Makromodell des EMAC²-6 aufgebaut [134] und daraus ein neuer Prototyp abgeleitet [136].

Aufbau und Funktionsweise

Aus den MAXWELLSchen Gleichungen lassen sich zwei grundlegende Magnetkräfte ableiten: LORENTZ- und Reluktanzkräfte. Im Gegensatz zu *elektrodynamischen* Aktoren (LORENTZ-Kräfte) basieren die *elektromagnetischen* Aktoren auf der Reluktanzkraft F_{re} und stellen damit eine zweite Klasse der magnetischen Schwingerer dar. Die bereits eingeführte LORENTZ-Kraft wirkt auf *bewegte Ladungen* im Magnetfeld. Sie entsteht also nur beim Vorhandensein von elektrischem Strom. Die Reluktanzkraft dagegen entsteht an den Trennflächen von Materialien verschiedener magnetischer Leitfähigkeiten (*Permeabilitäten*) im Magnetfeld. Die anziehende Kraft zwischen Permanentmagnet und Eisen ist ein Beispiel dafür. Die Kraftwirkung entsteht hier an der Trennfläche Eisen-Luft, die vom Magnetfeld des Permanentmagneten durchsetzt wird. Elektromagnete basieren ebenfalls auf der Reluktanzkraft.

Tabelle 3.2: Analogie zwischen elektrischem und magnetischem Kreis

Elektrische Größe			Magnetische Größe		
Elektr. Spannung	u	[V]	Magn. Spannung	V_{mag}	[A]
Elektr. Strom	i	[A]	Magn. Fluss	Φ	[Wb]
Elektr. Widerstand	R	[Ω]	Magn. Wid. (Reluktanz)	R_{mag}	[A/Wb]
Elektr. Leitfähigkeit	κ	[A·m/V·mm ²]	Permeabilität	μ	[Wb/A·m]

Zur Veranschaulichung der magnetischen Wechselwirkungen und der Wirkung der Reluktanzkraft wird oftmals die Analogie zwischen elektrischem und magnetischem Kreislauf verwendet (Tabelle 3.2). Im magnetischen Kreis resultiert, analog zum

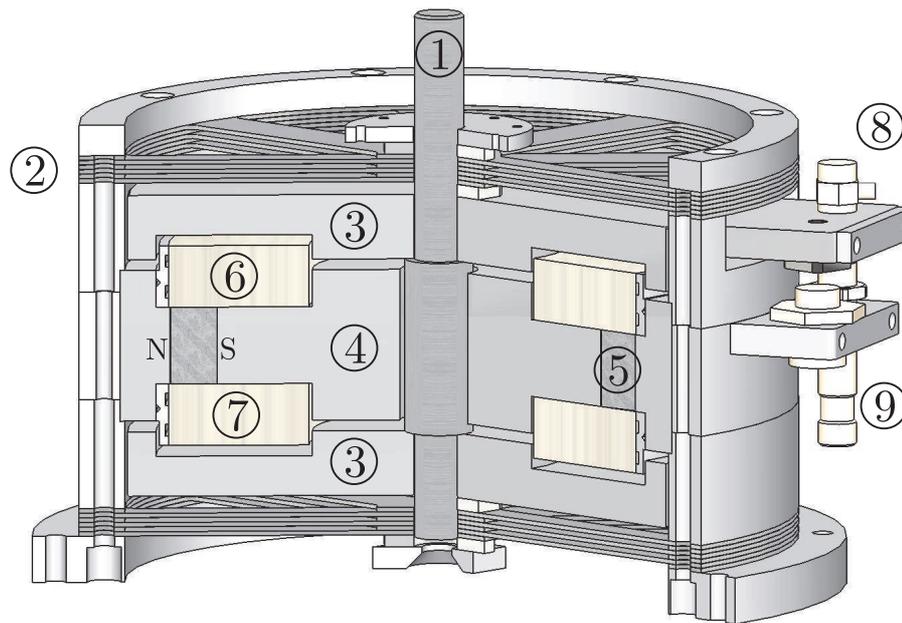


Bild 3.3: Der elektromagnetische Aktor EMAC²-6 im Schnitt [134]

① Stellachse	② Federn	③ Anzugscheiben
④ Magnetkern	⑤ Permanentmagnete	⑥ Obere Spule
⑦ Untere Spule	⑧ Beschleunigungssensor	⑨ Wegsensor

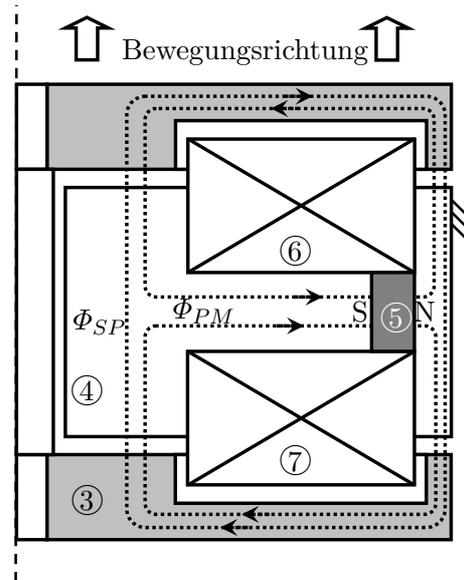
elektrischen Kreis, aus einer Differenzgröße (Spannung) eine Flussgröße (Strom bzw. Fluss), die sich abhängig vom im Kreis herrschenden Widerstand einstellt.

Die *Reluktanz* R_{mag} ist der magnetische Widerstand, der den magnetischen Fluss Φ beschränkt. Die hiernach benannte Reluktanzkraft F_{re} wirkt senkrecht zu den Grenzflächen zwischen Materialien unterschiedlicher magnetischer Permeabilität, wenn diese einem Magnetfeld ausgesetzt sind. Sie ist immer anziehender Natur. Für die praktische Verwendung wird die Reluktanzkraft meist an den Grenzflächen zwischen Luft ($\mu_2 = \mu_0$) und guten Leitern des magnetischen Flusses ($\mu_1 \gg \mu_0$) verwendet [41]. Sie hängt dann von der magnetischen Flussdichte B , der senkrecht vom Magnetfeld durchsetzten Materialgrenzfläche A und der magnetischen Feldkonstanten μ_0 ab (3.2).

$$F_{re} = \frac{B^2 A}{2\mu_0} \quad (3.2)$$

Der Reluktanzaktor EMAC²-6 ist rotationssymmetrisch aufgebaut (Bild 3.3). Die Stellachse ① dient der Übertragung der Schwingenergie an den Prüfling, der direkt oder mittels eines Gestells mit der Stellachse verbunden wird. Die Federn ② führen die Stellachse unter Vermeidung von Gleitlagern und *Stick-Slip*-Effekten. Die beiden Anzugscheiben ③ bilden zusammen mit der Stellachse die bewegte Einheit des

Bild 3.4: Funktionsprinzip des EMac²-6. Das magnetische Feld der Spulen überlagert sich dem Feld der Permanentmagnete. In der oberen Anzugscheibe erfolgt Subtraktion, in der unteren Anzugscheibe Addition. Es resultiert eine Bewegung der Anzugscheiben und Stellachse nach oben



Aktors (den Anker). Auf die Anzugscheiben wirken die Reluktanzkräfte, die letztlich die Vertikalbewegung der Einheit bewirken. Die Kräfte sind immer anziehender Natur, wirken also immer in Richtung des Magnetkerns (4). Durch unterschiedliche Bestromung der beiden Spulen (6), (7) können die Magnetkräfte auf die obere und untere Anzugscheibe unterschiedlich stark sein, so dass die resultierende Kraft in beide Richtungen wirken kann.

Der Magnetkern (4) besteht aus einer *weichmagnetischen*, ungebleichten NiFe-Legierung namens PERMENORM 5000 H2 vom Hersteller VAC VACUUMSCHMELZE GMBH & CO KG. Es handelt sich hierbei um eine Nickel-Eisen-Legierung, die in [41] nach Abwägung verschiedener Eigenschaften gewählt wird: die Ummagnetisierungsverluste sind vergleichsweise gering, und die geringe elektrische Leitfähigkeit behindert die Ausbildung von Wirbelströmen.

Beschleunigungs- (8) und Positionssensor (9) messen die Bewegung der oberen Anzugscheibe und damit (bei angenommenem steifem System) die Vertikalbewegung der Stellachse. Die Anbindung der Sensoren an die Anzugscheibe mittels nichtleitender Elemente aus Kunststoff sorgt für eine elektrische Trennung vom eigentlichen Aktor. Damit werden *Brummschleifen* vermieden, die zur Einkopplung der Netzfrequenz in die gemessenen Signale führen würden.

Die Permanentmagnete (5) erzeugen ein den Magnetkern (4) und die Anzugscheiben (3) durchsetzendes Magnetfeld. Sie sind vom Typ VACODYM 633 HR (VAC VACUUMSCHMELZE GMBH & CO KG) und bestehen aus einer Neodym-Eisen-Bor-Legierung (NdFeB). Sie werden in [41] aufgrund ihrer hohen Energiedichte, guten mechanischen Eigenschaften und dem für die Anwendung geeigneten Arbeitstemperaturbereich gewählt.

Durch Vorgabe der Stromrichtung in den Spulen kann die Richtung des dadurch erzeugten Magnetfeldes gesteuert werden (Bild 3.4). Es überlagert sich dem konstanten

Magnetfeld der Permanentmagnete (Superpositionsprinzip). Die Spulen werden so angesteuert, dass immer bei einer Anzugscheibe eine Überhöhung, bei der anderen Anzugscheibe eine Minderung des Magnetfeldes resultiert. Nur so ist ein sinnvolles Zusammenspiel im System möglich. Spulen, Magnete und Magnetkreis sind dabei so ausgelegt [41], dass sich bei maximalem Spulenstrom (5 A) mit entsprechendem Vorzeichen der magnetische Fluss von Spule und Permanentmagnet aufheben und ein praktisch feldfreier Raum im Arbeitsluftspalt der betreffenden Anzugscheibe entsteht, während die gegenüberliegende Anzugscheibe durch positive Überlagerung der Flüsse vom maximal möglichen Magnetfeld durchsetzt wird. Die beiden Spulen ⑥, ⑦ können seriell (bei Betrieb mit einem Leistungsverstärker) oder parallel (dann sind zwei Leistungsverstärker nötig) geschaltet werden. Die Verschaltung der Spulen bzw. der Leistungsverstärker muss sicherstellen, dass die Wirkung der Spulen sich in jedem Fall in der beschriebenen Weise ergänzt.

Modellbildung

Die Modellbildung des Aktors als Zustandsraummodell (Abschnitt 2.4) wurde bereits durch HERRMANN [41] durchgeführt und wird im Folgenden nur in kurzer Form zusammengefasst. Der Aktor wird dazu in drei Teilsysteme unterteilt, die sequentiell die Steuerspannung letztlich in eine Bewegung der Stellachse umwandeln. Die Teilsysteme sind [40, 41]:

1. Elektrisches Teilsystem: Umwandlung der Stellspannung u_{Sh} in den Spulenstrom i_{Sh}
2. Magnetisches Teilsystem: Umwandlung des Spulenstromes i_{Sh} in die auf die Stellachse wirkende Reluktanzkraft F_{re}
3. Mechanisches Teilsystem: Umwandlung der Reluktanzkraft F_{re} in die Bewegung der Stellachse (Weg z_{Sh} , Geschwindigkeit v_{Sh} , Beschleunigung a_{Sh})

Im **elektrischen Teilsystem** werden Leistungsverstärker und Aktorspulen berücksichtigt. Die bestimmenden Parameter sind die Spuleninduktivität L_{Sh} und der OHMSche Widerstand der Spulen R_{Sh} .

$$u_{Sh} = R_{Sh}i_{Sh} + \left(L_{Sh}(z_{Sh}, i_{Sh}) + \frac{\delta L_{Sh}(z_{Sh}, i_{Sh})}{\delta i_{Sh}} \right) \frac{di_{Sh}}{dt} + i_{Sh} \frac{\delta L_{Sh}(z_{Sh}, i_{Sh})}{\delta z_{Sh}} \frac{dz_{Sh}}{dt} \quad (3.3)$$

Die Spuleninduktivität ist lage- und stromabhängig, bedingt durch den Sättigungsgrad des Magnetkerns. [41] vernachlässigt diese Abhängigkeiten, um anstelle von (3.3) die vereinfachte Spulengleichung (3.4) verwenden zu können.

$$u_{Sh} = R_{Sh}i_{Sh} + L_{Sh,0} \frac{di_{Sh}}{dt} \quad (3.4)$$

Die Parametrierung des elektrischen Widerstands gestaltet sich einfach, da der Wert im relevanten Frequenzbereich konstant und auf einfache Weise messbar ist. Für die

Spuleninduktivität wird ein Kompromisswert gewählt, der in den relevanten Betriebsbereichen am nächsten an den gemessenen Spuleninduktivitäten liegt. Wicklungskapazitäten werden vernachlässigt.

Das **magnetische Teilsystem** wandelt den ursächlichen Strom (i_{Sh}) in eine resultierende Magnetkraft (F_{re}). Dieser Prozess lässt sich aufgrund der „anisotropen, inhomogenen, nichtlinearen, stochastischen und gedächtnisbehafteten Magnetisierungsprozesse“ nicht analytisch beschreiben [41], daher wird dieses Teilsystem empirisch bestimmt. Aus Messungen des Gesamtsystemübertragungsverhaltens wird das Verhalten des magnetischen Teilsystems extrahiert und dann angenähert.

Die identifizierte magnetische Teilübertragungsfunktion lässt sich durch ein Verzögerungsglied erster Ordnung (PT_1) mit dem Kraft-Strom-Faktor k_{fi} und der magnetischen Zeitkonstante T_{mag} annähern. k_{fi} wird als konstant angenommen. Tatsächlich gilt $k_{fi} = k_{fi}(z_{Sh})$, außerdem führen Wirbelstromeffekte, Hysterese und Ummagnetisierungseffekte zu einer Abnahme von k_{fi} mit steigender Frequenz. Unter Vernachlässigung dieser Effekte gibt (3.5) die Dynamik des magnetischen Teilsystems wieder.

$$T_{mag}\dot{F}_{re} + F_{re} = k_{fi}i_{Sh} \quad (3.5)$$

Das **mechanische Teilsystem** schließlich beschreibt die Umsetzung aller wirkenden Kräfte in Bewegung. Es beinhaltet die mechanischen Federn (Steifigkeit c_{Sh_mech}) und die Steifigkeit der „magnetischen Federn“ c_{Sh_mag} , die aus der permanentmagnetischen Vorspannung des Magnetkreises herrührt. Die Summenkraft der Federn und der Reluktanzkraft F_{re} wirkt der Trägheit der bewegten Masse m_{Sh} (vertikale Ortskoordinate z_{Sh}) entgegen. m_{Sh} besteht mindestens aus der Masse der beiden Anzugscheiben und der Stellachse des Aktors (9 kg). Bei starrer Anbindung (mit ideal angenommener unendlicher Kopplungssteifigkeit und nicht vorhandener Kopplungsdämpfung) eines Prüflings kann die Prüflingsmasse direkt m_{Sh} zugeschlagen werden. Da das System keine Gleitlager besitzt, sind die Reibungskräfte im Kräftegleichgewicht (3.6) vernachlässigbar (es tritt lediglich innere Reibung in den Federn auf).

$$m_{Sh}z_{Sh}'' + (c_{Sh_mag} + c_{Sh_mech})z_{Sh} = F_{re} \quad (3.6)$$

Aus den Differentialgleichungen der Einzelsysteme kann das Zustandsraummodell des Gesamtsystems hergeleitet werden. Nach Differentiation von (3.6) kann hierin \dot{F}_{re} mit Hilfe von (3.5) eliminiert werden. Es ergibt sich:

$$m_{Sh}\ddot{z}_{Sh} + (c_{Sh_mag} + c_{Sh_mech})\dot{z}_{Sh} = \frac{k_{fi}i_{Sh}}{T_{mag}} - \frac{F_{re}}{T_{mag}} \quad (3.7)$$

Durch Ersetzen von F_{re} mittels (3.6) ergibt sich die Zustandsdifferentialgleichung dritter Ordnung mit den Größen z_{Sh} , $\dot{z}_{Sh} = v_{Sh}$, $\ddot{z}_{Sh} = a_{Sh}$, i_{Sh} und dem Ruck \ddot{z}_{Sh} . Damit wird der Zustandsvektor des Aktors als $\mathbf{x}_{Sh} = (z_{Sh} \ v_{Sh} \ a_{Sh} \ i_{Sh})^T$ festgelegt. Die Regelgröße bzw. der Systemausgang ist die Position der Stellachse $y = z_{Sh}$.

Daraus resultiert das Zustandsraummodell des Gesamtsystems Aktor [40]:

$$\begin{pmatrix} \dot{z}_{Sh} \\ \dot{v}_{Sh} \\ \dot{a}_{Sh} \\ \dot{i}_{Sh} \end{pmatrix} = \overbrace{\begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ \frac{-c_{ges}}{T_{mag}m_{Sh}} & \frac{-c_{ges}}{m_{Sh}} & \frac{-1}{T_{mag}} & \frac{k_{fi}}{T_{mag}m_{Sh}} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{pmatrix}}^{\mathbf{A}} \begin{pmatrix} z_{Sh} \\ v_{Sh} \\ a_{Sh} \\ i_{Sh} \end{pmatrix} + \overbrace{\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L} \end{pmatrix}}^{\mathbf{B}} u_{Sh} \quad (3.8a)$$

$$y = \underbrace{\begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}}_{\mathbf{C}} \begin{pmatrix} z_{Sh} & v_{Sh} & a_{Sh} & i_{Sh} \end{pmatrix}^T \quad (3.8b)$$

Es handelt sich um ein Zustandsraummodell vierter Ordnung ohne Durchgriff ($\mathbf{D} = \mathbf{0}$). Der Aktor selbst ist mit einem fest verbauten Positionssensor sowie einem Beschleunigungssensor ausgestattet. Abhängig von der verwendeten Regelhardware bzw. dem verwendeten Leistungsverstärker ist die Strommessung teilweise ebenfalls zugänglich. In der Regel wird der Strom jedoch geschätzt [41], daher lautet die Messmatrix $\mathbf{C} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$.

Die Wirkung der Permanentmagnete kann wie die Wirkung einer Feder mit negativer Federsteifigkeit betrachtet werden ($c_{Sh_mag} < 0$). Aufgrund der (in jedem Aktorzustand) geringeren Steifigkeit der entgegen wirkenden mechanischen Federsteifigkeit ($|c_{Sh_mag}| > |c_{Sh_mech}|$) im EMAC²-6 ist der Aktor *bistabil*. Er befindet sich im unregulierten Zustand ($u_{Sh} = i_{Sh} = 0$) immer in einer der beiden Randlagen. Die Instabilität im Arbeitspunkt dominiert die praktische Anwendbarkeit, daher ist im Folgenden immer von instabilen (und nicht bistabilen) Aktoren die Rede. Nur mit Hilfe einer geeigneten Regelung kann der instabile Pol in die negative Halbebene verschoben und der Aktor somit stabilisiert werden.

Systemeigenschaften

Die Hübe sind durch das Funktionsprinzip des Aktors beschränkt. Eine Erhöhung der Hübe bedeutet eine Vergrößerung der Arbeitsluftspalte - dies führt zu richtungsabhängig reduzierten Aktorkräften in Randlage [68]. Bezüglich der Hübe ist das System daher, im Vergleich zu hydraulischen und elektrodynamischen Aktoren, nur eingeschränkt skalierbar. Die maximalen Kräfte des Aktors hängen von der Auslegung der Arbeitsluftspalte, Spulen, Permanentmagnete, Magnetkerne, Anzugscheiben und mechanischen Federn ab. Eine Anpassung dieser Größen beeinflusst neben den Kräften immer auch die Dynamik und Hübe des Systems. Das Aktorverhalten ist über den gesamten Stellbereich, unter anderem aufgrund der quadratischen Abhängigkeit der Reluktanzkraft von der Höhe des Luftspalts, nichtlinear.

Im normalen Betrieb treten effektive Ströme von unter einem Ampere auf, der Aktor erwärmt sich dabei nicht merklich. Hierbei spielt die kühlende Wirkung der von den Anzugscheiben bewegten Luft eine wichtige Rolle. Bei Unterbinden der Luftzirkulation durch Abdichten des Gehäuses (z. B. gegen Schmutz) wird der Aktor deutlich

Tabelle 3.3: Daten des EMAC²-6 [41]

Parameter	Symbol	Einheit	Wert
Amplitude	$\max(z_{Sh})$	mm	2,5
Stellkraft statisch	F_s	kN	6
Stellkraft dynamisch (RMS)	F_d	kN	2
Frequenzbereich	f_B	Hz	0 ... 150
Geräuschpegel	L_p	db(A)	< 35
Leistungsaufnahme	P	W	440 V · 5 A
Bauhöhe	h	mm	135
Durchmesser	D_A	mm	260
Gewicht	m	kg	24
Kraft-Strom-Faktor	k_{fi}	N/A	2100
Magnetische Steifigkeit	c_{Sh_mag}	N/mm	2200
Spulenwiderstand	R_{Sh}	Ω	2×21
Mittlere Induktivität	$L_{Sh,0}$	H	$2 \times 1,0$
Mittlere Federrate Federkreuz	c_{F0}	N/mm	80
Anzahl Federkreuze	n_F	-	12

wärmer. Der kritischste Betriebsfall ist die stationäre Beaufschlagung der Spulen mit der maximalen Spannung. Der sich einstellende Dauerstrom kann in kurzer Zeit zu einer erheblichen Erhitzung des Aktors führen. Eine dauerhafte, im Extremfall funktionskritische Entmagnetisierung der Permanentmagnete mit Verlust der Funktionsfähigkeit des Aktors, kann die Konsequenz sein. Daher ist bei allen Prüfstands- und Reglervarianten eine Begrenzung des effektiven Stromes oder eine Temperaturüberwachung empfehlenswert.

Aufgrund der Instabilität und der nichtlinearen Eigenschaften bedarf es schon zur Stabilisierung des Aktors in der Mittel-Lage komplexer Regelkonzepte [41]. Die einfachen Ansätze von Hydropulser (PID-Regelung) und elektrodynamischen Aktoren (reine Steuerung) sind nicht anwendbar.

Anwendungen

LEQUESNE stellt einen bistabilen Reluktanzaktor vor [68], der in abgewandelter Form durch Erweiterung um mechanische Federn [69] einen dritten stabilen Zustand in Mittel-Lage aufweist. [97] miniaturisiert elektromagnetische Aktoren, die unter 50 g wiegen und für Ventile oder das Verschließen von Klappen mit schnellen Bolzenbewegungen geeignet sind. Elektromagnetische Aktoren können auch in Form von Magnetlagern verwendet werden [29, 114, 116]. [21] verwendet einen elektromagnetischen Shaker zur Vibrationsanregung, der durch mechanische Federn stabilisiert wird. Der in [41] entwickelte elektromagnetische Schwingerreger EMAC²-6 wird in der vorliegenden Arbeit für einen Komponenten- (Kapitel 4) und einen Gesamtfahrzeugprüfstand (Kapitel 6) verwendet. Eine breite Anwendung elektromagnetischer Aktoren im Störgeräuschemfeld ist bisher nicht erfolgt. Die vorliegende Arbeit soll

auch dazu beitragen, die Chancen des Prinzips anhand des EMAC²-6 zu bewerten und diese Technik für industriell einsetzbare Prüfstände zu qualifizieren und dort einzusetzen. Konzeptionelle Weiterentwicklungen des Aktors [133–136] sollen die industrielle Einsetzbarkeit noch verbessern.

3.2 Prüfprofile

Jeder Aktor soll eine definierte Anregung in den Prüfling einleiten. Die folgende Auflistung enthält die im Störgeräuschbereich gängigen Anregungsprofiltypen (weitere Anregungsarten werden beispielsweise von KUITZSCH [59] dargestellt).

- Periodische Signale
 - Sinus-Signale
 - * Festfrequenz-Sinus
 - * Gleitsinus (*Sweep*)
 - Konstante oder frequenzabhängige [80] Amplitude
 - Lineare oder nichtlineare *Sweep*-Rate
 - Rechteck-Signale
 - Dreiecks-Signale
- Rauschprofile (reale Straßenprofile oder synthetisch erzeugtes Rauschen)

Die Profile bei der BMW Group werden im Bereich von 5 Hz bis 60 Hz abgespielt. Anregungen außerhalb dieser Frequenzen tragen erfahrungsgemäß kaum zu Störgeräuschen bei. Oberhalb 60 Hz ist die Anregung der Karosserie bei den betrachteten Fahrzeugen für die vorliegende Anwendung vernachlässigbar gering. Shakeranlagen mit elektrodynamischen oder elektromagnetischen Aktoren haben ihre Untergrenze aufgrund ihrer Hublimitierung etwa bei 3 bis 5 Hz, Hydropulser für Gesamtfahrzeuganalysen weisen eine Systemobergrenze zwischen 50 Hz [48] und 60 Hz auf. Auch außerhalb der BMW Group werden für die Störgeräuschanalyse meist keine höheren Frequenzen verwendet [10, 60].

3.2.1 Periodische Signale

Periodische Signale werden synthetisch mittels Signalgeneratoren erzeugt. Die am häufigsten verwendete Ausprägung ist der Sinus. Während mit Rechtecksignalen, ähnlich zum Impuls- oder Schocksignal, viele Frequenzen gleichzeitig angeregt werden, wird mit dem Sinus zu jedem Zeitpunkt nur eine einzelne Frequenz angeregt. Daraus ergeben sich viele Vorteile für den praktischen Einsatz als Analyseprofil, speziell in der Form als Gleitsinus:

- Die Störgeräusche treten nicht gleichzeitig auf, sondern sequentiell in der Reihenfolge ihrer Resonanzfrequenzen. Dadurch ist die Konzentration auf einzelne Geräusche möglich, wodurch die Analyse erheblich erleichtert werden kann

- Die Resonanzfrequenz eines Störgeräuschphänomens lässt sich detektieren. Daraus sind Verbesserungsmaßnahmen, wie z. B. eine Resonanzverschiebung durch Versteifung, ableit- und bewertbar

Der Nachteil der sinusbasierten Analyse ist der mangelnde Bezug zur Realität, d. h. zur Straßenanregung. Beim üblicherweise verwendeten Gleitsinus mit fester Beschleunigungs- oder Wegamplitude kann die Anregung je nach Frequenz stärker oder schwächer als die Anregung einer realen Straßenfahrt sein. In [80] wird daher ein amplitudenvariabler *Sweep* vorgeschlagen.

Amplitudenangepasster Sinus-*Sweep*

Die Beschleunigungsamplitude des amplitudenangepassten *Sweeps* [80] ist frequenzabhängig, also $\hat{a}_{swp} = \hat{a}_{swp}(f)$ (2.19). Er soll - ohne Auslassung und ohne zusätzliche Störgeräusche - die gleichen Störgeräusche wie eine bestimmte (straßeninduzierte) Rauschanregung produzieren. Somit behält der amplitudenangepasste *Sweep* die typischen Vorteile der Gleitsinus-Anregung bei und vermeidet den Nachteil der nicht realitätsnahen Anregung weitestgehend. MOOSMAYR entwickelt dafür einen Algorithmus zur Umrechnung von Rauschprofilen in *Sweeps*. Ausgangsbasis ist das Leistungsdichtespektrum eines Profils. Die *Sweep*-Amplitude bei derselben Frequenz lässt sich hieraus unter Berücksichtigung stochastischer Merkmale des Originalsignals und Annahmen zur Linearität der Schwingung berechnen [82]. Bei der Empfehlung einer praxistauglichen *Sweep*-Rate findet das Einschwingverhalten der Bauteile ebenso Berücksichtigung wie Aspekte der menschlichen Wahrnehmung und praktische Gesichtspunkte (etwa die Zeitdauer der Analyse). Es wird eine Rate in der Größenordnung von $0,3 \text{ Hz/s}$ empfohlen [126].

3.2.2 Rauschprofile

Die bei der Störgeräuschanalyse am häufigsten verwendeten Profile sind nicht-periodische Straßenprofile wie zum Beispiel Kopfsteinpflasterstrecken. Sie sind quasi-stationär und können daher durch synthetisches Rauschen gleichen PSDs simuliert werden [80]. Im Gegensatz zum Gleitsinus werden die Störgeräusche mit ihren verschiedenen Resonanzfrequenzen nicht sequentiell, sondern gleichzeitig und permanent angeregt.

Worst-Case-Profile

Bei den *Worst-Case-Profilen* handelt sich um Rauschprofile, die fahrzeug- und streckenunabhängig eine Absicherung von Gesamtfahrzeugen und Komponenten ermöglichen [80]. Die Profile wurden von MOOSMAYR mittels *Hüllkurvenbildung* aus mehreren gemessenen Leistungsdichtespektren erzeugt. Bei der Durchführung dieser Messungen an den Bremssätteln und verschiedenen Karosseriepunkten wurden sowohl

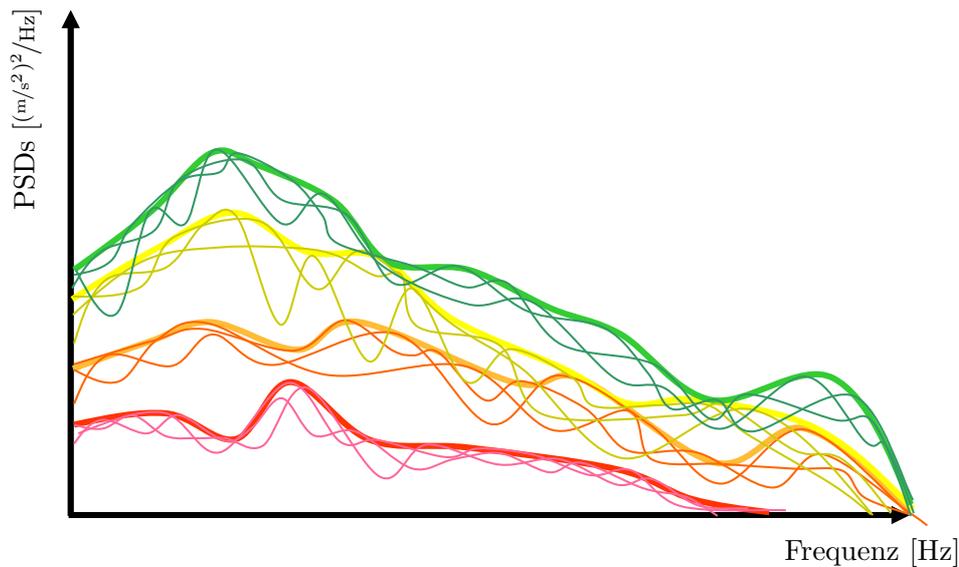


Bild 3.5: Erzeugung der vier kaskadierten *Worst-Case*-Profile durch Hüllkurvenbildung [80]

das Fahrzeug als auch die Mess-Strecke variiert. Es wurden also verschiedene Ausprägungen *eines* Streckentyps berücksichtigt, beispielsweise die in verschiedenen Werken vorhandenen groben Kopfsteinpflasterstrecken. Dadurch erfolgt eine weiter gefasste Absicherung, denn die individuellen, nominal gleichen Prüfstrecken haben tatsächlich teilweise stark unterschiedliche Anregungscharakteristika [80].

Die Worst-Case-Profile wurden für vier Streckenprofile erzeugt (Bild 3.5):

1. Stadt (50 km/h) \Rightarrow Profil *Stadt50*
2. Bundesautobahn (120 km/h) \Rightarrow Profil *BAB120*
3. Feines Kopfsteinpflaster (50 km/h) \Rightarrow Profil *KSF50*
4. Grobes Kopfsteinpflaster (30 km/h) \Rightarrow Profil *KSG30*

Die Profile nehmen in der gelisteten Reihenfolge in der Anregungsenergie bzw. den Amplituden zu. Jedes Profil regt bei jeder Frequenz stärker an als das Vorgängerprofil. Dadurch wird jedes bei einem Profil erzeugte Störgeräusch auch beim nächststärkeren Profil erzeugt, zudem können weitere Störgeräusche hinzukommen. Diese Kaskadierung und abgestufte Intensität der Profile bietet zwei Vorteile. Zum einen dient sie der Analyserleichterung, da nicht alle Störgeräusche schlagartig auftreten, sondern von Profil zu Profil mehr Geräusche hinzukommen. Zum anderen ermöglicht das Verwenden der abgestuften Profile ein teilobjektives Bewertungsverfahren: ein Störgeräusch ist umso kritischer, je eher es auftritt. Ein bereits vom Stadtprofil *Stadt50* erzeugtes Geräusch ist das kritischste, da es bei allen Profilen auftritt und somit in der Praxis die höchste Präsenz hat.

Die *Worst-Case*-Profile für Komponentenshaker bieten den Vorteil einer Absicherung über alle (bei der Profilvergenerierung berücksichtigten) Fahrzeugtypen. Da viele Komponenten in gleicher oder ähnlicher Form in einer Vielzahl von Derivaten verbaut

werden, kann somit erheblicher Prüfaufwand eingespart werden. Jede Komponente wird mit einem *Worst-Case*-Profil für alle Fahrzeuge abgesichert.

Die korrekte Verwendung der *Worst-Case*-Profile zur Gesamtfahrzeuganregung ist anlagenspezifisch (Abschnitt 7.3). Bei Anregung über Reifen und Fahrwerk (etwa mit einem Hydropulser) ist die resultierende *Karosserie*anregung auch bei Verwendung einheitlicher *Worst-Case*-Profile fahrwerks- und fahrzeugabhängig unterschiedlich. Die Profile werden auf dem Übertragungsweg vom Hydraulikstempel zur Karosserie fahrzeugspezifisch gedämpft. Beim Einspielen der an den Wagenheberaufnahmen gemessenen Profile mittels einer Shakeranlage spielt dagegen das im Testfahrzeug vorhandene Fahrwerk keine Rolle. Es wird faktisch mit dem *Worst-Case*-Fahrwerk aller bei der Profilerzeugung verwendeten Fahrwerke abgeprüft. Da kein reales Fahrwerk mehr Energie als das *Worst-Case*-Fahrwerk überträgt, ist die *Worst-Case*-Anregung der Karosserie auf Shakeranlagen somit stärker als auf Hydropulsern. Die Absicherung ist konservativer und berücksichtigt auch harte Fahrwerke, während die Absicherung auf dem Hydropulser fahrwerksindividuell ist. Falls, etwa zu Vergleichszwecken, eine dem Hydropulser exakt entsprechende *Worst-Case*-Anregung auf einer Shakeranlage erfolgen soll, muss das spezifische Testfahrzeug zunächst auf dem Hydropulser vermessen werden. Die beim Abspielen der Profile am Hydropulser an den Wagenheberaufnahmen auftretenden Beschleunigungen können dann auf der Shakeranlage reproduziert werden.

4 Anregung von Komponenten

In der Regel werden für Komponententalterung und -analyse unterschiedliche Prüfstände verwendet, da die jeweiligen Prüfprofile unterschiedliche Anforderungen an den Shaker stellen. Für beide Zwecke werden bislang am häufigsten elektrodynamische Aktoren benutzt (Abschnitt 3.1.2). Kapitel 3 lässt eine Anwendung des EMAC²-6 im Rahmen eines Komponentenprüfstands vielversprechend erscheinen. Die Leistungseckdaten werden den Anforderungen eines *Analyseshakere*s gerecht, zudem hat dieser Shakertyp besondere Vorteile gegenüber den elektrodynamischen:

- Kostenvorteile
- Geräuscharm (keine aktive Kühlung notwendig)
- Kompakte Bauform

Es wurde daher im Rahmen dieser Arbeit ein Komponentenprüfstand auf Basis des in Abschnitt 3 vorgestellten elektromagnetischen Aktors EMAC²-6 entwickelt. Der Prüfstand und das Regelkonzept wurden unter Berücksichtigung der Anforderungen und Profile, die im Störgeräuschemfeld verwendet werden, ausgelegt. Grundlage sind die Untersuchungen von HERRMANN [41]. Zu Vergleichszwecken wird ein bereits bestehender „klassischer“ Prüfstand auf Basis eines elektrodynamischen Shakers herangezogen.

4.1 Prüfstand mit elektrodynamischem Aktor

Aufbau

Bild 1.1 zeigt einen Standardanalyseprüfstand mit Klimakammer und elektrodynamischem Aktor. Dieser befindet sich unter der Klimakammer auf einem Schwingfundament. Die Klimakammer stellt nicht nur die gewünschten klimatischen Bedingungen (bezüglich Temperatur und Luftfeuchte) her, sondern sorgt auch für akustische Isolation von der Außenwelt. Die Abstützung der statischen Lasten und das Unterbinden von Kippbewegungen übernimmt ein Gestell, das mittels vier Luftbälgen gelagert ist.

Da eine passive Kühlung nicht ausreicht, um die Erwärmung des Shakers während langer Betriebsdauern zu begrenzen, ist eine aktive Kühlung vorhanden, deren Geräuschniveau jedoch die gleichzeitige Analyse unmöglich macht. In der Praxis erfolgt daher ein steter Wechsel zwischen Analyse- und Abkühlperioden.

Regelung

Elektrodynamische Shaker weisen Eigenschaften auf (vgl. Abschnitt 3.1.2), die sie bereits mit einfachsten Steuerungen oder Reglern beherrschbar machen.

1. Sie sind stabil
2. Sie verhalten sich im gesamten Betriebsbereich linear
3. Sie befinden sich im ungeregelten Zustand bereits im Arbeitspunkt

In der Regel verlangen die Prüfstände die Formulierung des Referenzsignals in PSD-Form. Zum Nachfahren der PSDs wird meist eine Struktur wie in Bild 4.1 verwendet [32, 50, 139], in deren Mittelpunkt eine Steuerung steht. Eine Echtzeit-Folgeregelung ist nicht nötig und wird meist nicht verwendet, da sie Instabilität verursachen kann. Es wird jedoch eine zeitliche Mittelung und gleitende Nachregelung über den Vergleich von Soll- und Ist-PSD durchgeführt. Das Steuersignal $u(t)$ wird somit laufend angepasst und optimiert. Die Dynamik des Systems G wird nicht beeinflusst, und Stabilität bleibt somit gewährleistet.

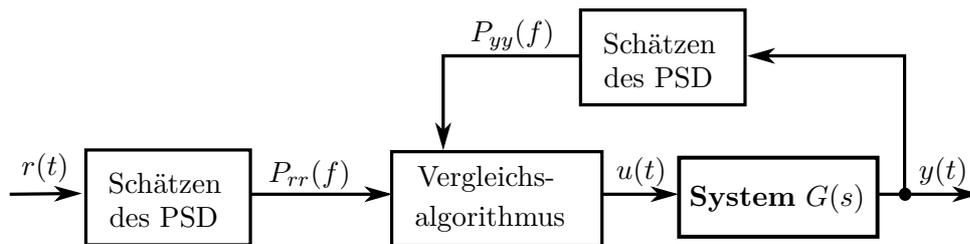


Bild 4.1: PSD-Regelung eines elektrodynamischen Shakers. Das System G besteht aus Leistungsverstärkern, Shaker und Prüfling

1. Im laufenden Betrieb wird permanent blockweise das Leistungsdichtespektrum des Mess-Signals P_{yy} geschätzt (beispielsweise nach dem Algorithmus von WELCH, Abschnitt 2.1)
2. Dieses PSD wird mit dem Referenz-PSD P_{rr} verglichen
3. Auf Basis der Abweichungen der PSDs bei jeder Frequenz wird das PSD der Stellspannung u aktualisiert. Bei zu geringer Leistungsdichte beispielsweise wird das P_{uu} im entsprechenden Frequenzbereich erhöht
4. Aus P_{uu} wird mit Hilfe der IFFT und einem zufälligen Phasenverlauf der zeitliche Verlauf der Stellspannung $u(t)$ berechnet

Da das Zeitsignal sich aufgrund des zufälligen Phasenverlaufes laufend ändert - im Gegensatz zum wiederholten Abspielen des gleichen Signals - spricht man von *Random Vibration Control*. Am Shaker selbst ist dabei keine Sensorik angebracht. Der Mess- bzw. Referenzsensor sitzt direkt auf dem Prüfling, möglichst nah an der beim Erzeugen des Soll-Profiles verwendeten Mess-Stelle.

Bei alternativen Anregungsmodi, etwa dem Nachfahren von periodischen Profilen oder der Reproduktion von Zeitsignalverläufen, wird die im Kern liegende Steuerung beibehalten. Lediglich der Vergleichsalgorithmus fällt profiltypspezifisch unterschiedlich aus.

4.2 Prüfstand mit elektromagnetischem Aktor

4.2.1 Aufbau

Auch der EMAC²-6 bedarf eines Gestells zur Prüflingsabstützung. Aufgrund der kompakten Bauweise kann der Shaker direkt unter das Gestell montiert werden (Bild 4.2). Bei Kombination mit einer Klimakammer (beim Prüfstandsprototypen nicht vorhanden) muss der Shaker allerdings außerhalb der Kammer positioniert werden.



Bild 4.2: Komponentenshaker EMAC²-6 mit Gestell

Das Shakergestell besteht aus mit Winkeln versteiften Aluminiumprofilen. Diese zeichnen sich neben der praktischen Montage und den günstigen Kosten besonders durch ihr gutes Steifigkeits-Gewichts-Verhältnis aus. Das Gestell ist auch bei Vibrationsanregung geräuschlos. Große Prüflinge (beispielsweise eine montierte I-Tafel) sind auf einem steifen Trägergestell aus verschweißten Stahlprofilen montiert (Bild 1.1), das auf dem Alu-Gestell befestigt werden kann.

Zur Regelung wird das Echtzeitsystem DS1103 (DSPACE) genutzt. Durch die Anbindung an MATLAB/SIMULINK ist die Implementierung und Evaluierung verschiedener Regelkonzepte auf komfortable Art und Weise möglich. Für Forschungs- und Entwicklungszwecke am Prüfstand selbst ist diese Hardwarelösung daher ideal, für den praktischen, industriellen Einsatz jedoch nicht optimal. DSP-basierte maßgeschneiderte Platinen weisen deutliche Kostenvorteile auf. Die für den in Abschnitt 6 eingeführten Fahrzeugprüfstand verwendeten Platinen sind auch für den praktischen

Betrieb des Komponentenshakers geeignet. Der verwendete DSP (TEXAS INSTRUMENTS TMS320F2812) ist *Real-Time-Workshop*-fähig und kann damit mittels automatischer Codegenerierung direkt aus SIMULINK programmiert werden. Die für den Komponentenprüfstand entwickelten Regler können auf diesem DSP umgesetzt werden [23].

4.2.2 Stabilisierende Regelung

Anders als elektrodynamische Shaker weist der EMAC²-6 Eigenschaften auf, die erhebliche Anforderungen an die Regelung stellen (Abschnitt 3.1.3).

1. Er ist instabil
2. Er besitzt nichtlineares Verhalten (u. a. aufgrund der quadratischen Abhängigkeit der Reluktanzkraft F_{re} vom Ort)

Die Instabilität macht den Betrieb mit einer Steuerung unmöglich. Alleine zur Stabilisierung des Aktors bedarf es einer Regelung mindestens dritter Ordnung [41]. HERRMANN [41] vergleicht drei stabilisierende Regelkonzepte für den mit einer starren Masse belasteten elektromagnetischen Aktor:

1. Beobachtergestützte Zustandsregelung
2. *Robuste* H_∞ -Regelung [132]
3. *Flachheitsbasierte* Steuerung mit Folgeregelung [26]

[41] favorisiert das flachheitsbasierte Verfahren aufgrund der höchsten resultierenden Bandbreite des geregelten Systems. Es handelt sich dabei um eine Kombination aus Vorsteuerung und Folgeregelung, wobei der Regelvektor $(z_{Sh} \ v_{Sh} \ a_{Sh} \ \dot{a}_{Sh})^T$ verwendet wird. Die Vorsteuerung ist modellbasiert, ebenso die Auslegung der vier Regelparameter im Rückkopplungspfad.

Der in [41] verfolgte Ansatz der beobachtergestützten Zustandsregelung verwendet eine PI-Vorsteuerung, einen Zustandsregler (Auslegung mittels Polvorgabe nach ACKERMANN) und einen reduzierten Beobachter entsprechend Bild 4.3. Der Beobachter erhält die Messgrößen x_{Sh} und v_{Sh} , wobei v_{Sh} aus der tatsächlichen Messung von a_{Sh} durch numerische Integration gewonnen wird. a_{Sh} liegt zwar als Messgröße direkt vor, wird aber dennoch vom Beobachter geschätzt. Diese Variante hat den Vorteil einer verzerrungsfreien Tiefpasswirkung [41]. Die vom Beobachter zu schätzenden Zustände sind somit a_{Sh} und i_{Sh} . HERRMANN [41] bestimmt experimentell für eine starre Prüflingslast von 30 kg eine Bandbreitenobergrenze von 30 Hz für dieses Regelkonzept. In dieser Struktur (Bild 4.3) ist der Zustandsregler, wie in Abschnitt 2.4.4 dargestellt, in Unkenntnis der gewünschten Solltrajektorien. Somit wirkt er *gegen* die über den PI-Regler eingebrachte Anregung und versucht, den Shaker in Ruhelage zu halten. Aufgrund der höheren Ordnung dominiert der Zustandsregler den PI-Regler und dämpft wirksam auch die als Folge der Anregung erwünschten Ausschläge der Regelgrößen. Eine frequenzmäßige Entkopplung von

Zustands- und PI-Regler ist wegen der überlappenden Frequenzbereiche der benötigten stabilisierenden Wirkung und der Soll-Anregung nicht möglich.

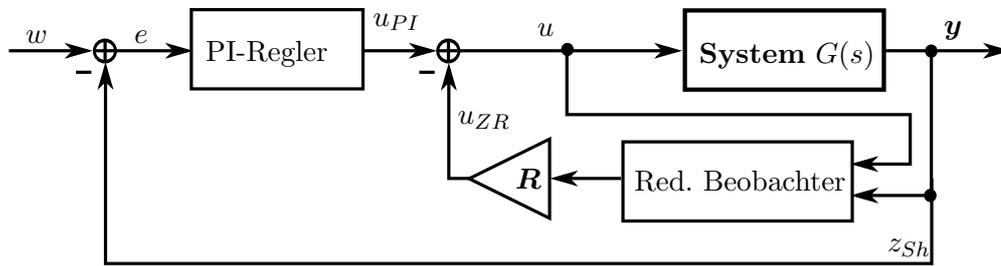


Bild 4.3: Beobachtergestützter Zustandsregler mit PI-Regler wie in [41]

Zur Erhöhung der Bandbreite wird der Regelkreis nun mit *Tracking Error Estimation* entsprechend Abschnitt 2.4.4 erweitert (Bild 4.4). Somit erhält auch der Zustandsregler Information über die gewünschten Ausschläge. Der Trajektoriengenerator muss die Soll-Zeitverläufe für die nicht beobachteten Größen vorgeben (Abschnitt 2.4.4). Im vorliegenden Fall schätzt der Beobachter i_{Sh} und a_{Sh} , Sollverläufe sind also für z_{Sh} und v_{Sh} zu bestimmen. Der Trajektoriengenerator lässt sich daher bei bekannter Weg-Vorgabe auf einen einfachen Differenzierer zurückführen. Falls der Ausgangspunkt eine Beschleunigungsvorgabe ist, lassen sich die Trajektorien durch entsprechende numerische Integration bestimmen. Der PI-Regler wird auf einen reinen Integral-Regler reduziert, da der P-Anteil aufgrund der TEE-Struktur in Form der Regelung von z_{Sh} bereits im Zustandsregler R vorhanden ist.

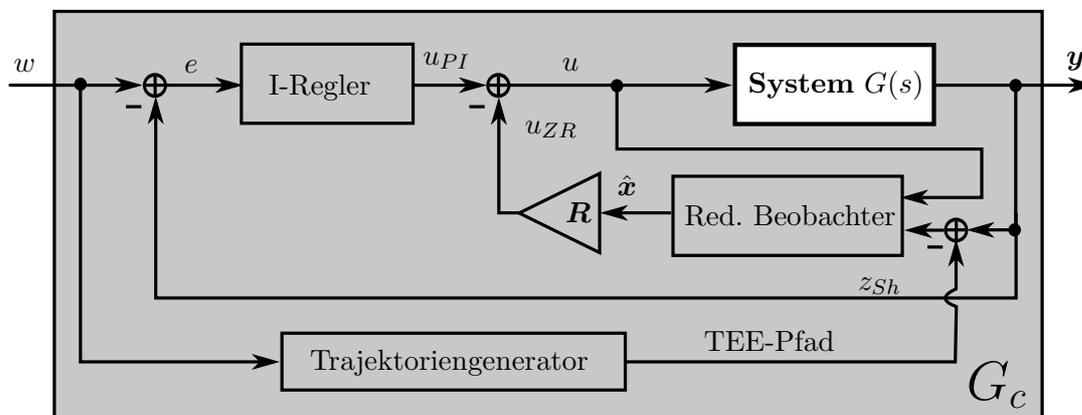


Bild 4.4: Beobachtergestützter Zustandsregler mit I-Regler und TEE

Das Einführen des *Tracking Error Estimators* führt zu einer deutlichen Bandbreitenerhöhung. Bereits beim System mit unbelastetem Gestell ist die Bandbreite ohne TEE auf wenige Hertz beschränkt, und bei etwa 30 Hz tritt durch Resonanz eine deutliche Überhöhung auf (Bild 4.5). Bei 60 Hz liegt eine Dämpfung von -25 dB vor - gute Systemidentifikationen sind bei derart hohen Dämpfungen kaum möglich. Mit TEE beträgt die größte Dämpfung etwa 6 dB - das entspricht einer beinahe um den Faktor Neun erhöhten Systemreaktion gegenüber dem System ohne TEE.

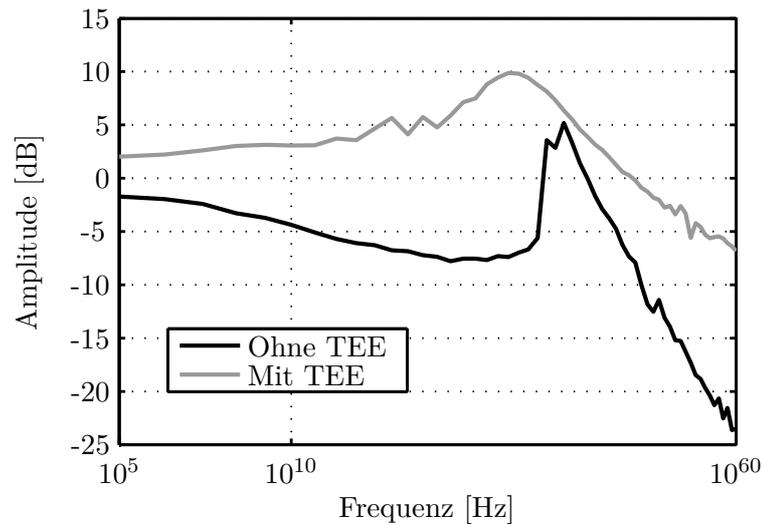


Bild 4.5: FRD des geregelten Aktors (w nach z_{Sh})

Auch nach dieser Verbesserung ist die Nachfahrgüte des Systems jedoch noch nicht zufriedenstellend. Zur weiteren Fehlerminimierung lassen sich die *Offline*- und *Online*-Methoden zur Systemkompensation aus Abschnitt 2.5 verwenden. Bereits in [41] wird mit einer SISO-Form des *Time Waveform Replication*-Verfahrens erfolgreich eine gute Übereinstimmung von r und y erzielt - allerdings *Offline*. Beim vorliegenden System sind besonders die folgenden Randbedingungen entscheidend für die Abwägung der spezifischen Vor- und Nachteile von *Offline*- und *Online*-Verfahren (Tabelle 2.1):

- Es handelt sich um ein SISO-System
- Permanente Sensormontage auf dem Prüfling ist möglich und praktikabel
- Freie Hardware-Ressourcen sind vorhanden

Die in manchen Systemen gravierenden Nachteile von *Online* implementierten inversen Systemmodellen kommen also hier nicht zum Tragen, während die Vorteile beibehalten werden: es ist keine vorhergehende *Offline*-Datenaufbereitung erforderlich, und das Systemverhalten kann adaptiv kompensiert werden. *Online*-Implementierungen sind hier also denkbar gut geeignet. Im Folgenden werden dafür verschiedene Umsetzungen vorgestellt.

4.2.3 *Online*-Systemkompensation

Amplitudenanpassung für Sinus-Signale

Sini haben hohe praktische Relevanz und bieten einfache Möglichkeiten, das Systemübertragungsverhalten bei der Sinus-Frequenz zu kompensieren. Dabei muss keine Systemidentifikation und -invertierung erfolgen, die Kompensation kann auch auf

einem Soll-Ist-Vergleich der Amplituden basieren. Im Folgenden wird zunächst eine Methode mit *PI-Regler* vorgestellt, sowie im Anschluss eine alternative Methode auf Basis einer *Systeminvertierung* (bei der jeweils aktuell abgespielten Sinusfrequenz).

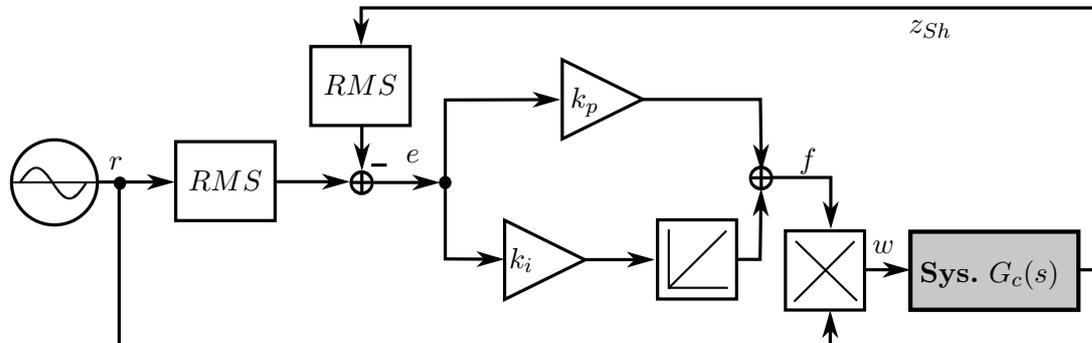


Bild 4.6: PI-Regler zur Anpassung der Sinus-Amplitude

Bild 4.6 stellt die Struktur mit **PI-Regler** vor. Die Sinusamplituden werden im Zeitbereich aus den fließend berechneten RMS-Werten von Soll- und Mess-Weg bestimmt. Die Differenz der RMS-Werte, $RMS(r) - RMS(z_{Sh})$, geht als Fehlerwert in einen PI-Regler ein, der einen amplitudenanpassenden Faktor f berechnet. Das Sinus-Sollsignal $r(t)$ wird mit f multipliziert, um das Regeleingangssignal w zu bestimmen.

Bild 4.7 zeigt schematisch die alternative Variante, die eine tatsächliche **Systeminversion** durchführt. Dieses Verfahren fällt also in die Kategorie der in Abschnitt 2.5 vorgestellten Systemkompensation durch Invertierung, obgleich das Systemmodell nur bei der aktuellen Sinusfrequenz ausgemessen werden kann. Als Maß für die momentane Sinus-Amplitude wird erneut der RMS-Wert verwendet. Das Verhältnis von Soll- zu Ist-RMS des Wegsignales gibt (pro Frequenzstützpunkt) das inverse Amplitudenübertragungsverhalten des Systems in Form des Faktors f wieder. Multiplikation von r mit f entspricht somit der Vorverzerrung des Stimulus mit dem Systemmodell.

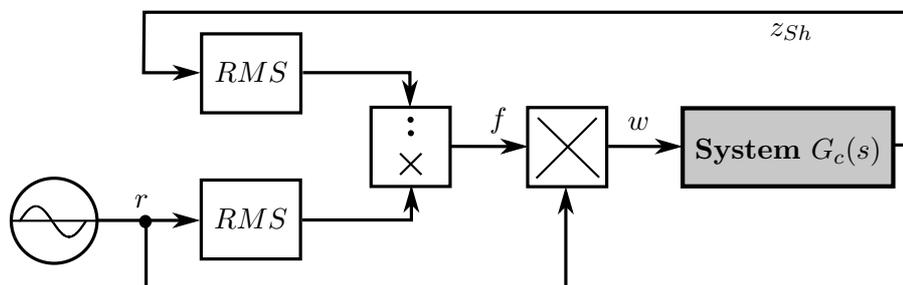


Bild 4.7: Systemkompensation durch **Inversion** des Übertragungsverhaltens

Das mit einem Sinus-Sweep gemessene, unkompensierte Übertragungsverhalten des Gesamtsystems bei Belastung mit einem starren Prüfling weist die schon beobachteten Mängel auf (Bild 4.8). TEE ist hier nicht aktiv, um das Verbesserungspotential

durch die Ausgleichsmaßnahmen zu unterstreichen. Ohne weitere Maßnahme hat G_c eine resonante Amplitudenüberhöhung etwa bei 25 Hz und deutliche Dämpfungen bei höheren Frequenzen. Beide vorgestellten Maßnahmen gleichen diese Mängel erfolgreich aus.

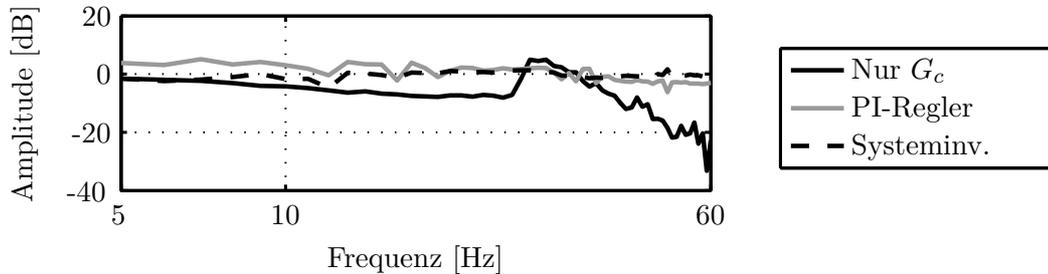


Bild 4.8: FRDs des geregelten Aktors (r nach z_{Sh}) mit zwei alternativen Maßnahmen zur Erhöhung der Nachfahrgüte bei Sinus-*Sweeps*

Die Invertierung nach Bild 4.7 führt keinen Soll-Ist-Vergleich aus und führt daher nicht zwangsläufig zu korrektem Ausgleich der Systemeigenschaften. Nichtlineares, amplitudenabhängiges Übertragungsverhalten des Systems kann nicht kompensiert werden. Der Ansatz mit PI-Regler dagegen kann Nichtlinearitäten ausgleichen und erreicht stationäre Genauigkeit. Allerdings beeinflusst dieser zusätzliche Regler die Systemdynamik und kann daher prinzipiell zur Instabilität führen.

Bei stochastischen Signalen muss das System in der gesamten genutzten Bandbreite identifiziert und invertiert werden. Die bisher vorgestellten Verfahren sind dafür nicht geeignet, da sie das System nur bei einer bestimmten Frequenz kompensieren. Im Folgenden werden daher allgemeiner einsetzbare Verfahren entwickelt.

Adaptive Inverse Control

Adaptive Vorfilter sind für beliebige Signalformen geeignet, für Sinus- ebenso wie für stochastische Signale. Sie invertieren das Systemverhalten in der gesamten nutzbaren Bandbreite, verzerren die Signale entsprechend vor und stellen damit eine direkte Umsetzung der in Abschnitt 2.5 vorgestellten Methoden dar. Sie werden, wie in [95] vorgeschlagen, nicht zur Stabilisierung des instabilen Systems verwendet, sondern zur Kompensation des bereits *feedback*-stabilisierten Systems G_c .

Im Folgenden werden zwei alternative Verfahren vorgestellt, die beide durch entsprechende Vorverzerrung zur gleichzeitigen Kompensation des Amplituden- und Phasenverlaufes in Eingrößensystemen geeignet sind [53].

1. Kombination eines linearphasigen FIR-Filters zum Amplitudenausgleich mit einem Allpass zur Phasenkompensation. Die Berechnung der Filterkoeffizienten erfolgt nach Durchführung einer FFT **im Frequenzbereich** (Bild 4.9)

2. FIR-Filter mit systemabhängigem Phasengang für gleichzeitigen Amplituden- und Phasenausgleich. Die Filterkoeffizienten werden **im Zeitbereich** mittels eines *Least Mean Squares*-Verfahrens (LMS) bestimmt (Bild 2.20)

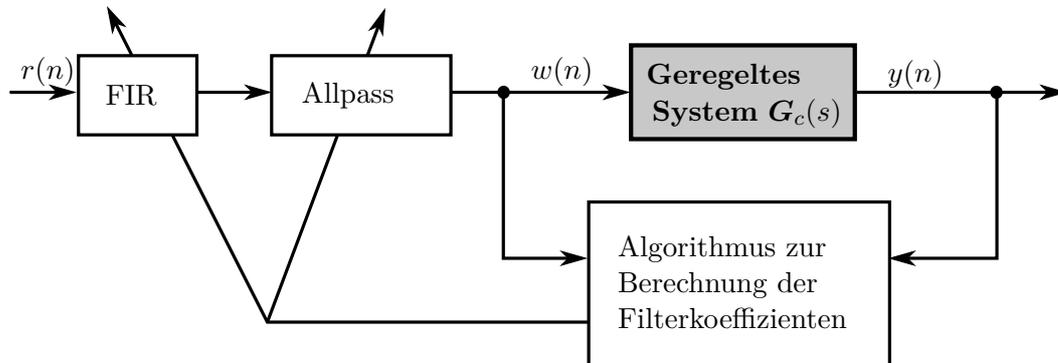


Bild 4.9: Systeminvertierung mit Allpass und FIR

Beim erstgenannten Verfahren (**Frequenzbereich**) sind das FIR- und Allpass-Filter in Serie im Vorwärtspfad der Vorgabe integriert. Die Berechnung der FIR-Koeffizienten erfolgt mittels *Frequency Sampling* [41]:

1. Aufzeichnen von $w(t)$ und $y(t)$ für eine gewisse Zeitdauer (einige Sekunden)
2. Berechnen des Autoleistungsdichtespektrums P_{ww} sowie des Kreuzleistungsdichtespektrums P_{wy}
3. Berechnen des Systemfrequenzgangs H_{wy} nach der H_1 -Methode (2.18) und Invertierung dieses FRD
4. Ersetzen der durch die Invertierung entstandenen nichtkausalen FRD-Phase durch einen linearen Phasengang, der der Bedingung $\phi_{f_{Nyq}} = \frac{\Delta T}{T_{Nyq}} \cdot 2\pi$ genügen muss, um realisierbar zu sein
5. Dämpfung des FRD oberhalb von 60 Hz, um dem FIR rauschunterdrückende Eigenschaften zuzuweisen
6. Durchführen einer IFFT. Das Ergebnis ist die dem Frequenzgang entsprechende Impulsantwort
7. Fensterung der Impulsantwort, um Überschwingen im Amplitudengang des FIR (GIBBS-Effekt) zu minimieren

Die Impulsantwort eines FIR-Filters ist identisch zur Folge seiner Koeffizienten b , da der Impuls diese der Reihe nach durchläuft (Bild 2.5). Mit gegebener Impulsantwort eines FIR-Filters sind also bereits die zugehörigen Koeffizienten bekannt. Der lineare Phasengang bedingt eine *ungerade* Anzahl von $m + 1$ Filterkoeffizienten, die zudem symmetrisch sein müssen [100]. Die zugehörige Filterordnung m ist *geradzahlig*. Die Koeffizientenanzahl soll so niedrig wie möglich sein, um den Rechenaufwand gering zu halten, aber groß genug für eine gute Nachbildung des gewünschten Übertragungsverhaltens bis 60 Hz. Im verwendeten System haben sich 51 Koeffizienten als untere praktikable Grenze erwiesen. Mit $m = 501$ ist eine sehr gute Nachbildung

des Systems möglich (Bild 4.10), eine weitere Erhöhung der Filterordnung bringt keine wahrnehmbare Verbesserung.

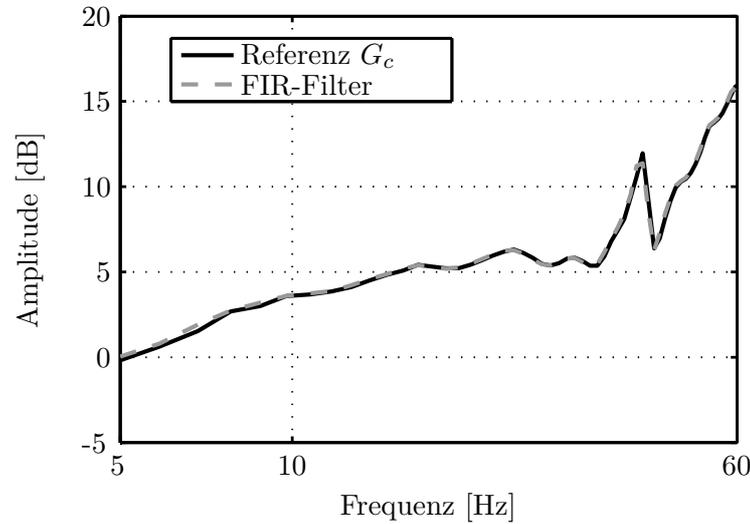


Bild 4.10: Nachbildung des inversen Systemamplitudenganges mit 501 FIR-Koeffizienten

Das FIR-Filter ist linearphasig und verzerrt das Signal somit nicht, kann jedoch den Systemphasengang $\phi_{sys}(\omega)$ auch nicht ausgleichen. Zur Kompensation des Systemphasenverlaufes kann das Filter um einen dem System vorgeschalteten *Allpass* erweitert werden. Dabei geht es nicht darum, die Verzögerung im System zu kompensieren, dies würde negative Laufzeiten bedingen und wäre nicht *kausal*, also in einem Echtzeit-System nicht realisierbar. Zielsetzung der Phasenkompensation ist vielmehr die Verzerrungsfreiheit des Phasenverlaufes. Das entspricht einem *linearen Phasengang des Gesamtsystems*, bestehend aus Allpass, FIR und reglerstabilisiertem System G_c . Da das FIR-Filter bereits linearphasig ist, muss durch geeignete Dimensionierung des Allpasses in Summe linearphasiges Verhalten von Allpass und G_c erreicht werden. Mit der Definition des gewünschten Summenphasengangs $\phi_{linear}(\omega)$ ist die Errechnung des Zielphasengangs $\phi_{allpass}(\omega)$ möglich (4.1). Die lineare Phase $\phi_{linear}(\omega)$ muss dabei so gewählt werden, dass die Allpassbedingungen $\phi_{allpass}(0) = 0$, $\phi_{allpass}(\omega_{Nyq}) = n\pi$ für den sich ergebenden Phasengang $\phi_{allpass}(\omega)$ erfüllt werden. Daher muss $\phi_{linear}(\omega_{Nyq}) = \phi_{sys}(\omega_{Nyq}) + n\pi$ Genüge getan werden. Die Allpassordnung n und der gemessene Systemphasengang ϕ_{sys} definieren somit die Steigung von $\phi_{linear}(\omega)$.

$$\phi_{total}(\omega) = \underbrace{\phi_{FIR}(\omega)}_{linear} + \underbrace{\phi_{allpass}(\omega) + \phi_{sys}(\omega)}_{=\phi_{linear}(\omega)} \quad (4.1a)$$

$$\Rightarrow \phi_{allpass}(\omega) = \phi_{linear}(\omega) - \phi_{sys}(\omega) \quad (4.1b)$$

Anhand (4.1) ist das Designziel für den Allpass bekannt, und mittels Phaseninterpolation (Abschnitt 2.1.3) können die Filterkoeffizienten c_k bestimmt werden. Beim vorliegenden System zeigt eine Filterordnung von $n = 20$ gute Ergebnisse. Die Allpassbedingungen $\phi_{allpass}(0) = 0$, $\phi_{allpass}(\omega_{Nyq}) = 20\pi$ werden vom gewünschten

Phasengang erfüllt (Bild 4.11). Beim vorhandenen Testsystem ergaben sich immer stabile Filter.

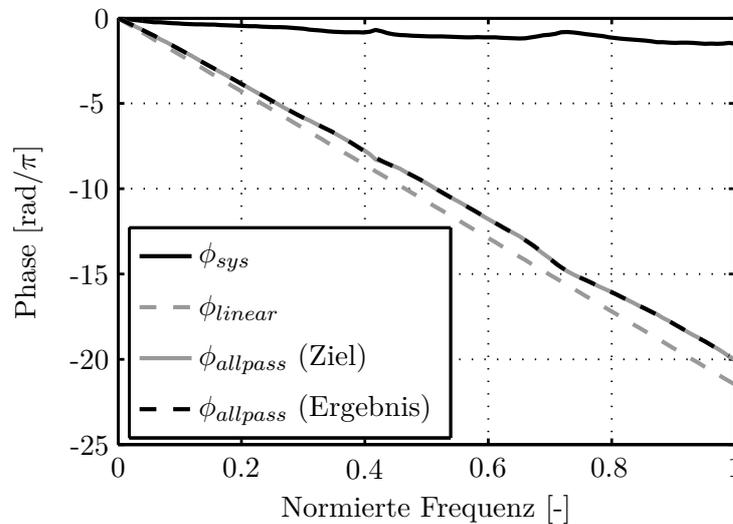


Bild 4.11: Phasengang des geregelten Systems ϕ_{sys} , der linearen Phase ϕ_{linear} , der daraus resultierenden gewünschten Allpass-Phase $\phi_{allpass}$ (Ziel) und der realisierten Allpass-Phase $\phi_{allpass}$ (Ergebnis). Der Allpass hat die Ordnung 20

Das zeitgleiche Durchführen beider Algorithmen (FIR und Allpass) ist auf der genutzten Regelhardware in Echtzeit möglich, somit kann ein adaptives Verfahren realisiert werden. Der Algorithmus läuft im Hintergrund auf der Regelhardware und aktualisiert die Parameter des FIR und des Allpass in bestimmten zeitlichen Abständen in der Größenordnung einiger Sekunden. Bei Auftreten instabiler Allpässe ist keine sinnvolle adaptive Implementierung möglich, dann sollte zu Beginn eine Auslegung eines stabilen Allpass erfolgen, der dann nicht mehr verändert wird. Bei einem LTI-System ist auch eine einmalige Berechnung der Filter zu Testbeginn ausreichend; die Adaptivität bringt in diesem Fall keine Vorteile.

Ein alternativer Ansatz wird im **Zeitbereich** auf Basis des LMS-Algorithmus (Abschnitt 2.1.3, Abschnitt 2.5) durchgeführt. In der vorliegenden Anwendung identifiziert der Algorithmus das *inverse* System, wie in Bild 2.20 dargestellt. Das System $G(z)$ ist in diesem Fall das über den Zustandsregler mit TEE stabilisierte System $G_c(z)$, das Referenzmodell $M(z)$ ist ein Totzeitglied geeigneter Ordnung. Die Durchlaufzeit des FIR-Filters (bestimmt als $f_s \cdot m$) muss mindestens der Verzögerung des abzubildenden Systems entsprechen. Die geringstmögliche Ordnung von $M(z)$ bestimmt sich aus der größten Verzögerung des vorhandenen Systems; diese liegt bei 60 Hz und 200° vor. Dies entspricht einer Laufzeit von $200^\circ / 360^\circ / 60 \text{ Hz} = 0,0093 \text{ s}$. Bei einer Abtastrate von 1 kHz ist also mindestens eine Verzögerung von 10 Einheitsverzögerungen notwendig, um das System kausal zu machen. Im vorliegenden Fall wurden 12 Einheitsverzögerungen verwendet (also $M(z) = z^{-12}$).

Das FIR-Filter weist nun den nichtkausalen Phasengang des inversen Systems, zusätzlich der linearphasigen Verzögerung von 0,012 s, auf. Das Gesamtsystem aus FIR

und geregelter System ergibt daher ein (auch ohne Allpass) linearphasiges Übertragungsverhalten mit einer phasenunabhängigen Laufzeit von 0,012s. Die Schrittweite μ wird manuell optimiert. Falls sie zu groß ist, wird der Algorithmus instabil (Abschnitt 2.1.3), eine zu klein gewählte Schrittweite führt andererseits zu einer langsamen Konvergenz und letztlich zu großen Fehlern in der Nachfahrgüte. Als praktikabler Kompromiss hat sich der Bereich $\mu \in [0,005, 0,05]$ erwiesen, abhängig von Referenzsignal und Filterordnung.

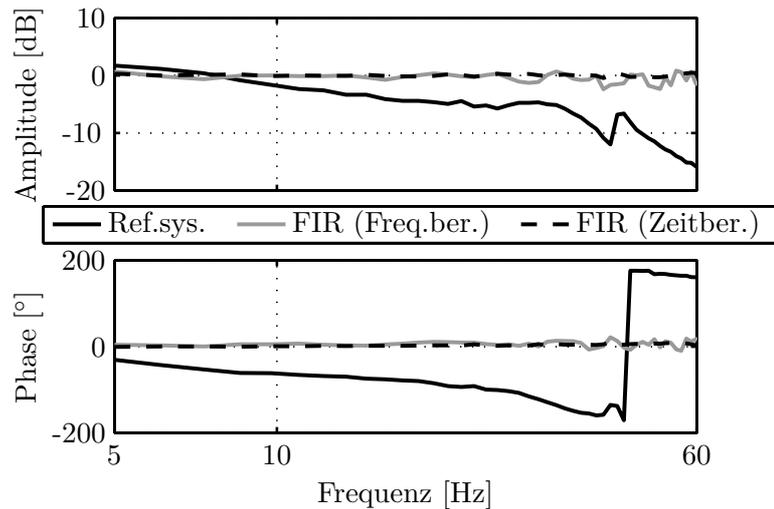


Bild 4.12: FRD des geregelten Aktors (r nach z_{sh}) mit verschiedenen adaptiven Vorfiltern

Ohne Vorfilter weist das System in der verwendeten Reglerparametrierung gravierende Amplitudenabfälle und Verzerrungen des Phasenganges auf (Bild 4.12). Beide vorgestellten Verfahren führen zu deutlichen Verbesserungen, Amplitude und Phase werden fast vollständig kompensiert.

Bei der Anwendung beider Verfahren müssen einige praktische Aspekte beachtet werden. Bei der zuerst vorgestellten, im Frequenzbereich basierten Methode erfolgt die Messung blockweise mit Zeitdauern von einigen Sekunden. Kritisch sind Wechsel des Betriebsmodus von frequenzarmen zu -reichen Signalen, da der FRD bei den nicht verwendeten Frequenzen nicht bekannt ist. Beim Wechsel z. B. von Sinus- zu Rauschanregung sollte daher das inverse Systemmodell kurzzeitig überbrückt werden, bis eine gute Identifikation aufgrund des frequenzreicheren Rauschens vorliegt. Ein Vorteil des Verfahrens ist die auf einfache Art durchführbare manuelle Anpassung des Amplitudengangs, etwa das Einführen von Tiefpassverhalten. Hierzu muss lediglich der Soll-FRD, anhand dessen das FIR-Filter bestimmt wird, bei den betreffenden Frequenzen manipuliert werden.

Das LMS-Verfahren funktioniert am besten bei Signalen möglichst konstanten Energieinhaltes, d. h. zeitlich konstanten gleitenden RMS-Werts. Die Schrittweite μ sollte idealerweise signalabhängig angepasst werden, um die bestmögliche Konvergenz bei gleichzeitiger Stabilität zu erhalten. Falls zusätzliches Tiefpassverhalten erwünscht wird, muss $M(z)$ entsprechend ausgeführt werden.

In der Praxis ist die exakte Wiedergabe der Phase bei einem SISO-System oft nachrangig oder sogar vernachlässigbar. Der zeitliche Verlauf des Signals muss in der Störgeräuschpraxis in der Regel nicht exakt erhalten bleiben, solange Soll- und Mess-PSD übereinstimmen. Für den praktischen Betrieb der meisten Systeme wird empfohlen, das im Frequenzbereich basierte Verfahren zu verwenden. Das FIR-Filter sollte im adaptiven Betrieb laufend angepasst werden, der Allpass muss lediglich bei Sonderanwendungen verwendet werden, die eine exakte Phasenwiedergabe fordern.

5 Gesamtfahrzeuganregung mit Hydropulsanlagen

Hydropulser sind bewährte Anlagen zur Anregung von Fahrzeugen für Alterungs- und Analysezwecke. Die Kraftereinleitung erfolgt hierbei analog zur Straßenfahrt über die Reifen und das Fahrwerk (Abschnitt 1.1). Bei der BMW GROUP wird jeder Fahrzeugtyp mit 21 spezifischen Prüfprofilen analysiert und gealtert, die auf dem Messgelände aufgenommen und auf dem Hydropulser wiedergegeben werden. Dieses Streckenportfolio *wird für jeden neuen Fahrzeugtyp* erneut vermessen und in einem aufwändigen Prozess auf die Hydropulsanlage gespielt. In der Regel werden die Profile sogar *für jedes einzelne Fahrzeug* (auch bei gleichem Fahrzeugtyp) individuell erzeugt, da in der Meinung vieler Anlagenanwender unterschiedliche Fahrwerke und Fahrzeugkonfigurationen sonst zu Abweichungen führen könnten.

In der vorliegenden Arbeit wird postuliert und nachgewiesen, dass das *einmalige* Aufspielen jedes Streckenprofils ausreichend *für alle Fahrzeuge und Fahrzeugtypen* ist. Messfahrten auf dem Testgelände müssten somit nur noch einmalig durchgeführt werden. Die danach auf der Anlage vorhandenen Profile, im Folgenden als *Referenzprofile* bezeichnet, könnten zukünftig für alle Analysen verwendet werden. Anhand dieses Vorgehens könnte die Hydropulsanlage deutlich effizienter verwendet werden. Für die Untersuchung und Diskussion dieses Ansatzes (Abschnitt 5.2) ist eine Einführung in die Regelkonzepte von Hydropulsanlagen nötig (Abschnitt 5.1).

5.1 Regelung

Hydropulser benutzen meist dezentrale Eingrößenregler, da Reifen und Fahrwerk die Aktoren weitestgehend entkoppeln. Die Dämpfungen auf diesem Weg sind sehr hoch, und die Betrachtung des Systems in Form von vier Einzelsystemen ist zulässig - auch wenn es Bestrebungen gibt, mit MIMO-Konzepten die Regelgüten und -eigenschaften zu verbessern [118, 120–123]. Meist wird jedoch eine Kombination von zwei bereits in Kapitel 2 vorgestellten SISO-Methoden verwendet (Bild 5.1):

- Innerer Regelkreis von Reglereingang w zu Aktorposition y (Echtzeit): Jeder Aktor wird auf einen Wegsensor PID-geregelt (Abschnitt 2.3)
- Äußerer Regelkreis von Beschleunigungsvorgabe r zu Radnabenbeschleunigung y_r (*offline*): Die Übertragungsfunktionen dieser Strecken (inklusive der vier PID-geregelten Systeme) werden einzeln ausgemessen und invertiert, um iterativ die optimierten Eingangssignale für die PID-Regler zu generieren (Abschnitt 2.5)

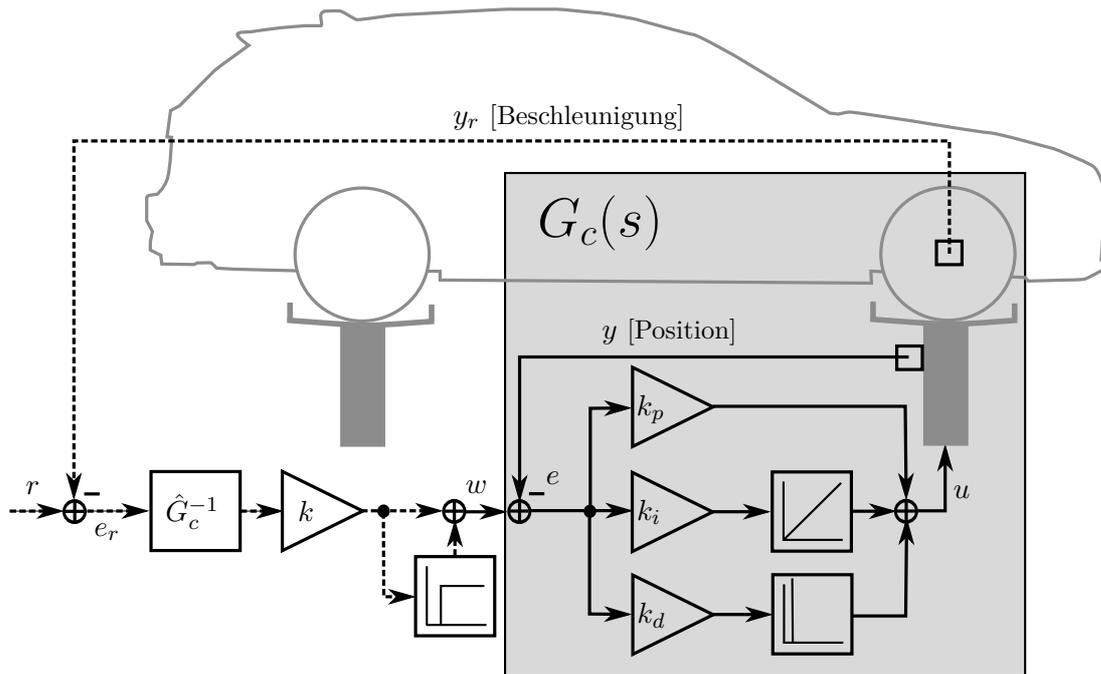


Bild 5.1: Regelung eines Hydraulikaktors mit SISO-TWR (gestrichelt, *offline*) sowie der unterlagerten SISO-PID-Regelung (durchgezogene Linien, in Echtzeit)

5.1.1 PID-Echtzeitregelung

Aufgrund der Entkoppelung der Aktoren können vier dezentrale PID-Regler verwendet werden. Regelgröße ist die Position der Hydraulikstempel, das Stellsignal wird auf ein Servoventil gegeben und führt dann zur Bewegung des Stempels in positive oder negative z -Richtung (Abschnitt 3.1.1).

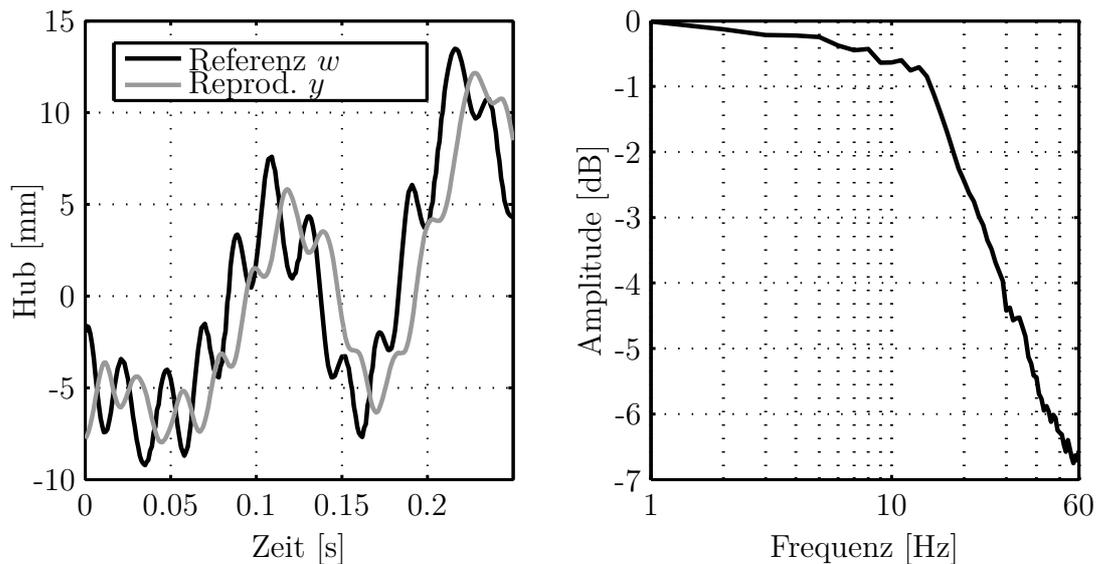


Bild 5.2: Ein- und Ausgangssignal (links) und zugehöriger Amplitudengang (rechts) eines Hydraulikaktors

Die PID-geregelten Systeme G_c zeigen einen deutlichen Abfall der Nachfahrgüte bei höheren Frequenzen. Je nach Parametrierung des Reglers liegen 5-10 Dezibel Dämpfung am oberen Ende des genutzten Frequenzbereiches (60 Hz) vor (Bild 5.2). Die Eckfrequenz liegt bei 23 Hz und damit in der typischen Größenordnung PID-geregelter hydraulischer Systeme, die in [14] mit 15 Hz angegeben wird. Es sind daher zusätzliche Maßnahmen nötig, um hohe Bandbreiten und Nachfahrgüten zu erreichen. Zudem liegt die Referenz in Form von Beschleunigungen am Bremsattel vor. Selbst bei optimaler Nachfahrgüte der PID-Regler müsste die Strecke von Aktorposition zur Bremsattelbeschleunigung spezielle Berücksichtigung finden.

5.1.2 Offline-Systemkompensation

Zum Erreichen hoher Nachfahrgüten wird das geregelte System durch Invertierung kompensiert (Abschnitt 2.5). Bei Hydropulsern wird in aller Regel das *Offline*-Verfahren der *Time Waveform Replication* (TWR) genutzt, da es für diese Anwendung gegenüber *Online*-Ansätzen folgende Vorteile bietet (Tabelle 2.1):

- Das Aufrüsten des Fahrzeugs mit Beschleunigungssensoren ist aufwändig, da die Bremsättel nur unter Verwendung einer Hebebühne zugänglich sind. Bei *Offline*-Systeminversion wird nur zum einmaligen Aufspielen der Profile ein aufgerüstetes Fahrzeug verwendet. Das Abspielen der Profile kann dann mit sensorfreien Prüflingen erfolgen
- Die Profilvielfalt ist gering, es wird in der Regel ein festes Profilportfolio verwendet. Dies kommt dem Verwenden von *Offline*-Methoden entgegen
- Das System ist (annähernd) zeitinvariant, daher sind adaptive Mechanismen (die nur mittels *Online*-Methoden realisierbar sind) nicht nötig

Da es sich bei jedem Aktor um ein SISO-System handelt, kann der TWR-Algorithmus in SISO-Form zeitgleich für alle vier Aktoren durchlaufen werden. Der Algorithmus (Bild 5.1) (2.35) (2.36) wird iterativ durchgeführt (Bild 2.19). Die zu kompensierenden Systeme (Wegvorgabe w nach gemessener Beschleunigung y_r , Bild 5.1) weisen nichtlineares Verhalten auf, daher spielt die Auswahl eines Identifikationsprofils geeigneter Amplitude eine große Rolle. Die Nichtlinearitäten sind vor allem auf das Fahrwerk zurückzuführen [14] und wirken sich unterhalb von 20 Hz aufgrund der hohen Wegamplituden besonders aus. Falls mangelhafte Konvergenz dagegen bei höheren Frequenzen auftritt, liegt dies in der Regel eher an einer schlechten Systemidentifikation. Ein in diesen Frequenzbereichen stärker gewichtetes Identifikationsprofil führt oft zu besserer Konvergenz [14]. Je genauer das identifizierte Modell, umso höher kann der *Drive*-Faktor k (Abschnitt 2.5) gewählt werden. In der Praxis wird meist $k \in [0,1, 0,6]$ verwendet.

Da der TWR-Prozess iterativer Natur ist, wird er in der Praxis oft als *Iteration* bezeichnet. Die im letzten Schritt erzeugten und dann auf der Regelhardware des Prüfstands abgelegten Stimuli $w(t)$ heißen *Drive-Files* (Bild 5.3).

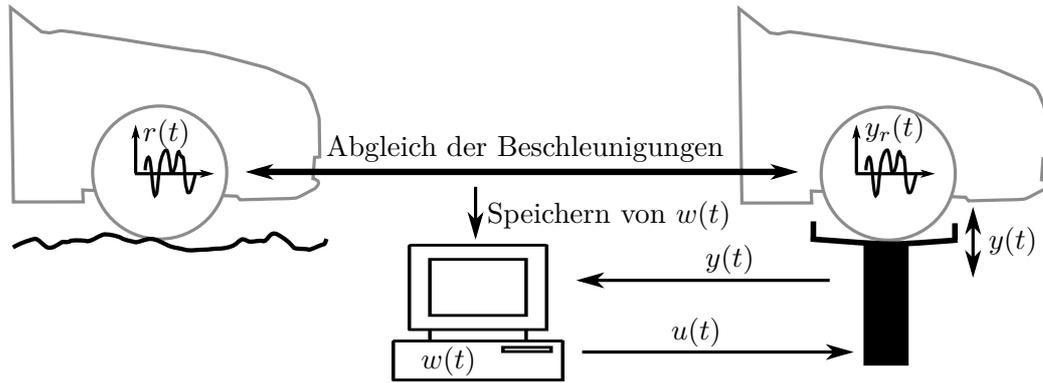


Bild 5.3: Die Iteration (TWR) sorgt für Übereinstimmung zwischen den Bremssattelbeschleunigungen auf der Straße $r(t)$ und dem Hydropulser $y_r(t)$. Am Ende wird das dazugehörige *Drive-File* $w(t)$ für jeden Aktor gespeichert und kann in Zukunft (ohne Sensorik am Bremssattel) abgespielt werden. Der auf der Regelhardware laufende PID-Regler (nicht dargestellt) bestimmt dabei aus $w(t)$ und $y(t)$ das Stellsignal $u(t)$

5.2 Fahrzeugunabhängige *Drive-Files*: Referenzprofile

5.2.1 Motivation und Ansatz

Der Iterationsprozess zum Aufspielen von Straßenmessungen wird bislang mit *jedem* zu prüfenden Fahrzeug durchlaufen. Zweck dieser Erzeugung von *Drive-Files* ist die Reproduktion von Straßenprofilen auf dem Prüfstand. Die tatsächlichen Fahrbahnoberflächen sind fahrzeugunabhängig - eine gegebene Strecke hat ein unveränderliches Profil. Die Art der Krafteinleitung auf einer Hydropulsanlage über Reifen und Fahrwerk entspricht nun derjenigen während einer Straßenfahrt. Würde der

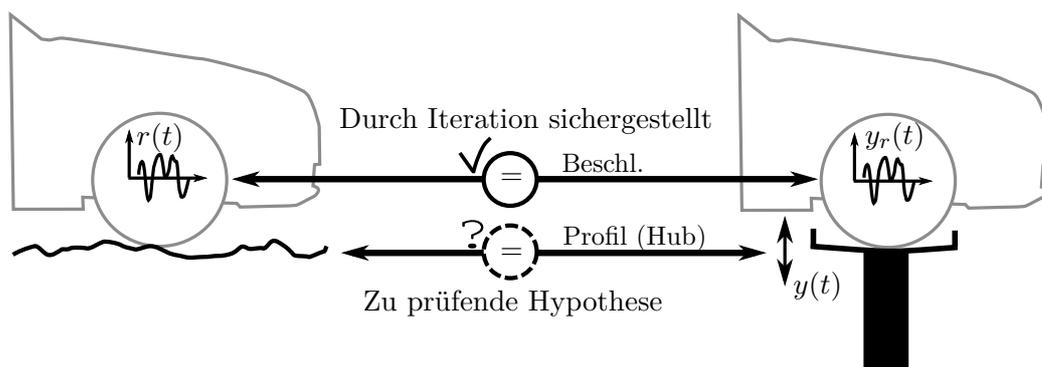


Bild 5.4: Das Straßenprofil (die Fahrbahnoberfläche) ist fahrzeugunabhängig. Falls das Hydropulsprofil identisch dazu ist, ist es ebenfalls fahrzeugunabhängig

Hydropulser für alle Fahrzeuge exakt das Oberflächenprofil der zu simulierenden Straße wiedergeben, gäbe es auch auf dem Hydropulser für jedes bestimmte Fahrbahnprofil nur *ein* entsprechendes, fahrzeugunabhängiges *Drive-File*. Ein mit dem

herkömmlichen Iterationsprozess erzeugtes *Drive-File* wäre in diesem Fall per se für alle Fahrzeuge verwendbar, da aus allen Iterationen derselben Strecke, egal mit welchem Fahrzeug, das selbe *Drive-File* resultieren würde.

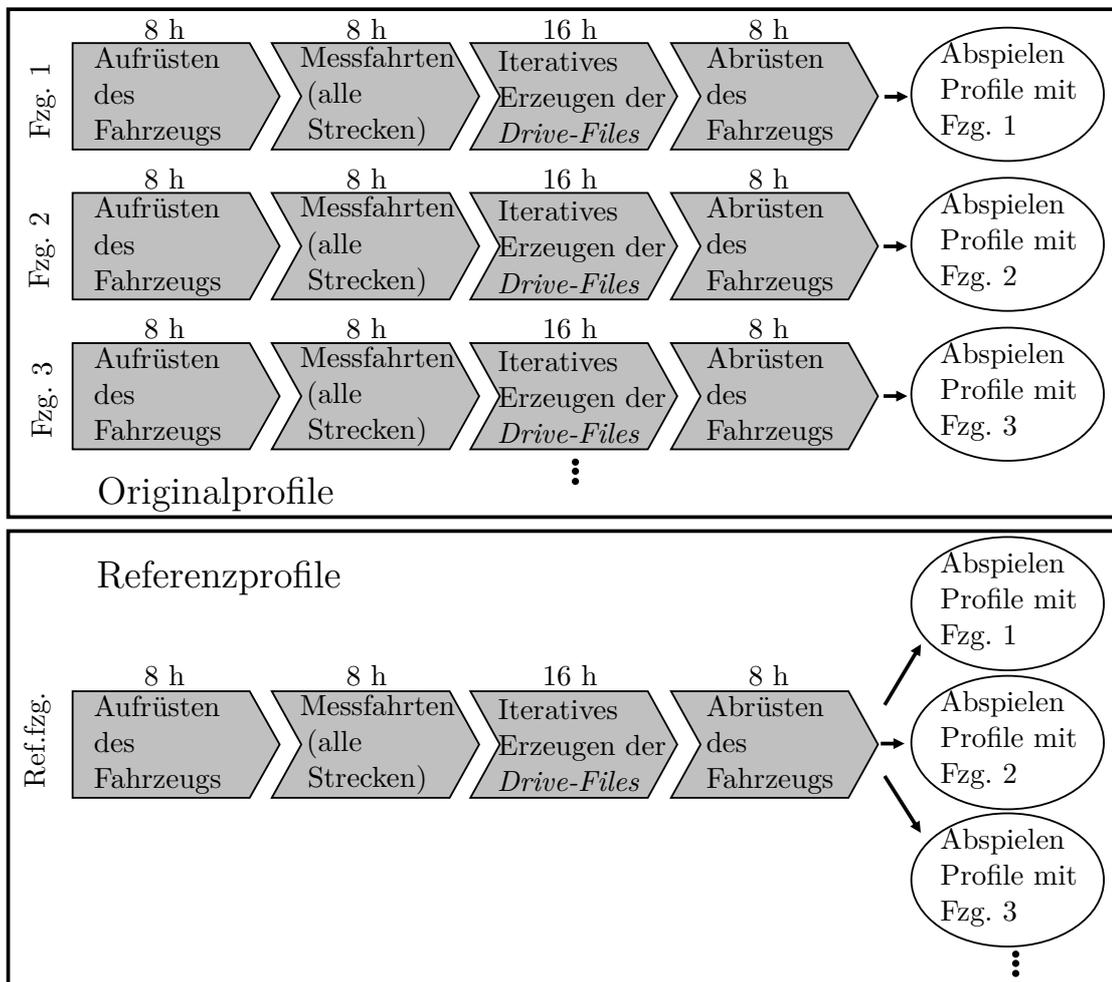


Bild 5.5: Alter und postulierter Prozess. Die einzelnen Zeitdauern sind Erfahrungswerte [138]. Die Gesamtdauer der *Drive-File*-Erstellung beläuft sich auf im Mittel etwa 40 Stunden pro Fahrzeug

Der bisher für jedes Fahrzeug nötige, aufwändige Vorbereitungs- und Iterationsprozess, müsste dann nur noch einmalig durchgeführt werden. Die so erzeugten *Referenzprofile* (als Bezeichnung für alle Profile, die für beliebige Fahrzeuge ohne Anpassung abgespielt werden) könnten für alle zukünftig zu untersuchenden Fahrzeuge verwendet werden (Bild 5.5). Dieses Vorgehen bietet diverse **Vorteile**:

- Die Kosten für wiederholte Messfahrten und den zur Iteration nötigen Anlagenbetrieb können eingespart werden
- Auch der Zeitaufwand von im Mittel etwa 40 Stunden pro Fahrzeug (Bild 5.5) wird hinfällig
- Der gesamte Iterationsprozess ist schwer planbar, da er wesentlich komplexer als die reguläre Bedienung der Anlage ist. Mit dem neuen Prozess müssen

keine großen Zeitfenster zum Ausgleich von zeitlichen Unsicherheiten mehr vorgehalten werden

- Das Risiko von Fahrzeugbeschädigungen (z. B. durch einen zu hohen *Drive*-Faktor und resultierende Extremausschläge) ist während des Iterierens größer als beim Normalbetrieb der Anlage und wird daher reduziert, wenn die Anzahl der Iterationsprozesse minimiert wird
- Es resultieren identische Ausgangsprofile (d. h. Stempelhubprofile) $y(t)$ auf verschiedenen Hydropulsanlagen, wenn beim Iterieren dieselben Referenzprofilmessungen mit *demselben* Fahrzeug verwendet werden. Ein verlustfreier Wechsel der Anlage inmitten des Alterungs- oder Analyseprozesses wäre damit möglich

Die dem Ansatz zugrundeliegende Annahme, dass der Hydropulser exakt und in allen Situationen das Oberflächenprofil der Straße wiedergibt (Bild 5.4), ist jedoch *nicht* korrekt. Es gibt diverse Einflüsse, die zu Abweichungen zwischen Fahrbahn- und Prüfstandsprofil führen - sie werden im nächsten Abschnitt erläutert. Referenzprofile können jedoch trotzdem verwendet werden, falls ein Hydropulsprofil sich zwar von der zugehörigen Fahrbahnoberfläche unterscheidet, aber trotzdem für alle Fahrzeuge identisch ist. Wenn der *Unterschied* zwischen Fahrbahnprofil und *Drive-File* fahrzeugunabhängig ist, ergibt sich kein Nachteil und keine Einschränkung für die Referenzprofile. Alle Faktoren, die zu Unterschieden zwischen Fahrbahn- und Hydropulsprofil führen, müssen daher hinsichtlich ihrer Fahrzeugabhängigkeit und ihrer resultierenden Auswirkungen auf die Güte der Referenzprofile untersucht werden.

5.2.2 Straßensimulation auf Hydropulsanlagen

Straßen- vs. Hydropulsanregung mit Originalprofilen

Es gibt bereits unvermeidliche Unterschiede zwischen der Straßen- und der Hydropulssituation, die schon bei der Verwendung von Originalprofilen (Iterationsfahrzeug = Analysefahrzeug) vorhanden sind. Bezüglich dieser im Konzept des Hydropulsprüfstandes bedingten Unterschiede bringt die Verwendung von Referenzprofilen also weder Vor- noch Nachteile.

- Geschwindigkeitseinflüsse: Das Fahrzeug fährt auf der Straße und steht auf der Anlage. Von der Fahrgeschwindigkeit wiederum hängen aerodynamische Effekte sowie das Übertragungsverhalten eines aktiven Fahrwerks (falls vorhanden) ab
- Eindimensionale Anregung: Die Straße regt die Reifen vertikal und horizontal an, während die Hydraulikaktoren (in der üblichen, hier betrachteten 4-Stempel-Ausführung) rein in z -Richtung arbeiten. Der Prüfstand erzeugt an der Karosserie zwar dennoch auch Quer- und Längsbeschleunigungen in der Größenordnung der Straßenanregung [126], der tatsächliche zeitliche Verlauf der Straßenmessung wird jedoch nur in der Vertikalrichtung reproduziert

- Schwingungen des Antriebsstranges: das Fahrzeug wird auf dem Prüfstand bei stehendem Motor untersucht
- Umwelteinflüsse, z. B. Auswirkungen des Wetters

Ein aktives Fahrwerk verhält sich auf Straße und Hydropulser unterschiedlich. Da die Iterationssziele (die Bremssättel) *vor* dem Fahrwerk im Anregungsfluss liegen, kann dieses unterschiedliche Fahrwerksverhalten in der Iteration nicht kompensiert werden (Abschnitt 7.3). Umwelteinflüsse dagegen können bei Vorhandensein einer Klimakammer berücksichtigt werden. Die Temperaturbedingungen während der Iteration sollten dann möglichst exakt denen der Messfahrt entsprechen.

Strukturdynamische Größen des Fahrzeugs, die nicht von der Fahrgeschwindigkeit abhängen, sind auf Straße und Prüfstand identisch. Sie beeinflussen daher zwar die während der Messfahrt an den Bremssätteln gemessenen Beschleunigungen, aber nicht die dann resultierenden *Drive-Files*. Diese Parameter wirken sich daher nicht auf die Realitätsnähe der Hydropulsanregung aus:

- Masse des Fahrzeugs
- Massenverteilung und Massenträgheitsmomente
- Passive Eigenschaften des Fahrwerks

Bild 5.6 fasst die identifizierten *kritischen* Parameter (grau hinterlegte Felder) zusammen. Diese tragen dazu bei, dass auch bei identischem Iterations- und Analysefahrzeug und guter Übereinstimmung der gemessenen Beschleunigungen an den Bremssätteln im Innenraum trotzdem erhebliche Abweichungen auftreten können (Kapitel 7).

Straßen- vs. Hydropulsanregung mit Referenzprofilen

Bei den Referenzprofilen ist das Iterationsfahrzeug nun nicht identisch zum Analysefahrzeug. Dadurch ergeben sich zusätzliche Einflüsse auf den Realitätsgrad der Straßensimulation. Sie werden nun diskutiert, um ihre Fahrzeugunabhängigkeit (die ja Voraussetzung für die Anwendung der Referenzprofile war) bewerten zu können.

Das Reifenverhalten auf der Straße und dem Hydropulser ist unterschiedlich - daher müssen die Anregungsprofile für identische Bremssattelbeschleunigungen auch unterschiedlich sein (und die Hypothese aus Bild 5.4 ist nicht uneingeschränkt zutreffend). Die Unterschiede im Reifenverhalten resultieren aus:

- Reifensteifigkeit: rollende Reifen weisen eine erhöhte Vertikalsteifigkeit auf. Bei stehenden und rollenden Reifen nimmt die Steifigkeit zudem mit der Frequenz der Anregung zu [67], wobei der Anstiegsverlauf von der Rollgeschwindigkeit des Reifens abhängt
- Reifenwechselwirkungen: Der Reifen rollt auf der unebenen Straßenoberfläche ab, der Radaufstandsteller des Prüfstands dagegen ist eben und der Reifen dreht sich nicht

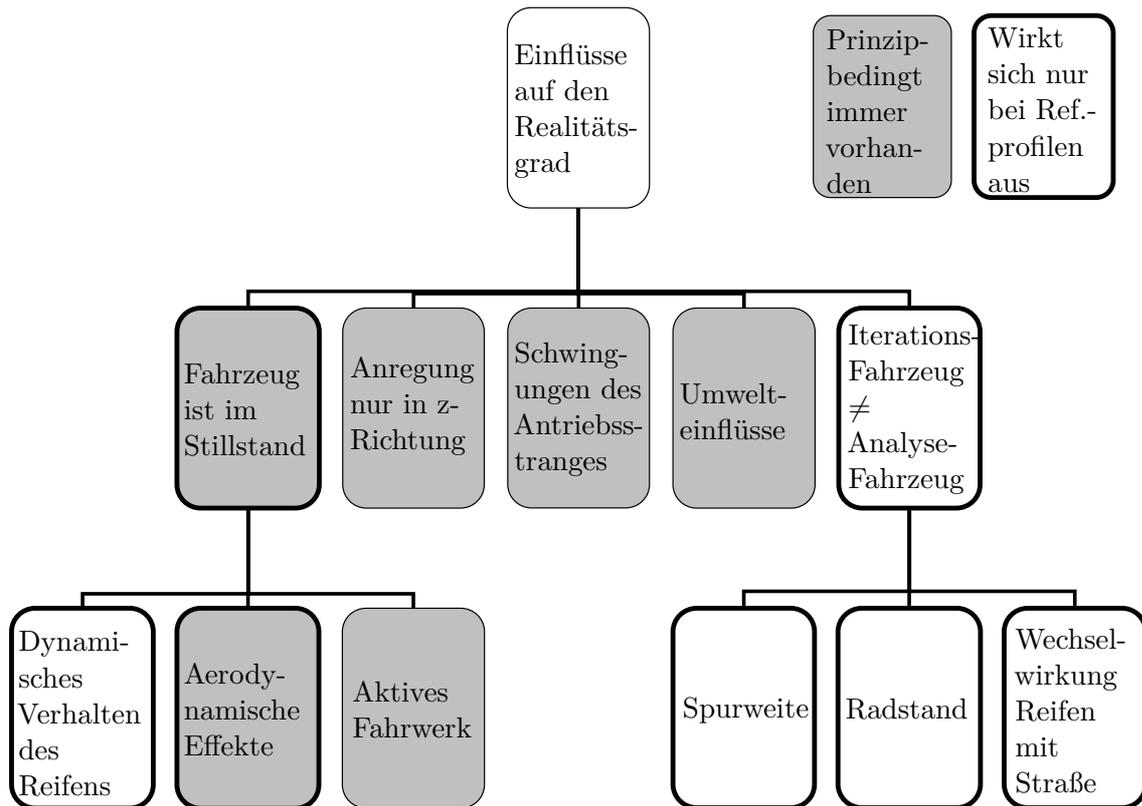


Bild 5.6: Einflussgrößen, die zu unterschiedlicher Anregung der Karosserie auf der Straße und dem Hydropulser führen können

Alle Reifeneinflüsse spielen mit Originalprofilen keine Rolle: da auf eine Position iteriert wird (Bremsattel), die im Kraftfluss *nach* dem Reifen ist, wird das Reifenverhalten während der Iteration berücksichtigt und ausgeglichen. Somit kann zwar zur Realitätsnähe der Reifenanregung auf dem Hydropulser keine Aussage gemacht werden, aber die Realitätsnähe der in die Karosserie eingeleiteten Beschleunigungen leidet nicht unter dem Reifenverhalten.

Durch die Einführung der Referenzprofile, also die Abweichung von Iterations- und Analysefahrzeug, könnte es sich nun negativ auswirken, dass das Reifenverhalten auf Straße und Prüfstand unterschiedlich ist. Die Kompensation der Reifeneigenschaften ist bei den Referenzprofilen fehlerhaft, sobald die *Unterschiede der Reifeneigenschaften zwischen Straßen- und Prüfstandsanzregung* beim Iterations- und Analysefahrzeug *verschieden ausgeprägt* sind.

Aerodynamische Effekt spielen bei den Referenzprofilen nur dann eine *zusätzliche* Rolle im Vergleich zu den Originalprofilen, wenn sie sich auf die Messungen an den Bremsätteln auswirken, und zwar bei beiden Fahrzeugen (Iterations- und Analysefahrzeug) auf unterschiedliche Weise. Ihre Einflüsse auf die Karosserie können dagegen in keinem Fall auf dem Hydropulser dargestellt werden.

Unterschiedliche Spurweiten von Iterations- und Analysefahrzeug wirken sich nicht anders als die immer vorhandenen Fahrspurschwankungen aus und führen daher zu keiner Verfälschung. Abweichende Radstände von Iterations- und Analysefahrzeug

entsprechen einer unterschiedlichen Signallaufzeit während der Messfahrt zwischen Vorder- und Hinterrädern. Bei stochastischen Profilen ist dies bezüglich Laufzeitunterschieden äquivalent zu Abweichungen in der Geschwindigkeit, da diese sich ebenfalls linear auf Laufzeitunterschiede auswirken. Auswertungen von zehn Wiederholungsmessungen (am Beispiel Kopfsteinpflaster mit 30 km/h) zeigen, dass zwischen verschiedenen Messfahrten in der Praxis Schwankungen der mittleren Geschwindigkeit von etwa 20 % auftreten. Bei Auswahl eines Iterationsfahrzeugs mittleren Radstandes ist die Abweichung zum kürzesten und längsten Fahrzeug auch in der Größenordnung von 20 %. Bei Verwenden eines Tempomaten und daher nicht vorhandenem Geschwindigkeitsfehler ist die geringe Abweichung des Radstands legitim, da die Auswirkungen nicht größer als infolge der sonst üblichen Geschwindigkeitsschwankungen sind.

Die strukturdynamischen Eigenschaften spielen weiterhin keine Rolle, da sie sich auf Straße und Hydropulser nicht unterscheiden. Sie würden sich nur dann nachteilig auswirken, wenn mit einem Fahrzeug Messfahrten durchgeführt und dann mit einem anderen Fahrzeug abweichenden Verhaltens iteriert würden. Dies ist auch bei den Referenzprofilen nicht der Fall. Gewichtsabhängige Fahrzeugklassen zu erstellen und für jede Klasse eigene Referenzprofile einzuführen, ist daher weder sinnvoll noch nötig.

Die diskutierten Unterschiede könnten prinzipiell zu fahrzeugabhängigen Unterschieden zwischen Fahrbahn- und Hydropulsprofil führen. Ob ihre Auswirkung relevant ist, oder ob die genannten Unterschiede bei allen Fahrzeugen praktisch gleich ausfallen und daher nicht ins Gewicht fallen, kann durch Messungen bestimmt werden. Eine Messreihe zu den **Fahrzeugeinflüssen** muss beantworten: **Resultiert aus dem Iterationsprozess fahrzeugunabhängig immer das gleiche Kolbenhubprofil für die gleiche Fahrbahn?** Die soeben diskutierten Einflussgrößen könnten sich hierauf negativ auswirken.

Falls alle Fahrzeugeinflüsse nur zu fahrzeugunabhängigen Abweichungen zwischen Hydropuls- und Straßenprofilen führen, ist eine erste Bedingung für die Anwendung der Referenzprofile erfüllt. Es muss dann noch eine Frage zu möglichen **Anlageneinflüssen** untersucht werden: **Spielt eine Hydropulsanlage das zuvor iterierte *Drive-File* immer gleich ab, egal mit welchem Fahrzeug sie gerade belastet wird?** Zur Legitimation der Referenzprofile muss auch diese Frage bejaht werden, da andernfalls fahrzeugabhängige *Drive-Files* w auch für fahrzeugunabhängige Hubprofile y nötig wären.

Zunächst erfolgen Versuche zu den Anlageneinflüssen (Abschnitt 5.2.3). Eine Untersuchung der Fahrzeugeinflüsse erfolgt anschließend in Abschnitt 5.2.4. Falls beide Untersuchungen keine Fahrzeugabhängigkeit zeigen, sind die *Drive-Files* des Hydropulsers zwar weiterhin vom Straßenprofil abweichend, aber dennoch ebenfalls fahrzeugunabhängig. Die Verwendung von Referenzprofilen wäre somit legitim.

5.2.3 Anlageneinflüsse

Zur Legitimation der Verwendung von Referenzprofilen muss nachgewiesen werden, dass der Prüfstand ein Profil unabhängig von der Last immer (annähernd) gleich abspielt. Würden die Stempel bei Beladung mit einem schweren Fahrzeug beispielsweise reduzierte Bewegungen im Vergleich zu geringen Lasten durchführen, müsste das *Drive-File* für schwere Fahrzeuge entsprechend intensiver sein. Bei fahrzeugindividueller Iteration werden solche Einflüsse automatisch berücksichtigt.

Tabelle 5.1: Übersicht der Messreihe zum Anlageneinfluss

Parameter	Anzahl	Varianten
Fahrzeug	5	MINI ONE, BMW 3ER, Z4, X5, 7ER (lang)
Profil	4	<i>Worst-Case</i> -Profile (Stadt50, BAB120, KSF50, KSG30)
Messgrößen	4	Hubprofil $y(t)$ [mm] an jedem Aktor
Fehlermaß	1	e_{RMS}

Mit fünf verschiedenen Fahrzeugen werden die Bewegungen der vier Aktoren bei vier verschiedenen intensiven Profilen gemessen (Tabelle 5.1). Als Profile werden die kaskadierten *Worst-Case*-Profile verwendet. Die Art der hier verwendeten Anregungsprofile ist für diese Messreihe nicht relevant, da die Anlagensensitivität hinsichtlich des Fahrzeugtyps eine vom Profil unabhängige Systemeigenschaft ist. Die im Versuch verwendeten Fahrzeuge gehen über die gesamte BMW GROUP Produktpalette, vom MINI ONE bis zur Langversion des BMW 7ER. Zur Messung werden die an den Kolben verbauten Wegsensoren verwendet, die für die PID-Regelung vorhanden sind. Die Kolbenhubprofile an jedem Stempel für jedes Profil werden zwischen allen Fahrzeugen paarweise verglichen. 4 Stempel, 4 Profile und 5 Fahrzeuge (und somit 10 mögliche Fahrzeugpaarungen) ergeben 160 Paarungen. Als Fehlerparameter wird der Effektivwert e_{RMS} der Abweichungen der Wegprofile voneinander verwendet.

Die mittlere Abweichung der 160 Einzelwerte beträgt $\overline{e_{RMS}} = 2,3\%$, der maximale auftretende Einzelwert von $e_{RMS} = 5,2\%$ tritt beim Profil KSF50 auf. Es lässt sich keine Abhängigkeit des e_{RMS} von den Fahrzeugkombinationen oder vom Profil feststellen. So ist es etwa nicht der Fall, dass die unterschiedlichsten Fahrzeuge in Bezug auf Masse und Trägheit (MINI ONE und 7ER lang) tendenziell größere Abweichungen als ähnlichere Fahrzeuge aufweisen. Bild 5.7 zeigt einen Vergleich eines mit diesen beiden Fahrzeugen abgespielten, von der Intensität her mittleren Profils (KSF50), bei dem sich $e_{RMS} = 3,3\%$ ergibt. Die Zeitverläufe stimmen sehr gut überein, und auch die Leistungsdichtespektren sind bei allen Frequenzen praktisch deckungsgleich. Die e_{PSD} sind, genau wie die e_{RMS} , sehr gering.

Um die Ursachen der beobachteten, geringen Abweichungen zu finden, wird ein Profil 10 Mal in Folge mit dem gleichen Fahrzeug (BMW Z4) unter geringstmöglicher Variation aller Betriebsparameter abgespielt. Die größte Abweichung ergibt sich dabei zu 4,9%, der mittlere Fehler $\overline{e_{RMS}}$ beträgt 2,7%. Diese beiden Werte sind in der selben Größenordnung wie bei den Messungen mit Fahrzeugvariation. Die messbaren Abweichungen rühren also *nicht* von unterschiedlichem Fahrzeugverhalten her.

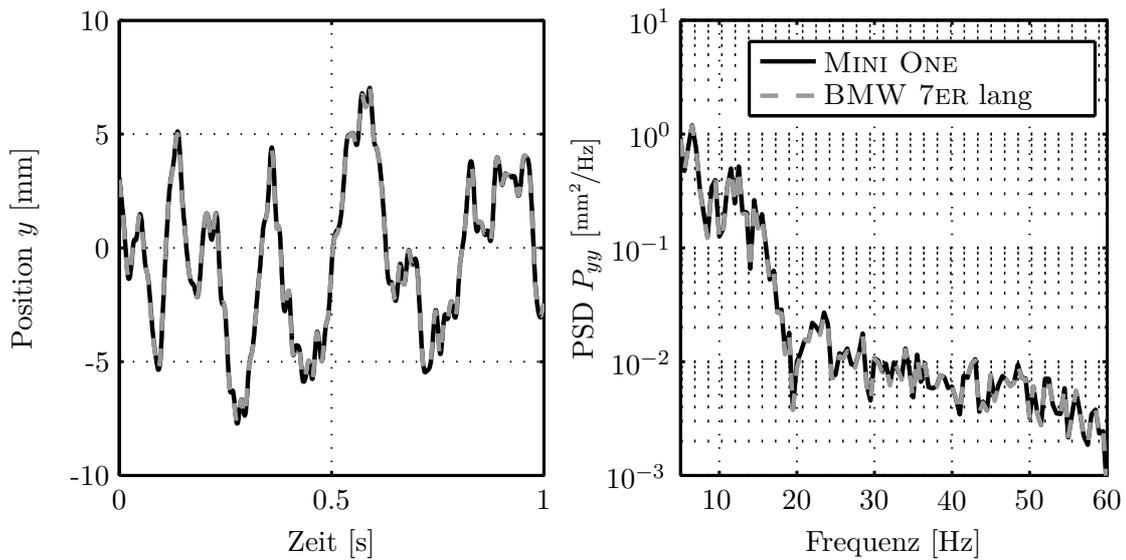


Bild 5.7: Kolbenhubprofile $y(t)$ bei KSF50 am Actor hinten rechts, bei Belastung mit zwei unterschiedlichen Fahrzeugen

Effekte im Prüfstand (Erwärmung, Umgebungseinflüsse, Druckschwankungen, Diskretisierungsfehler, Rauschen, ...) führen zu unvermeidlichen Streuungen der Versuchsreihe.

Daher lässt sich zusammenfassen, dass die Anlage Profile praktisch unabhängig vom Testfahrzeug abspielt - damit ist eine zwingende Voraussetzung für das Verwenden der Referenzprofile erfüllt. Zugleich zeigt dieses Ergebnis, dass für den Ausgleich von Fahrzeugeigenschaften keine besonderen Maßnahmen wie etwa *Adaptive Inverse Control* (AIC, Abschnitt 5.2.5) nötig sind.

5.2.4 Fahrzeugeinflüsse

In der vorigen Untersuchung der Anlageneinflüsse wurde nachgewiesen, dass die Hydropulsanlage Profile unabhängig vom Testfahrzeug wiederholbar abspielt. Falls die aus der Vermessung einer Strecke resultierenden Hydropulsprofile ebenfalls vom Fahrzeugtyp unabhängig sind, wäre der Gesamtnachweis für die Korrektheit der Verwendung von Referenzprofilen erbracht. Für diesen Nachweis müssen ausgewählte Teststrecken mit verschiedenen Fahrzeugen vermessen, iteriert und verglichen werden. Die Vermessung der Strecke erfolgt mit Beschleunigungssensoren an den Bremsätteln (\mathbf{a}_{BS}) des Testfahrzeugs. Diese Beschleunigungsmessung zeigt Abhängigkeiten von Fahrzeug und Fahrwerk. Beim Iterieren werden aber letztendlich Hubprofile für die Stempel ermittelt, so dass die genannten Einflüsse weitgehend kompensiert werden. Der Vergleich der Profile muss sich also auf die resultierenden Hubbewegungen y beziehen. Wie die vorige Versuchsreihe gezeigt hat, ist das Übertragungsverhalten der Anlage fahrzeugunabhängig; identische Hubprofile entsprechen daher zugleich identischen *Drive-Files*. Anstelle der Hubbewegungen könnten daher auch die *Drive-Files* verglichen werden. Für die Erzeugung und Analyse von Störgeräuschen

sind jedoch die im Fahrzeuginneren auftretenden Beschleunigungen maßgeblich. Daher werden sie für größtmöglichen Praxisbezug im Folgenden als Messgrößen zur Verifikation der Referenzprofile verwendet.

Profilgenerierung

Die Mehrfachvermessung einer einzelnen stochastischen Fahrbahnoberfläche unter denselben Rahmenbedingungen (gleiches Fahrzeug, gleicher Fahrer, gleiche Umweltbedingungen) führt zu deutlich voneinander abweichenden Messergebnissen. Fahrspur und -geschwindigkeit schwanken von Fahrt zu Fahrt, daher ergibt jede neue Fahrt andere Zeitverläufe. Vergleiche im Zeitbereich sind somit nicht sinnvoll, da alle Fahrten zueinander unkorreliert sind und sehr große e_{RMS} aufweisen würden. Die Vergleiche werden daher im Frequenzbereich anhand des e_{PSD} durchgeführt. Auch die PSDs von Wiederholungsfahrten unterscheiden sich aufgrund der unterschiedlichen Zeitverläufe. Daher muss jedes Streckenprofil mit jedem Parametersatz (z. B. jedem Fahrzeug) mehrfach aufgezeichnet werden, um diesen stochastischen Eigenschaften gerecht zu werden. Für den folgenden Vergleich wird jede Strecke mit jedem Fahrzeug achtmal vermessen (Tabelle 5.2). Hier werden aus Verfügbarkeitsgründen teilweise andere Fahrzeuge als in der Messreihe zum Anlageneinfluss verwendet. Da es sich um zwei voneinander unabhängige Messreihen handelt, wird die Aussagekraft der Ergebnisse dadurch in keiner Weise geschmälert.

Tabelle 5.2: Übersicht der Messreihe zum Fahrzeugeinfluss

Parameter	Anzahl	Varianten
Fahrzeug	6	BMW 1ER, 3ER, X3, 5ER, X5, 7ER
Profil	5	KSF50, KSG30, KSG80, Dröhnstrecke, Höcker-Rinnen
Messgrößen	3	Beschleunigung [m/s^2] an drei Innenraumpositionen
Fehlermaß	1	$\overline{e_{PSD}}$

Sechs Fahrzeuge unterschiedlicher Größenklassen werden berücksichtigt. Einige haben Sportfahrwerke und *Run-Flat*-Reifen, andere haben Standardfahrwerke und -reifen. Mit allen Fahrzeugen werden fünf möglichst vielfältige Strecken vermessen: die anregungsschwächste (KSF50) und die intensivste (Höcker-Rinnen) aller 21 vorhandenen Strecken, periodische (Dröhnstrecke, Höcker-Rinnen) und stochastische Strecken (Kopfsteinpflasterstrecken), sowie langsam (KSG30) und schnell (KSG80) gefahrene Strecken. Zudem weisen alle Strecken gutmütiges Iterationsverhalten auf, da schlechte oder von Fahrzeug zu Fahrzeug abweichende Iterationskonvergenz die Ergebnisse verfälschen würde. Zum Erzeugen der Hydropulsprofile wird wie folgt vorgegangen:

1. Durchführen der Messfahrten (240 einzelne Messfahrten: 5 Strecken, 6 Fahrzeuge, 8 Wiederholungen)
2. Iteration der 240 Fahrten auf der Hydropulsanlage

Profilvergleiche

Im zweiten Schritt werden alle Fahrzeuge mit den nun iterierten Profilen auf der Anlage untersucht und vermessen. Dabei werden die mit dem Fahrzeug selbst iterierten Profile solchen Profilen gegenübergestellt, die mit einem anderen Fahrzeug erstellt wurden, da die Verwendung unterschiedlicher Mess- resp. Iterations- und Analysefahrzeuge das Ziel der Verwendung von Referenzprofilen ist. Es werden hierzu aus praktischen Gründen nicht alle Fahrzeuge untereinander verglichen. Statt dessen wird lediglich eines der sechs Fahrzeuge zum Iterationsfahrzeug für die Referenzprofile bestimmt. Die anderen Fahrzeuge werden dann jeweils nur mit den mit diesem Fahrzeug erstellten Profilen verglichen, aber nicht untereinander. Die Auswahl dieses *Referenzfahrzeugs* erfolgt anhand dreier Kriterien:

1. Die Anregung der Bremssättel während der Straßenfahrt soll im Mittelfeld der PSDs aller gemessenen Fahrzeuge liegen
2. Gute Iterationseigenschaften (d. h. gutmütiges Konvergenzverhalten)
3. Mittlerer Radstand (siehe Abschnitt 5.2.2)

Unter diesen Gesichtspunkten zeigt sich die BMW 5ER Limousine als beste Wahl aus den sechs Fahrzeugen und wird als Referenzfahrzeug bestimmt. Für jede Strecke sind acht mit diesem Fahrzeug durchgeführte Messungen vorhanden, aus denen nun die „beste“ als Referenzmessung ausgewählt wird. Diese ist die Messfahrt, deren PSD am wenigsten von dem aus den acht Messungen gemittelten PSD abweicht (Bild 5.8).

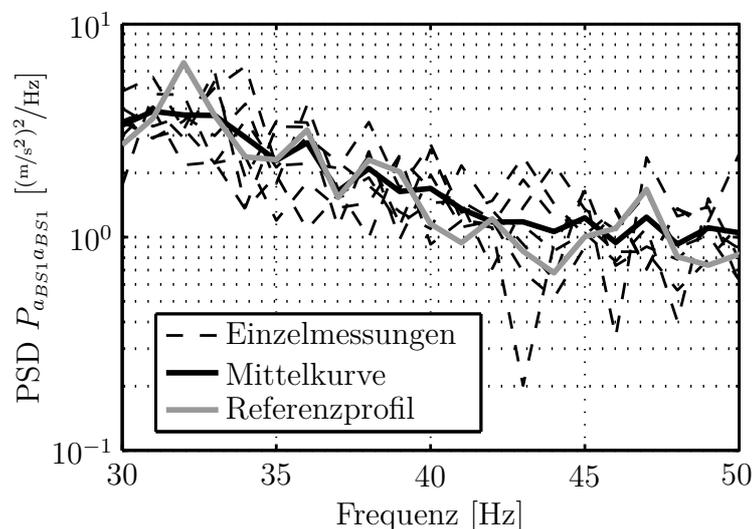


Bild 5.8: Acht Vermessungen derselben Strecke und Auswahl des Referenzprofils

Diese Messfahrt wird für jede der fünf Strecken jeweils wie folgt ausgewählt:

1. Bestimmung der PSDs aus den acht Messungen
2. Berechnung des mittleren PSDs (arithmetisches Mittel bei jeder Stützstelle)

3. Berechnung der kumulierten Abweichungen jeder Einzelmessung vom mittleren PSD
4. Auswahl derjenigen Einzelmessung, die den kleinsten mittleren Fehlerbetrag (und keine gravierenden Ausreißer) zum (synthetischen) mittleren PSD aufweist

Dieses Verfahren wird parallel auf alle vier Bremssättel angewandt. Wenn an jedem Bremssattel die selbe der acht Messungen ausgewählt wird, ist diese das Referenzprofil. Im (selten vorkommenden) Fall unterschiedlicher Reihenfolge der Profilqualitäten an den Bremssätteln wird als Referenzprofil dasjenige verwendet, das bei der größten Anzahl der Bremssättel die besten Eigenschaften aufweist. Das ausgewählte Referenzprofil ist in jedem Fall eine unmanipulierte und nicht weiter bearbeitete Straßenmessung.

Es wird nun für jedes Fahrzeug auf dem Hydropulser der Vergleich der acht fahrzeugindividuell erzeugten Profile mit dem zugehörigen Referenzprofil durchgeführt. Im Innenraum sind hierfür Beschleunigungssensoren im vorderen, mittleren und hinteren Innenraumbereich platziert (Bild A.10):

- Instrumententafel
- Mittelkonsole
- Hutablage

Idealerweise erzeugen die Referenzprofile Anregungen im Innenraum, die innerhalb der Streuung der acht Originalprofile liegen. Sollten dagegen mit den Referenzprofilen relevant abweichende Beschleunigungen hervorgerufen werden, dann wäre das vorgeschlagene Konzept nicht tauglich.

Bild 5.9 zeigt beispielhaft die Auswertung für eine Fahrstrecke (hier: Dröhnstrecke) und ein Fahrzeug (hier: 3er). Das graue Band wird von der Streuung (den Hüllkurven) der acht mit dem Analysefahrzeug selbst erzeugten Originalprofile definiert, in diesem Bereich würden also die mit dem herkömmlichen Prozess erzeugten Beschleunigungen liegen. Die dünneren schwarzen Linien sind die analogen Hüllkurven für acht Einzelmessungen mit dem Analysefahrzeug (3er) auf dem Hydropulser auf Basis der mit dem Referenzfahrzeug (5er) erzeugten Einzelprofile. Die breitere schwarze Linie markiert das aus diesen Profilen wie erläutert ausgewählte Referenzprofil. Die mit dem Referenzprofil im Innenraum erzeugten Anregungen sind in weiten Bereichen innerhalb der Bandbreite der Originalprofile. Nur in sehr schmalbandigen Bereichen befinden sie sich außerhalb; allerdings könnten Abweichungen dieser Größenordnung auch bei weiteren Messfahrten mit dem Originalfahrzeug auftreten. Es ergeben sich keine systematischen oder typischen Ausreißer, d. h. es gibt keine Frequenz, bei der das Referenzprofil an allen Mess-Stellen zu stark oder zu schwach ist.

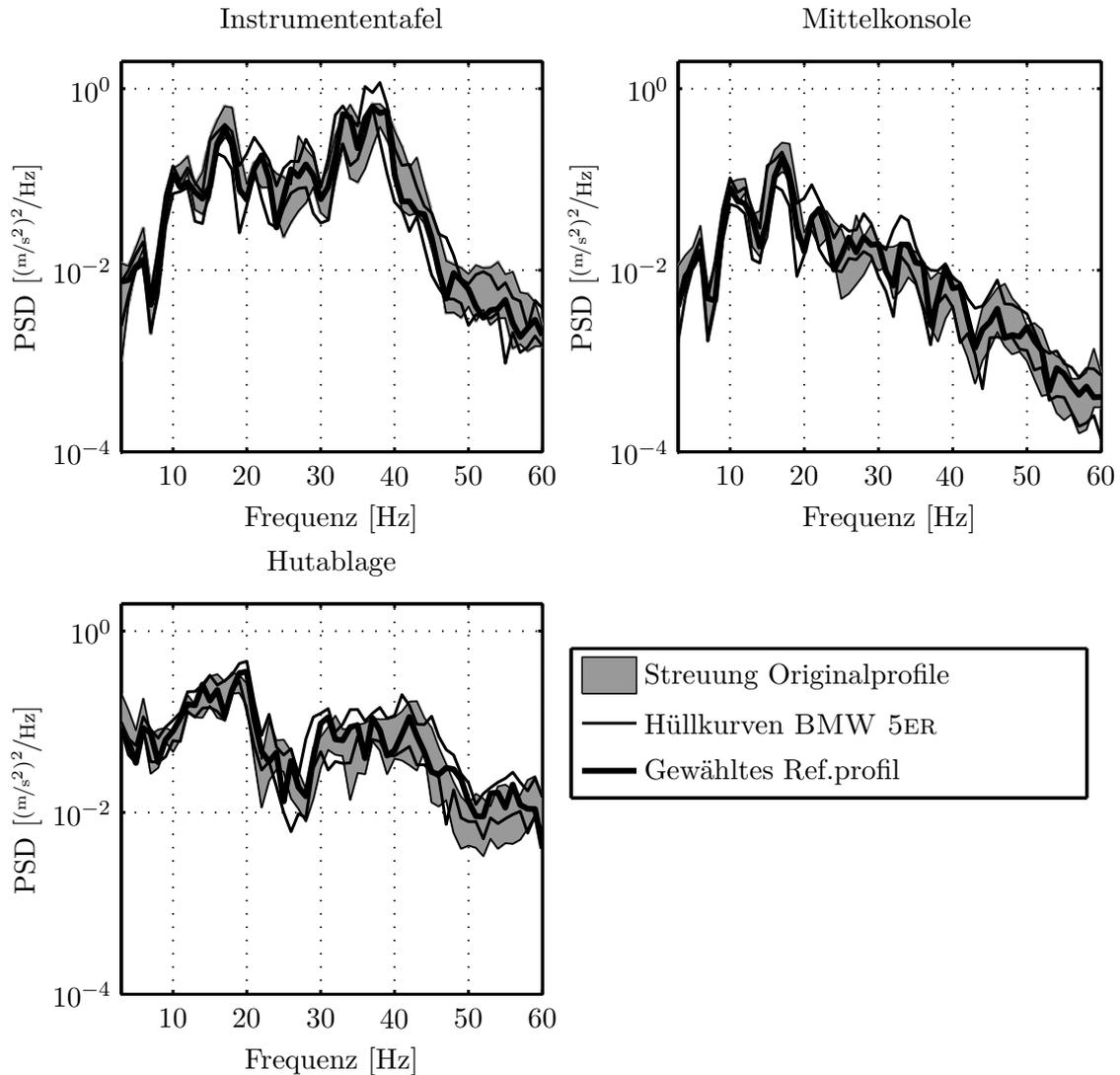


Bild 5.9: Anregung des Innenraumes (Dröhnstrecke) des BMW 3ER an drei Mess-Stellen mit 8 Originalprofilen (gemessen mit BMW 3ER) und dem Referenzprofil

Quantifizierung der Profilvergleiche

Zur Konsolidierung und Objektivierung der Ergebnisse werden die Abweichungen über alle Fahrzeuge und alle Mess-Strecken mittels des e_{PSD} quantifiziert. Als Idealprofil und Referenz für die Fehlerberechnung wird das mittlere PSD der Originalprofile definiert. Es entspricht keiner tatsächlichen Messung, sondern stellt einen berechneten PSD-Verlauf dar. Ausgehend hiervon wird zum einen der e_{PSD} des Referenzprofils berechnet, zum anderen der e_{PSD} des *schlechtesten* (d. h. am stärksten vom mittleren PSD abweichenden) der acht Originalprofile: die beim Referenzprofil auftretenden Abweichungen sollen nicht größer sein als diejenigen, die sich mit dem bisherigen Verfahren *maximal* ergeben. Das Vorgehen zur Bestimmung der schlechtesten der acht Messungen entspricht vom Prinzip her demjenigen zur Auswahl des

besten Profils als Referenzprofil (Bild 5.8), allerdings wird nun das Profil mit dem *größten* mittleren Fehler ausgewählt.

Für jedes Fahrzeug wird der e_{PSD} für jeden der drei Sensoren bei jedem der fünf Straßenprofile der Messreihe berechnet. Alle e_{PSD} werden schließlich über die Sensoren und Profile gemittelt, um *einen* e_{PSD} für jedes Fahrzeug mit dem alten Prozess (Originalprofile), und *einen* e_{PSD} für den Prozess mit den Referenzprofilen zu erhalten (Tabelle 5.3). Der BMW 5ER als Referenzfahrzeug wird aus diesem Vergleich ausgeschlossen, da hier die Referenzprofile mit den Originalprofilen identisch sind.

Tabelle 5.3: Gemittelte Fehlerwerte von Referenz- und Originalprofilen. **Fett** ist der jeweils kleinere Fehler

	BMW 1ER	3ER	X3	X5	7ER
$\overline{e_{PSD}}$ Ref.profile	1,11	0,78	0,89	0,79	2,69
$\overline{e_{PSD}}$ Orig.profile	0,78	0,88	0,66	2,79	0,56

Bei drei der verwendeten Fahrzeuge (1ER, X3, 7ER) ist der Fehler beim Referenzprozess größer, bei zwei Fahrzeugen (3ER, X5) ist er geringer als zwischen verschiedenen Originalprofilen. Der vergleichsweise hohe Fehler der Originalprofile beim X5 resultiert aus einer Einzelfahrt über das Waschbrettprofil, die stark vom Mittel abweicht. Da sie praxisgerecht gemessen wurde, wird sie berücksichtigt - eine solche Messfahrt hätte bisher als Originalprofil verwendet werden können. Beim 7ER kommt der hohe e_{PSD} der Referenzprofile aus einer offenbar fehlerhaften Tachometerkalibrierung. Die Messfahrten mit diesem Fahrzeug wurden mit knapp 10 % geringerer Geschwindigkeit als mit dem Referenzfahrzeug durchgeführt, wie eine Auswertung der Geschwindigkeiten (mit der Methode der Kreuzkorrelation wie in Bild 2.4) zeigt. Die berechneten Fehler der Referenzprofile sind daher hoch. In diesem Fall wurden jedoch tatsächlich die Originalprofile „falsch“ (mit falscher Geschwindigkeit) vermessen, daher ist die Bezugsbasis zur e_{PSD} -Berechnung nicht korrekt. Die schlechte Wertung der Referenzprofile beim 7ER ist daher nicht belastbar. Dieser Effekt unterstreicht im Gegenteil einen Vorteil der Referenzprofile: unsaubere Vermessungen der Straße mit dem Analysefahrzeug (etwa durch falsche Tachometerkalibrierungen) können bei der einmaligen Erstellung dieser Profile durch den erhöhten Aufwand vermieden werden.

Die bei Original- und Referenzprofilen insgesamt etwa gleichverteilten Fehler bestätigen den Eindruck der visuellen Auswertung aller PSDs. Es gibt keine systematischen Fehler, in keinem Fall treten gravierende Abweichungen auf. Die zuvor identifizierten Einflussgrößen (Abschnitt 5.2.2) spielen also eine vernachlässigbare Rolle. Durch die Auswahl der besten aus acht Messungen mit dem Referenzfahrzeug ergeben sich zudem wiederum Genauigkeitsvorteile, da die verwendete Messung ein gleichmäßiges PSD aufweist.

Zur subjektiven, praxisnahen Bestätigung der Messergebnisse wurden an zwei Fahrzeugen von zwei Störgeräuschemexperten die Referenzprofile und die acht Originalprofile bei jeder Strecke verglichen. Sowohl die auftretenden Störgeräusche als auch die

wahrgenommene Anregungsstärke wurden bewertet. Dabei wurden die Profile in willkürlicher Reihenfolge abgespielt. In keinem Fall war es möglich, einen Unterschied wahrzunehmen und die Referenzprofile von den Originalprofilen zu unterscheiden.

Somit ist die Separation von Iterations- und Analysefahrzeug und das Verwenden von Referenzprofilen aufgrund von messbaren und subjektiven Vergleichen legitimiert. Die 21 Prüfprofile können daher auf allen vorhandenen Hydropulsanlagen iteriert werden; für alle danach zu analysierenden Fahrzeuge sind keine Iterationen mehr nötig.

5.2.5 Referenzprofilerstellung, Übertragbarkeit zwischen Hydropulsanlagen

Die Generierung der Referenzprofile wird mit dem BMW 5ER als Referenzfahrzeug durchgeführt. Es werden dabei alle bei der BMW GROUP verwendeten Alterungs- und Analyseprofile berücksichtigt, insgesamt 21 Strecken. Jede Strecke wird erneut achtfach vermessen und die beste Messung ausgewählt (analog zu Bild 5.8). Beim Erstellen der endgültigen Referenz-*Drive-Files* werden dabei einige Punkte beachtet, die eine möglichst genaue Vermessung und Iteration der Profile ermöglichen.

- Bereits bei den Messfahrten wird mit besonderer Sorgfalt vorgegangen (Tempomat)
- Für die Iteration wird ein erhöhter zeitlicher Aufwand eingeplant, um geringstmögliche Restfehler zu erzielen
- Die Bedingungen während der Messfahrten (Reifenluftdruck, Klimabedingungen, Fahrzeugbeladung) werden an der Anlage möglichst genau nachgestellt

Die Profile werden auf zwei baugleichen, gleich alten Hydropulsprüfständen iteriert. Dabei zeigt sich unterschiedliches Konvergenzverhalten. Die zweite Anlage weist bei einigen Profilen Restfehler zur Straßenfahrt von bis zu 40 % auf, während die Fehler auf Anlage 1 nur etwa 5 % betragen. Daher ist es wünschenswert, die gut iterierten *Drive-Files* auf die schlechter iterierende Anlage 2 zu „kopieren“. Profile können jedoch (ohne AIC) selbst zwischen baugleichen Anlagen nur eingeschränkt übernommen werden. Aufgrund von Unterschieden im Übertragungsverhalten entsteht beim bloßen Kopieren ein von der Unterschiedlichkeit der Anlagen abhängiger Fehler. Zur Untersuchung dieses Fehlers kann ein auf beiden Anlagen sehr gut konvergiertes Kopfsteinpflasterprofil verwendet werden (alle RMS-Werte der Abweichungen zwischen Straße r und Prüfstand y_r liegen unter 2 %). Die e_{RMS} der *Drive-Files* w zwischen den beiden Anlagen betragen bei den vier Stempeln dagegen 14 % (VL), 27 % (VR), 14 % (HL) und 21 % (HR) - in dieser Größenordnung liegen also die Fehler, die beim bloßen Kopieren von Anlage zu Anlage entstehen würden. Um die gleichen Bremsattelbeschleunigungen y_r zu erzeugen, müssen also für jede Anlage unterschiedliche *Drive-Files* w verwendet werden.

Mit der Annahme identischer Systemausgänge $y_{r_1} = y_{r_2} = r$ (dies ist eine zulässige Vereinfachung, da alle RMS-Fehler der Bremsattelbeschleunigungen unter 2 %

liegen) folgt die „Übertragungsfunktion“ von Anlage 1 nach Anlage 2 $G_{c1 \rightarrow 2}$ als Verhältnis der *Drive-Files* w_1 und w_2 zueinander (5.1). (Die Indizes beziehen sich hier auf die Anlage, w_2 ist etwa ein *Drive-File* der Anlage 2 für einen bestimmten, aber nicht indizierten Aktor. Es werden immer nur zusammengehörige Aktoren verglichen, z. B. wird der Stempel vorne rechts der Anlage 1 immer nur dem Aktor vorne rechts der Anlage 2 gegenübergestellt.)

$$y_{r_1} = r = G_{c1} \cdot w_1 \quad (5.1a)$$

$$y_{r_2} = r = G_{c2} \cdot w_2 \quad (5.1b)$$

$$\Rightarrow G_{c1 \rightarrow 2} = \frac{G_{c2}}{G_{c1}} = \frac{w_1}{w_2} \quad (5.1c)$$

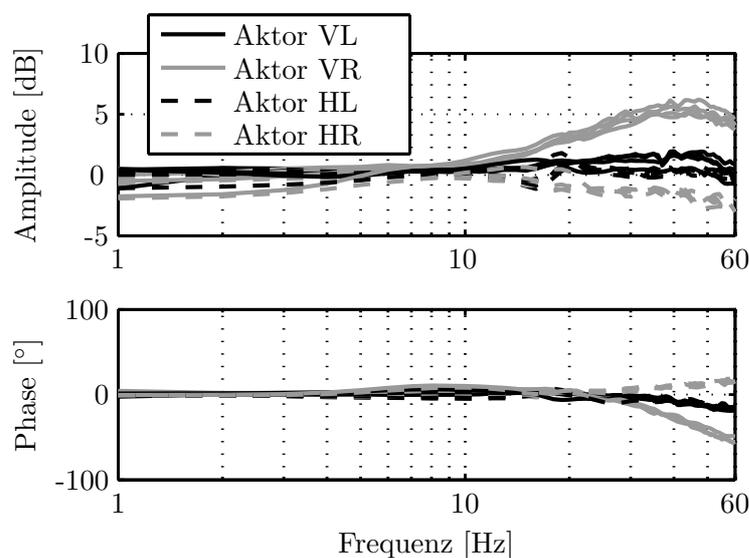


Bild 5.10: Übertragungsfunktionen zwischen baugleichen Hydropulsanlagen (CREST 1 zu CREST 2) nach (5.1) für alle Aktoren, berechnet anhand der Profile KSG20, KSG30, KSG40 und KSG80

$G_{c1 \rightarrow 2}$ wird anhand (5.1) für jedes Stempel-Paar und für vier verschieden intensive Profile berechnet (die alle sehr gute Konvergenz aufweisen, so dass weiterhin $y_{r_1} = y_{r_2} = r$ annähernd gilt):

- KSG20
- KSG30
- KSG40
- KSG80

Dabei ergibt sich pro Stempel für jedes Profil jeweils praktisch die gleiche Übertragungsfunktion $G_{c1 \rightarrow 2}$ (Bild 5.10), d. h. die Anlagenunterschiede sind unabhängig von der Profilintensität und die Abbildung von einer auf die andere Anlage ist linear. Der beobachtete, besonders hohe RMS-Fehler der *Drive-Files* vorne rechts spiegelt sich

auch in den zugehörigen Übertragungsfunktionen deutlich wieder. Die Abweichung der Stempel vorne rechts beträgt bis zu 6 dB (Bild 5.10). Da sich die Übertragungsfunktionen stempelabhängig unterscheiden, sind keine globalen Parameter (wie der Pumpendruck) ursächlich, sondern lokale und stempelspezifische Eigenschaften.

Mit Hilfe von $G_{c_{1 \rightarrow 2}}$ können nun (intensitätsunabhängig) alle auf Anlage 2 schlecht konvergierten Referenzprofile von Anlage 1 ausgehend stempelweise entsprechend (5.2) übertragen werden.

$$w_2 = G_{c_{1 \rightarrow 2}} \cdot w_1 \quad (5.2)$$

Zwischen verschiedenen Hydropulsanlagen sollten nur derart korrigierte *Drive-Files* übertragen werden. Eine Ausnahme sind Prüfstände, die ein *Adaptive Inverse Control* (AIC)-Element im Regelkreis enthalten. Es dient *nach bereits erfolgter Iteration* der Sicherstellung einer gleichbleibenden Trajektorienreproduktion - dazu werden zusätzlich zu den *Drive-Files* $w(t)$ die zugehörigen Bewegungstrajektorien $y(t)$ jedes Aktors abgelegt. Durch AIC werden dann Änderungen der Übertragungsfunktionen der vier Regelstrecken von $w(t)$ nach $y(t)$ (Bild 5.1), z. B. durch Verschleiß, andere Prüflinge oder Änderungen der PID-Parameter, von AIC ausgeglichen. Das Beibehalten des aus der Iteration gewonnen Bewegungsablaufs wird somit sichergestellt. Mit dieser Maßnahme ist es auch ohne manuelle Anpassung der Profile möglich, auf einer Anlage iterierte Profile auf anderen, baugleichen Anlagen trotz etwas unterschiedlicher Anlageneigenschaften (Übertragungsfunktionen) abzuspielen.

Die Einführung der Referenzprofile für Hydropulsanlagen lässt sich nicht auf Anlagen übertragen, die direkt die Karosserie anregen. Hier spiegelt sich das Verhalten von Fahrwerk und Reifen in den Anregungsprofilen wieder: ein anderer Fahrzeugtyp, sogar bereits ein anders bereiftes Fahrzeug eines Typs, wird bei Fahrt über die gleiche Straße unterschiedlich angeregt. Daher müssen bei allen Anlagen, die die Karosserie direkt anregen, fahrzeugspezifische Profile verwendet werden.

6 Gesamtfahrzeuganregung mit elektromagnetischen Aktoren

Im BMW Werk München wurde im Rahmen der vorliegenden Arbeit ein Prüfstand zur Störgeräuschanalyse von Fahrzeugen bei verschiedenen Klimabedingungen realisiert. Hydropulser schieden aus Kostengründen (Tabelle 7.1) aus. Ihre Fähigkeit zur Fahrzeugalterung kam hier nicht zum Tragen, da die Fahrzeuge nur im Neuzustand untersucht werden. Die Anregung der Karosserie sollte daher auf effizientere Weise direkt (Tabelle 1.1) erfolgen. Der tägliche Durchsatz beträgt maximal fünf Fahrzeuge. Somit ist einerseits keine sehr schnelle, automatisierte Andockung nötig, andererseits ist aber eine zu aufwändige Anbindung, die z. B. eine Demontage des Fahrwerks erfordert, nicht praktikabel (Abschnitt 1.2). Zur Ankopplung an die Karosserie werden daher die Wagenheberaufnahmen verwendet.

Als Aktortypen kamen elektrodynamische und -magnetische Aktoren in Frage. Die Wahl fiel auf den elektromagnetischen EMAC²-6, der bereits von der Anwendung als Komponentenshaker bekannt war (Abschnitt 4). Gegenüber elektrodynamischen Aktoren wurde er vor allem aus Kosten-, Wirkungsgrad- und Platzgründen bevorzugt (Abschnitt 3 und Tabelle 7.1). Da die Anlage auch zur Verwindung von Fahrzeugen (Abschnitt 1.2) verwendet wird, mussten vier Aktoren integriert werden.

Das vorliegende Kapitel fasst den Entwicklungsprozess der Prüfstandsregelung zusammen. Die inhärente Instabilität der Aktoren führt aufgrund der Kopplungen der Shaker über die Karosserie bereits in Ruhelage zur Instabilität des Gesamtsystems, wenn SISO-Regler verwendet werden. In einem ersten Schritt wird das System auf Basis von gemessenen Frequenzgängen (FRDs) diagonalisiert. Aufgrund praktischer Nachteile dieses Ansatzes wird daraufhin ein analytisches MIMO-Modell des Prüfstandes gebildet und ein Zustandsregler mittels LQR-Verfahren (*Linear Quadratic Regulator*) abgeleitet. Zur Erhöhung der Bandbreite wird der Regler mit *Tracking Error Estimation* (TEE) erweitert. Nach Konzipierung und Implementierung dieser Regelung soll der Realitätsgrad der Anlage optimiert werden. Die Auswirkungen der realitätsfernen Einleitung der Anregung direkt in die Karosserie -statt über Räder und Fahrwerk- werden untersucht und so gut wie möglich kompensiert. Hierfür wird ein iteratives *Time Waveform Replication*-Verfahren (TWR) entwickelt, das acht Sensoren gleichzeitig berücksichtigt und auf Basis der Abweichungen an diesen Sensoren mit Hilfe inverser Systemmodelle die Regeleingangssignale vorverzerrt. Damit erfolgt ein Ausgleich der Dämpfungs- und Phaseneigenschaften des geregelten MIMO-Systems. Bei Platzierung der acht Sensoren an den Ecken des Fahrzeugunterbodens und des Daches lassen sich im Innenraum die auf der Straße aufgetretenen Anregungen gut reproduzieren.

6.1 Anlagenaufbau

Die mechanische Konstruktion, Auslegung von Hardware- und Softwarearchitektur, der Aufbau sowie die erste Inbetriebnahme der Shakeranlage erfolgte in Kooperation mit MAHA AIP GMBH & Co. KG [74] und KE KNESTEL ELEKTRONIK GMBH [52].

6.1.1 Mechanischer Aufbau

Der Shakerprüfstand ist unterhalb einer Klimakammer mit dem darin befindlichen Fahrzeug angeordnet. Über ausfahrbare Andockstangen können die Shaker mit den Wagenheberaufnahmen verbunden werden (Bild 6.1).

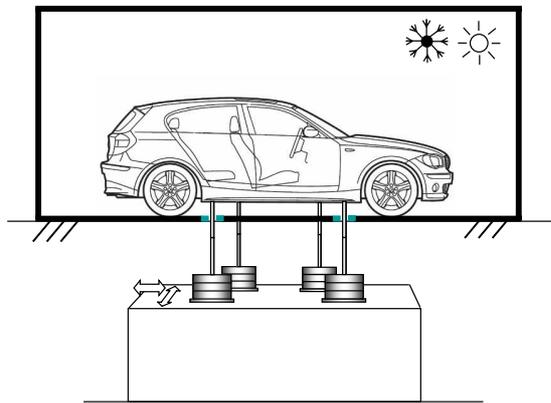


Bild 6.1: Aufbau der Shakeranlage mit Klimakammer (schematisch)

Die Aktoren sind auf Rollen in ihren Bodenplatten horizontal verschiebbar, um unterschiedlichen Radständen und Spurweiten gerecht zu werden. Nach Positionierung eines Aktors unter der jeweiligen Wagenheberaufnahme wird der Adapter der Andockstange in das Langloch (Bild A.2) geschoben. Die Andockstange wird auf einer inneren Achse linear geführt und dabei pneumatisch unterstützt. Durch Drehung der Achse mittels eines Handrads klemmt sich der Bajonettverschluss (Bild 6.2) in der Wagenheberaufnahme fest. Schließlich wird die Bodenplatte mit Spannpratzen fixiert und die Andockstange mit einer hydraulischen Spannbuchse auf der inneren Führungsachse festgeklemmt.

Für jede Andockstange ist ein Durchbruch im Boden der Klimakammer vorgesehen (Bild 6.3). Die Anpassung an die fahrzeugspezifischen Abstände der Wagenheberaufnahmen erfolgt durch austauschbare Bodenplatten. Zum dichten Schließen der Durchbrüche befindet sich ein aufblasbarer Luftbalg auf jeder Aktorachse. Die Bodenplatten können beheizt werden, um der Bildung von Kondenswasser an der Unterseite entgegen zu wirken.

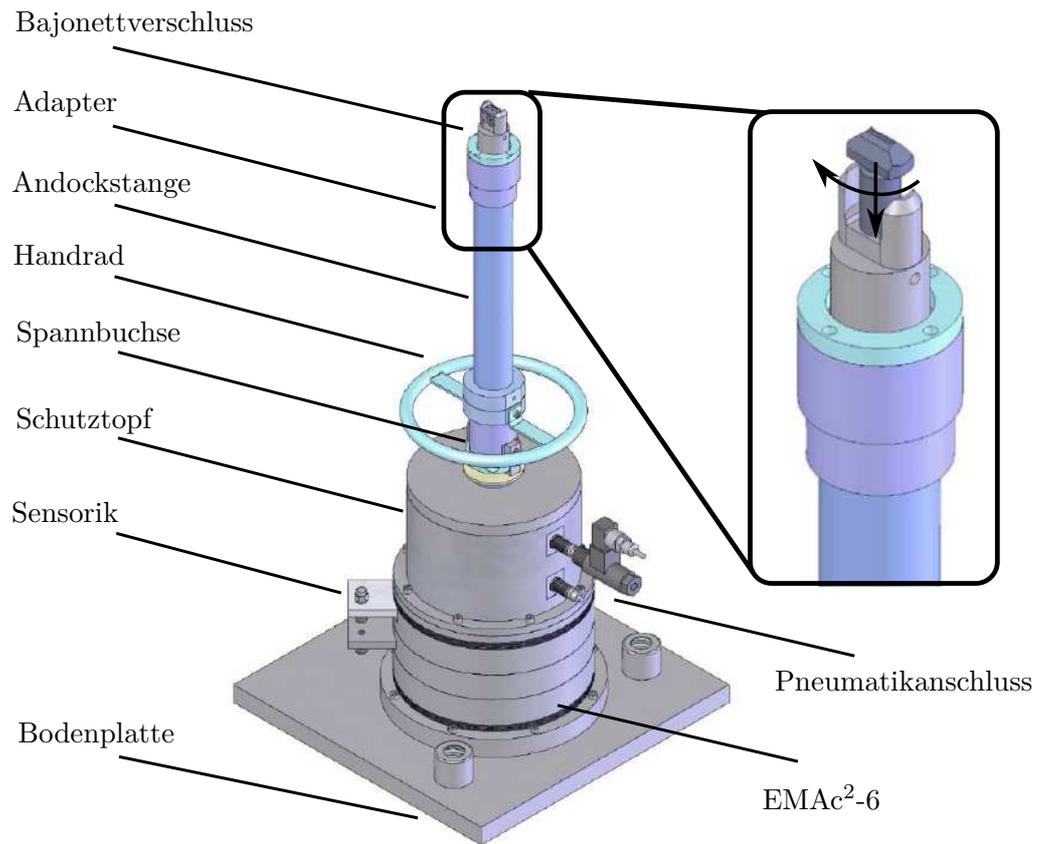


Bild 6.2: Aktoreinheit mit Andockstange und Detail Bajonettverschluss



Bild 6.3: Ein Fahrzeug mit angedockten Shakerstangen in der Klimakammer. Im Hintergrund der Bildschirm des Bedien-PCs

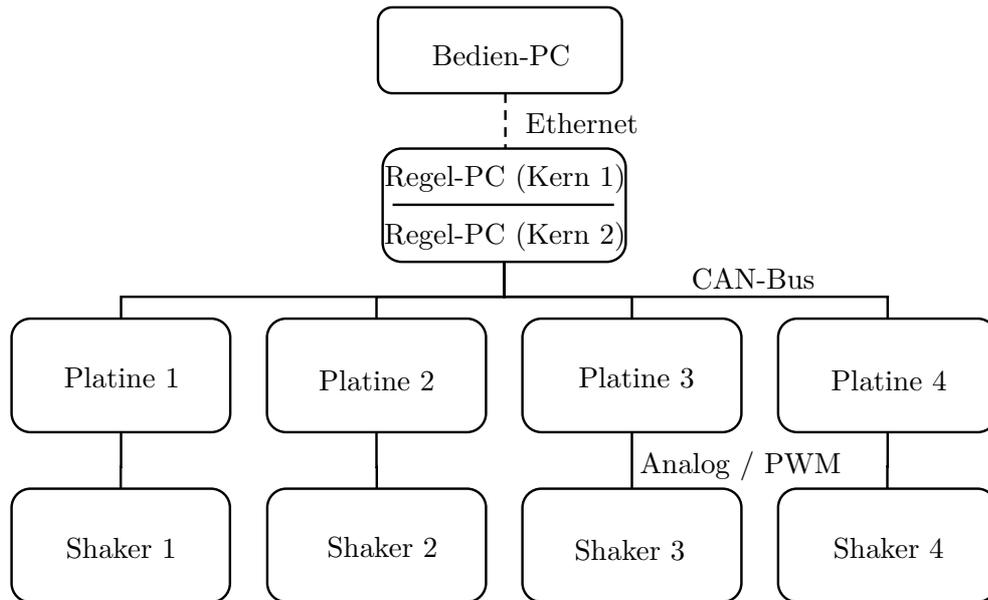


Bild 6.4: Hardware-Architektur der Vier-Shaker-Anlage (--- = *offline*)

6.1.2 Architektur

Der Signalfluss beginnt bei den Benutzereingaben im Bedien-PC und führt über einen zentralen Regel-PC und dezentrale Platinen letztlich zu den Stellspannungen (Bild 6.4). Der **Bedien-PC** als Benutzerschnittstelle beinhaltet eine LABVIEW-basierte Software (ROADSIM) mit Bedienoberfläche (Bild A.4, entwickelt von MAHA AIP GMBH & Co. KG). Von hier werden Sollprofilspezifikationen an den Regel-PC gesendet, sowie dem Benutzer aktuelle Messgrößen angezeigt. Bei periodischen Signalen werden die Kenngrößen (z. B. Sinusfrequenz und -amplitude) gesendet und in einem Signalgenerator auf dem Regel-PC in ein Zeitsignal umgesetzt. Bei nichtperiodischen Profiltypen wird der Zeitverlauf übertragen, nachdem er bereits auf dem Bedien-PC vorbearbeitet und gefiltert wurde. Dabei müssen keine Echtzeitanforderungen erfüllt werden, da die Einbindung in den Regelkreis *offline* geschieht.

Vor dem Abspielen der Profile werden diese vollständig auf den **Regel-PC** übertragen, auf dem der eigentliche Regelalgorithmus implementiert ist (Tabelle 6.1). Es handelt sich um einen unter Echtzeit-LINUX laufenden Rechner mit zwei Prozessorkernen (*Dual-Core-Technologie*). Der Regler kann aus Effizienzgründen auf diese beiden Kerne aufgeteilt werden. Eine Regelfrequenz von $f_s = 4 \text{ kHz}$ hat sich für alle im Verlauf der Arbeit getesteten Regler als guter Kompromiss zwischen Hardwareanforderungen und Regelgüte erwiesen. Die Implementierung von Reglern erfolgt automatisiert aus MATLAB/SIMULINK mit Hilfe des REALTIME-WORKSHOP.

Der Regel-PC übergibt vier Stellspannungen via CAN-Bus an vier baugleiche **Platinen** und erhält die gemessenen Signale zurück. Als Schnittstelle zwischen Regel-PC und Shakern übernehmen die Platinen die nötigen analog-digital- und digital-analog-Umsetzungen und zusätzliche Filterungen. Kernstück jeder Platine ist ein

digitaler Signalprozessor (DSP), der manuell oder automatisiert (mittels REALTIME-WORKSHOP [23]) programmiert werden kann. Des Weiteren beherbergen die Platinen Stromsensoren, analoge Filter und die Leistungselektronik, die die Sollsignale mittels Transistorbrückenschaltungen auf entsprechende Spannungsverläufe hochtransformiert. Jede Platine könnte auch für den *Stand-Alone*-Betrieb eines einzelnen Komponentenshakers ohne Einsatz eines PCs verwendet werden.

Die **Shaker** schließlich wandeln die Stellspannungen in Bewegung um. Diese wird mittels Positions- und Beschleunigungssensoren an jedem Shaker aufgenommen und in der Platine A/D-gewandelt und rückgeführt. Ein möglicher Freiheitsgrad in der Aufgabendistribution ist die Berechnung der Aktorgeschwindigkeit. Sie kann (durch Integration und Filterung der Beschleunigung) auf der Platine oder alternativ im Regel-PC bestimmt werden.

Tabelle 6.1: Architektur und Aufgabendistribution (die Aufteilung ist teilweise flexibel)

Bedien-PC	<ul style="list-style-type: none"> • Benutzerschnittstelle mit GUI • Erzeugung der Referenzen \mathbf{r} 	
	• <i>Offline</i> -Signalverarbeitung (inkl. TWR, Abschnitt 6.5)	
Signale (<i>Ethernet</i>)	↓ Soll-Wegsignale	↑ Messdaten
Regel-PC (Kern 1)	<ul style="list-style-type: none"> • Aufbereiten der Zeitsignale • Alternativ Signalgeneration aus Kenngrößen • Erzeugung der Reglereingänge \mathbf{w} 	
Signale (<i>Shared Memory</i>)	↓ Reglereingänge \mathbf{w}	↑ Messdaten
Regel-PC (Kern 2)	<ul style="list-style-type: none"> • Echtzeit-Regelung (MIMO) • Signalüberwachung • Berechnen der Stellspannungen \mathbf{u} 	
Signale (CAN)	↓ Stellspannungen \mathbf{u}	↑ Messdaten
Platinen	<ul style="list-style-type: none"> • D/A-Wandlung • A/D-Wandlung • Analoge und digitale Filterung 	
Signale (PWM, analog)	↓ \mathbf{u} (PWM, hochtransformiert)	↑ Sensorsignale
Aktoren	• Umwandlung elektrischer in mechanische Energie	

6.2 Kopplungen im Shakerprüfstand

Eine bereits vorhandene Ausgangsbasis für die erste Inbetriebnahme des Vier-Shaker-Prüfstandes ist der SISO-Zustandsregler (Abschnitt 4.2) des Komponentenshakers. Vier identische Regler werden voneinander autark auf den vier Platinen (d. h. deren DSPs) implementiert, der Kern 2 des Regel-PC reicht die Reglereingänge \mathbf{w} in diesem Fall unverändert weiter.

Mit dieser dezentralen Regelung zeigt das System jedoch schon beim Einschalten instabiles Verhalten (Bild 6.5). Es baut sich innerhalb kurzer Zeit, noch vor Erreichen

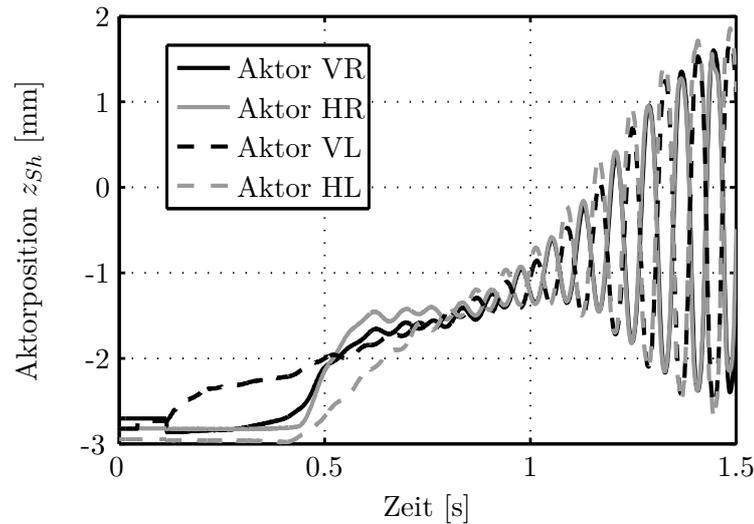


Bild 6.5: Aufschwingen beim Einschaltvorgang mit vier SISO-Reglern

der Null-Lage, eine *Wankschwingung* mit (je nach Fahrzeug) etwa 15 Hz bis 20 Hz auf. Diese Schwingung konvergiert gegen große Amplituden und führt damit letztlich zum Kontrollverlust über die Anlage.

Ursache des instabilen Verhaltens ist die fehlende Berücksichtigung tatsächlich vorhandener Kopplungen im Regelkonzept. Ausgeprägte Mehrgrößeneigenschaften machen es unmöglich, mit separaten SISO-Reglern zu arbeiten. Im vorliegenden System resultiert die Kopplung aus der mechanischen Verbindung der Shaker untereinander über Wagenheberaufnahmen und Karosserie. Für die Shakeranlage kann die Stärke der Kopplungen nur anhand einer Zwei-Shaker-Konfiguration (Shaker vorne rechts und hinten links deaktiviert) bestimmt werden. Unter Abschwächung der Regelparameter kann hier meist ein stabiler Zustand gefunden werden. Die Bandbreite solcher Konfigurationen ist gering, es sind permanente Hintergrundschwingungen vorhanden, und bei Signalen hoher Amplitude tritt erneut Instabilität auf. Bei vorsichtigem Vorgehen ist es jedoch möglich, das Zwei-Shaker-System zu identifizieren. Die mechanischen Kopplungen der Shaker über die Karosserie sind bei zwei deaktivierten Shakern ebenso vorhanden wie mit vier aktiven Shakern.

Zur Beurteilung der Kopplungsstärke lässt sich der *Kopplungsfaktor* $|\kappa|$ [73] verwenden. Er kann für ein System mit zwei Eingängen und zwei Ausgängen als Verhältnis der Koppellemente zu den Diagonalelementen berechnet werden:

$$\mathbf{G}(s) = \begin{pmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{pmatrix} \Rightarrow \kappa(s) = \frac{G_{12}(s) \cdot G_{21}(s)}{G_{11}(s) \cdot G_{22}(s)} \quad (6.1)$$

Falls $|\kappa|$ bei allen Frequenzen wesentlich kleiner als 1 ist, ist die Kopplung schwach und kann im Reglerentwurf oft vernachlässigt werden. Bei $|\kappa| > 1$ dagegen sind meist MIMO-Ansätze für die Regelung nötig [73].

Beim Shakerprüfstand ist $|\kappa| > 1$ im Bereich von 15 Hz bis 20 Hz (Bild 6.6), bei

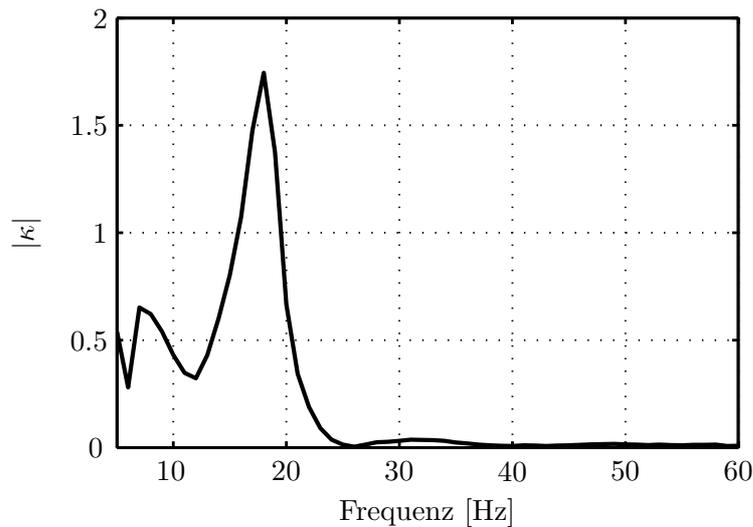
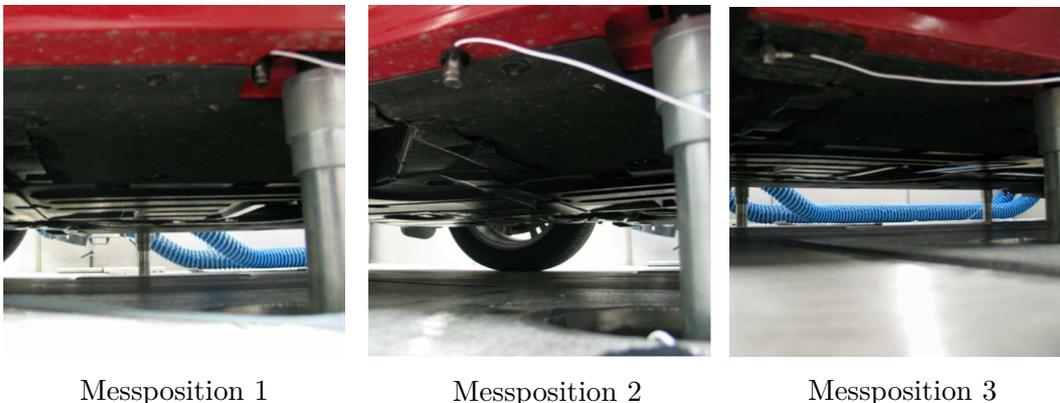


Bild 6.6: Kopplungsfaktor der SISO-geregelten Shakeranlage

höheren Frequenzen ist $|\kappa|$ sehr klein. Dieser Verlauf von $|\kappa|$ wird vom Übertragungsverhalten der Wagenheberaufnahmen geprägt. Der an drei verschiedenen Positionen im Bereich einer Wagenheberaufnahme gemessene FRD gibt genaueren Aufschluss (Bild 6.7). Messposition 1 ist unmittelbar neben der Aktorachse, mit einem Abstand von 3 cm zur Außenkante der Andockstange, Messposition 2 weist 15 cm Abstand auf, Messposition 3 30 cm.



Messposition 1

Messposition 2

Messposition 3

Bild 6.7: Bestimmen der Frequenzgänge einer Wagenheberaufnahme an drei Positionen

Gemeinsame Eigenschaften der FRDs vom Shaker a_{sh} zu den drei Messpositionen sind (Bild 6.8):

1. Es zeigt sich resonantes Verhalten mit bis zu 5 dB Verstärkung bei etwa 16 Hz
2. Außerhalb dieses Resonanzbereichs liegt Dämpfung vor
3. Kurz nach der Resonanz tritt eine Antiresonanz auf, die Dämpfungen von über 10 dB aufweist

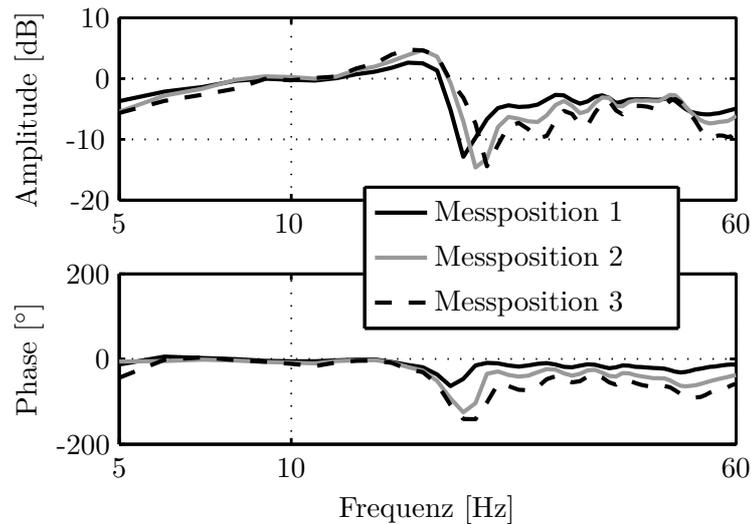


Bild 6.8: FRDs mit der Actorbeschleunigung a_{sh} als Systemeingang und verschiedenen Sensorpositionen am Unterboden als alternativen Systemausgängen

Diese Charakteristika sind bereits direkt neben dem Andockpunkt (Position 1) ausgeprägt, sie werden also vom lokalen Verhalten der Andockeinheit und der unmittelbaren Umgebung bestimmt. Von Position 1 nach 3 verstärken sich die Effekte noch in geringem Maße. Bei den Messungen am Fahrzeugunterboden a_{KFZ_UB} wird ab jetzt immer Position 3 verwendet, da hier diese Effekte am vollständigsten erfasst werden.

Die oberhalb von etwa 25 Hz hohen Dämpfungen resultieren aus der dynamischen Weichheit der Wagenheberaufnahme, die nur ein wenige Millimeter starkes Blechelement darstellt (Bild A.2). Sie spiegeln sich im sehr geringen $|\kappa|$ wider. Die hohen Verluste in den Wagenheberaufnahmen führen zu einer geschwächten Anregung der Karosse und des Innenraums bei diesen Frequenzen und müssen für eine realitätsnahe Anregung daher kompensiert werden (Abschnitt 6.5.2). Die stärkste Kopplung im System liegt bei der Resonanzfrequenz vor. Die hier auftretende Überhöhung (bei allen drei Messpositionen) bedeutet, dass das Fahrzeug *stärker als der anregende Shaker* schwingt. Hieraus resultiert der in diesem Bereich hohe Kopplungsfaktor. Diese Eigenschaft führt zum beobachteten Aufschwingen der vier Aktoren und macht den Anlagenbetrieb mit dezentralen Reglern unmöglich. Daher muss das Regelkonzept angepasst werden.

6.3 Berücksichtigung der Kopplungen im Regler

Die beobachteten starken Resonanzüberhöhungen liegen im Nutzbereich der Anlage (5 Hz bis 60 Hz) und können daher nicht mit Filtern beseitigt werden. Zum Erreichen von Stabilität müssen sie statt dessen in der Regelung berücksichtigt werden. Dazu gibt es zwei Ansätze:

- Entkopplung der vorhandenen SISO-Regler

- Entwurf eines neuen, echten MIMO-Reglers

Die **Entkopplung von SISO-Reglern** entspricht der Diagonalisierung der Strecke durch *Entkopplungsmatrizen* $\mathbf{T}_u^{2 \times 2}$ und $\mathbf{T}_y^{2 \times 2}$ (Bild 6.9).

$$\mathbf{G}_{diag}(s) = \mathbf{T}_y \mathbf{G}(s) \mathbf{T}_u \quad (6.2)$$

Das resultierende, diagonalisierte System $\mathbf{G}_{diag}(s)$ kommt aus Sicht des Reglers mehreren voneinander unabhängigen Eingrößensystemen gleich. Deshalb ist die Verwendung von SISO-Reglern möglich, die in einer diagonalen Regelmatrix \mathbf{C}_d zusammengefasst werden können. Bereits vorhandene SISO-Regler können dabei (unter eventueller Anpassung der Regelparameter) weiter verwendet werden. Es entsteht daraus in Verbindung mit den Entkopplungsmatrizen der MIMO-Regler $\mathbf{T}_u \mathbf{C}_d \mathbf{T}_y$, der die Messgrößen jedes Aktors \mathbf{y}_i in das Stellsignal u_i jedes Aktors einfließen lässt. Diese Entkopplung ist statisch, d. h. nur bei der *Entkopplungsfrequenz* wirksam. Da im vorhandenen System die hohe Kopplung schmalbandig vorliegt, ist diese Einschränkung hier nicht nachteilig.

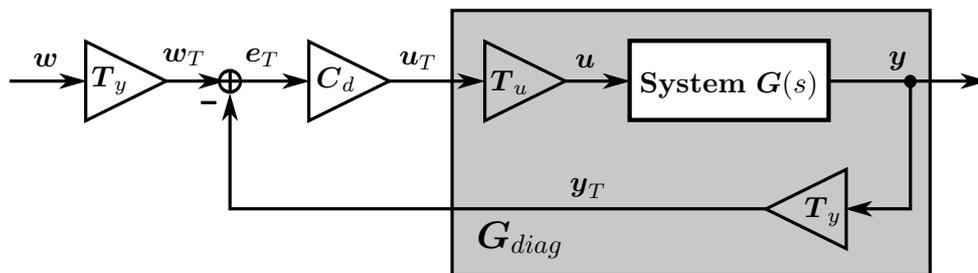


Bild 6.9: Diagonalisierung einer Regelstrecke

Zur Bestimmung von \mathbf{T}_u und \mathbf{T}_y muss die Regelstrecke vermessen werden. Voraussetzung dafür ist das Vorhandensein eines zum Grundbetrieb ausreichenden Regelkonzepts, denn zum Vermessen der Strecke müssen bereits definierte Signale abgespielt werden können. In Verbindung mit den elektromagnetischen Shakern ist dies nicht unbedingt gewährleistet bzw. bei vier Shakern kaum möglich, daher wurden Untersuchungen des Konzepts erneut mit einer auf zwei Shaker reduzierten Anlage durchgeführt. Hier kann das System bei behutsamem Vorgehen vermessen werden (Abschnitt 6.2).

Zur Berechnung der Entkopplungsmatrizen \mathbf{T}_u und \mathbf{T}_y aus den gemessenen System-FRDs gibt es vielfältige Ansätze. An der Zwei-Shaker-Anlage wurden die beiden Verfahren der *Singular Value Decomposition* (SVD, Singulärwertzerlegung) und der *Dyadic Transfer Function*-Matrizen (DTM) erfolgreich angewandt. Das Zwei-Shaker-System konnte mit beiden Verfahren mit guter Ruhegüte stabilisiert werden [55]. Der Entwurfsaufwand ist gering, da die schon vorhandenen SISO-Regler verwendet werden können. Die Erweiterung und Anwendung dieser Verfahren auf den Vier-Shaker-Prüfstand ist jedoch praktisch nicht umsetzbar, da das System zum Ausmessen der Strecken von Anfang an zumindest eingeschränkt beherrschbar sein muss. Das Set-Up mit zwei Shakern kann bei vorsichtigem Vorgehen identifiziert werden

(Abschnitt 6.3), der Betrieb von vier Shakern mit SISO-Reglern ohne Entkopplung ist dagegen nicht möglich.

Ein alternativer Ansatz, der auch für den Vier-Shaker-Prüfstand erfolgversprechend ist, ist der Aufbau eines „**echten**“ **Mehrgrößenreglers**, der aus einem MIMO-Modell abgeleitet wird. Beide Verfahren haben prinzipbedingte, anwendungsunabhängige Vor- und Nachteile (Tabelle 6.2).

Tabelle 6.2: Entkoppelte SISO-Regler vs. modellbasierter MIMO-Regler

	Entkoppelte SISO-Regler	Modellbasierter MIMO-Regler
Modellierungsaufwand	Gering	Hoch
Aufwand für Reglerentwurf	Gering	Hoch
Anpassungsaufwand bei Systemänderungen	Hoch	Gering
Breitbandige Entkopplung	Nein	Ja
Reglerberechnung vor Inbetriebnahme möglich	Nein	Ja
Anforderungen an die Regelhardware	Gering	Hoch
Systemkenntnis des Reglers	Gering	Hoch

Die folgenden Gründe sprechen speziell am Shakerprüfstand (unabhängig von der Zahl der Shaker) für die Verwendung eines echten MIMO-Reglers:

1. Das System muss nicht schon vor der Reglerberechnung rudimentär betreibbar sein (dies ist aufgrund der Aktorinstabilität mit vier Shakern praktisch nicht möglich)
2. Einfache Anpassung des Reglers an verschiedene Fahrzeugtypen durch Anpassung der Fahrzeugparameter im Modellierungs-Schritt
3. Robusteres Verhalten aufgrund höherer Systemkenntnis
4. Mehrfachverwendung des aufgebauten Systemmodells für Systemanalyse und für Reglerentwurf möglich

Für das in Betrieb zu nehmende Vier-Shaker-System ist aus den genannten Gründen ein echter Mehrgrößenregler zielführend. Dieser MIMO-Regler wird in den folgenden Abschnitten entwickelt.

6.4 Mehrgrößenregelung

Grundlegende Anforderungen an die Regelung sind:

- Gute Stabilisierung des Systems. Alle vier Shaker sollen ohne Störschwingungen in der Mittellage stabilisiert werden und auch beim Abspielen von Profilen kein instabiles Verhalten entwickeln bzw. keine zusätzlichen Bewegungen ausführen

- Hohe Bandbreite, Amplitudenabfälle von maximal wenigen dB im gesamten benutzten Frequenzbereich
- Hohe Robustheit, d. h. möglichst geringe Empfindlichkeit des Reglers bezüglich Regelstreckenänderungen. Eine Reglerparametrierung soll für eine möglichst hohe Vielfalt unterschiedlicher Fahrzeuge verwendet werden können

Zunächst muss ein Modell der Anlage gebildet werden (Abschnitt 6.4.1), aus dem im nächsten Schritt ein echter MIMO-Regler (Abschnitt 6.4.2) abgeleitet werden kann.

6.4.1 Systemmodellierung

Das dem Regler zugrundeliegende Modell wird als Zustandsraummodell gebildet, da hierfür „effiziente Entwurfsverfahren für Mehrgrößensysteme vorhanden sind“ [28] und zudem bereits geeignete Aktormodelle gebildet wurden (Abschnitt 3.1.3).

Physikalische Modellbildung

Das Zustandsraummodell des Vier-Shaker-Prüfstandes wird vollanalytisch auf Basis der systembeschreibenden Differentialgleichungen bestimmt. Das so erzeugte *White Box*-Modell hat gegenüber einem aus Messungen bestimmten *Black Box*-Modell diverse Vorteile [54]:

- Bei *Black Box*-Modellierung ist es oft schwierig, ein akkurates Modell des realen Systems zu bestimmen [121, 123]
- Zur Identifikation des *Black Box*-Modells aus Messungen muss von Anfang an ein geeigneter Regler vorhanden sein - dies gestaltet sich hier aufgrund der Instabilität der Aktoren schwierig
- Änderungen an der Strecke erfordern daher jedes Mal einen hohen Aufwand in der Anpassung des *Black Box*-Reglers
- Das *Black Box*-Modell ist für Analysen innerer Systemzustände nicht geeignet

Es soll daher ein *White Box*-Modell des Prüfstandes unter folgenden Prämissen aufgebaut werden:

- Einfache Bestimmbarkeit oder Verfügbarkeit aller Parameter
- Einfache Anpassung an ein anderes Fahrzeug
- Lauffähigkeit des abgeleiteten Reglers (und Beobachters) auf der verfügbaren Regelhardware

Diese Prämissen beschränken die Komplexität und Ordnung des Modells einerseits, andererseits darf das Modell gegenüber der Realität nicht zu sehr vereinfacht sein, um die Ableitung eines funktionierenden Reglers zu ermöglichen. Eine praktikable Kompromisslösung muss gefunden werden.

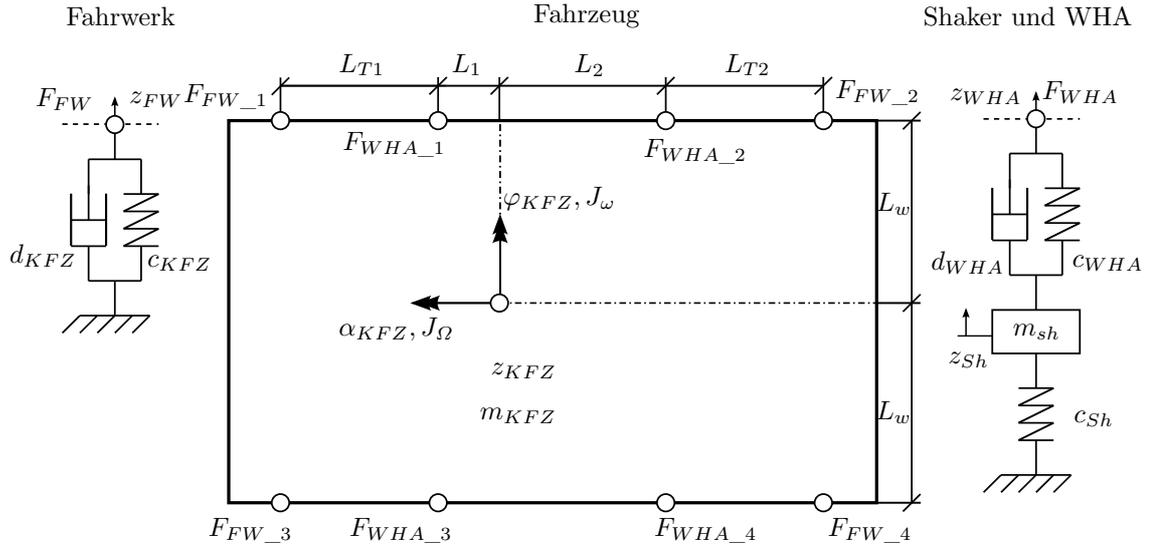


Bild 6.10: Modellierung des Fahrzeugs mit Fahrwerk (Schema links im Bild) und Shakerandockung (rechts im Bild) [111]

Das **Fahrzeug** wird als Starrkörper (Karosserie) mit linearen Feder-Dämpfer-Systemen (Fahrwerk) und den drei Freiheitsgrade Nicken ω_{KFZ} , Hub z_{KFZ} und Wanken Ω_{KFZ} abgebildet (Bild 6.10). Durch die Fesselung der Shaker in der x - y -Ebene sind auf der Anlage drei Freiheitsgrade (translatorische Verschiebung in x und y sowie Gieren) weitestgehend unterbunden und entsprechend im Modell nicht vorhanden. Die Fahrzeugparameter (Tabelle A.1: BMW 3er Kombi) sind Standardparameter, die in Datenbanken vorhanden sind. Es sind weitere Modelldetaillierungen möglich, bis hin aus Finite-Element-Berechnungen gewonnenen, modal reduzierten Modellen der Fahrzeugs. Ein solcher Detailgrad wird hier nicht weiter verfolgt, da die Adaption an verschiedene Fahrzeugtypen sehr aufwändig wäre. Auch ist der erzielbare Zugewinn an Regelgüte fraglich: beim zustandsgeregelten Komponentenshaker ergibt die detailliertere Abbildung von Prüfingen keine Verbesserungen [102].

Da Messungen frequenzabhängiges Übertragungsverhalten der **Wagenheberaufnahmen** zeigen (Bild 6.8), darf die Ankopplung der Shaker nicht als steif modelliert werden. Dem System würden sonst über die Fixierung an die Aktorpositionen die Fahrzeugfreiheitsgrade entzogen. Die Anbindung der Shaker erfolgt im Modell mittels Feder-Dämpfer-Einheiten. Für die **Aktoren** schließlich werden erneut die vereinfachenden Annahmen von Abschnitt 3.1.3 ((3.8), [41]) getroffen.

Fahrzeuggleichungen

Als äußere Kräfte wirken \mathbf{F}_{WHA} an den Wagenheberaufnahmen (durch die Shaker) und \mathbf{F}_{FW} an den Federbeindomen (durch das Fahrwerk). Sie gehen in das Kräftegleichgewicht in z sowie die Momentengleichgewichte um φ_{KFZ} und α_{KFZ} ein.

$$m_{KFZ}\dot{z}_{KFZ} = F_{WHA_1} + F_{WHA_2} + F_{WHA_3} + F_{WHA_4} + F_{FW_1} + F_{FW_2} + F_{FW_3} + F_{FW_4} \quad (6.3)$$

$$J_\omega \dot{\omega}_{KFZ} = -(F_{WHA_2} + F_{WHA_4})L_2 - (F_{FW_2} + F_{FW_4})(L_2 + L_{T2}) + (F_{WHA_1} + F_{WHA_3})L_1 + (F_{FW_1} + F_{FW_3})(L_1 + L_{T1}) \quad (6.4)$$

$$J_\Omega \dot{\Omega}_{KFZ} = -(F_{WHA_1} + F_{WHA_2} + F_{FW_1} + F_{FW_2})L_w + (F_{WHA_3} + F_{WHA_4} + F_{FW_3} + F_{FW_4})L_w \quad (6.5)$$

\dot{v}_{KFZ} , $\dot{\omega}_{KFZ}$ und $\dot{\Omega}_{KFZ}$ stellen die Ableitungen der Fahrzeugzustände dar, daher können (6.3) bis (6.5) als Basis für die zugehörigen Zustandsgleichungen verwendet werden. Die darin enthaltenen äußeren Kräfte müssen noch substituiert und auf Zustände rückgeführt werden.

$$F_{WHA} = -c_{WHA}(z_{Sh} - z_{KFZ}) - d_{WHA}(v_{Sh} - v_{KFZ}) \quad (6.6a)$$

$$F_{FW} = -c_{KFZ}z_{FW} - d_{KFZ}v_{FW} \quad (6.6b)$$

Einsetzen von (6.6) in das Kräfte- und die Momentengleichgewichte am Fahrzeug ersetzt die acht Schnittstellenkräfte mit Hilfe der z -Koordinaten der Wagenheberaufnahmen sowie der Federbeindome. Mittels kinematischer Zusammenhänge (6.7) und der Starrkörperannahme für die Karosserie können diese auf die drei Fahrzeugfreiheitsgrade transformiert werden.

$$v_{WHA_1} = v_{KFZ} + \omega_{KFZ}L_1 - \Omega_{KFZ}L_w \quad (6.7a)$$

$$v_{WHA_2} = v_{KFZ} - \omega_{KFZ}L_2 - \Omega_{KFZ}L_w \quad (6.7b)$$

$$v_{WHA_3} = v_{KFZ} + \omega_{KFZ}L_1 + \Omega_{KFZ}L_w \quad (6.7c)$$

$$v_{WHA_4} = v_{KFZ} - \omega_{KFZ}L_2 + \Omega_{KFZ}L_w \quad (6.7d)$$

$$v_{FW_1} = v_{KFZ} + \omega_{KFZ}(L_1 + L_{T1}) - \Omega_{KFZ}L_w \quad (6.7e)$$

$$v_{FW_2} = v_{KFZ} - \omega_{KFZ}(L_2 + L_{T2}) - \Omega_{KFZ}L_w \quad (6.7f)$$

$$v_{FW_3} = v_{KFZ} + \omega_{KFZ}(L_1 + L_{T1}) + \Omega_{KFZ}L_w \quad (6.7g)$$

$$v_{FW_4} = v_{KFZ} - \omega_{KFZ}(L_2 + L_{T2}) + \Omega_{KFZ}L_w \quad (6.7h)$$

Mit Einsetzen der Kinematikgleichungen (6.7) ergeben sich die Fahrzeuggleichungen für \dot{v}_{KFZ} , $\dot{\omega}_{KFZ}$ und $\dot{\Omega}_{KFZ}$.

Wagenheberaufnahmen

Die Parameter c_{WHA} und d_{WHA} der als Feder-Dämpfer-Systeme (PT2-Systeme) abgebildeten Wagenheberaufnahmen werden empirisch bestimmt. Das sequentielle Vermessen der Wagenheberaufnahmen ist mit SISO-Regelungen auf einfache Weise möglich. Die FRDs der vier identifizierten Wagenheberaufnahmen eines Fahrzeugs (zur jeweiligen Ecke des Unterbodens bzw. Messposition 3 in Bild 6.8) werden gemittelt (Bild 6.11). Der resultierende FRD soll möglichst genau nachgebildet werden. Aus dem Amplitudengang lassen sich das LEHRsche Dämpfungsmaß als $\zeta = 0,4$ und die Resonanzfrequenz als $f_{res} = 17$ Hz des PT2-Systems ablesen [28]. Mit einer geschätzten äquivalenten Masse $m_{equ} = 100$ kg berechnet sich die physikalische Dämpfung

d_{WHA} zu 8550 Ns/m und die Steifigkeit zu $c_{WHA} = 1,14$ MN/m.

$$c_{WHA} = m_{equ} \cdot (2\pi f_{res})^2 \quad (6.8)$$

$$d_{WHA} = \zeta \cdot 2\sqrt{c_{WHA} \cdot m_{equ}} \quad (6.9)$$

Das darauf basierende PT2-Modell zeigt bis zur Resonanzfrequenz eine gute Nachbildung des tatsächlichen Verlaufs, fällt dann jedoch zu höheren Frequenzen hin zu stark ab (Bild 6.11). Bei der Verwendung dieses Modells treten in der Praxis oft grenzstabile oder instabile Regler auf, die manuell stark nachgebessert werden müssen. Die Modellierung der Wagenheberaufnahmen hat großen Einfluss auf das Verhalten des Gesamtsystems, ihre korrekte Abbildung ist somit kritisch und essentiell. Zwei alternative Anpassungen des Modells verbessern das Verhalten des daraus abgeleiteten Reglers:

- Annahme einer Resonanzfrequenz von 28 Hz im Modell
- Modellerweiterung auf PDT2 (und Beibehalten der tatsächlichen Resonanzfrequenz von 17 Hz)

Bei Erweiterung des PT2- auf ein PDT2-Modell kann mit der zusätzlichen Dämpfung d_{WHA_UB} der Verlauf der Kurve optimiert werden. Im vorliegenden Fall wird eine Dämpfung von 7600 Ns/m verwendet. Sie entspricht (im Gegensatz zu d_{WHA}) keiner Dämpfung des Fahrzeugs gegen den Shaker, sondern gegen die Umgebung - bildlich gesprochen also einem Dämpfer zwischen Fahrzeugunterboden und Untergrund. Diese Dämpfung führt eine zusätzliche Nullstelle ins System ein, die in einem flacheren Abfall der Amplitude und einem Anheben des Phasengangs resultiert. Zu (6.6) addiert sich ein Zusatzterm mit d_{WHA_UB} für die neue Dämpferkraft:

$$F_{WHA} = -c_{WHA}(z_{Sh} - z_{KFZ}) - d_{WHA}(v_{Sh} - v_{KFZ}) - d_{WHA_UB}v_{WHA} \quad (6.10)$$

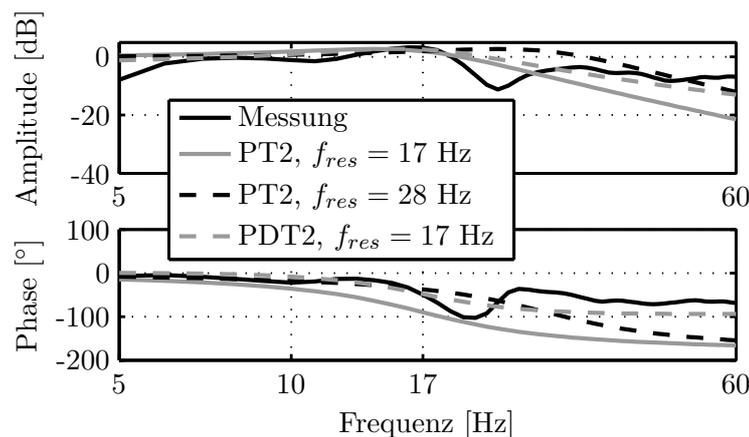


Bild 6.11: Frequenzgang einer Wagenheberaufnahme: gemessen und mit verschiedenen Modellvarianten approximiert

Beide möglichen Anpassungen stellen den Frequenzgang der Wagenheberaufnahme bei hohen Frequenzen besser nach als das ursprüngliche PT2-Modell (Bild 6.11) und

haben sich im praktischen Betrieb als gut geeignet erwiesen. Im Folgenden wird das einfache PT2-Modell mit $f_{res} = 28$ Hz verwendet.

Tabelle 6.3: Parameter der Wagenheberaufnahme (PT2-Modell)

Parameter	Symbol	Einheit	Wert
Resonanzfrequenz	f_{res}	Hz	28
Äquivalente Masse	m_{equ}	kg	100
Steifigkeit	c_{WHA}	N/m	$1,14 \cdot 10^6$
Dämpfung	d_{WHA}	Ns/m	8550

Aktorgleichungen

Das Kräftegleichgewicht des am Fahrzeug angedockten Aktors lautet

$$m_{Sh}a_{Sh} = F_{re} - c_{WHA}(z_{Sh} - z_{KFZ}) - d_{WHA}(v_{Sh} - v_{KFZ}) - c_{Sh}z_{Sh} \quad (6.11)$$

Mit Hilfe der kinematischen Zusammenhänge (6.7) wird Gleichung (6.11) auf die Fahrzeugkoordinaten zurückgeführt und dann abgeleitet. Somit wird F_{re} in \dot{F}_{re} überführt, und auch die Zustände des Fahrzeugs liegen jetzt in differenzierter Form als \dot{v}_{KFZ} , $\dot{\omega}_{KFZ}$ und $\dot{\Omega}_{KFZ}$ vor. Sie können durch die bereits bestimmten Fahrzeugzustandsgleichungen ersetzt werden. Zur Eliminierung von \dot{F}_{re} wird das aus Abschnitt 3.1.3 bekannte Modell für das magnetische Subsystem des Aktors (3.5) erneut verwendet, um \dot{F}_{re} auf F_{re} zurückzuführen. Hierfür ist bereits (auf Basis von (6.11) und der zuvor eingesetzten (6.7)) ein Zusammenhang bekannt, der nur von konstanten Größen und Zuständen abhängig ist. Durch Einsetzen erhält man die Zustandsgleichung für den Ruck \dot{a}_{Sh} .

Komposition

Die Systemmatrix \mathbf{A} (Ordnung 22×22 , Bild 6.12) ergibt sich aus den hergeleiteten Zustandsgleichungen. Die Submatrix $A_{1...4,1...22}$ enthält die Gleichungen des ersten Aktors: z_{Sh1} , v_{Sh1} , a_{Sh1} , i_{Sh1} . Die Submatrizen $A_{5...8,1...22}$, $A_{9...12,1...22}$, $A_{13...16,1...22}$ beinhalten entsprechend die Dynamik der anderen drei Aktoren; in die darin enthaltenen Parameter k gehen auch Wagenheberaufnahme- und Fahrzeugparameter ein (Tabelle A.2). Die Submatrix $A_{17...22,1...22}$ beschreibt die Fahrzeugdynamik.

Tabelle A.2 fasst die Parameter k des ersten Aktors zusammen (also alle k der ersten vier Zeilen). Tabelle A.3, Tabelle A.4, Tabelle A.5 schlüsseln entsprechend die Aktoren zwei bis vier auf. Tabelle A.6, Tabelle A.7 und Tabelle A.8 schließlich enthalten die Parameter von \mathbf{A} der Zeilen 18, 20 und 22. Beispielhaft dargestellt sind hier die Parameter $k_{3,2}$ (6.12), $k_{3,6}$ (6.13) und $k_{3,19}$ (6.14), die \dot{a}_{Sh1} über v_{Sh1} , v_{Sh2} und φ_{KFZ} beeinflussen. Die Fahrzeugparameter sowie die Eigenschaften der

Wagenheberaufnahme gehen überall ein, Feder-Dämpfer-Parameter des Fahrwerks dagegen nur bei ω_{KFZ} .

$$k_{3,2} = \left(-c_{Sh1} - c_{WHA} - d_{WHA} \left(-\frac{d_{WHA}}{m_{KFZ}} - \frac{L_w^2 d_{WHA}}{J_\Omega} - \frac{L_1^2 d_{WHA}}{J_\omega} \right) - \frac{d_{WHA}}{T_{Sh1}} \right) \cdot m_{Sh1}^{-1} \quad (6.12)$$

$$k_{3,6} = -d_{WHA} \left(-\frac{d_{WHA}}{m_{KFZ}} - \frac{L_w^2 d_{WHA}}{J_\Omega} + \frac{L_2 d_{WHA} L_1}{J_\omega} \right) m_{Sh1}^{-1} \quad (6.13)$$

$$\begin{aligned} k_{3,19} = & \frac{-(L_2 + L_{T2}) c_{KFZ_h} + (L_1 + L_{T1}) c_{KFZ_v} + c_{WHA} L_1 + (L_1 + L_{T1}) c_{KFZ_v}}{-d_{WHA}^{-1} m_{KFZ} m_{Sh1}} \\ & + \frac{L_1 c_{WHA} - L_2 c_{WHA} + (-L_2 - L_{T2}) c_{KFZ_h} - L_2 c_{WHA}}{-d_{WHA}^{-1} m_{KFZ} m_{Sh1}} \\ & + \frac{(-L_w ((-L_1 - L_{T1}) c_{KFZ_v} - c_{WHA} L_1 - (-L_2 - L_{T2}) c_{KFZ_h} + L_2 c_{WHA})) L_w}{-d_{WHA}^{-1} J_\Omega m_{Sh1}} \\ & + \frac{(L_w ((-L_1 - L_{T1}) c_{KFZ_v} - L_1 c_{WHA} - (-L_2 - L_{T2}) c_{KFZ_h} + L_2 c_{WHA})) L_w}{-d_{WHA}^{-1} J_\Omega m_{Sh1}} \\ & + \frac{L_2^2 c_{WHA} \cdot 2L_1}{-d_{WHA}^{-1} J_\omega m_{Sh1}} - \frac{L_1^3 \cdot 2c_{WHA}}{-d_{WHA}^{-1} J_\omega m_{Sh1}} \\ & - \frac{(((L_2 + L_{T2}) c_{KFZ_h} - (-L_2 - L_{T2}) c_{KFZ_h}) (L_2 + L_{T2})) L_1}{-d_{WHA}^{-1} J_\omega m_{Sh1}} \\ & + \frac{(((L_1 + L_{T1}) c_{KFZ_v} - (L_1 + L_{T1}) c_{KFZ_v}) (L_1 + L_{T1})) L_1}{-d_{WHA}^{-1} J_\omega m_{Sh1}} \\ & + \frac{c_{WHA} L_1}{T_{Sh1} m_{Sh1}} \end{aligned} \quad (6.14)$$

Die $\mathbf{B}^{22 \times 4}$ -Matrix des Modells weist die Stellspannungen \mathbf{u} über $1/L_{Sh}$ den Zuständen i_{Sh} zu (entsprechend (3.8)). Die Besetzung der Messmatrix \mathbf{C} ergibt sich aus der Verwendung und Konfiguration eines Beobachters (Abschnitt 6.4.2). Es gibt keinen Durchgriff ($\mathbf{D} = \mathbf{0}$).

\mathbf{A} ist schlecht konditioniert, was zu numerischen Problemen bei der weiteren Modellverwendung (etwa bei Steuer- und Beobachtbarkeitsuntersuchungen, in Simulationen oder beim Reglerentwurf) führen kann. Bei hohen Konditionszahlen sinkt die zu erwartende Genauigkeit beim Auflösen linearer Gleichungen. Die Konditionszahl der Systemmatrix \mathbf{A} liegt bei $1,9 \cdot 10^7$, ideal sind Werte, die nur wenig größer als 1 sind. Mit einer diagonalen Ähnlichkeitstransformation wird das System besser konditioniert. Ein-Ausgangsverhalten, Pole und Nullstellen des Systems bleiben bei dieser Transformation erhalten, die Originalzustände \mathbf{x} werden mit $\mathbf{x}_{bal} = \mathbf{T}_{bal} \mathbf{x}$ auf die neuen Zustände \mathbf{x}_{bal} transformiert. Die neuen Systemmatrizen (\mathbf{A}_{bal} , \mathbf{B}_{bal}

		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22
z_{Sh1}	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
v_{Sh1}	2	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
a_{Sh1}	3	k	k	k	k	k	k	0	0	k	k	0	0	k	k	0	0	k	k	k	k	k	k
i_{Sh1}	4	0	0	0	k	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
z_{Sh2}	5	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
v_{Sh2}	6	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
a_{Sh2}	7	k	k	0	0	k	k	k	k	k	k	0	0	k	k	0	0	k	k	k	k	k	k
i_{Sh2}	8	0	0	0	0	0	0	0	k	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
z_{Sh3}	9	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
v_{Sh3}	10	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
a_{Sh3}	11	k	k	0	0	k	k	0	0	k	k	k	k	k	k	0	0	k	k	k	k	k	k
i_{Sh3}	12	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	k	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
z_{Sh4}	13	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
v_{Sh4}	14	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
a_{Sh4}	15	k	k	0	0	k	k	0	0	k	k	0	0	k									
i_{Sh4}	16	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	k	0	0	0	0	0	0
z_{KFZ}	17	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
\dot{z}_{KFZ}	18	k	k	0	0	k	k	k	k	k	k												
φ_{KFZ}	19	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
ω_{KFZ}	20	k	k	0	0	k	k	k	k	k	k												
α_{KFZ}	21	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
Ω_{KFZ}	22	k	k	0	0	k	k	k	k	k	k												

Bild 6.12: Systemmatrix \mathbf{A} , k bezeichnet alle Elemente $\neq 0$. Alle k sind unterschiedlich (Aufschlüsselung in Tabelle A.2 ff.).

und \mathbf{C}_{bal}) ergeben sich zu

$$\mathbf{A}_{bal} = \mathbf{T}_{bal} \mathbf{A} \mathbf{T}_{bal}^{-1}, \quad \mathbf{B}_{bal} = \mathbf{T}_{bal} \mathbf{B}, \quad \mathbf{C}_{bal} = \mathbf{C} \mathbf{T}_{bal}^{-1} \quad (6.15)$$

Die Konditionszahl der neuen Systemmatrix \mathbf{A}_{bal} beträgt 75. Für alle Simulationen und Reglerherleitungen wird dieses Modell verwendet. Um physikalisch interpretierbare Einheiten zu erhalten, müssen in Systemsimulationen die sich ergebenden Zustandsverläufe mit $\mathbf{x} = \mathbf{T}_{bal}^{-1} \mathbf{x}_{bal}$ wieder auf die Originalkonfiguration rücktransformiert werden.

6.4.2 Zustandsregelung

Anhand des nun vorhandenen MIMO-Zustandsraummodelles $(\mathbf{A}_{bal}, \mathbf{B}_{bal}, \mathbf{C}_{bal}, \mathbf{0})$ wird im Folgenden ein Zustandsregler mit reduziertem Beobachter (Abschnitt 2.4.3) hergeleitet.

Regler- und Beobachterstruktur

Im Zentrum des Regelkonzepts steht der Mehrgrößenzustandsregler \mathbf{R} der Ordnung 22, dem alle Systemzustände zugeführt werden. Gemessen werden die Aktorpositionen z_{Sh} und -beschleunigungen a_{Sh} , die Geschwindigkeiten v_{Sh} werden durch

Integration gewonnen - somit liegen 12 der 22 Zustände aus Messungen vor. Ein reduzierter Beobachter schätzt die sechs Fahrzeugzustände z_{KFZ} , \dot{z}_{KFZ} , φ_{KFZ} , ω_{KFZ} , α_{KFZ} , Ω_{KFZ} und die vier Aktorströme i_{sh1} , i_{sh2} , i_{sh3} , i_{sh4} . Das System in der gewählten Aufteilung ist nach HAUTUS steuerbar und beobachtbar. Das KALMAN-Kriterium weist, wie auch bei HERRMANN [41], numerische Probleme auf.

Die Ströme wären direkt messbar, die Fahrzeugzustände wären aus Beschleunigungsmessungen an der Karosse herleitbar. Für die Verwendung eines reduzierten Beobachters spricht dennoch:

- Das Aufrüsten des Fahrzeuges mit Beschleunigungsaufnehmern kann vermieden werden, insbesondere bei Klimabetrieb wäre damit ein erheblicher Aufwand verbunden
- Die Datenrate der Echtzeitübertragung (CAN) ist beschränkt; es wären Abstriche bei Anzahl der Messgrößen, Auflösung oder Datenrate in Kauf zu nehmen, falls alle Zustände gemessen werden sollen
- Um die Bandbreite des Reglers mittels TEE zu erhöhen, sind Solltrajektorien für alle nicht geschätzten Größen zu berechnen (Abschnitt 2.4.4). Dies ist für die in der gewählten Aufteilung aus Messungen vorhandenen z_{sh} , v_{sh} und a_{sh} auf einfache Weise möglich, da die Solltrajektorien in der Form von Beschleunigungsmessungen vorliegen

Ein Nachteil des Beobachters ist die Bindung eines Großteils der Rechenkapazitäten. Zudem müssen Schätzfehler in Kauf genommen werden - diese werden im späteren Verlauf des Kapitels untersucht.

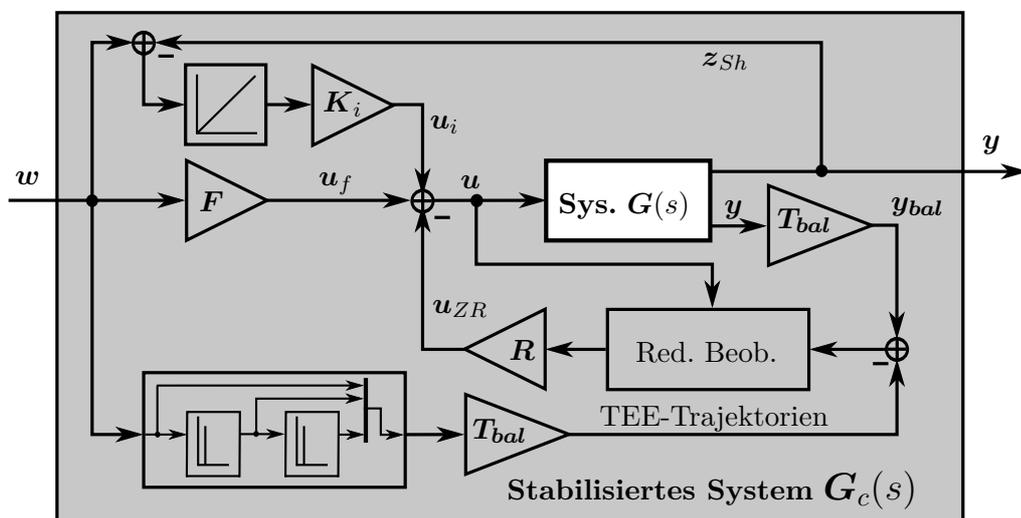


Bild 6.13: Regelkreis mit Zustandsregler, reduziertem Beobachter und TEE

Zum Erreichen stationärer Genauigkeit wird ein Integralregler parallel zum Zustandsregler geschaltet. Zur Erhöhung der Bandbreite ist, in Analogie zur Regelung des Komponentenshakers, eine TEE-Struktur vorhanden. Die Bestandteile des Regelkonzepts sind (Bild 6.13):

- $\mathbf{R}^{4 \times 22}$ ist die Zustandsregelmatrix zur Stabilisierung des Systems
- $\mathbf{F}^{4 \times 4}$ ist die diagonale Vorfiltermatrix
- $\mathbf{T}_{bal}^{22 \times 22}$ ist die diagonale Transformationsmatrix
- $\mathbf{K}_i^{4 \times 4}$ ist die diagonale Matrix der Integralparameter
- Im TEE-Pfad sind zwei Differentiatoren, um aus der Wegvorgabe \mathbf{w} die Vorgaben für Geschwindigkeit und Beschleunigung zu bestimmen
- Der *Beobachter*-Block enthält die Gleichungen des reduzierten Beobachters (2.32)

Regler- und Beobachterparametrierung

Zur Parametrierung von \mathbf{R} wird das LQR-Verfahren (Abschnitt 2.4.2) verwendet. Hier gehen die Matrizen des Systemmodells \mathbf{A}_{bal} , \mathbf{B}_{bal} sowie die festzulegenden Gewichtungsmatrizen \mathbf{R}_{LQR} , \mathbf{Q}_{LQR} ein. Das beim Komponentenshaker angewandte Verfahren der Polvorgabe würde für das gegebene MIMO-System eine Vielzahl von Benutzereingaben verlangen, die wenig intuitiv sind; es sind wenige Anhaltspunkte bezüglich der optimalen Lage aller 22 Pole des Systems vorhanden. Mittels LQR dagegen lassen sich sinnvolle Anpassungen aus dem geregelten Systemverhalten schließen. Eine bei LQR gängige Ausgangsbasis ist die Besetzung der Gewichtungsmatrizen (bzw. Gewichtungsvektoren) \mathbf{Q}_{LQR} und \mathbf{R}_{LQR} mit Einsen.

$$\mathbf{Q}_{LQR} = (1 \ 1 \ 1 \ \dots \ 1 \ 1 \ 1) \quad (6.16)$$

$$\mathbf{R}_{LQR} = (1 \ 1 \ 1 \ 1) \quad (6.17)$$

So ausgelegte Regler bewirken oft schon ein stabiles Systemverhalten, das allerdings von Störschwingungen begleitet sein kann. Diese erfordern dann ein Nachjustieren der Gewichtungsmatrizen. Eine stärkere Gewichtung von \mathbf{Q}_{LQR} führt zu größeren Regelparametern und damit tendenziell zu einer höheren Bandbreite des Reglers. Bei zu hoher Gewichtung kann der Regler instabil werden (allerdings ebenso bei zu geringer Gewichtung). Aufgrund der Shakerinstabilität und des stark positionsabhängigen Verhaltens der Reluktanzkraft sind im vorliegenden Fall die vier Shakerpositionen \mathbf{z}_{sh} wichtige Zustände. Eine stärkere Gewichtung innerhalb von \mathbf{Q}_{LQR} kann daher sinnvoll sein:

$$\mathbf{Q}_{LQR} = (10^4 \ 1 \ 1 \ 1 \ 10^4 \ 1 \ 1 \ 1 \ 10^4 \ 1 \ 1 \ 1 \ \dots \ \dots 10^4 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1) \quad (6.18)$$

Die Erhöhung der vier Gewichtungsfaktoren $Q(1,1)$, $Q(1,5)$, $Q(1,9)$, $Q(1,13)$ wirkt sich allerdings nicht nur auf die direkt mit diesen Zuständen korrespondierenden Regelparameter aus. Beim Auflösen der RICATTI-Gleichung werden unter anderem auch die Geschwindigkeits- und Beschleunigungsregelparameter davon beeinflusst. Falls lediglich an einzelnen Parametern gezielte Anpassungen durchgeführt werden

sollen, ist dies nur in Form selektiver manueller Anpassung *nach* dem LQR-Entwurf möglich. Aufgrund der Dominanz der Aktorpositionen ist es oftmals von Vorteil, speziell die entsprechenden Elemente ($\mathbf{R}(1,1)$ für z_{Sh1} , $\mathbf{R}(2,5)$ für z_{Sh2} , $\mathbf{R}(3,9)$ für z_{Sh3} und $\mathbf{R}(4,13)$ für z_{Sh4}) etwa um einen Faktor von 1,5 bis 2 zu erhöhen. Dies ist in der Regel eine erfolgversprechende Maßnahme gegen niederfrequente Störschwingungen. Genauso beeinflussen die Integrator-Verstärkungen \mathbf{K}_i das niederfrequente Verhalten. Bei höherfrequenten Störungen (ab etwa 10 Hz) sind dagegen die auftretenden Wege relativ gering, während die Beschleunigungsamplituden zunehmen. Daher führt hier eine manuelle Anpassung der Beschleunigungsparameter $\mathbf{R}(1,3)$, $\mathbf{R}(2,7)$, $\mathbf{R}(3,11)$ und $\mathbf{R}(4,15)$ oft zu Verbesserungen.

Die Beobachtermatrix \mathbf{L} wird durch Polvorgabe bestimmt. Die Beobachterdynamik ($\mathbf{A}_{22} - \mathbf{L}\mathbf{A}_{12}$) muss dabei schneller sein als die Dynamik des geregelten Systems, die durch $(\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{R})$ bestimmt wird. Dessen Eigenwerte können als Ausgangsbasis verwendet werden, die Beobachterpole sollten dann etwas schneller (also weiter links in der komplexen Halbebene) positioniert werden. Ein praxistaugliche Kombination im gegebenen System ist

$$\lambda_{Beob} = \begin{pmatrix} -35 + 60j & -35 - 60j & -10 + 4j & -10 - 4j & -20 + 40j & \dots \\ \dots & -20 - 40j & -20 & -20 & -20 & -20 \end{pmatrix} \quad (6.19a)$$

Dabei sind die konjugiert komplexen Pole diejenigen der zu beobachtenden Fahrzeugzustände, die vier identischen reellen Pole sind den Spulenströmen i_{Sh} zugeordnet. Das Gesamtsystemverhalten ist bezüglich der gewählten Beobachterpole wenig sensitiv. Gutes Verhalten lässt sich auch mit durchgängig rein reell vorgegebenen Polen erreichen.

Regler- und Beobachterperformance

Das erste Regelziel ist eine hohe Ruhegüte trotz der instabilen Shaker. Alle Aktoren müssen gleichzeitig in Mittellage geregelt werden, ohne dass sich hierbei Störschwingungen aufbauen. Bei ungenügender Stabilisierung lässt sich das System kaum oder gar nicht betreiben (Bild 6.5). Als Referenz für die Ruhegüte dient das Sensorgrundrauschen der aktorfesten Beschleunigungsaufnehmer, das mit eingeschalteter Regelplatine und -hardware, aber in unregelter, stabiler Aktorrandlage gemessen wird. Mit der MIMO-Regelung lässt sich eine Ruhegüte in der Größenordnung des Grundrauschens erreichen (Bild 6.14), d. h. die mit der vorhandenen Hardware gegebenen Möglichkeiten werden voll ausgeschöpft.

Beim Berühren der Aktorstange lässt sich mit der erreichten Reglergüte auch subjektiv nicht feststellen, ob die Regelung aktiv ist oder nicht. Das Sollsignal ist deutlich stärker als das Grundrauschen, somit liegt ein hohes Signal-Rausch-Verhältnis (auch Störabstand oder *signal-to-noise ratio* genannt) vor. Mit den einfachen (nicht entkoppelten) SISO-Reglern dagegen stellte sich ein nahezu grenzstabiler Zustand ein

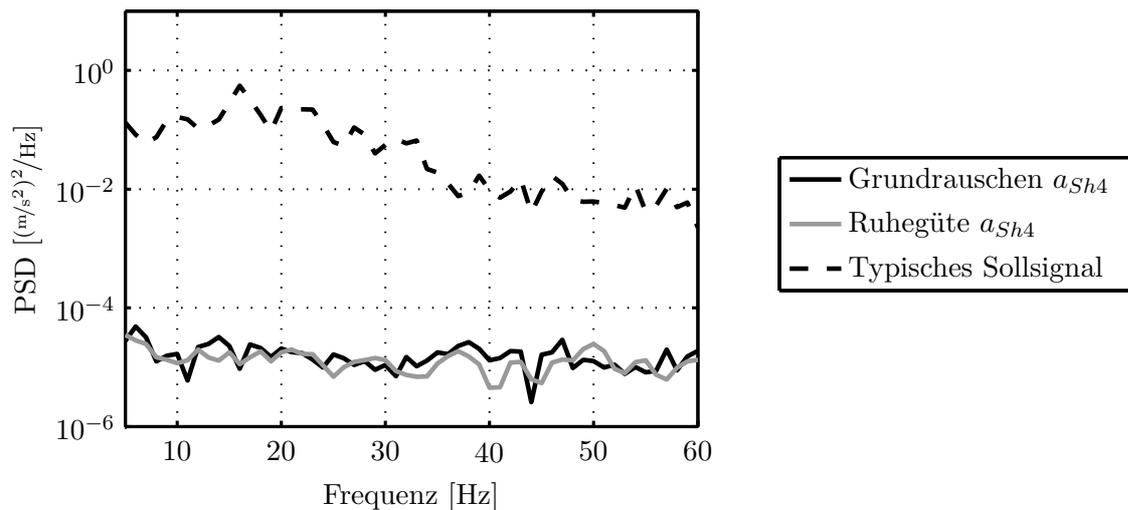


Bild 6.14: Ruhegütevergleich der MIMO-Regelung mit dem Sensorgrundrauschen und einem typischen Straßenprofil

(siehe Bild 6.5), dessen Beschleunigungsamplituden höher als die eines typischen Sollprofils waren.

Um die Erhöhung der Bandbreite durch TEE zu verdeutlichen (Bild 6.15), wird jetzt kurz ein System ohne TEE betrachtet. Hier tragen nur die PI-Regler der einzelnen Shaker zum Nachfahren der Soll-Signale bei (parallel zu \mathbf{K}_i werden in diesem Fall Proportionalregler \mathbf{K}_p verwendet). Diese PI-Regler sind weiterhin dezentrale SISO-Regler, die dem MIMO-Charakter des Systems nicht gerecht werden. Sie dürfen daher nicht mit hohen Parametern belegt werden, um die Systemstabilität nicht zu gefährden. Sie arbeiten aber - im Vergleich zum Komponentenshaker - gegen einen Zustandsregler erhöhter Ordnung und müssen zudem einen Prüfling mit wesentlich höherer Masse bewegen. Daher treten im System deutlich stärkere Dämpfungen auf. Schon bei tiefen Frequenzen beträgt die Dämpfung mehr als 10 dB, im Bereich der Antiresonanz sogar fast 40 dB. TEE erhöht die Amplitude im Mittel um knappe 20 dB (Bild 6.15), die Shaker folgen dem Sollverlauf wesentlich genauer (Bild 6.16).

Basis für die Verwendung des *Tracking Error Estimators* ist die Beobachterschätzung der nicht gemessenen Zustände. Zur Plausibilisierung und Verifikation dieser Schätzwerte, sowie zur Optimierung des Beobachters, werden einmalig der Stromverlauf i_{Sh1} am Aktor 1 (vorne rechts), sowie der drei Fahrzeugpositionszustände Hub z_{KFZ} , Nicken φ_{KFZ} und Wanken α_{KFZ} aus Messungen bestimmt. Für die Strommessung ist ein in der Platine integrierter Stromsensor verfügbar. Für die Messungen der Fahrzeugbewegungen werden in den vier Ecken des Unterbodens vier Beschleunigungssensoren temporär montiert, um \mathbf{a}_{KFZ_UB} zu messen. L_{UB1} sei nun der Abstand des Fahrzeugschwerpunkts zu den vorderen Ecken, L_{UB2} der Abstand zu den hinteren Ecken des Unterbodens in x -Richtung. Damit lassen sich Hub, Nick-, und Wankbeschleunigung (unter der Annahme kleiner Winkel) aus den Messungen annähern. Für die (ohne Hilfe des Beobachters durchgeführte) Abschätzung des Hubes aus den vier Beschleunigungen wird dabei die Starrkörperannahme getroffen, für

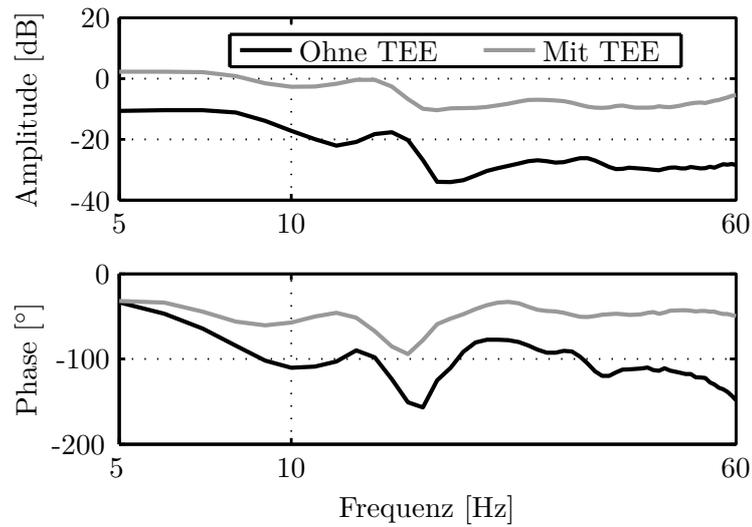


Bild 6.15: Bandbreitenerhöhung (FRD w_4 nach z_{Sh4}) durch TEE

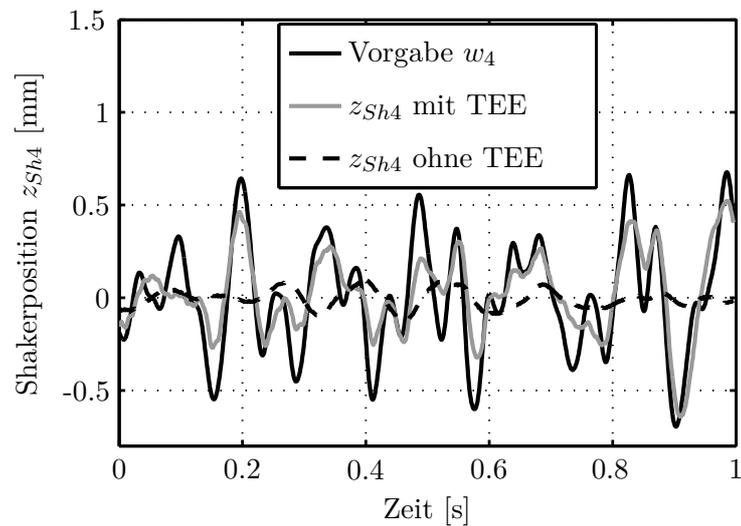


Bild 6.16: Nachfahrgüte mit TEE und I-Regler, im Vergleich zum PI-Regler ohne TEE

die Abschätzung von Nicken und Wanken die Annahme eines linearen Verlaufes der Karosserieverdrehung entlang der y - bzw. x -Achse. Mit $L_f := L_{UB1}/L_{UB1}+L_{UB2}$ ergibt sich:

$$\ddot{z}_{KFZ} = \frac{(a_{KFZ_UB2} + a_{KFZ_UB4})L_f + (a_{KFZ_UB1} + a_{KFZ_UB3})(1 - L_f)}{2} \quad (6.20a)$$

$$\dot{\omega}_{KFZ} = \frac{a_{KFZ_UB1} - a_{KFZ_UB2} + a_{KFZ_UB3} - a_{KFZ_UB4}}{2L_{UB1} + 2L_{UB2}} \quad (6.20b)$$

$$\dot{\Omega}_{KFZ} = \frac{L_f(a_{KFZ_UB4} - a_{KFZ_UB2}) + (1 - L_f)(a_{KFZ_UB3} - a_{KFZ_UB1})}{2L_w} \quad (6.20c)$$

Daraus lassen sich durch doppeltes Integrieren (und Hochpassfilterung zur *Drift*-Vermeidung) die angenäherten Verläufe von z_{KFZ} , φ_{KFZ} und α_{KFZ} aus den Messungen gewinnen (Bild 6.17). Hiermit sollen die Beobachteraussgänge verglichen werden. Sie werden für diesen Vergleich mit einer *Offline*-Implementierung des reduzierten Beobachters berechnet. Um die Eingänge für dieses Modell zu gewinnen, müssen während des Anlagenbetriebes (zeitgleich zu den Messungen der Zustände für (6.20)) alle nicht geschätzten Messgrößen (also \mathbf{x}_{Sh} , \mathbf{v}_{Sh} und \mathbf{a}_{Sh}) und die Stellspannungen \mathbf{u} mit gemessen werden. Danach kann *offline* das Verhalten des Beobachters simuliert und anhand von Vergleichen mit den gemessenen Verläufen optimiert werden. Dieser Vergleich muss ohne TEE erfolgen, damit aus den Messungen die tatsächlichen Zustände hervorgehen und nicht die Abweichungen von den gewünschten Zustandstrajektorien.

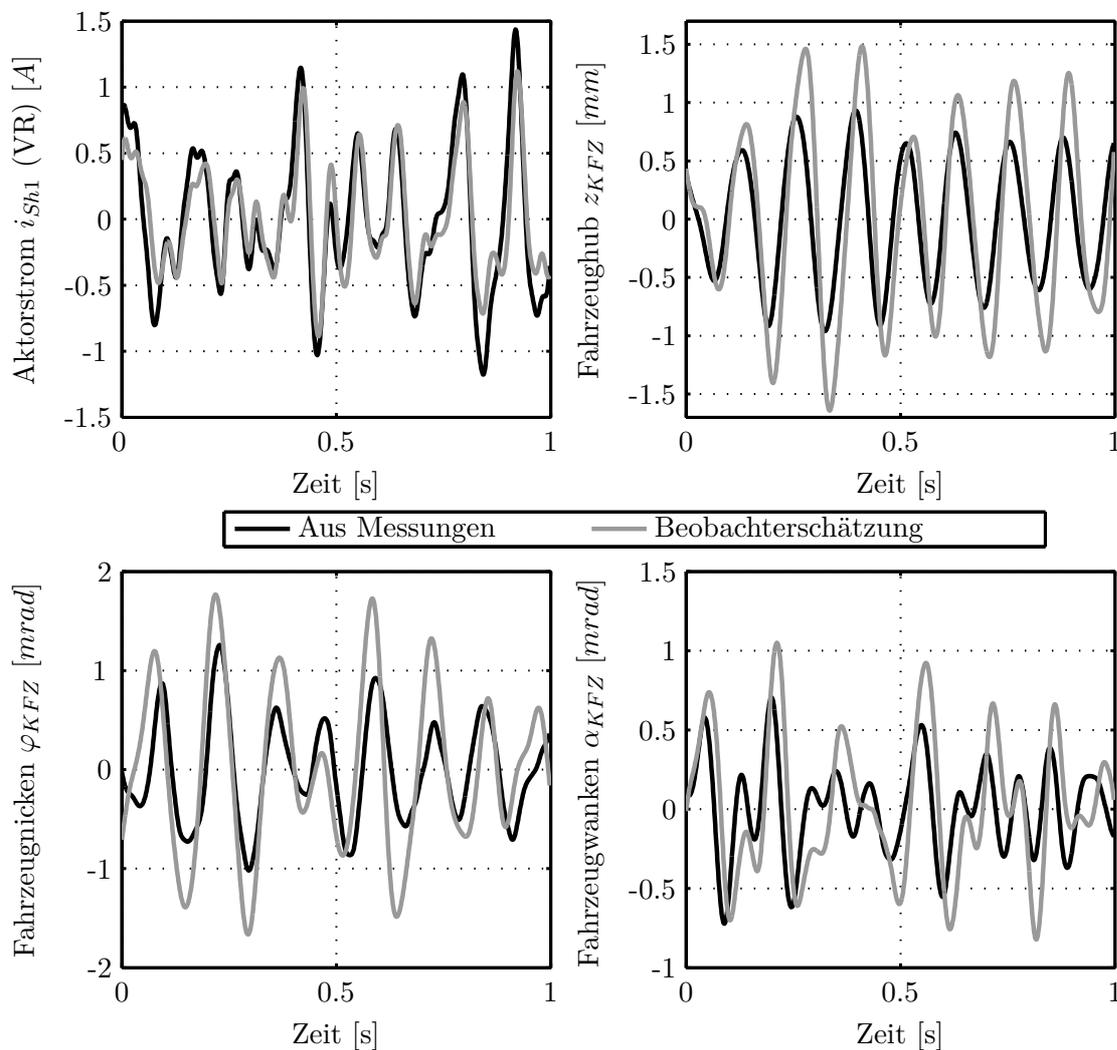


Bild 6.17: Vergleich von gemessenen und vom Beobachter geschätzten Zuständen

Die Abweichungen zwischen Beobachtung und Messung des Spulenstroms (Bild 6.17 links oben) ergeben sich vor allem aus der als konstant angenommenen Induktivität (Abschnitt 3.1.3). Die Annahme einer starren Karosserie führt zu Abweichungen im

Verlauf der Fahrzeugzustände. Tatsächlich werden die Hub-, Nick- und Wankbewegungen des Fahrzeugs von Eigenmoden überlagert, die je nach Fahrzeugmodell ab etwa 20 Hz zu Abweichungen von der Starrkörperannahme führen. Zudem sind auch die auf den Messungen basierenden Verläufe nur angenähert und entsprechen nicht exakt den tatsächlichen Verläufen (diese sind mit der vorhandenen Sensorik nicht direkt zugänglich). Deshalb zeigen sich in allen Zuständen Abweichungen, die Größenordnungen und qualitativen Verläufe passen jedoch überein. Aus den zu Beginn von Abschnitt 6.4.2 genannten Gründen werden die Zustände dennoch geschätzt. Die Beobachterschätzung ist ausreichend genau zum Erreichen der Regelziele.

Das geregelte System mit reduziertem Beobachter und *mit TEE* kann auf Basis von (2.33) simuliert werden. Dazu wird der Eingang in den Vektor für messbare Größen \mathbf{w}_1 und denjenigen für geschätzte Größen \mathbf{w}_2 aufgespalten: $\mathbf{w} = [\mathbf{w}_1 \ \mathbf{w}_2]^T$. (2.33) gilt für das geschlossene System mit reduziertem Beobachter ohne TEE. Bei dem System mit TEE ergibt sich durch die Differenzbildung aus dem Messwert \mathbf{y} nun der Fehlervektor $\mathbf{y} - \mathbf{w}_1$ (Bild 2.17) als Beobachtereingang. Ebenso werden aus den gemessenen Regelgrößen nun die Fehlergrößen, dadurch addieren sich die mit *TEE* gekennzeichneten Ausdrücke (ausgehend von Abschnitt 2.4.3).

$$\mathbf{u} = -\mathbf{R}_1 \mathbf{y} - \mathbf{R}_2 \mathbf{v} + \mathbf{F} \mathbf{w} + \underbrace{\mathbf{R}_1 \mathbf{w}_1}_{TEE} \quad (6.21a)$$

$$\dot{\mathbf{z}} = \mathbf{A}_z \mathbf{z} + \mathbf{B}_z \mathbf{u} + \mathbf{C}_z \mathbf{y} - \underbrace{\mathbf{C}_z \mathbf{w}_1}_{TEE} \quad (6.21b)$$

$$\mathbf{v} = \mathbf{z} + \mathbf{L} \mathbf{y} - \underbrace{\mathbf{L} \mathbf{w}_1}_{TEE} \quad (6.21c)$$

Die Systemmatrix des geschlossenen Systems mit Beobachter, \mathbf{A}_{cl} , bleibt unverändert. \mathbf{B}_{cl} dagegen wird erweitert, da durch den TEE-Pfad die Referenz \mathbf{r}_1 nicht mehr nur über die Vorfiltermatrix \mathbf{F} , sondern auch über den Regler $[\mathbf{R}_1 \ \mathbf{R}_2]^T$ auf das System wirkt.

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{\mathbf{z}} \end{pmatrix} &= \overbrace{\begin{pmatrix} -\mathbf{B} \mathbf{R}_1 \mathbf{C} - \mathbf{B} \mathbf{R}_2 \mathbf{L} \mathbf{C} + \mathbf{A} & -\mathbf{B} \mathbf{R}_2 \\ -\mathbf{B}_z \mathbf{R}_1 \mathbf{C} - \mathbf{B}_z \mathbf{R}_2 \mathbf{L} \mathbf{C} + \mathbf{C}_z \mathbf{C} & -\mathbf{B}_z \mathbf{R} + \mathbf{A}_z \end{pmatrix}}^{\mathbf{A}_{cl}} \begin{pmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{z} \end{pmatrix} + \\ &+ \overbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{B} \mathbf{F} \\ \mathbf{B}_z \mathbf{F} \end{pmatrix}}^{\mathbf{B}_{cl}} \mathbf{w} + \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{B} \mathbf{R}_2 \mathbf{L} + \mathbf{B} \mathbf{R}_1 & \mathbf{0} \\ -\mathbf{C}_z + \mathbf{B}_z \mathbf{R}_1 + \mathbf{B}_z \mathbf{R}_2 \mathbf{L} & \mathbf{0} \end{pmatrix}}_{TEE} \mathbf{w} \end{aligned} \quad (6.22a)$$

$$\mathbf{y} = \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{C} & \mathbf{0} \end{pmatrix}}_{\mathbf{C}_{cl}} \begin{pmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{z} \end{pmatrix} \quad (6.22b)$$

Falls nur die Positionstrajektorien als Systemeingänge zur Verfügung stehen, müssen für eine vollständige Simulation von Bild 6.13 noch die doppelten Differentiatoren im TEE-Pfad vor (6.22) hinzugefügt werden. Dann passen Simulation und Messung am

System mit TEE und reduziertem Beobachter gut zusammen (Bild 6.18). Auch die Simulation zeigt, dass der Amplitudengang des Systems ohne TEE beinahe parallel verschoben wird (entsprechend der Messung Bild 6.15). Der Verlauf des Amplitudengangs ohne TEE hängt von den PI-Parametern ab, die so hoch wie möglich gewählt werden sollten, aber bei zu hohen Verstärkungen zur Instabilität führen.

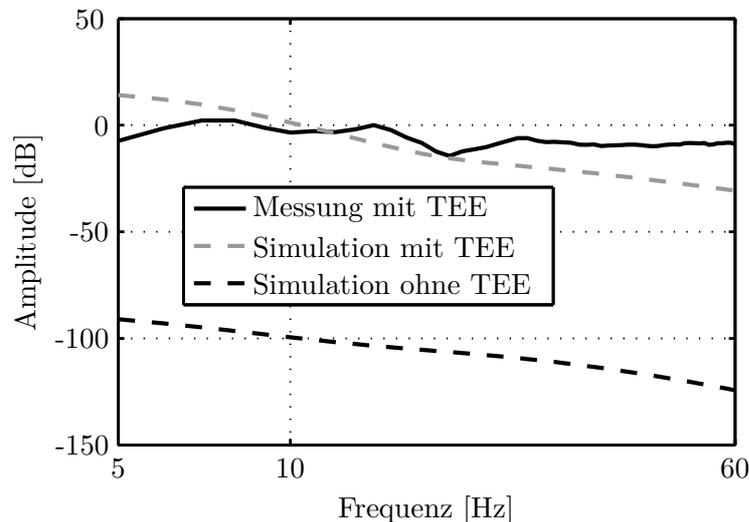


Bild 6.18: Bandbreite des geregelten Prüfstands (FRD von w_1 nach z_{Sh1})

6.5 Nachfahren von Trajektorien

Mit Hilfe eines Zustandsraummodells wurde in den vorhergehenden Absätzen ein Regler entwickelt, der alle vier Aktoren zugleich ruhig stabilisiert und dank TEE keine wesentlichen Dämpfungen im Nutzbereich aufweist. Das Übertragungsverhalten weicht jedoch auch mit TEE noch deutlich vom idealen Amplituden- und Phasengang (0 dB , 0°) ab (Bild 6.15). Zur Verbesserung der Nachfahrgüte wird das geregelte System nun zusätzlich mit einem inversen Systemmodell kompensiert (Abschnitt 2.5).

Die beim Hydropulser vorteilhaften Eigenschaften der *Time Waveform Replication* (Abschnitt 5.1.2) sind auf die Shakeranlage übertragbar, die Anwendung eines TWR-Verfahrens ist daher auch hier sinnvoll. Eine alternative Lösung hierzu wäre eine *MIMO-Adaptive Inverse Control*. In Abschnitt 2.5 wurden zwei Verfahren vorgestellt, eines nach PLETT auf Basis transponierter Filtermatrizen, das andere der F ϵ LMS-Algorithmus (Abschnitt 2.5) nach WIDROW. Beide wären prinzipiell geeignet, das *Offline*-TWR-Verfahren für die Shakeranlage zu ersetzen. Gegen ihre Verwendung spricht jedoch:

- Der Regel-PC ist durch den beobachtergestützten Zustandsregler ausgelastet, die verbleibenden Kapazitäten werden den Anforderungen von MIMO-AIC in keiner Weise gerecht

- MIMO-AIC müsste analog zur TWR auf rechteckige Strukturen erweitert werden - dies würde die benötigten Hardware-Ressourcen noch weiter erhöhen
- Die gesamte Anlage würde bei Instabilität des Algorithmus aufgrund der Echtzeiteinbindung sofort instabil werden. Bei mangelnder Konvergenz der TWR dagegen wird in der Regel ein erneuter *Offline*-Durchlauf mit angepasstem k durchgeführt, der zu stabilen Ergebnissen führt
- Das in der Klimakammer befindliche Fahrzeug müsste permanent sensorbestückt sein

Ein AIC-Ansatz hätte hier im Vergleich zur TWR keine entscheidenden Vorteile. Der Ausgleich von Zeitvarianzen der Anlage spielt im gegebenen System kaum eine Rolle. Da zudem die *Worst-Case*-Profile nicht an die verschiedenen Fahrzeugtypen angepasst werden müssen, muss der TWR-Prozess nicht oft durchgeführt werden und ist somit durchaus praktikabel. Daher wird der Einsatz adaptiver Verfahren für die Gesamtfahrzeuganlage - im Gegensatz zum Komponentenshaker - hier nicht empfohlen und nicht weiter verfolgt. Statt dessen wird TWR an die gegebene Anwendung angepasst und optimiert.

6.5.1 Systemidentifikation für TWR

Beim Shakerprüfstand wird, wie auch beim Hydropulser, TWR zur möglichst exakten Reproduktion von Sollprofilen verwendet. Die Sensorpositionen beim Erzeugen der Sollprofile müssen dabei immer den Positionen beim Iterieren auf dem Prüfstand entsprechen, damit die richtige Anregung am richtigen Ort erzeugt wird. Beim Hydropulser sind die Sensoren während der Sollprofilerstellung und der Iteration an den Bremssätteln, bei der Shakeranlage an zu bestimmenden Positionen auf der Fahrzeugkarosserie platziert.

Im Gegensatz zur TWR beim Hydropulser (Abschnitt 5.1.2) müssen die jetzt vorhandenen Kopplungen der vier Sensoren über die Karosserie beachtet werden. Das TWR-Verfahren aus Abschnitt 5.1.2 wird daher entsprechend [14] auf MIMO erweitert. Die Systemmatrix des geregelten Systems \mathbf{G}_c ist nun eine voll besetzte 4×4 -Matrix, der Algorithmus selbst (2.35), (2.36) ändert sich dabei nicht. Auch die iterative Vorgehensweise wird beibehalten (Bild 2.19).

Die Systemeingänge von \mathbf{G}_c sind, in Analogie zum Hydropulser, die Reglereingänge \mathbf{w} (Bild 6.13), Ausgänge sind die Beschleunigungen an den Referenzsensoren, mit denen die Straßenfahrt aufgezeichnet wurde. Die Identifikation der 16 Elemente von \mathbf{G}_c kann sequentiell (in vier Schritten) oder in einem einzigen Schritt erfolgen. Die **sequentielle Identifikation** ist mit *Sweep*- oder Rauschsignalen möglich. Ein Stimulus wird der Reihe nach von jedem Shaker einzeln abgespielt, wobei immer alle vier Systemausgänge gemessen werden. Damit wird mit jedem Shakerlauf eine Spalte von \mathbf{G}_c gewonnen. Das so identifizierte System ist relativ linear, denn bei verschiedenen Sweep-Amplituden errechnen sich annähernd gleiche Übertragungsfunktionen (Bild 6.19). Lediglich im Resonanzbereich treten größere Abweichungen auf. Die gewählte Identifikationsamplitude sollte daher ungefähr derjenigen des zu

iterierenden Signals entsprechen. Auch bei geringen Abweichungen ist Konvergenz aufgrund der beschränkenden Wirkung des *Drive*-Faktors k noch möglich.

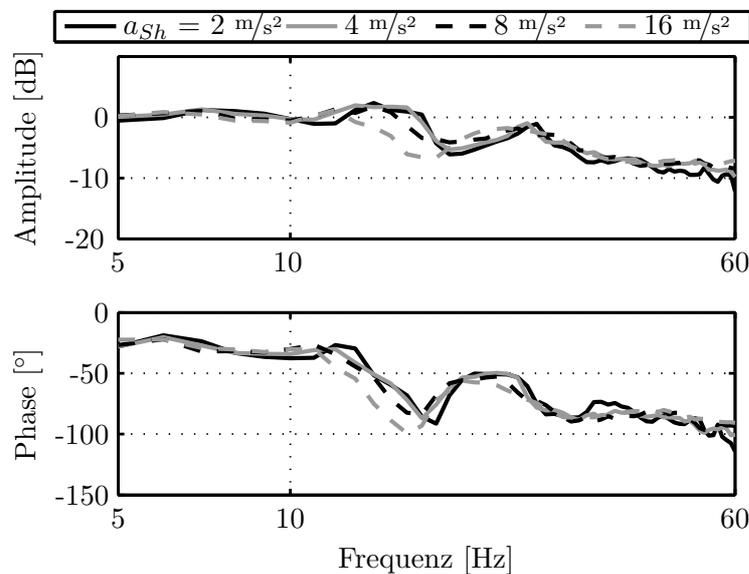


Bild 6.19: Amplitudeneinflüsse auf den FRD der Wagenheberaufnahme (a_{Sh1} nach a_{KFZ_UB1})

Bei **zeitgleichem Betrieb** aller Shaker kann die Systemmatrix in einem einzigen Schritt komplett gefüllt werden. Mit unkorrelierten Rauschprofilen als Stimuli lassen sich die an den Ausgängen auftretenden Zeitverläufe den einzelnen Systemeingängen zuordnen. Korrelierte Signale wie z. B. synchrone *Sweeps* sind dagegen ungeeignet. Aus diesem Grund ist auch eine Adaption des Systemmodells während des laufenden Iterationsprozesses nicht möglich. Bereits nach dem ersten Schritt sind die Systemeingänge korreliert, da jeder gewünschte Ausgang r anhand der MIMO-Matrix $\hat{\mathbf{G}}_c^{-1}$ in jedes einzelne Stimuli-File w_1 einfließt: $\mathbf{w}_1 = \hat{\mathbf{G}}_c^{-1} \cdot \mathbf{r} \cdot k$.

6.5.2 Quadratische TWR

Die wie soeben beschrieben identifizierte FRD-Matrix \mathbf{G}_c weist je vier Eingänge (\mathbf{w}) und vier Ausgänge (\mathbf{y}_r) auf und ist somit *quadratisch*. Als Systemausgang von \mathbf{G}_c wird *pro Shaker* ein *zusätzlicher*, bisher nicht benötigter Beschleunigungsaufnehmer verwendet, der dank eines 5 Meter langen ICP-Kabels beliebig auf dem Shaker oder dem Fahrzeug platziert werden kann. Dadurch ergeben sich, im Vergleich zur Verwendung der vier schon vorhandenen ortsfesten Beschleunigungsaufnehmer (\mathbf{a}_{Sh}), flexiblere Möglichkeiten der Profilaufnahme und -reproduktion. Die Sensorposition muss dabei zwischen der Profilaufnahme auf der Straße und der Iteration auf der Anlage unverändert bleiben.

Bereits als initiale Position der vier Sensoren werden die Ecken des Unterbodens gewählt ($\mathbf{y}_r = \mathbf{a}_{KFZ_UB}$), nicht die Shakerbeschleunigungen \mathbf{a}_{Sh} (bzw. die entsprechenden Beschleunigungen, die während der Straßenfahrt im Zentrum der Wagenheberaufnahme gemessen werden müssten).

Hierfür sprechen zwei Gründe:

1. Shakerrauschen und Störungen der Ruhegüte, falls vorhanden, werden durch die Tiefpasswirkung der Wagenheberaufnahmen stark gedämpft
2. Die Weichheit der Wagenheberaufnahme wird ausgeglichen. Lokale Verluste werden durch entsprechend verstärkte Shakeranregung kompensiert, da die Sensorposition im Kraftfluss *hinter* der Wagenheberaufnahme liegt. Zur möglichst vollständigen Kompensation wurde Messposition 3 als \mathbf{a}_{KFZ_UB} festgelegt, da diese Position den größten Abstand zur Shakerachse und somit die stärkste Auswirkung der Weichheit der Wagenheberaufnahme aufweist (Bild 6.8)

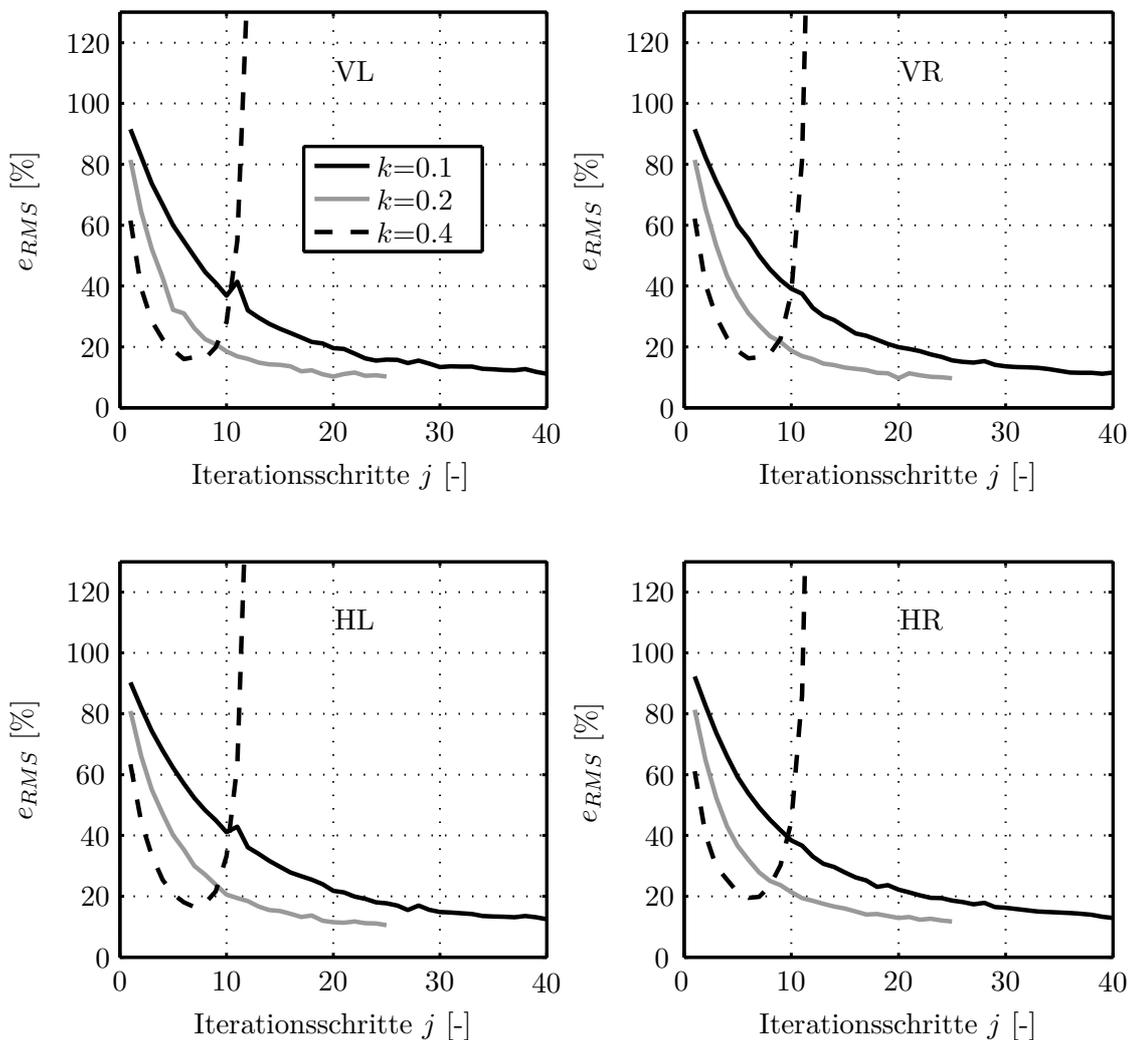


Bild 6.20: Iterationskonvergenz auf \mathbf{a}_{KFZ_UB} mit drei verschiedenen *Drive*-Faktoren. Der mittlere Restfehler bei $k = 0,2$ und $j = 25$ beträgt $\overline{e_{RMS}} = 10,5\%$

Bei der Durchführung des MIMO-Iterationsalgorithmus' (Bild 2.19) auf \mathbf{a}_{KFZ_UB} nimmt der über die vier Sensoren gemittelte RMS-Fehler im Zeitbereich $\overline{e_{RMS}}$ schrittweise ab. Die Konvergenzrate hängt vom *Drive*-Faktor k ab (Bild 6.20). Bei zu hohen

k wächst der Fehler nach einigen Schritten wieder an (im Beispiel bei $k = 0,4$). Das maximale konvergenzfähige k ist abhängig von der Güte der Systemidentifikation sowie von den Eigenschaften des Referenzprofils. $k = 0,2$ stellt einen guten Kompromiss dar, der fast immer gute Konvergenz gewährleistet. Die Ergebnisse (Bild 6.20) sind ähnlich gut wie mit $k = 0,1$, der erreichbare gemittelte RMS-Fehler beträgt 10,5%. Das reproduzierte Signal entspricht dabei im gesamten verwendeten Frequenzbereich sehr gut dem Referenzsignal (Bild 6.21). Die praktische Erfahrung zeigt, dass der *Drive*-Faktor k bei den ersten Iterationsschritten gering sein sollte (ca. 0,2) und bei zunehmender Konvergenz und Abnahme der Fehlerenergie oft bis auf 0,7 angehoben werden kann.

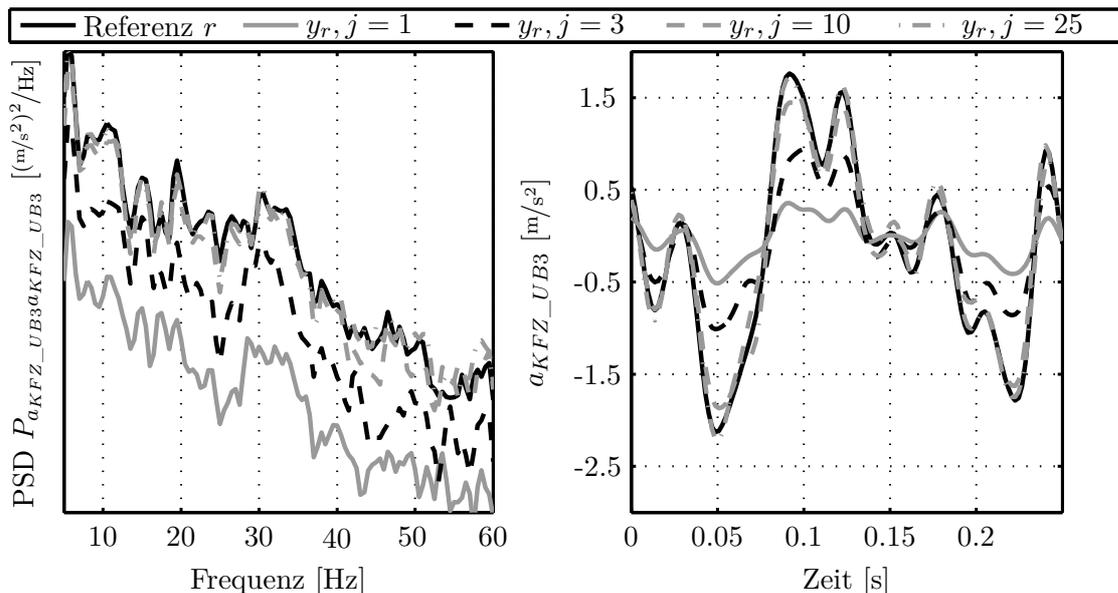


Bild 6.21: Erreichbare Nachfahrgüte bei Iteration auf \mathbf{a}_{KFZ_UB} , dargestellt ist nur $y_{r3} = a_{KFZ_UB3}$ (hinten links), $k = 0,2$. Der e_{RMS} von a_{KFZ_UB3} in den Iterations-Schritten $j = 1$, $j = 3$, $j = 10$ und $j = 25$ beträgt 81,3%, 52,5%, 22,1% und 12,6%

Bei Iteration auf \mathbf{a}_{KFZ_UB} sind dort also gute Reproduktionen der Soll-Beschleunigungen möglich. Die Beschleunigungen im Dachbereich \mathbf{a}_{KFZ_DA} sind zusätzlich zu \mathbf{a}_{KFZ_UB} von Interesse, da sie zusammen mit dem Unterboden den für Störgeräusche relevanten Bereich - den Fahrzeuginnenraum - umschließen. Aufgrund des Abstandes von den Shakern und den Sensoren \mathbf{a}_{KFZ_UB} muss am Dach besonderes Augenmerk auf die Nachfahrgüte gerichtet werden. Um gleichzeitig auf den Unterboden iterieren und das Dach überwachen zu können, werden vier weitere Beschleunigungsaufnehmer ins System integriert - die Shakerplatten bieten hierfür ausreichend viele ICP-Schnittstellen. Es sind nun insgesamt 12 Beschleunigungsaufnehmer vorhanden:

- Vier Sensoren auf den Shakern messen die Shakerzustände \mathbf{a}_{Sh} und werden für den Zustandsregler \mathbf{R} zur Stabilisierung benötigt

- Vier Sensoren in den Ecken des Unterbodens messen $\mathbf{a}_{KFZ_UB} = \mathbf{y}_r$ und werden für die Iteration verwendet
- Vier Sensoren in den Ecken des Dachs messen \mathbf{a}_{KFZ_DA} und dienen zur Beurteilung der Nachfahrgüte auf dem Dach

Die Fehler am Dach - also die Abweichungen zwischen den Messungen auf der Straße und dem Prüfstand bei unveränderten Sensorpositionen in den Dachecken - betragen nach erfolgter Iteration auf $\mathbf{a}_{KFZ_UB} = \mathbf{y}_r$ und einem Fehler am Unterboden von $\overline{e}_{RMS} = 10,5\%$ im Mittel 79,3% (Bild A.5). Geringe RMS-Fehler am Unterboden gewährleisten also nicht zugleich gute Nachfahrgüten in anderen Bereichen des Fahrzeugs. Ursache dafür ist die nicht realistische Art der Krafteinleitung über die Wagenheberaufnahmen.

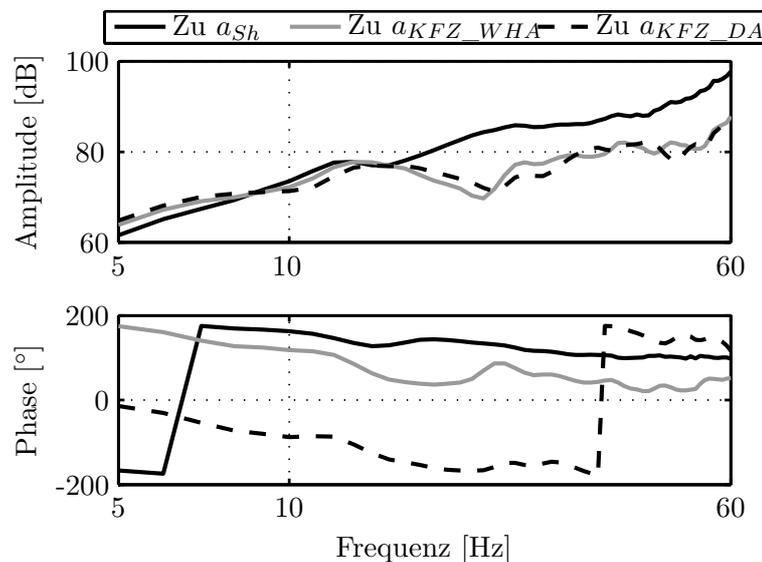


Bild 6.22: Vergleich der FRDs vom Reglereingang w zum Shaker, Unterboden und Dach

Anstelle \mathbf{a}_{KFZ_UB} wird nun \mathbf{a}_{KFZ_DA} als Referenz und Iterationsziel verwendet, um die Nachfahrgüte am Dach zu verbessern: $\mathbf{y}_r = \mathbf{a}_{KFZ_DA}$. Jetzt dienen die Sensoren am Unterboden nur noch der Kontrolle. Auch auf die Dachpositionen ist gute TWR-Konvergenz möglich (Bild A.6). Die identifizierten Systeme sind in beiden Fällen ähnlich im Amplitudengang, und weichen nur im Phasengang teilweise stärker voneinander ab (Bild 6.22). $k = 0,2$ ist weiterhin eine gute Wahl. Der mittlere Fehler am Dach ($\overline{e}_{RMS} = 12,4\%$) ist kaum größer als derjenige bei Iteration auf den Unterboden. Nun weichen allerdings die vier jetzt nicht vom Regler berücksichtigten Sensoren am Unterboden erheblich von der Straßenmessung ab ($\overline{e}_{RMS} = 103,2\%$).

Mit $\mathbf{y}_r = \mathbf{a}_{KFZ_UB}$ oder $\mathbf{y}_r = \mathbf{a}_{KFZ_DA}$ lässt sich also *wahlweise, aber nicht gleichzeitig*, im unteren oder oberen Fahrzeugbereich eine gute Nachstellung der während der Straßenfahrt auftretenden Beschleunigungen erzielen. Für die gezielte Untersuchung eines Teilbereichs, z. B. des Schiebedachs, ist dieses Vorgehen zweckmäßig und ausreichend. Für die üblicherweise gewünschte gleichmäßig exakte Anregung des Fahrzeuginnenraumes ist das Verfahren jedoch ungeeignet und soll entsprechend optimiert werden.

6.5.3 Rechteckige TWR

Um am Unterboden und am Dach gleichzeitig auf Messungen iterieren zu können, müssen dem TWR-Algorithmus alle acht Sensoren (\mathbf{a}_{KFZ_UB} und \mathbf{a}_{KFZ_DA}) zugleich zur Verfügung stehen. Das Verfahren wird deshalb mit Hilfe gewichteter Mittelungen auf acht Referenzsensoren erweitert. Das 4×4 -Verfahren aus Abschnitt 6.5.2 wird nun parallel für zwei Systeme \mathbf{G}_{c1} und \mathbf{G}_{c2} (die Unterstriche dienen der Unterscheidung der Indizes von den Aktornummern) durchgeführt. Die stabilisierende Zustandsregelung mit TEE bleibt dabei unverändert. Das durch TWR zu kompensierende System weist somit weiterhin vier Eingänge, aber nun acht Ausgänge auf und ist somit *rechteckig*.

\mathbf{G}_{c1} und \mathbf{G}_{c2} haben die gleichen vier Eingänge \mathbf{w} in den Regler, aber jeweils vier unterschiedliche, systemeigene Ausgänge \mathbf{y}_{r1} bzw. \mathbf{y}_{r2} . Im gegebenen System gilt: $\mathbf{y}_{r1} = \mathbf{a}_{KFZ_UB}$ und $\mathbf{y}_{r2} = \mathbf{a}_{KFZ_DA}$. \mathbf{G}_{c1} beschreibt also das System von Reglereingang zu den Beschleunigungen am Unterboden, während die Ausgänge von \mathbf{G}_{c2} die Sensoren am Dach sind.

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{j+1} &= \mathbf{w}_j + \hat{\mathbf{G}}_{c1}^{-1}(\mathbf{r}_1 - \mathbf{y}_{r1,j})k_1d_1 + \hat{\mathbf{G}}_{c2}^{-1}(\mathbf{r}_2 - \mathbf{y}_{r2,j})k_2d_2, \\ d_2 &= (1 - d_1), \quad 0 \leq d_1 \leq 1 \end{aligned} \quad (6.23)$$

Die Gewichtungsfaktoren d_1 und d_2 können die Subsysteme unterschiedlich priorisieren (Bild 6.23). Im Extremfall (z. B. $d_1 = 1, d_2 = 0$ oder $d_1 = 0, d_2 = 1$) wird die Iteration wieder auf ein quadratisches System zurückgeführt. Falls nicht explizit erwähnt, gilt im Folgenden immer $k_1 = k_2 = 0,2$, da ein *Drive*-Faktor von 0,2 für beide Systeme gut geeignet ist.

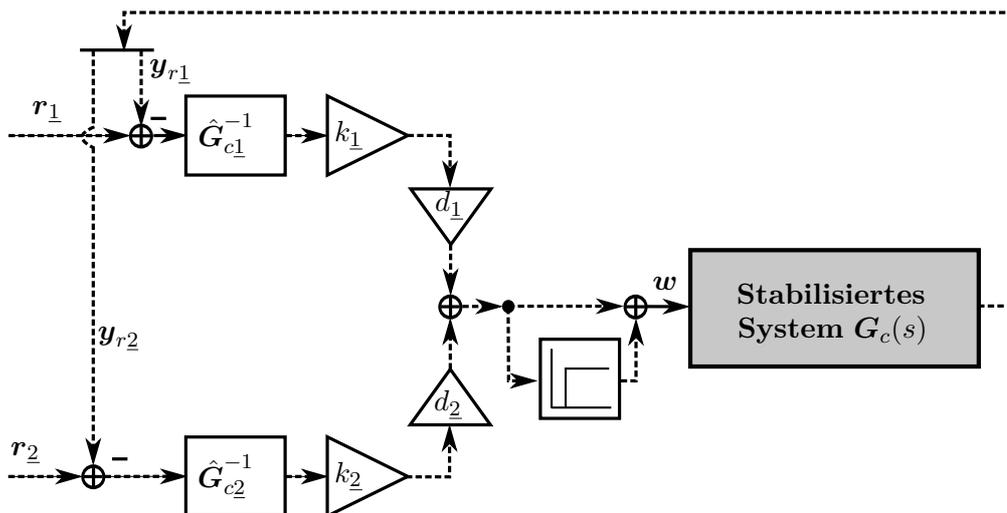


Bild 6.23: Struktur der rechteckigen TWR (*offline*) nach (6.23)

Auch auf acht Sensoren ist Konvergenz erreichbar. Bei paritätischer Gewichtung

($d_1 = d_2 = 0,5$) sinken die Fehler bis zum sechsten Iterationsschritt ($j = 6$) auf Mittelwerte von 45,7 % am Unterboden und 44,7 % am Dach (Bild A.7). Bei zusätzlichen Iterationsschritten ($j > 6$) steigt der Gesamtfehler vorne an, so dass sechs Schritte für den gezeigten Fall das Optimum sind. Mit diesem Iterationsalgorithmus sind lokale Nachfahrgüten in der Qualität der quadratischen Iteration nicht erreichbar. Die Sensoren am Dach und am Unterboden stellen teilweise gegensätzliche Anforderungen, die ein gleichmäßiges weiteres Absinken des Fehlers verhindern.

In den Bereichen bis etwa 15 Hz treten dabei geringere Abweichungen auf als bei höheren Frequenzen, bei denen Eigenschwingungen des Fahrzeugs verstärkt eine Rolle spielen. Es wird jedoch sichergestellt, dass an keinem der Sensoren gravierende Abweichungen auftreten (Bild 6.24, Bild A.8). Zum Erzielen hoher Nachfahrgüten im Innenraum sollte das Dach maximal mit 50 % gewichtet werden (Abschnitt 7.1), d. h. $d_2 \leq 0,5$.

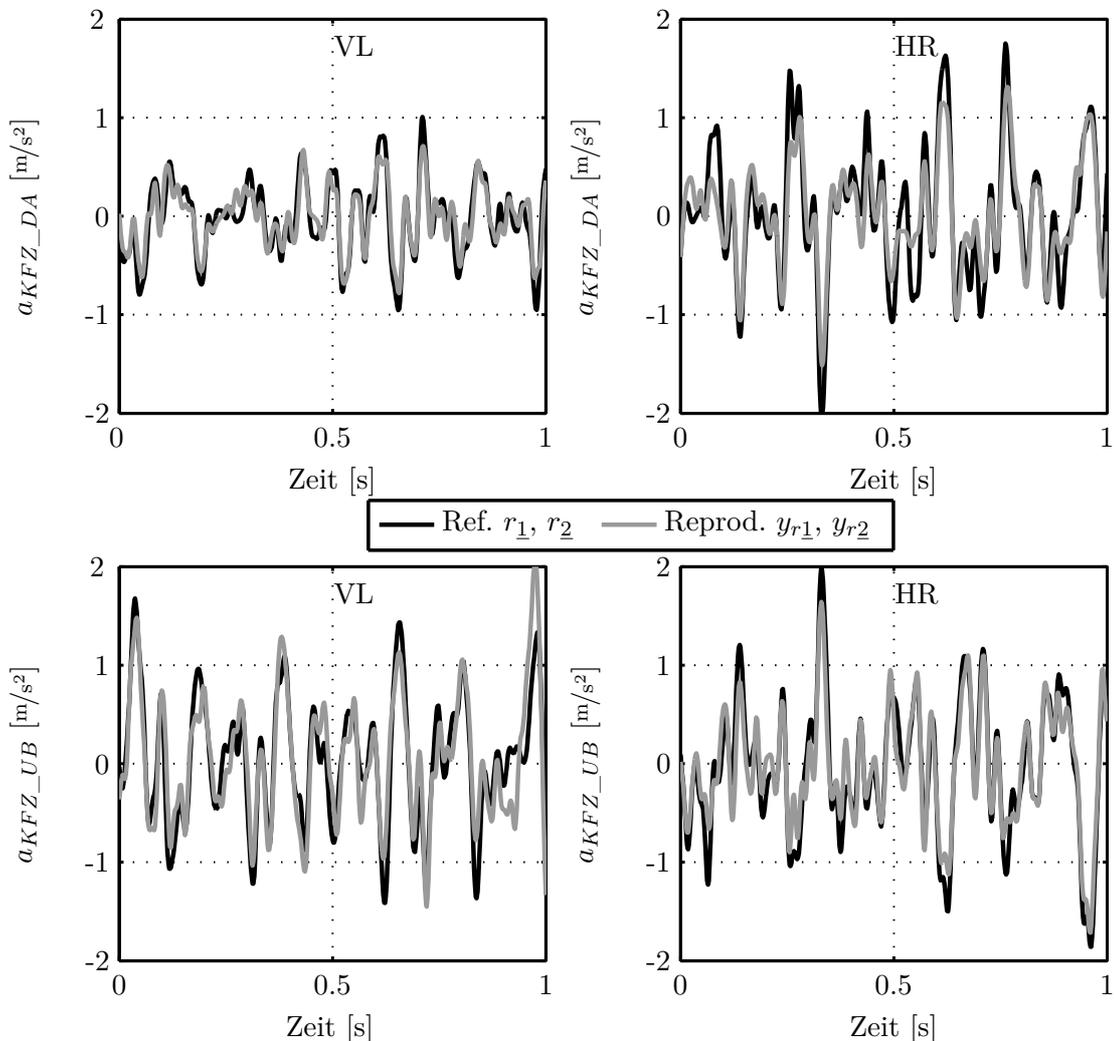


Bild 6.24: Erreichbare Nachfahrgüte bei rechteckiger Iteration auf $y_{r1} = \mathbf{a}_{KFZ_UB}$ und $y_{r2} = \mathbf{a}_{KFZ_DA}$ mit $d_1 = d_2 = 0,5$. RMS-Fehler vorne links: Unterboden 48,9 %, Dach 42,1 %. Hinten rechts: Unterboden 40,4 %, Dach 48,2 %

6.5.4 Nachfahren von synthetischen Profilen

Die Optimierung des Iterationsverfahrens erfolgte bisher anhand realer, vermessener Fahrbahnprofile und soll nun auf die *Worst-Case*-Profile (Abschnitt 3.2.2) übertragen werden. Da bei der Erstellung dieser Profile [80] nicht an den Dachecken mitgemessen worden war, sind keine Solldaten r für a_{KFZ_DA} vorhanden. Somit kann nur eine quadratische Iteration auf den Fahrzeugunterboden erfolgen. Dabei zeigt sich, dass die an a_{KFZ_UB} erzielbare Nachfahrgröße mit diesen *Worst-Case*-Profilen deutlich schlechter ist (Bild 6.25) als mit Straßenprofilen: e_{RMS} beim *Worst-Case*-KSG30-Profil an a_{KFZ_UB} beträgt 55 %, also mehr als das fünffache der beim Straßenprofil erzielten 10,5 %.

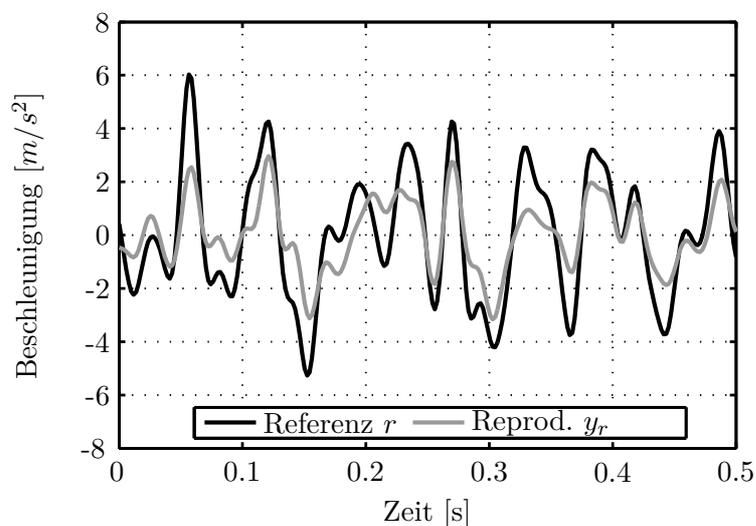


Bild 6.25: Nachfahrgröße beim *Worst-Case*-Profil KSG30 ($y_r = a_{Sh_UB}$), $e_{RMS} = 50,1\%$

Bei einer realen Straßenfahrt sind die Schwingungen am Unterboden aufgrund der Kopplung der Mess-Stellen durch die Karosserie zueinander korreliert. Dieser Zusammenhang fehlt beim Generieren synthetischer Signale mit Zufallsphasen, er ist daher auch in den *Worst-Case*-Profilen bisher nicht berücksichtigt. Ihm muss jedoch Rechnung getragen werden, um Zeitverläufe (anders als beim Hydropulser) auf die Karosserie regeln zu können und dabei eine gute Reproduktionsgüte zu erzielen. Außerdem ist der Realitätsgrad der Anregung mit synthetischen Profilen limitiert, solange die Phasenzusammenhänge nicht berücksichtigt werden. Zur Untersuchung dieser Phasenzusammenhänge erfolgt nun eine Analyse von auf der Straße aufgenommenen Messdaten.

Analyse von Straßenprofileigenschaften

Alle folgenden Auswertungen beziehen sich auf die Unterbodenbeschleunigungen a_{KFZ_UB} , die während einer Fahrt über grobes Kopfsteinpflaster mit 30 km/h mit einem BMW 3ER Kombi auftreten. Als Analyse- und Auswertekriterium für die Kopp-

lung der vier Mess-Stellen wird die Kreuzkorrelation R_{xy} (Abschnitt 2.1.2, (2.9)) verwendet. Zur besseren Vergleichbarkeit untereinander wird sie auf den Maximalwert der Autokorrelation des ersten Signals x normiert. Eine so normierte Autokorrelation hat immer 1 als Maximum, eine normierte Kreuzkorrelation ist immer ≤ 1 .

$$\tilde{R}_{xy}(\tau) = \frac{\lim_{T_F \rightarrow \infty} \frac{1}{T_F} \int_{-T_F/2}^{T_F/2} x(t) \cdot y(t + \tau) dt}{\max \left(\left| \lim_{T_F \rightarrow \infty} \frac{1}{T_F} \int_{-T_F/2}^{T_F/2} x(t) \cdot x(t + \tau) dt \right| \right)} \leq 1 \quad (6.24)$$

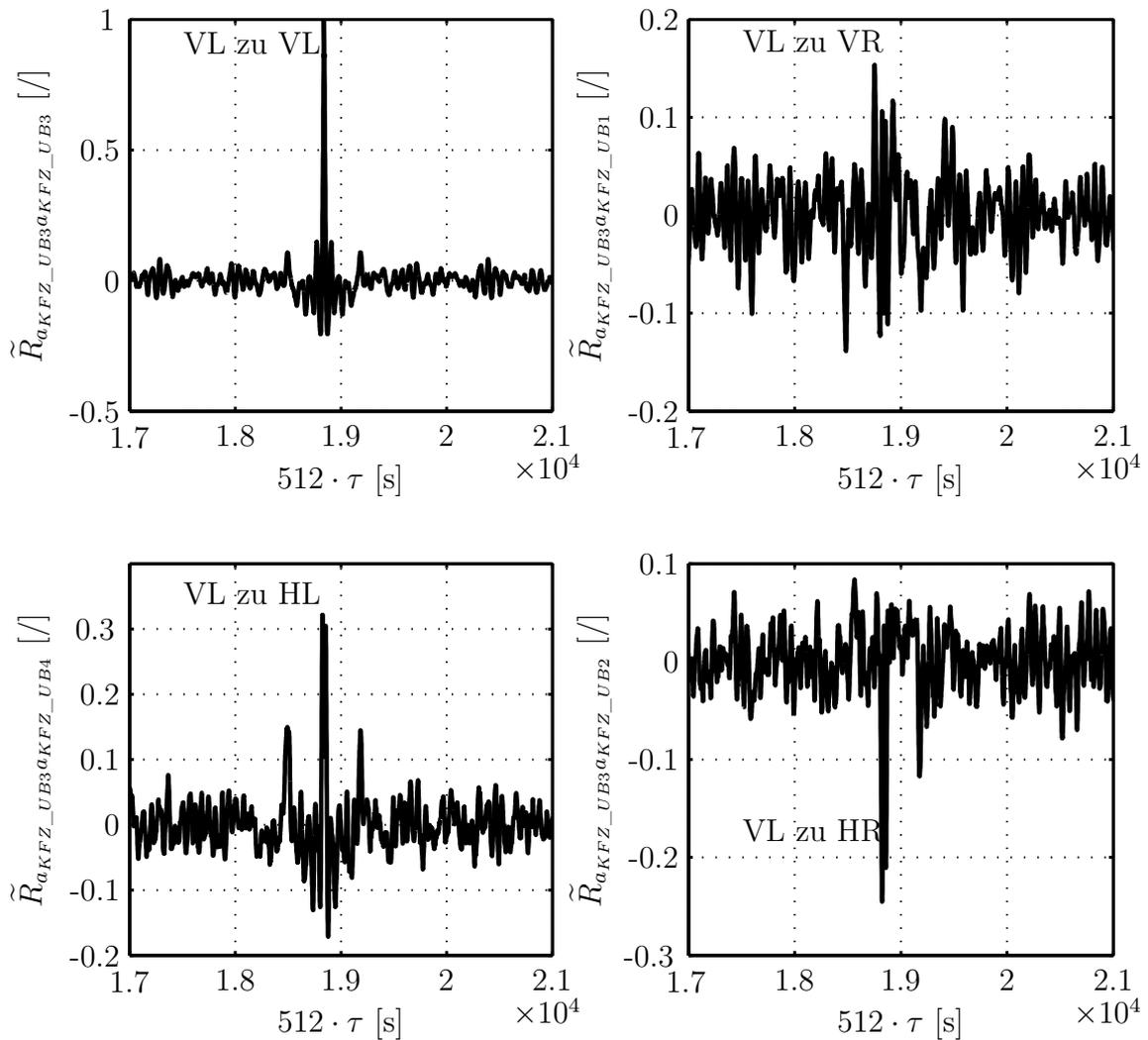


Bild 6.26: Bei der Straßenfahrt vermessene Korrelationen (Ausschnitte)

Zur Auswertung der Straßenfahrt wird zunächst jede der vier Messungen mit der Mess-Stelle vorne links korreliert, damit sind in Bild 6.26 die folgenden Kombinationen berücksichtigt:

- Autokorrelation vorne links $\tilde{R}_{a_{KFZ_UB3}a_{KFZ_UB3}}$

- Kreuzkorrelation links: vorne - hinten $\tilde{R}_{a_{KFZ_UB3}a_{KFZ_UB4}}$
- Kreuzkorrelation diagonal $\tilde{R}_{a_{KFZ_UB3}a_{KFZ_UB2}}$
- Kreuzkorrelation vorne: links - rechts $\tilde{R}_{a_{KFZ_UB3}a_{KFZ_UB1}}$

Nun werden in Bild 6.27 noch fehlende Paarungen untersucht, sowie der Zusammenhang vorne links - hinten links näher betrachtet:

- Autokorrelation hinten links $\tilde{R}_{a_{KFZ_UB4}a_{KFZ_UB4}}$
- Kreuzkorrelation hinten: links - rechts $\tilde{R}_{a_{KFZ_UB4}a_{KFZ_UB2}}$
- Kreuzkorrelation rechts: hinten - vorne $\tilde{R}_{a_{KFZ_UB2}a_{KFZ_UB1}}$
- Kreuzkorrelation links: hinten - vorne $\tilde{R}_{a_{KFZ_UB4}a_{KFZ_UB3}}$

Dabei wird der relevante Ausschnitt im Bereich der Extrema \times von \tilde{R}_{xy} genauer betrachtet.

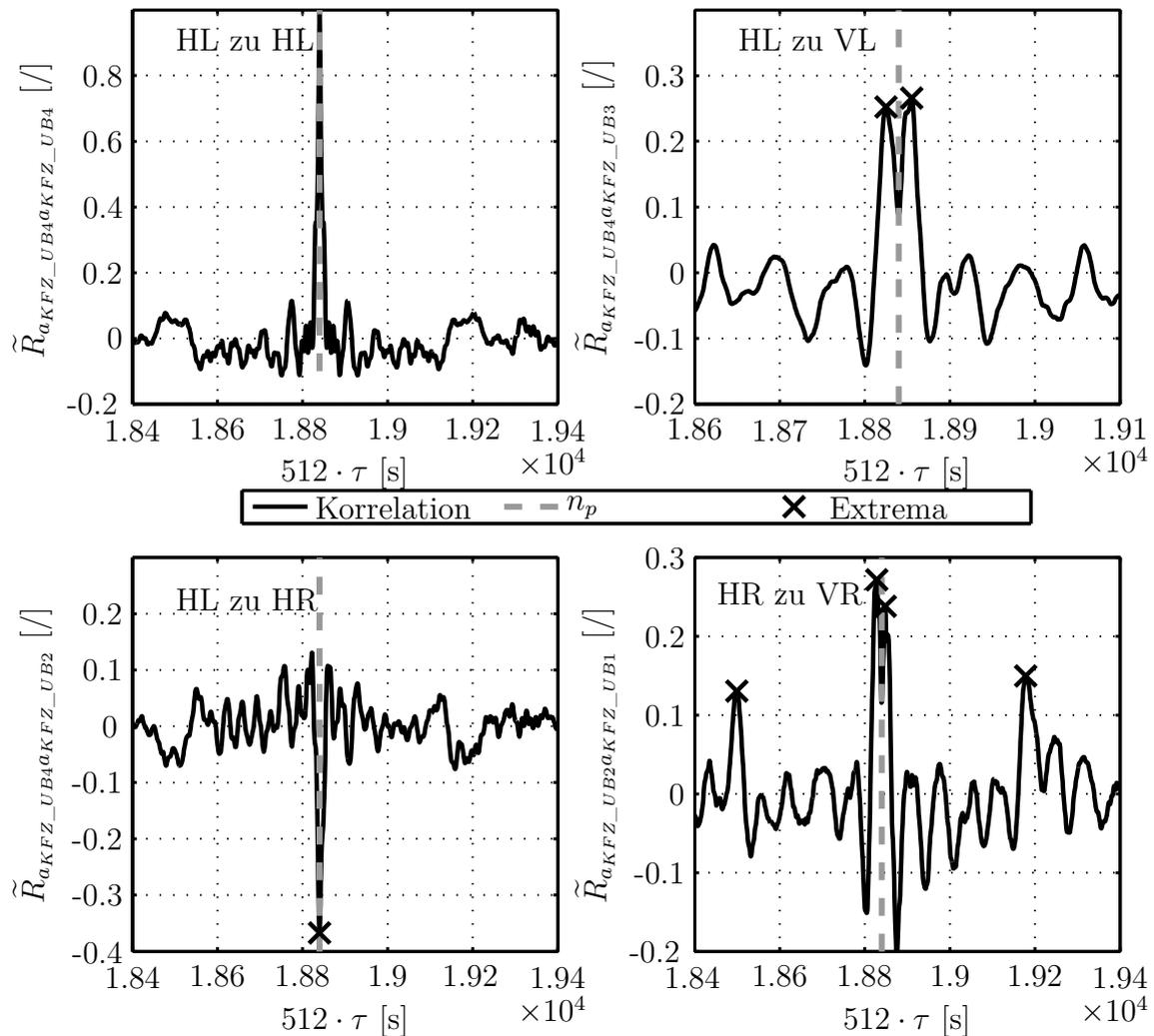


Bild 6.27: Bei der Straßenfahrt vermessene Korrelationen (Ausschnitte)

Zwischen den Messungen vorne links und hinten links zeigt sich eine deutliche (normierte) Korrelation von etwa 0,3 (Bild 6.26). Sie besteht aufgrund der Symmetrie auch auf der rechten Fahrzeugseite (Bild 6.27). Alle Maxima treten zudem symmetrisch zur Abszissenhalbierenden n_p (Abschnitt 2.1.2) auf, es liegen also immer je ein Maximum mit positiver und mit negativer Verzögerung vor. Eine Doppelspitze ist sehr schmal (Verzögerung zur Mittelachse $\Delta t = 14$ ms, gut in Bild 6.27 oben rechts zu erkennen), kleinere Maxima treten mit $\Delta t = 340$ ms Verzögerung auf (in Bild 6.27 nur unten rechts aufgrund geeigneter Abszissenskalierung zu erkennen). Diese lokalen Maxima kommen vom aufeinanderfolgenden Überfahren der Fahrbahnoberfläche mit Vorder- und Hinterrad und sind daher geschwindigkeitsabhängig. Da sich sowohl Vorder- als auch Hinterrad auf jeweils beide Sensoren am Unterboden auswirken, tritt das Maximum paarweise auf. Für das verwendete Testfahrzeug mit gegebenem Radstand (2,76 m) wäre bei 30 km/h ein Wert von $\Delta t = 331$ ms zu erwarten, der gut mit der Messung von 340 ms übereinstimmt. Die enger zusammenliegende zentrale Doppelspitze dagegen gibt, unabhängig von Fahrbahn, Geschwindigkeit und Spurhaltung, die Kopplung der Sensorpositionen über die Karosserie wieder.

Die beiden hinteren Sensoren erfahren eine praktisch zeitgleiche Beschleunigung mit einem (negativen) Extremwert der Korrelation von -0,4. Das entspricht einer Wankbewegung des hinteren Fahrzeugbereichs. Über die Fahrzeugdiagonale von vorne links nach hinten rechts tritt $\min(\tilde{R}_{a_{KFZ_UB3}a_{KFZ_UB2}}) = -0,24$ auf, während die beiden vorderen Positionen nicht zueinander korreliert sind (Bild 6.26).

Optimierung der synthetischen Profile mit Hilfe der Kreuzkorrelationen

Die identifizierten Korrelationseigenschaften sollen nun in die Erstellung synthetischer Profile einfließen. Damit sollten auch die *Worst-Case*-Profile mit vergleichbarer Nachfahrgüte wie reale Straßenprofile abgespielt werden können. Die *Worst-Case*-Leistungsdichtespektren für jeden Messpunkt sind bekannt, die Phasen sollen unter Berücksichtigung der Korrelationen nun ergänzt werden.

Ausgangsbasis sind die vier Soll-PSDs und die gewünschten Korrelationen und zugehörigen Laufzeiten, wie aus Bild 6.27 extrahierbar. Eines der vier *Worst-Case*-PSDs wird nun als Ausgangssignal gewählt und nach Ergänzung mit zufälliger Phase in den Zeitbereich transformiert. Die fehlenden drei Signale werden mit Hilfe dieses Ausgangszeitverlaufs so bestimmt, dass sich die gewünschten PSDs unter Einhaltung aller bekannten Korrelationszusammenhänge ergeben.

Hierzu wird ein Algorithmus benötigt, der den Zeitverlauf eines Signals aus dessen Soll-PSD und der Korrelation mit einem zweiten Signal bestimmt. Beispielfhaft wird er anhand der Korrelation von hinten rechts nach vorne rechts ($\tilde{R}_{a_{KFZ_UB2}a_{KFZ_UB1}}$, Bild 6.27, Abbildung unten rechts) erläutert, die folgende Maxima aufweist:

- 14 ms, Skalierung 0,26
- -14 ms, Skalierung 0,26
- 340 ms, Skalierung 0,14

- -340 ms, Skalierung 0,14

Mit diesen Werten kann der Beschleunigungsverlauf vorne rechts a_{KFZ_UB1} aus dem bekannten Signal hinten rechts a_{KFZ_UB2} bestimmt werden. Der Ablauf dazu ist wie folgt:

1. Im Zeitbereich: Den Ausgangszeitverlauf $a_{KFZ_UB2}(t)$ jeweils mit allen vorkommenden Korrelationspeaks (0,26 und 0,14 im Beispiel) skalieren; dies ergibt zwei Signale
2. Im Zeitbereich: Verzögerung der beiden skalierten Signale zueinander um die jeweiligen Laufzeiten (+- 14 ms und +- 340 ms) und Addition der so erzeugten vier Signale. Das so erzeugte Summensignal wird daraufhin in ein PSD konvertiert
3. Im Frequenzbereich: Berechnen der Differenz zwischen dem PSD des Signals aus Schritt 2 und dem Ziel-PSD von a_{KFZ_UB1} , Füllen der Lücken durch Addition eines entsprechend berechneten (unkorrelierten) Signals (Überhöhungen des aktuellen PSD können durch Subtraktion jedoch nicht ausgeglichen werden). Das anhand der Lücken angepasste Signal wurde durch geeignete Filterung aus weißem Rauschen erzeugt, die Addition erfolgt (nach IFFT) im Zeitbereich. Der aus der Addition erhaltende Zeitverlauf wird wieder in ein PSD umgewandelt
4. Im Frequenzbereich: Nachskalieren des PSDs. Bei jeder Frequenz wird der Quotient des Ziel-PSDs zum aus dem vorigen Schritt erhaltenen PSD berechnet, und dieses dann mit den erhaltenen Faktoren skaliert. Dadurch fällt es exakt mit dem Ziel-PSD zusammen (Bild 6.28)
5. Bestimmung des Zeitverlaufes $a_{KFZ_UB1}(t)$ aus dem PSD mit Hilfe der IFFT. Die Phaseninformation (und damit die Korrelationszusammenhänge) aus dem ersten Schritt ist dabei noch erhalten

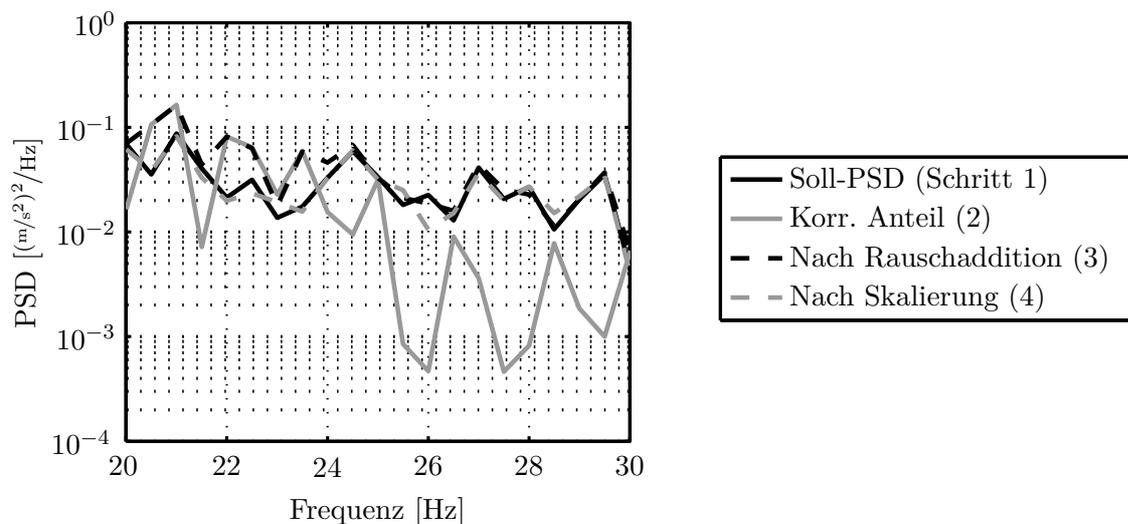


Bild 6.28: Soll-PSD und schrittweise Annäherung des synthetisch erzeugten Signals

Das PSD der korrelierten Signale (in Schritt 3) kann bei starken Kopplungen in einigen Frequenzbereichen bereits *über* dem Ziel-PSD liegen. Dann wird auch der korrelierte Anteil durch die Skalierung in Schritt 4 gedämpft. Falls die dann noch vorhandenen Korrelationen zu schwach sind, muss der im ersten Schritt verwendete Faktor (0,26 und 0,14 im Beispiel) präventiv überhöht werden. Teilweise sind daher einige Iterationsschleifen nötig, bis vier Signale mit den gewünschten PSDs und Korrelationen vorliegen.

Dieser Algorithmus (Schritt 1 bis 5) wird auf die verschiedenen Profilpaarungen der Reihe nach angewandt, bis aus einem Ausgangssignal die anderen drei Signale bestimmt sind (Bild 6.29). Startpunkt ist die Messung hinten links, die Profile vorne links und hinten rechts werden daraus abgeleitet. Das Profil vorne rechts wird schließlich aus dem Profil hinten rechts bestimmt. Es ergeben sich schließlich vier Zeitverläufe, die die gewünschten PSDs und Korrelationen aufweisen. Die Ziel-Korrelationen (Bild 6.26) können sehr genau erreicht werden (Bild A.9).

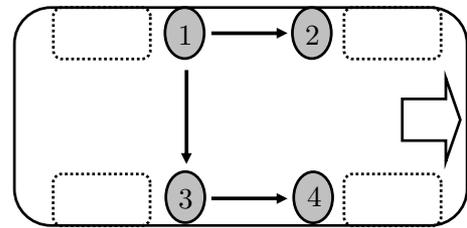


Bild 6.29: Reihenfolge der Erstellung der synthetischen teilkorrelierten Profile

Ergebnisse

Mit den unkorrelierten *Worst-Case*-Profilen konnte nur eine schlechte Nachfahrgröße erreicht werden (Bild 6.25). Es zeigt sich nun eine deutlich bessere Konvergenz (Bild 6.30), wenn wie beschrieben zueinander korrelierte *Worst-Case*-Profile daraus abgeleitet werden. Der mittlere Fehler $\overline{\epsilon}_{RMS}$ am Fahrzeugunterboden kann hier beim KSG30-Profil von 55 % auf 38 % reduziert werden, je nach Profil und Intensität sind auch noch kleinere Restfehler erreichbar.

Ein alternativer Weg zum Iterieren synthetischer Profile auf der Shakeranlage ist das vorherige Vermessen der Zeitverläufe an den Positionen \mathbf{y}_r auf dem Hydropulser. Diese Ergebnisse stellen dann die Sollsignale für die Shakeranlage dar. Das Verfahren ist nur anwendbar, wenn die *Worst-Case*-Profile für den Hydropulser in Form von Sollprofilen für die Bremssättel vorliegen und dort iteriert wurden. Auf diesem Weg sind die besten Iterationsergebnisse für den Shakerprüfstand erreichbar (Bild 6.31), da alle Zusammenhänge zwischen den Mess-Stellen in den Profilen direkt enthalten sind. Die mittlere Nachfahrgröße beim Testprofil KSG30 liegt bei 29 %. Bei diesem Verfahren entstehen andere Anregungen als beim Verwenden vollsynthetischer Profile. Die Unterschiede resultieren aus den Abweichungen des Fahrwerks des Testfahrzeugs vom real nicht existierenden *Worst-Case*-Fahrwerk (Abschnitt 3.2.2). Bei der Vermessung am Hydropulser können zudem die Dachpositionen mit aufgenommen werden, daraufhin ist auf der Shakeranlage auch ein Iteration auf acht Sensoren möglich.

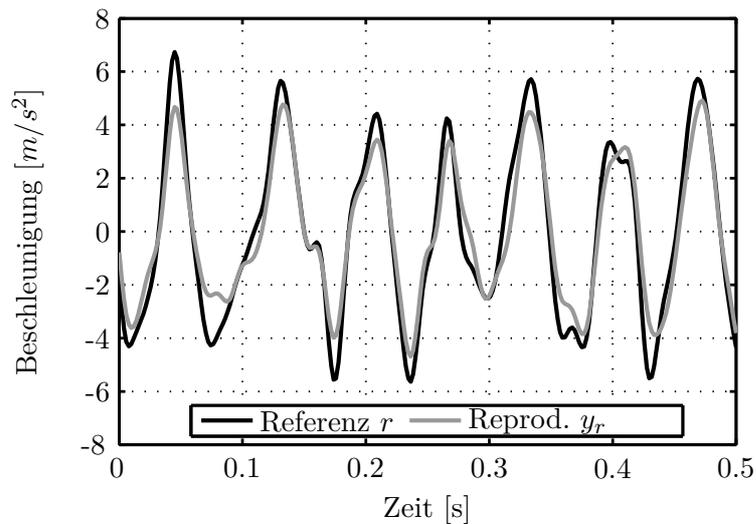


Bild 6.30: Nachfahrgüte beim mit Hilfe von Korrelationen berechneten *Worst-Case*-Profil KSG30 ($y_r = a_{Sh_UB}$), $e_{RMS} = 35,4\%$

Das hier beschriebene Vorgehen der Erzeugung korrelierter synthetischer Signale ist beim Hydropulser nicht nötig. Die originalen *Worst-Case*-Profile mit Zufallsphasen können auf dem Hydropulser trotz ihrer Unkorreliertheit bzw. unrealistischen Phasenbeziehungen gut iteriert werden, da die vier Aktoren und Räder kaum gekoppelt sind und (annähernd) vier SISO-Systeme darstellen. Deshalb liegt keine karosseriebedingte Kopplung zwischen den Mess-Stellen an den Bremssätteln vor, die mit Hilfe der Korrelationen abgebildet werden müsste. Die durch das sequentielle Überfahren der gleichen Fahrbahnoberfläche mit Vorder- und Hinterrad entstehende Korrelation ist in den *Worst-Case*-Profilen des Hydropulsers allerdings nicht berücksichtigt.

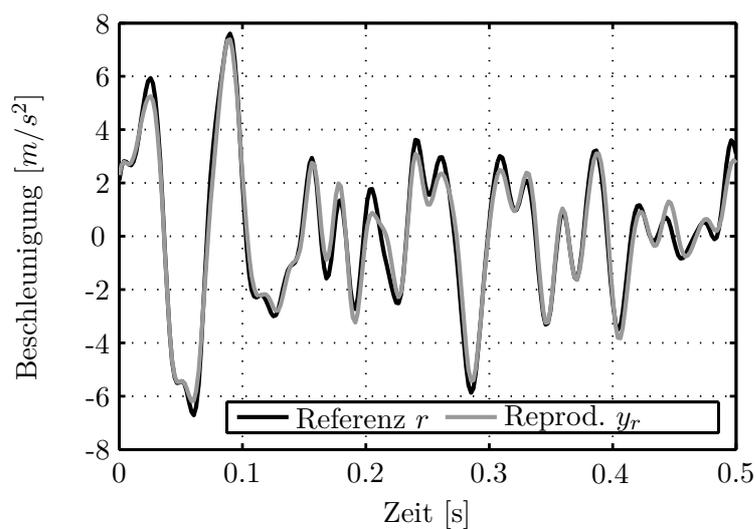


Bild 6.31: Nachfahrgüte beim vom Hydropulser übertragenen *Worst-Case*-Profil KSG30 ($y_{r1} = a_{Sh_UB1}$), $e_{RMS} = 24,6\%$

6.6 Kraftregelung

Ein spezieller Betriebsmodus der Anlage ist das niederfrequente Tordieren der Karosse (Abschnitt 1.1). Hiermit soll das Knarverhalten im Innenraum untersucht werden. Die verwendeten Frequenzen liegen zwischen 0,2 Hz und 0,8 Hz.

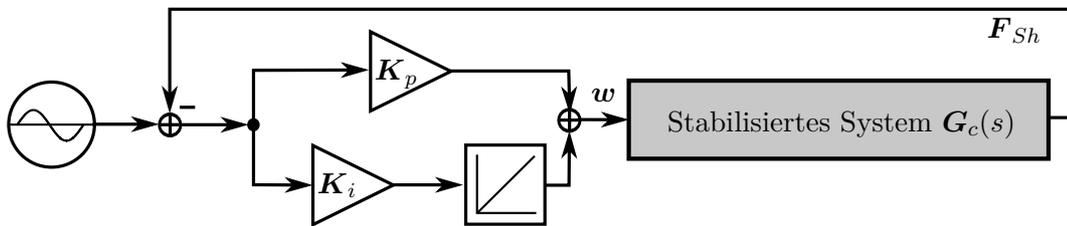


Bild 6.32: Erweiterung zur Kraftregelung

Als Regelgrößen werden die in den Aktorachsen auftretenden Kräfte F_{Sh} verwendet. Die dafür verwendeten Kraftsensoren sind direkt in den vier Aktorachsen verbaut (unter dem Schutztopf, daher in Bild 6.2 nicht sichtbar). Mit diesen Regelgrößen kann unabhängig von der Steifigkeit des Testfahrzeugs ein definiertes Torsionsmoment aufgebracht werden. Eine Beschädigung der Wagenheberaufnahmen, die auf eine bestimmte statische Maximalkraft ausgelegt sind (Abschnitt 1.1), kann dabei verhindert werden.

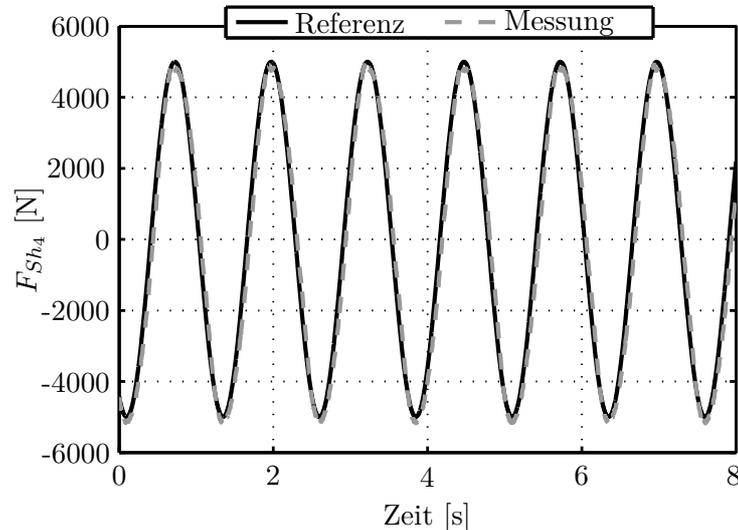


Bild 6.33: Nachfahrgröße eines Kraftsinus mit einer Sollamplitude von 5,0 kN bei 0,8 Hz

Im Kern der Regelung bleibt weiterhin der bekannte Zustandsregler bestehen; er ist für die Stabilisierung der Shaker unabdingbar. Eine zusätzliche äußere PI-Regelschleife vergleicht Kraftsoll- und Istwerte und berechnet daraus die Wegvorgaben. Es entsteht somit ein *Kaskadenregler* (Bild 6.32). Da der Betrieb tieffrequent und damit quasistatisch erfolgt, können die PI-Regelparameter niedrig gewählt werden. Stabiles Verhalten bleibt dann auch ohne Entkopplung der Kraftregler erhalten.

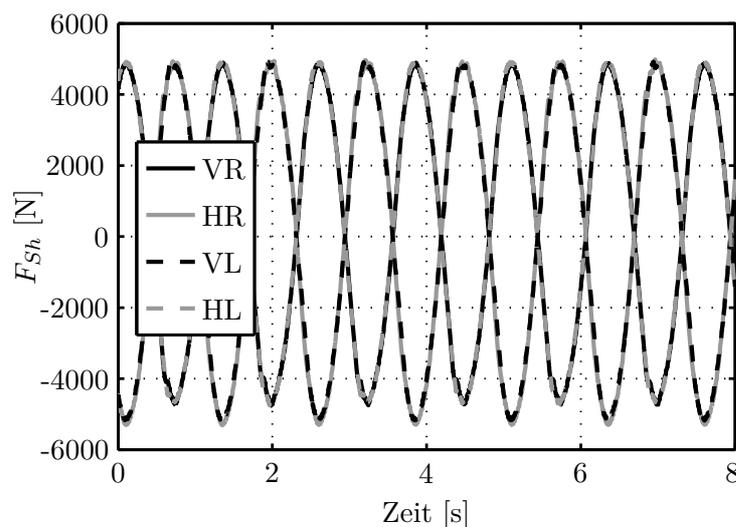


Bild 6.34: Gemessene Axialkraftverläufe im Kraftregelbetrieb mit 0,8 Hz

Das Sollsignal an allen vier Shakern wird dabei auch bei der höchsten verwendeten Frequenz von 0,8 Hz in Amplitude und Phase sehr gut reproduziert (Bild 6.33, Bild 6.34).

6.7 Zwei- und Drei-Shaker-Konfigurationen

Shakeranlagen zur Gesamtfahrzeuganregung sind oftmals als Zwei-Shaker-Anlagen ausgeführt. Dabei sind die Shaker in der Regel diagonal angeordnet und regen die Karosse über die Wagenheberaufnahme an. Es stellt sich die Frage, ob mit dieser Konfiguration ein ähnlicher Realitätsgrad (bezüglich der an der Karosserie auftretenden Schwingungen) wie mit vier Shakern erreicht werden kann. Als Übergang wird eine Drei-Shaker-Anlage untersucht; der Shaker hinten rechts wird abgedockt und temporär deaktiviert. Der Zustandsregler und das TWR-Verfahren werden entsprechend reduziert. Die für die anderen drei Shaker verwendeten Profile sind weiterhin die dort jeweils auf der Straße gemessenen Profile.

Tabelle 6.4: RMS-Fehler e_{RMS} bei inaktivem Shaker hinten rechts (Iteration auf a_{KFZ_UB1} , a_{KFZ_UB3} und a_{KFZ_UB4})

	VL	VR	HL	HR
e_{RMS} [%]	17,8	16,3	22,9	135,6

Hinten rechts am Unterboden ergeben sich massive Abweichungen vom Sollverlauf (Bild 6.35). Der RMS-Fehler hat sich, im Vergleich zur Position vorne links, mehr als versiebenfacht (Tabelle 6.4). Mit nur zwei aktiven Shakern leidet die Nachfahrgüte entsprechend an den beiden Teilbereichen des Fahrzeugs, an denen kein Shaker aktiv ist. Auch der wichtige Anwendungsfall der Karosserieverwindung (Abschnitt 1.1,

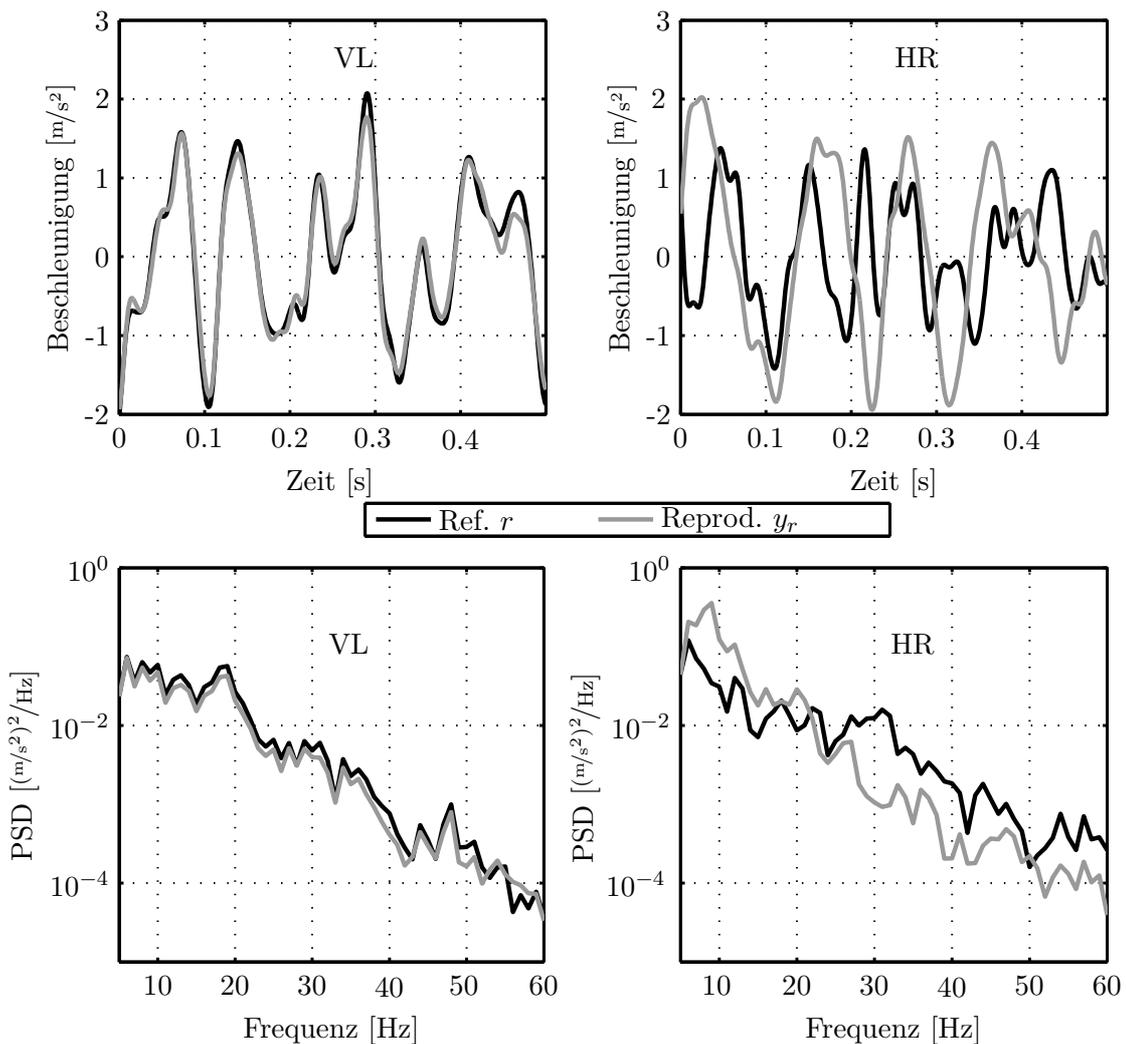


Bild 6.35: Erzielte Nachfahrgröße nach Iteration auf den Unterboden mit drei Shakern, Shaker hinten rechts außer Betrieb

Abschnitt 6.6) kann (ohne Verwendung aufwändiger Hebelmechanismen) nur mit vier Aktoren dargestellt werden. Da zudem der Kostenanteil eines Shakers an den Gesamtkosten der Anlage nicht hoch ist, wird eine klare Empfehlung für Vier-Shaker-Anlagen ausgesprochen.

6.8 Ausblick: mechanische Aktorstabilisierung

Der für die Stabilisierung der existierenden, in Ruhelage mechanisch instabilen Shaker (EMAc²-6) entwickelte Zustandsregler (Bild 6.13) ist modellbasiert (Abschnitt 6.4). Die Modellparameter müssen bei unterschiedlichen Fahrzeugtypen entsprechend angepasst werden. Da das Modell nur eine grobe Annäherung der Wirklichkeit ist, sind meist noch manuelle Optimierungen der aus dem Modell abgeleiteten Regelparame-ter nötig. Diese Anpassungen stellen hohe Anforderungen an

Systemverständnis und Erfahrung des Anlagenbetreibers. Eine automatische Regleranpassung und -optimierung wäre daher wünschenswert, ist aber schwierig umsetzbar. Durch die Instabilität der Shaker muss von Anfang an ein stabilisierender Regler vorliegen, um die für die weitere Parameteranpassung erforderlichen Messungen zu ermöglichen. Von Versuchen am Komponentenshaker [132] ist bekannt, dass selbst mit Methoden der robusten Regelung eine zuverlässige Anfangsstabilität nicht immer erreichbar ist.

Ein im Zeitraum der Fertigstellung der vorliegenden Arbeit laufendes Unterfangen von WIEDEMANN ist die mechanische Stabilisierung des EMAC²-6. Die im Shaker verbauten Membranfedern wurden ursprünglich nur zum linearen Führen der Achse unter Vermeidung von Gleitlagern verbaut. Für eine mechanisch stabile Ruhelage werden die Membranfedern nun so ausgelegt, dass ihre Rückstellkraft für jede Achsposition größer ist als die destabilisierende Kraft der Permanentmagnete:

$$|c_{Sh_mag}(z_{Sh})| < |c_{Sh_mech}(z_{Sh})| \quad \forall \quad z_{Sh} \quad (6.25)$$

Bei Erfüllung von (6.25) befindet sich der Aktor bereits ungeregelt in stabiler Null-Lage. Derart stabilisierte Aktoren bieten diverse Vorteile:

- Die Echtzeitregelung kann durch eine reine Steuerung ersetzt werden:
 - Garantierte Stabilität
 - Modell- oder Regleranpassungen sind nicht mehr nötig
 - Der Integralregler wird hinfällig
 - Einfaches Deaktivieren einzelner Shaker ist möglich
 - Rechenkapazität wird frei, die z. B. für adaptive MIMO-Vorfilter genutzt werden könnte
 - Der Regelrechner kann alternativ komplett entfallen
 - Die Beschleunigungssensoren am Aktor werden nicht mehr benötigt
- Das Andocken der Shaker ans Fahrzeug erfolgt in Mittellage. Die Null-Position der Shaker entspricht der vertikalen Gleichgewichtslage von Fahrzeug und Fahrwerk:
 - Inhärentes Halten der Ruheposition, kein Stromfluss nötig, daraus folgend geringere Erwärmung und bessere Energieeffizienz
 - Der Betreiber muss nicht sicherstellen, dass beim Andockvorgang alle vier Aktoren synchron in oberer oder in unterer Randlage stehen. Dies ist bei den instabilen Shakern wichtig, da sie sonst gegeneinander vorgespannt wären und dementsprechend
 - * im Regelbetrieb ein hoher Dauerstrom zur Ruhelagestabilisierung fließen und zur Erwärmung oder Überhitzung führen würde
 - * bei abgeschalteter Regelung die Karosse permanent verbogen würde

Die aus dem Entfall der Regelung folgenden Vorteile gelten größtenteils auch für den EMAC²-6 als Komponentenshaker. Lediglich die MIMO-spezifischen Vorteile (einfaches Deaktivieren einzelner Shaker, automatische synchrone Stellung der Shaker in Ruhelage) sind nur für den Fahrzeugprüfstand mit mehreren Shakern zutreffend.

Am Rande der vorliegenden Arbeit wurden bereits erste Untersuchungen mit vier inhärent *stabilen* Aktoren an der Gesamtfahrzeuganlage durchgeführt. Die Versuchsergebnisse zeigen, dass Bandbreite und erreichbare Nachfahrgüte bei der beschriebenen mechanischen Stabilisierung erhalten bleiben. Die Regelstruktur für den Betrieb der vier Shaker konnte dabei erheblich reduziert werden. Die rechteckige MIMO-TWR wird weiterhin verwendet, das zu invertierende System \mathbf{G}_c (Bild 6.23) umfasst jetzt nicht mehr einen Zustandsregler mit TEE und Beobachter, sondern je Shaker lediglich ein Proportionalglied in einer reinen SISO-*feedforward*-Struktur. Als Eingang ins System wird unverändert ein Wegsignal verwendet (z. B. aus TWR). Es erfolgt eine einfache lineare Umrechnung der Wegvorgabe in ein Spannungssignal.

Aufgrund der größtenteils geschlossenen Oberfläche der stärkeren Federn erwies sich die Luftzirkulation als eingeschränkt. Daher sollten zusätzliche Kühlungsöffnungen im Gehäuseumfang des Aktors vorgesehen werden. Die Umrüstung des EMAC²-6 auf stabiles Verhalten ist dennoch kein aufwändiger Umbau: der Aktor bleibt im Kern unverändert, lediglich Gehäuse und Federn müssen ausgetauscht werden. In Anbetracht der genannten Vorteile empfiehlt sich daher auch ein Umbau des vorgestellten Fahrzeugprüfstandes und des Komponentenshakers aus Abschnitt 4.

7 Vergleich von Hydropuls- und Shakeranlage

Bereits zu Beginn dieser Arbeit erfolgte ein Prinzipvergleich zwischen der Anregung des Fahrzeugs über die Reifen und der direkten Anregung der Karosserie (Tabelle 1.1). Hydropuls- (Kapitel 5) und Shakeranlagen sind Umsetzungen dieser beiden Konzepte, für die sich spezifische Eigenheiten ergeben (Tabelle 7.1). Zu Vergleichszwecken wird neben der Anlage mit elektromagnetischen Shakern (Kapitel 6) auch eine Variante mit elektrodynamischen Aktoren aufgeführt (Bild 1.4). Beide Anlagen docken an den Wagenheberaufnahmen an.

Tabelle 7.1: Eckdaten Hydropulsanlage und Shakeranlagen zur Gesamtfahrzeuganregung. Tabelle 3.1 fasst anwendungsunabhängig die Aktordaten zusammen. Die hier gelisteten Werte beziehen sich konkret auf die in der vorliegenden Arbeit verwendeten Prüfstände zur Störgeräuschanalyse

	Hydropulser	El.dyn. Shaker	El.mag. Shaker
Anschaffungskosten	Hoch	Mittel	Gering
Wartungskosten	Hoch	Mittel	Gering
Betriebskosten	Hoch	Mittel	Gering
Frequenzen	0 – 100 Hz	2 – 2000 Hz	5 – 200 Hz
Max. Systemleistung	Hoch	Mittel	Gering
Max. Hübe	150 mm	12,5 mm	3 mm
Max. Kräfte	50 kN	5 kN	8 kN
Systemtyp	SISO		MIMO
Erwärmungseffekte	Mittel	Hoch	Gering
Geräuschkulisse	Hoch		Gering
Schadenspotential	Hoch		Gering
Fahrwerksanregung	Realistisch		Abgeschwächt
Mobilität der Anlage	Nein		Möglich
Alterungsprofile möglich	Ja		Nein
Andockvorgang	Nein		Ja
Fahrzeugtypen	Keine Einschr.	Einschränkung durch WHA	
Straßenprofile fzg.unabhg.	Ja		Nein
<i>Worst-Case</i> -Profile fzg.unabhg.	Ja		Ja

Die beiden Shakeranlagen unterscheiden sich voneinander vor allem im Preis (siehe Abschnitt 7.4). Da aufgrund der Abstimmung der BMW GROUP-Fahrzeuge Frequenzen oberhalb von 60 Hz keine praktische Rolle für Störgeräuschanalysen spielen, sind die unterschiedlichen Frequenzobergrenzen praktisch nicht relevant. Der

höhere Hub der elektrodynamischen Shaker bietet dagegen den Vorteil, Profile auch bei tiefen Frequenzen nachfahren zu können. Nachteilhaft ist die schnellere Erwärmung der elektrodynamischen Shaker (Abschnitt 3.1.2), die zu Zwangspausen im Betrieb führen kann. Beide Shakeranlagen unterscheiden sich in einigen Punkten vom Hydropulser:

- Das **Schadenspotential** des Hydropulsers ist hoch, da große Kräfte und Hübe auftreten, die ein Fahrzeug im Fehlerfall erheblich schädigen können.
- Dafür wird das Fahrwerk realistisch mit angeregt, da es sich im Kraftfluss hinter den Referenzsensoren an den Bremssätteln befindet. Auf Shakeranlagen ist eine realistische **Fahrwerksanregung** unmöglich
- Hydropulser sind stationäre Anlagen, Shakeranlagen können **mobil** sein
- Den erhöhten Anforderungen von **Alterungsprofilen** werden nur Hydropulser gerecht
- Der Hydropulser verlangt, im Gegensatz zur Shakeranlage, keinen tatsächlichen **Andockvorgang**. Das Fahrzeug muss nur auf die Anlage manövriert werden
- Der Hydropulser kann alle vierrädrigen **Fahrzeugtypen** anregen, die innerhalb der Spurweiten- und Radstandsgrenzen liegen. Die Andockung der Shaker muss dagegen auf die Geometrie der Wagenheberaufnahme abgestimmt sein - diese ist Hersteller-spezifisch
- **Straßenprofile** sind nur auf dem Hydropulser für alle Fahrzeuge identisch (Abschnitt 5.2)
- Die **Worst-Case-Profile** sind auf allen Anlagen fahrzeugunabhängig (Abschnitt 3.2.2)

Das wichtigste Kriterium der Prüfstände ist die **Reproduktionsgüte** der Straßenfahrt. Jede Anlage soll alle auf der Straße auftretenden Störgeräusche zuverlässig hervorrufen. Zugleich sollen darüber hinaus keine zusätzlichen Störgeräusche auftreten, die im normalen Fahrbetrieb nicht auftreten. Ein Vergleich der Reproduktionsgüten von Hydropulsanlage und Anlage mit elektromagnetischen Shakern erfolgt im Lauf dieses Kapitels (Abschnitt 7.1).

Auch in [8] wird ein Shaker- mit einem Hydropulsprüfstand verglichen. Zwei diagonal angeordnete elektrodynamische Shaker werden auf Sensoren in einem gewissen Abstand zum Andockpunkt, der Wagenheberaufnahme, geregelt. Der Shakerprüfstand bietet gegenüber dem Hydropulser, zusätzlich zu einigen hier schon genannten Vorteilen (Sicherheit, Kosten, Geräuschkulisse), laut BRINES höhere mögliche Anregungsfrequenzen sowie die Möglichkeit der kontinuierlichen Rauschanregung. Als wesentliche Nachteile dieses Shakerprüfstandes werden die fehlende Anregung des Fahrwerks sowie die nicht darstellbare Torsionsanregung genannt. BRINES [8] führt einen Vergleich der Anregungen von Hydropulser und Shakeranlage rein auf Basis von subjektiven Störgeräuschanalysen durch. Hierbei werden, trotz Verwendung von nur zwei Shakern, auf der Shakeranlage sogar mehr Störgeräusche als auf dem Hydropulser gefunden. BRINES führt dies auf die kontinuierliche Rauschanregung und auf

die reduzierten Maskierungsgeräusche zurück. Im Ausblick werden unter anderem die Kombination des Shakerprüfstandes mit einer Klimakammer und die Qualifizierung für niederfrequente Torsion der Karosse empfohlen - beide Erweiterungen sind auf dem in Kapitel 6 vorgestellten Prüfstand bereits gegeben.

7.1 Realitätsgrade der Straßensimulation

Für den Vergleich der Simulationsgüte beim Nachstellen von Straßenfahrten auf der Shaker- und der Hydropulsanlage wird zunächst eine geeignete Prüfstrecke (KSG10) vermessen. Für die Shakeranlage sind dabei acht Sensoren an Dach und Wagenheberaufnahme (für rechteckiges TWR, Abschnitt 6.5.3) vorhanden. In einer zweiten Messfahrt über dieselbe Strecke sind statt dessen für den Hydropulser vier Sensoren an den Bremssätteln (Abschnitt 5.1) montiert. Alle genannten Sensoren (\mathbf{a}_{KFZ_UB} , \mathbf{a}_{KFZ_DA} , \mathbf{a}_{BS}) werden im Folgenden als *Iterationssensoren* bezeichnet. Zusätzlich sind immer *Auswertesensoren* vorhanden, die als Maßstab für die Bewertung der Simulationsgüten der Anlagen dienen. Sensoren im Dachbereich sind Auswertesensoren, die von der Shakeranlage zugleich als Iterationssensoren verwendet werden (Tabelle 7.2, Bild A.10). Alle Messungen erfolgen in vertikaler Richtung (z). Auf beiden Anlagen wird die Straßenfahrt iteriert und dann abgespielt, wobei an den Auswertesensoren die Beschleunigungen gemessen und anschließend mit den entsprechenden Straßenmessungen zur Bewertung des Realitätsgrades verglichen werden.

Tabelle 7.2: Übersicht der Messparameter

Strecke	Grobes Kopfsteinpflaster 10 km/h
Fahrzeug	BMW 3er Kombi
Iterationssensoren	Bremssattel (4)
Hydropulser	
Iterationssensoren	Unterboden (4), Dach (4)
Shakeranlage	
Auswertesensoren	I-Tafel, Sitzschiene, Gurtrolle, Dach (VL, VR, HR)
Messgrößen	z -Beschleunigung [m/s ²] an jedem Sensor
Fehlermaß	e_{RMS} und e_{PSD}

Bei der Shakeranlage werden drei verschiedene Gewichtungskombinationen verwendet:

- Schwerpunkt auf Fahrzeugunterboden ($d_1 = 0,8$, $d_2 = 0,2$)
- Gleichmäßige Gewichtung ($d_1 = 0,5$, $d_2 = 0,5$)
- Schwerpunkt auf Dach ($d_1 = 0,2$, $d_2 = 0,8$)

Die Iterations- und die Auswertesensoren werden auf beiden Anlagen mittels e_{RMS} und e_{PSD} (Abschnitt 2.1.4) mit der Straßenmessung verglichen (Zeitverläufe und PSDs: Tabelle 7.3, Zusammenfassung der Fehlerwerte: Tabelle A.9, Tabelle A.10).

Die **Iterationssensoren** weisen beim Hydropulser durchgehend sehr geringe Restfehler auf. Die über die vier Sensoren gemittelten Fehler betragen $\overline{e_{RMS}} = 6,4\%$ und $\overline{e_{PSD}} = 0,21$ (Tabelle A.9). An den Bremssätteln gelingt somit eine sehr gute Nachstellung der Referenz. Hier profitiert die Hydropulsanlage von ihren SISO-Eigenschaften und der räumlichen Nähe der Aktoren zu den Iterationssensoren. Bei der Shakeranlage liegen die Mittelwerte der e_{RMS} der acht Iterationssensoren je nach Gewichtung zwischen $\overline{e_{RMS}} = 40,6\%$ und $\overline{e_{RMS}} = 47,1\%$, e_{PSD} beträgt 0,75 bis 1,33. Diese Fehlerwerte sind deutlich höher als beim Hydropulser. Die unterschiedliche Art der Anregung bei Straßenfahrt und Anlagenbetrieb, der starke MIMO-Charakter und schließlich die gewichtete Mittelung begrenzen die erreichbaren Ergebnisse.

Tabelle 7.3: Übersicht der Diagramme mit Zeitverläufen und Leistungsdichtespektren aller Auswertesensoren. Von den drei Dachsensoren wird beispielhaft immer nur der Sensor vorne rechts dargestellt

	Instrumententafel	Sitzschiene	Gurtrolle	Dach VR
Hydropulser	Bild A.11	Bild 7.1	Bild A.11	Bild 7.1
Shaker ($d_1 = 0,8$, $d_2 = 0,2$)	Bild A.14	Bild A.13	Bild A.14	Bild A.13
Shaker ($d_1 = 0,5$, $d_2 = 0,5$)	Bild A.12	Bild 7.2	Bild A.12	Bild 7.2
Shaker ($d_1 = 0,2$, $d_2 = 0,8$)	Bild A.16	Bild A.15	Bild A.16	Bild A.15

Beim Hydropulser befinden sich Fahrwerk und Karosserie zwischen den Iterations- und Auswertesensoren. Die Fehler an den **Auswertesensoren** sind gegenüber den Iterationssensoren deutlich erhöht (Mittelwerte: $\overline{e_{RMS}} = 75,4\%$, $\overline{e_{PSD}} = 0,86$). Die verschiedenen Ursachen für diese Verluste im Realitätsgrad werden in Abschnitt 5.2 erläutert (Bild 5.6). Diese führen in der Summe zu den beobachteten, unsystematischen Abweichungen der Straßen- und Hydropulsanregung an der Karosserie trotz guter Übereinstimmung an den Bremssätteln. Der durchschnittliche $\overline{e_{RMS}}$ der Auswertesensoren der Shakeranlage liegt zwischen 51,9% und 57,3%. Er weicht somit - im Gegensatz zum Hydropulser - nicht gravierend von den Werten der Iterationssensoren ab. Dies liegt an der räumlichen Nähe der Iterationssensoren zu den Auswertesensoren sowie deren Verteilung; die acht Iterationssensoren umschließen den Innenraum an allen acht Ecken. An allen Auswertepositionen ist die Shakeranlage die Anlage mit den Bestwerten (fett hervorgehoben in Tabelle A.10). Der e_{RMS} der Shakeranlage ist dabei immer bei den Auswertesensoren optimal, die nahe am dominanten Faktor (d_1 oder d_2) sind. Bei stärkerer Gewichtung des Daches durch $d_2 = 0,8$ sind hier die e_{RMS} minimal, während sie an I-Tafel und Sitzschiene maximal sind. Bei $d_1 = 0,8$ ergibt sich das genau umgekehrte Bild. Der geringste mittlere Fehler aller Auswertesensoren ($\overline{e_{RMS}} = 51,9\%$) lässt sich mit $d_1 = d_2 = 0,5$ erzielen.

Beim e_{PSD} der Auswertesensoren ist der Hydropulser im Mittel ($\overline{e_{PSD}} = 0,86$) etwas besser als die Shakeranlage (bester Wert: $\overline{e_{PSD}} = 1,13$, für $d_1 = 0,8$). Die unterschiedlichen Ergebnisse von $\overline{e_{RMS}}$ und $\overline{e_{PSD}}$ resultieren daraus, dass die PSDs der Shakeranlage besonders bei tieferen Frequenzen (unterhalb etwa 15 bis 20 Hz) gut mit den Sollvorgaben übereinstimmen (Tabelle 7.3). Bei höheren Frequenzen kann - aufgrund der dort einsetzenden Eigenschwingungen des Fahrzeugs sowie der

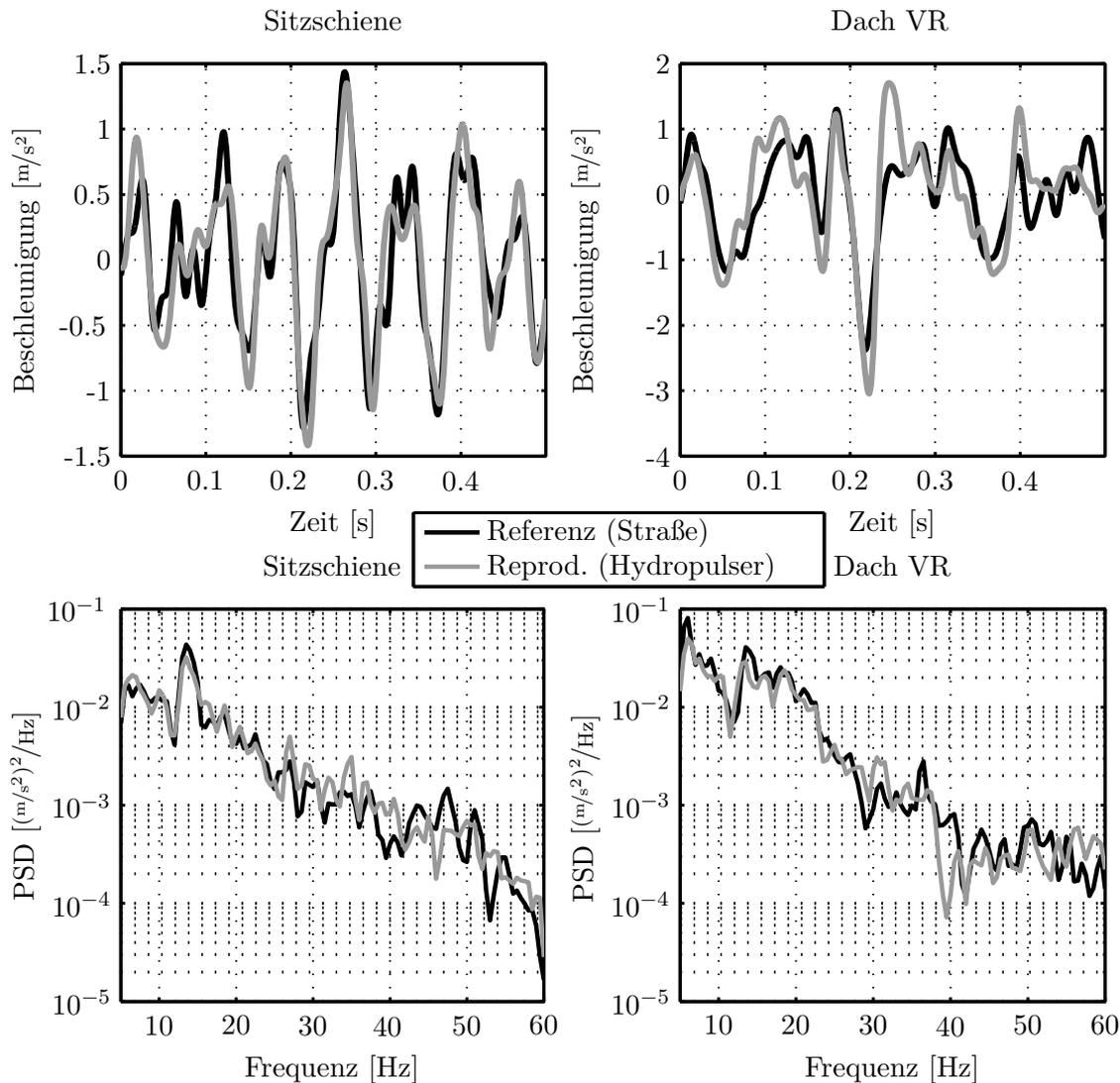


Bild 7.1: Auswertesensoren Hydropulser (Weitere Sensoren: Bild A.11)

unrealistischen Art der Anregung - die gewichtete Mittelung nicht die gleichen Ergebnisse wie im niederfrequenten Bereich erzielen (Bild A.13, Bild A.14, ff.). Es gibt allerdings keine systematischen Abweichungen, und die Leistungen der Signale (also die Flächen unter den PSDs) stimmen gut mit den Wunschleistungen zusammen. Der e_{RMS} ist aufgrund der hohen Nachfahrgüte bei tiefen Frequenzen gut; die Abweichungen bei hohen Frequenzen wirken sich auf e_{RMS} geringfügiger aus (Abschnitt 2.1.4).

Bei richtigem Einsatz der Iteration auf acht Sensoren und geeigneter Gewichtung von d_1 und d_2 lässt sich mit der Shakeranlage eine Nachfahrgüte erzielen, die derjenigen des Hydropulsers entspricht. Je nach Fehlerparameter ist die eine oder die andere Anlage näher an der referenzgebenden Straßenfahrt. Die subjektive Betrachtung der Zeitverläufe und Leistungsdichtspektren bestätigt, dass auf beiden Anlagen eine gute Darstellung der Straßenfahrt im gesamten Innenraumbereich möglich ist.

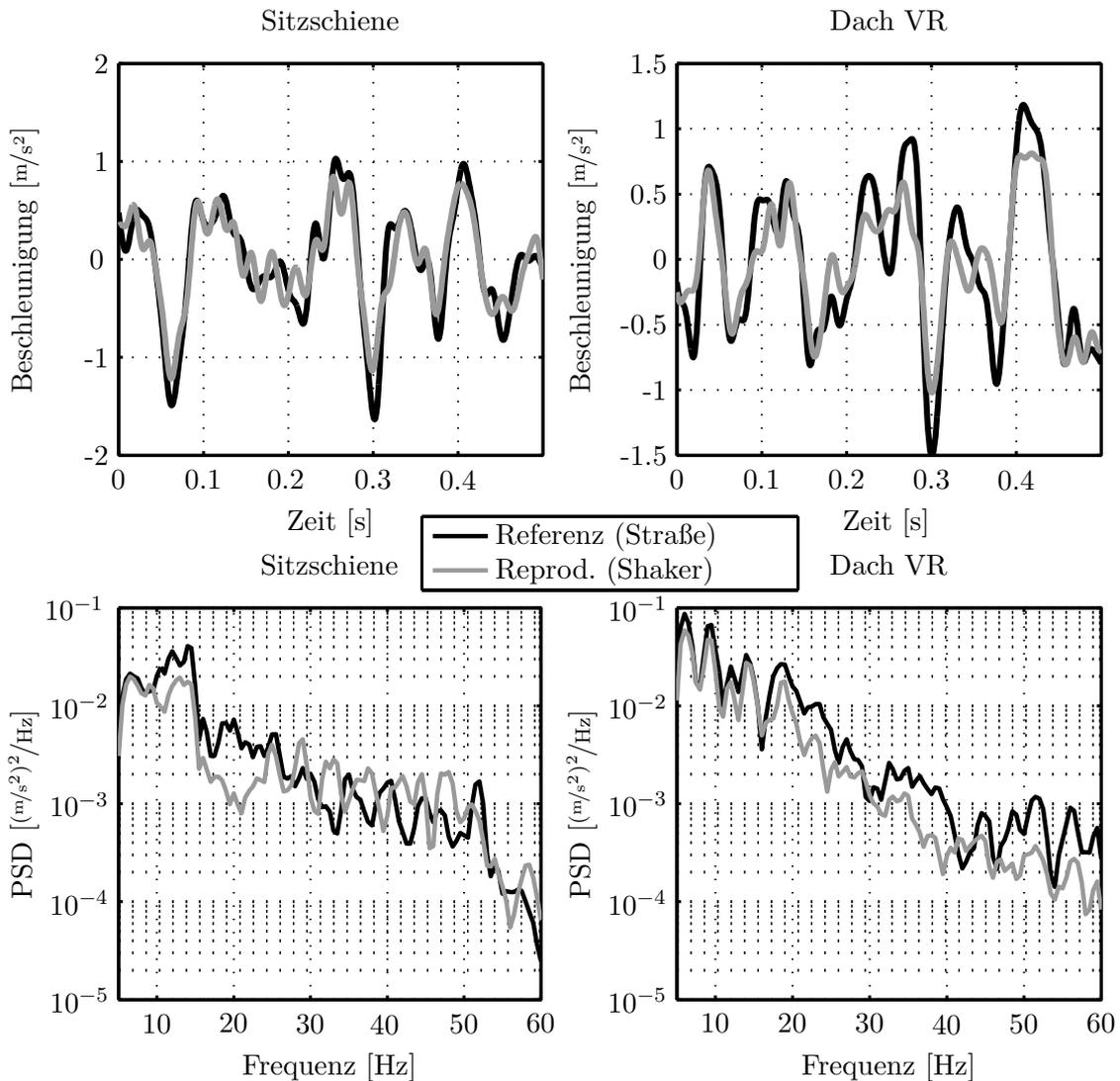


Bild 7.2: Auswertesensoren Shaker mit $d_1 = d_2 = 0,5$ (Weitere Sensoren: Bild A.12)

Ergänzend zur vorgestellten Messreihe wurde ein subjektiver Anlagenvergleich von einem Störgeräuschspezialisten durchgeführt. Ein Fahrzeug wurde auf zwei Hydropulsanlagen und der Shakeranlage anhand der *Worst-Case*-Profile (Abschnitt 3.2.2) untersucht. Da dieser Vergleich parallel zur Ausarbeitung des TWR-Konzepts durchgeführt wurde, musste auf die quadratische Iteration zurückgegriffen werden. Andere Konzepte waren noch nicht ausgearbeitet. Das Fahrzeug wies insgesamt sieben Störgeräuschquellen auf - das Vorhandensein dieser sieben Störgeräusche wurde bei allen vier Profilen untersucht. Es gab somit auf jeder der drei Anlagen 28 Einzelbewertungen.

- Bei *Stadt50* traten auf beiden Hydropulsern zwei Störgeräusche auf - bei der Shakeranlage nur eines der beiden. Das dort nicht wahrnehmbare Störgeräusch war am Panoramadach lokalisiert
- Bei *BAB120* waren auf allen Anlagen vier Geräusche hörbar

- Bei *KSF50* traten auf der Shakeranlage und einem Hydropulser sechs Geräusche auf, ein Hydropulser erzeugte auch das siebte Geräusch
- Bei *KSG30* wiederholte sich das Ergebnis von *KSF50*

Die geringen Unterschiede innerhalb der beiden Hydropulser können sich aus unterschiedlich gut konvergierten Profilen, der Tagesform des Störgeräuschspezialisten, abweichenden Maskierungskulissen oder Änderungen am Fahrzeug (z. B. Reifenluftdruck) ergeben haben. Bei den 28 Einzelbewertungen konnte die Shakeranlage nur in einem Fall ein auf beiden Hydropulsern vorhandenes Geräusch nicht erzeugen (Panoramadach bei *Stadt50*). In 27 von 28 Fällen, also in mehr als 96 %, wurden auf der Shakeranlage die Störgeräusche reproduziert, die auf beiden Hydropulsern auftreten. Da der Vergleich auf Basis der quadratischen Iteration, die den Dachbereich nicht berücksichtigt, durchgeführt wurde, ist eine weitere Verbesserung durch die Erweiterung der Iteration auf vier zusätzliche Sensoren auf dem Dach zu erwarten.

7.2 Verwindung

Störgeräuschprüfstände müssen in der Lage sein, Fahrzeuge niederfrequent für Knarzunersuchungen zu verwinden (Abschnitt 1.2.2). Die Shakeranlage kann hierfür Zug- und Druckkräfte symmetrisch aufbringen. Beim Hydropulser dagegen sind die Zugkräfte auf die Gewichtskräfte der ungefederten Massen limitiert. Dadurch, und aufgrund der unterschiedlichen Kraftangriffspunkte, ergeben sich unterschiedliche Randbedingungen für die Torsion, die genauer verglichen werden sollen.

Die Ursache von Knarzen ist die Relativbewegung von in Kontakt befindlichen Oberflächen. Bei der Verwindung der Karosserie um die x -Achse finden unter anderem zwischen den Türen und dem Türrahmen Relativbewegungen statt. Die Türdichtungen müssen diese ausgleichen, dabei kann es zur Abstrahlung von Störgeräuschen kommen [60]. Die Türdichtungen sind daher ein knarzkritischer Bereich. Da sie zudem gut zugänglich sind, sind die räumlichen Relativbewegungen zwischen Tür und Türrahmen gut geeignet als Messgröße für die Tordierung der Karosse, auf deren Basis die beiden Prüfstände verglichen werden können. Zusätzlich wird die Relativbewegung zwischen Heckklappe und Karosserie betrachtet, da dieser Bereich einen besonders großen Abstand von den Shakern aufweist.

Beschleunigungsaufnehmer sind nicht empfindlich genug für die aufgrund der tieffrequenten Anregung sehr geringen Beschleunigungsamplituden. Die Messungen werden statt dessen mit einem berührungslosen, optischen Mess-System durchgeführt (GOM PONTOS [31]). Selbstklebende Marker werden dazu am Testobjekt befestigt und mit einem Doppelmesskopf (Bild 7.3(b)) beobachtet. Es lassen sich Absolut- und Relativbewegungen der Punkte in allen drei Raumrichtungen aufzeichnen. Dabei sind Messfrequenzen von bis zu mehreren hundert Hertz möglich, die Messgenauigkeit liegt im Bereich von 0,01 mm bis 0,05 mm [31]. Im vorliegenden Fall werden zwei



Bild 7.3: Photometrische Messungen der Karosserieverwindung auf Shakeranlage (a) und Hydropulser (b). In (a) sind Messpunkte im Türbereich zu erkennen, in (b) Punkte im Heckbereich und im Bildhintergrund die optische Messeinheit

baugleiche Mess-Systeme verwendet, um Tür- und Heckbereich zeitgleich zu untersuchen. Dasselbe Fahrzeug wird ohne Veränderung der aufgebrauchten Messpunkte nacheinander auf der Shakeranlage (Bild 7.3 (a)) und dem Hydropulser (Bild 7.3 (b)) tordiert und vermessen.

Es erfolgt nun kein Vergleich mit einer „Referenzverwindung“ einer Straßenfahrt, da diese Anregung in der Regel nur auf Prüfständen untersucht wird. Statt dessen soll ein Umrechnungsmaßstab der Sinusamplituden zwischen den beiden Anregungsarten (Reifen- und Karosserieanregung) gefunden werden. Am Hydropulser werden üblicherweise drei Frequenzen mit jeweils zwei Hubamplituden gefahren:

- Hydropulser-Frequenzen: 0,2 Hz , 0,5 Hz , 0,8 Hz
- Hydropulser-Amplituden: 25 mm , 50 mm

Die bei diesen Anregungen an der Karosserie auftretenden Verwindungen sollen an der Shakeranlage möglichst exakt nachgestellt werden. Die am Hydropulser optisch aufgezeichneten Verformungen dienen also als Referenz. Die Shakeranlage wird mit folgenden Kombinationen gefahren:

- Shaker-Frequenzen: 0,2 Hz , 0,5 Hz , 0,8 Hz
- Shaker-Amplituden: 0,5 mm , 1,0 mm , 2,0 mm

Die Shaker werden weiterhin auf z_{Sh} positionsgeregelt (Abschnitt 6.4), die in den Shakerachsen auftretenden Kräfte \mathbf{F}_{Sh} werden dabei gemessen und aufgezeichnet. Damit werden dann Zielgrößen zur späteren Verwendung der in Abschnitt 6.6 vorgestellten Kraftregelung gewonnen.

Zu jeder Amplituden- und Frequenzparametrierung des Hydropulsers soll diejenige Shakeranregung in Kräfteinheiten bestimmt werden, welche die ähnlichsten Verformungen der Karosserie verursacht. Dazu wird für jeden Messpunkt in jeder Richtung und für jede Frequenz eine dem Hydropulsweg äquivalente Shakerkraft geschätzt:

1. Auf Basis der drei Shakeramplituden wird die Relativbewegung am Messpunkt in Abhängigkeit der Shakerkraft dargestellt. Eine optimale Gerade wird anhand eines *Least-Squares*-Verfahrens ermittelt
2. Die Amplitude der Referenz-Sollbewegung am selben Messpunkt ist aus der Hydropulsmessung bekannt
3. Mittels linearer Interpolation wird nun die *äquivalente Shakerkraft* für diesen Messpunkt, diese Raumrichtung, diese Frequenz und diese Hydropulsanregung bestimmt

Tabelle 7.4: Gemessene Kraftscheitelwerte bei verschiedenen Shakerwegen für den BMW 3er Kombi

	z_{Sh} [mm]	0,5	1,0	2,0
0,2 Hz	F_{Sh} [kN] =	1,2	2,5	4,8
0,5 Hz	F_{Sh} [kN] =	1,1	2,4	4,4
0,8 Hz	F_{Sh} [kN] =	1,2	2,5	5,0

Es werden somit äquivalente Shakerkräfte berechnet. Für ein gegebenes Fahrzeug sind diese Werte anhand der Karosseriesteifigkeit eindeutig in Wege konvertierbar (Tabelle 7.4). Bei weniger torsionssteifen Fahrzeugen (z. B. Cabriolets) werden entsprechend geringere Kräfte bei den gleichen Hubamplituden auftreten. Für die Praxis wird jedoch die Verwendung einer Kraftregelung empfohlen, da somit definierte Momente eingeleitet werden können, und weil die kritische Größe bezüglich einer Beschädigung der Wagenheberaufnahme die eingeleitete Kraft ist.

Im Türbereich sind 14 Messpunkte vorhanden (Bild A.17), im Heck 7 optische Marker (Bild A.18). Für jede Kombination aus Richtung, Frequenz und Hydropuls-Amplitude ergeben sich also 14 (Tabelle A.11 bis Tabelle A.13) bzw. 7 Einzelwerte (Tabelle A.14 bis Tabelle A.16). Einige Einzelmessungen sind dabei nicht verwendbar, weil die gemessenen Amplituden unterhalb der Messgenauigkeit des optischen Mess-Systems [31] liegen. Es ergeben sich für die verschiedenen Messpositionen aufgrund der auf beiden Anlagen unterschiedlichen Art der Krafteinleitung unterschiedliche Kraftäquivalente. Die Messwerte werden daher über die Messpositionen gemittelt, wodurch sich pro Richtung, Frequenz und Hydropuls-Amplitude ein Kraftäquivalent für die Shakeranlage ergibt. Dabei wird weiterhin zwischen Tür- (Tabelle 7.5) und Heckbereich (Tabelle 7.6) unterschieden. Dieses Vorgehen der Mittelung ist eine Empfehlung, es kann jedoch je nach Einzelfall und Absicherungsphilosophie auch sinnvoll sein, davon abzuweichen. Falls etwa nur eine Deformationsrichtung wichtig ist, kann für diese Richtung der Maximalwert (anstelle eines Mittelwertes) aus den Tabellen entnommen werden. Alle dargestellten Deformationsmaßstäbe und Äquivalente sind für einen BMW 3ER Kombi hergeleitet. Für andere Fahrzeugtypen können sich andere Verhältnisse ergeben.

Für d_x , d_y und d_z ergeben sich teilweise stark unterschiedliche äquivalente Kräfte, da die Amplitudenverhältnisse von d_x , d_y und d_z von Anlage zu Anlage stark voneinander abweichen können (Bild 7.4). Somit kann ein Skalieren der Amplitude in einer Richtung dennoch Abweichungen in den anderen Richtungen nicht kompensieren.

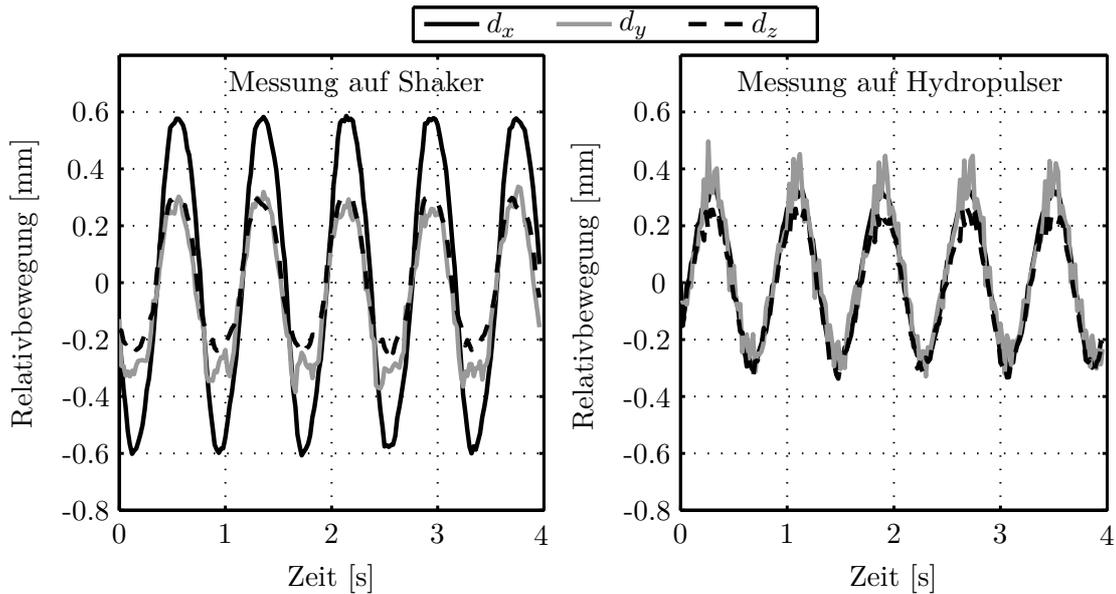


Bild 7.4: Gemessene Relativbewegungen an der oberen linken Ecke der Türe, (Sensor 1108, Bild A.17), 0,8 Hz

Die Empfehlung für den **Türbereich** ist es, die jeweils größte auftretende äquivalente Kraft zu verwenden, also aufgerundet:

- 2,1 kN als Äquivalent zu 25 mm am Hydropulser
- 4,0 kN als Äquivalent zu 50 mm am Hydropulser

Im Heckbereich leitet die Shakeranlage nur geringe Relativbewegungen d_y ein. Über die Wagenheberaufnahme sind die in y -Richtung am Hydropulser auftretenden Verformungen nicht ohne Beschädigungen des Fahrzeugs einleitbar. Daher wird diese Richtung nicht bei der Empfehlung berücksichtigt. Falls Knarzen durch y -Relativbewegung im Heckbereich auftritt, ist dieses an der Shakeranlage also nur eingeschränkt darstellbar. Die gerundeten Empfehlungen aus x - und z -Richtung sind für den **Heckbereich** demnach die Maxima aus d_x und d_z :

- 4,0 kN als Äquivalent zu 25 mm am Hydropulser
- 7,1 kN als Äquivalent zu 50 mm am Hydropulser

Tabelle 7.5: Gemittelte äquivalente Kräfte [N], Türbereich (Mittelung aus Tabelle A.11 bis Tabelle A.13)

HP-Anregung		25 mm			50 mm		
		d_x	d_y	d_z	d_x	d_y	d_z
0,2 Hz	F_{Sh} [N] =	1089	2092	1868	2059	3650	2919
0,5 Hz	F_{Sh} [N] =	1073	2078	1848	2106	3404	3266
0,8 Hz	F_{Sh} [N] =	1216	2057	1904	2307	3934	3883

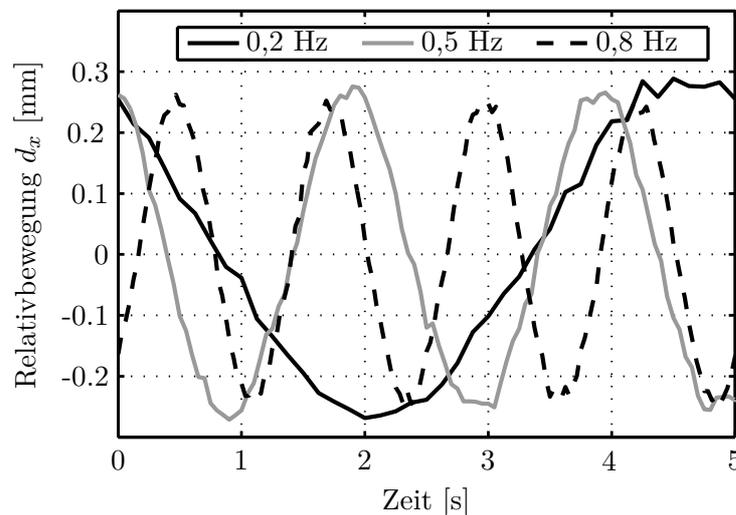
Die Anregungsfrequenz hat keinen systematischen Einfluss (Tabelle 7.5, Tabelle 7.6, Bild 7.5), da es sich bei den tiefen verwendeten Frequenzen um quasistatische Anregungen handelt. Die Schwankungen im Heckbereich sind größer, da dort geringere

Tabelle 7.6: Gemittelte äquivalente Kräfte [N], Heckbereich (Mittelung aus Tabelle A.14 bis Tabelle A.16)

HP-Anregung		25 mm			50 mm		
		d_x	d_y	d_z	d_x	d_y	d_z
0,2 Hz	F_{Sh} [N] =	2207	6029	3973	3809	10436	6268
0,5 Hz	F_{Sh} [N] =	1880	7747	3188	4617	11317	6607
0,8 Hz	F_{Sh} [N] =	2830	7025	3096	6854	12346	7099

Verformungen auftreten, die oft im Grenzbereich der Messgenauigkeit des verwendeten Systems sind.

Die größten gemessenen Verformungen im Türbereich auf der Shakeranlage überschreiten 1,3 mm (d_z). Die Verformungen im Heckbereich dagegen liegen maximal bei 0,18 mm (d_x). Am Hydropulser werden im Türbereich maximal 0,55 mm gemessen (ebenfalls z -Richtung). Am Heck treten höchstens 0,22 mm auf (ebenfalls in x). Im Türbereich können die Shaker also größere Verformungen einleiten als die Hydropulsanlage - dies erklärt sich aus den Angriffspunkten an den Wagenheberaufnahmen (direkt vor und hinter den Türen). Zudem sind beim Hydropulser die Zugkräfte auf die Gewichtskräfte der ungefederten Fahrzeugmassen limitiert. Am Heck dagegen kann der Hydropulser größere Verformungen in das Testfahrzeug induzieren. Zwar sind die global maximalen Verformungen im Rahmen der Messgenauigkeit praktisch gleich groß (0,04 mm Differenz), aber an einzelnen Messpunkten treten auf dem Hydropulser deutlich höhere Verformungen auf, so dass die durch Mittelung bestimmten äquivalenten Shakerkräfte deutlich größer als für den Türbereich sind.

**Bild 7.5:** Gemessene Relativbewegungen an der Türe (Sensor 1108) bei gleicher Kraftamplitude und den drei verschiedenen Frequenzen

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass beide Anlagen die Karosse sowohl qualitativ als auch quantitativ unterschiedlich deformieren. Daher ist eine exakte Reproduktion der gleichen Verformung auf beiden Anlagen nicht möglich, und die

Umrechnungstabelle gibt eher Größenordnungen als exakt bindende Richtlinien vor. Da der Verwindungsfall keine Reproduktion eines tatsächlichen Straßenprofils ist, ist keine Aussage möglich, welche Anlage für diese Anregung besser geeignet ist.

7.3 Profile und Erstellung

Bei unterschiedlichen Arten der Anregung (Reifen- oder Karosserieanregung) ergeben sich Unterschiede im Gebrauch der Anlagen mit wechselnden Fahrzeug- und Streckentypen. In Abschnitt 5.2 wird nachgewiesen, dass jedes Fahrprofil auf Hydropulsanlagen nur einmalig aufgespielt werden muss. Das erzeugte Profil kann dann ohne erneuten Vorbereitungsaufwand mit beliebigen Fahrzeugen abgespielt werden. Die Praktikabilität der Anlage wird daher von einer hohen Typenvielfalt und Diversität nicht beeinträchtigt. Die einzige Ausnahme hiervon sind Fahrzeuge mit adaptivem bzw. aktivem Fahrwerk. Fahrwerkselemente verändern hier in Abhängigkeit von der Fahrgeschwindigkeit und anderen Parametern ihre Eigenschaften. Diese Parameter sind auf der Straße und dem Hydropulser unterschiedlich, somit weist das Fahrwerk ein anderes Übertragungsverhalten auf. Auch bei guter Nachstellung der Beschleunigungen an den Bremssätteln weicht die Anregung der Karosserie daher ab. Es gibt drei Möglichkeiten, diese Abweichungen zu berücksichtigen:

1. Deaktivieren der Adaptivität während der Straßenfahrt und des Anlagenbetriebes. Dann stellt der Hydropulser die Straßenanregung mit hoher Nachfahrgüte dar - allerdings gibt es Abweichungen zur Fahrt über dieselbe Straße mit eingeschalteter Adaptivität
2. Nachstellen der Adaptivität auf dem Hydropulser. Über ein zu entwickelndes System müssten die Parameter, die die Adaptivität beeinflussen, während der Fahrt aufgezeichnet und dann auf dem Hydropulser abgespielt werden. Dabei müsste zeitliche Synchronität mit den Hubprofilen sichergestellt werden
3. Iteration auf die Karosserie (z. B. die Federbeindome). Da diese Position „hinter“ dem Fahrwerk ist, werden Einflüsse des Fahrwerks ausgeglichen

Die einzige der drei Methoden, die auf praktikable Weise zu einer guten Darstellung der Karosserieanregung führt, ist die dritte. Die Iteration auf die Karosserie ist bei vielen Hydropulsanlagen aufgrund der eingesetzten SISO-Iterationsalgorithmen allerdings nicht möglich.

Shakeranlagen, die direkt die Karosserie anregen, greifen hinter Reifen und Fahrwerk ans Fahrzeug an. Andere Fahrzeugtypen, bereits sogar unterschiedliche Reifen oder Fahrwerke beim gleichen Fahrzeugtyp, führen daher zu unterschiedlichen *Drive-Files*. Das genaueste mögliche Vorgehen wäre das Iterieren jedes Straßenprofils für jedes einzelne Fahrzeug. Aus praktischen Gesichtspunkten empfiehlt sich eine Kompromisslösung: Die verwendeten Prüfprofile sollten mit derjenigen Fahrzeugvariante, die die stärksten Anregungen der Karosserie aufweist, aufgenommen und iteriert werden. Das Testfahrzeug sollte also mit dem sportlichsten Fahrwerk und den härtesten verwendeten Reifen (mit maximalem Luftdruck) ausgestattet sein. In jedem Fall ist

letztlich eine Hydropulsanlage vorteilhaft, wenn die Vielfalt der Fahrzeuge hoch ist. Die einzigen Profile, die auch bei einer Shakeranlage keine Fahrwerks- und Fahrzeugabhängigkeiten aufweisen, sind die *Worst-Case*-Profile (Abschnitt 3.2.2).

7.4 Prüfstandskosten

Anschaffungskosten

Allen Anlagen gemeinsam sind Kosten für Bedienrechner, Regelelektronik und Sensorik. Da diese in aller Regel keine relevanten Anteil an den Gesamtkosten einnehmen und zudem bei allen Anlagentypen in der gleichen Größenordnung liegen, werden sie nicht weiter aufgeschlüsselt.

Die darüber hinaus anfallenden Anschaffungskosten sind bei einem **Hydropulser** mit Abstand am höchsten. Das Gebäude muss mit Gruben und Schwingfundament versehen werden, Strom- und Ölversorgung mit entsprechenden Leistungen müssen sichergestellt werden. Die Anlage selbst ist mechanisch und hydraulisch aufwändig und kostenintensiv. Große Pumpen, Elemente des Ölkreislaufes, und Kolben- und Zylindereinheiten tragen dazu bei. Je zwei Kolben müssen in x - und y -Richtung verschoben werden können, um verschiedenen Radständen und Spurweiten gerecht zu werden. Dadurch entstehen Kosten für elektrische Antriebe und Verschiebeeinheiten.

Bei Anlagen mit **elektrodynamischen Shakern** sind die Aktoren selbst meist der größte Kostenfaktor. Hinzu kommt die Leistungselektronik mit Verstärkern für Feld-, Tauch- und oftmals auch Degauß-Spulen. Bei größerer Anlagenauslastung ist eine Kühlung der Shaker nötig. Die sonstigen Prüfstandskosten sind meist eher gering, können aber stark schwanken. Bei den einfachsten Anlagenausführungen sind die Shaker am Boden montiert, das Fahrzeug steht auf einer niedrigen Rampe. Komplexere Anlagen mit Gruben verursachen höhere Kosten.

Elektromagnetische Shaker ermöglichen die kostengünstigsten Anlagen. Ausgehend von elektrodynamischen Shakern ergeben sich Kostenvorteile durch etwa halbierte Shakerkosten und deutlich kleinere Leistungselektronik. Der benötigte Anlagenbau ist bei beiden Shakertypen vergleichbar. Der Preis einer Anlage mit vier EMAC²-6 beträgt größenordnungsmäßig 30 % des Preises einer Hydropulsanlage und 70 % des Preises einer vergleichbaren Anlage mit elektrodynamischen Shakern. Da diese Anlagen in der Regel maßgeschneiderte Einzelanfertigungen sind, können dies nur sehr grobe Anhaltswerte sein.

Betriebskosten und Ausfallzeiten

Die Betriebskosten ergeben sich vor allem aus den Energie- und Wartungskosten der Anlagen. Hydropulser haben mit Abstand den größten Energieverbrauch und die höchsten Energiekosten. Aufgrund praktisch nicht zu vermeidender Ölleckagen

sind häufige Reinigungsarbeiten unvermeidlich [22]. Zudem muss regelmäßig das im Kreislauf befindliche Öl ausgetauscht werden, wodurch in Summe erhebliche Wartungskosten anfallen. Shakeranlagen sind dagegen prinzipiell praktisch wartungsfrei.

Ein wichtiger Wirtschaftlichkeitsfaktor sind die Ausfallzeiten. Hydropulser haben erfahrungsgemäß aufgrund des Ölkreislaufes ein relativ hohes Ausfallrisiko. Beide Shakertypen sind dagegen wenig anfällig für unerwartete Defekte und Anlagenausfälle. Shakeranlagen sind allerdings im Vergleich zu Hydropulsern bislang eher Individuallösungen. Dies ergibt sich aus der bisher geringeren Verbreitung und den größeren Spielräumen und Gestaltungsmöglichkeiten bei der Ausführung der Anlagen. Viele Anlagen sind in ihrer Art einmalig und haben Pilotcharakter. Anlagenindividuelle „Kinderkrankheiten“, die nicht von den Shakern selbst, sondern von der Anlagentechnik herrühren, sind daher häufiger ein Problem. Bei der hier vorgestellten Anlage (Kapitel 6) erwies sich die hydraulische Spannbuchse als Schwachstelle. Wiederholtes Kaltverschweißen von Buchse und Achse (Bild 6.2) führte hier zu regelmäßigen Defekten und Ausfällen. Mögliche Abhilfemaßnahmen wurden zum Zeitpunkt der Fertigstellung der vorliegenden Arbeit noch untersucht. Von anderen Anlagen sind Probleme mit Achsenbrüchen bekannt.

Letztlich sind die Kosten je nach Ausführung und Leistungsklasse der Anlage immer unterschiedlich. Ausführungsunabhängig ist jedoch der Hydropulser immer die teuerste Lösung, während Prüfstände mit elektromagnetischen Shakern die preiswerteste Lösung darstellen. Anlagen mit elektrodynamischen Shakern sind preislich im Mittelfeld einzuordnen.

7.5 Einsatzgebiete und Empfehlungen

Entwicklungsbereiche und Werke von Automobilherstellern investieren zunehmend in aufwändige Störgeräuschprüfstände, stellen dabei aber teilweise unterschiedliche Anforderungen.

7.5.1 Entwicklungsbereich

Die Untersuchung gealterter Fahrzeuge, also die Absicherung über die gesamte Lebensdauer, ist ein fester Bestandteil des Fahrzeugentwicklungsprozesses. Diese Möglichkeit bietet der Hydropulser als einzige der betrachteten Anlagen. Zudem ist die Diversität in diesem Umfeld sehr hoch; auch dies spricht eher für die Verwendung einer Hydropulsanlage (7.3). Vielfältige Fahrzeugprojekte und Varianten werden auf dem Prüfstand untersucht. Auch die Untersuchung von anderen Fabrikaten, etwa Konkurrenzprodukten, ist möglich, da der Betrieb nicht an eine bestimmte Geometrie der Wagenheberaufnahme gebunden ist. Die Möglichkeiten des Hydropulsers gehen über die Störgeräuschanalyse hinaus, beispielsweise können hier auch Aspekte

der Betriebsfestigkeit und des Fahrwerks untersucht werden. Oft ermöglicht die Anlage eine Zugänglichkeit des Fahrzeugs von unten durch eine Grube, auch während des Betriebs. Die Anlage kann im Entwicklungsumfeld daher auf vielfältige Weise genutzt werden. Somit stellen Shakeranlagen keine vollwertige Alternative zu Hydropulsern dar. Als sinnvolle Ergänzung sind Shakerprüfstände allerdings durchaus geeignet. Während sonstige Untersuchungen und Alterungen auf dem Hydropulser durchgeführt werden können, kann der reine Störgeräuschteil ohne Klimaeinflüsse dann auf die Shakeranlage ausgelagert werden.

7.5.2 Produktionsbereich

In den Werken eines Automobilherstellers herrschen andere Rahmenbedingungen und Anforderungen an Prüfstände als im Entwicklungsbereich. Lebensdauereinflüsse werden hier meist nicht untersucht, da diese im Entwicklungsprozess bereits berücksichtigt wurden. Vorrangiges Ziel ist oft die Sicherstellung und Überwachung einer bestimmten Qualität der vom Band laufenden Fahrzeuge. Alterung der Fahrzeuge ist dabei unbedingt zu vermeiden, da es sich um Kundenfahrzeuge handelt, die absolut unbeschädigt ausgeliefert werden müssen. Somit muss eine Prüfanlage für Störgeräuschanalysen lediglich Analyseprofile darstellen können.

Es gibt im Wesentlichen zwei mögliche Positionierungen solcher Anlagen im Produktionsprozess:

- *Inline*: Einbindung der Anlage in den getakteten Produktionsprozess und ein Abprüfen jedes einzelnen fertigen Fahrzeugs, das vom Band läuft
- Ausgelagert: keine räumliche oder zeitliche Bindung an den getakteten Produktionsprozess. Auf ausgelagerten Anlagen werden beispielsweise stichprobenartig Fahrzeuge aus der laufenden Produktion geprüft

Inline-Anlagen haben einen sehr hohen Fahrzeugdurchsatz, daher ist die schnelle An- und Abkopplung an den Prüfstand ein entscheidender Parameter. Dies ist bei Hydropulsanlagen gewährleistet (Tabelle 7.1). Bei Shakeranlagen muss dieser Forderung bei der Ausführung der Andock- und Verschiebeeinheit speziell Rechnung getragen werden. *Inline*-Shakeranlagen haben daher oft automatische, kamerabasierte Einheiten, die den An- und Abdockvorgang vollautomatisch übernehmen. Die Diversität ist sehr gering, da in der Regel nur ein Fahrzeugtyp mit nur einem Prüfprofil analysiert werden muss. Shakeranlagen können hier also gut verwendet werden.

Ausgelagerte Anlagen stellen keine hohen Anforderungen an An- und Abdockzeiten, daher ist dort auch eine manuelle Andockung von Shakern in der Praxis kein Problem. Die Diversität hängt von der konkreten Nutzung ab, ist jedoch in der Regel höher als bei *Inline*-Anlagen und geringer als im Entwicklungsbereich. Geeignete Kompromisse zwischen Realitätsnähe und Iterationsaufwand können in der Regel gefunden werden; dann sind Shakeranlagen hier ebenfalls sinnvoll einsetzbar.

Zusammenfassend lassen sich folgende Empfehlungen aussprechen:

- Im Fahrzeugentwicklungsbereich sind Hydropulser mächtige und flexible Werkzeuge mit vielen Anwendungen. Besonders die Möglichkeit der Fahrzeugalterung macht sie unersetzlich. Shakeranlagen können eine sinnvolle Ergänzung darstellen
- In der Fertigung sind Shakeranlagen eine deutlich kostengünstigere Alternative zu Hydropulsern. Fahrwerkuntersuchungen sind nur eingeschränkt möglich, sonst gibt es keine prinzipiellen Einschränkungen. Bei entsprechender Auslegung sind sie für den *Inline*-Einsatz und den ausgelagerten Einsatz geeignet

Selbstverständlich gelten für jeden Anwendungsfall spezifische Rahmenbedingungen und Prioritäten, die zur besseren Eignung des einen oder des anderen Anlagentyps führen können.

8 Zusammenfassung und Ausblick

8.1 Zusammenfassung

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurden Shakeranlagen zur Komponenten- und zur Fahrzeuganregung auf Basis von elektromagnetischen Aktoren realisiert. Diese Prüfstände dienen der Störgeräuschanalyse im Laborumfeld mittels reproduzierter Straßenanregungen oder synthetischer Profile.

Elektromagnetischer Aktor EMAc²-6

Der elektromagnetische Aktor EMAc²-6 wurde in Vorgängerarbeiten auf die Anforderungen der Störgeräuschanalyse in der Automobilindustrie hin optimiert. Alternative Aktoren für diesen Einsatzzweck funktionieren elektrodynamisch oder hydraulisch. Gegenüber diesen ist der elektromagnetische Shaker vergleichsweise kompakt, leise, energieeffizient und kostengünstig. Aufgrund verbauter Permanentmagnete ist er jedoch konstruktionsbedingt bistabil und befindet sich im unregelmäßigen Zustand immer in Randlage. Bereits für die störschwingungsfreie Stabilisierung in der instabilen Arbeitslage ist ein vergleichsweise komplexer Regler notwendig. Für die Realisierung des Komponenten- und des Gesamtfahrzeugprüfstandes mit dem EMAc²-6 mussten daher zunächst jeweils geeignete Regelkonzepte ausgearbeitet werden. Bei der Fahrzeuganregung wurde darüber hinaus die Methode der Anregung und Profilerzeugung optimiert, um den Realitätsgrad der Schwinganregung im Fahrzeuginnenraum zu maximieren.

Komponentenprüfstand

Der Komponentenprüfstand dient zum Anregen von Prüflingen (Fahrzeugkomponenten und Subsystemen) bis zu einigen hundert Kilogramm Gewicht. Ein Aluminiumgestell stützt das statische Gewicht von Prüfling und Gestell über Luftbälge ab, damit der Aktor lediglich die dynamischen Kräfte aufbringen muss. Ferner wird damit das verkippsichere Aufspannen großer Prüflinge ermöglicht. Die erste Regelaufgabe ist die Stabilisierung des Aktors. Hierzu wird als Ausgangsbasis ein bereits bestehender Zustandsregler mit den Zuständen Spulenstrom sowie Position, Geschwindigkeit und Beschleunigung der Stellachse verwendet. Die Auslegung des Reglers erfolgt modellbasiert; das zugrunde liegende, bereits bekannte lineare Modell setzt sich aus elektrischem, magnetischem und mechanischem Subsystem zusammen.

Der Zustandsregler wird nun um das Verfahren der *Tracking Error Estimation* (TEE) erweitert, wodurch sich eine wesentliche Erhöhung der Bandbreite ergibt. Zum Erzielen bestmöglicher Nachfahrgüten wird das so geregelte System kompensiert, indem ihm nach erfolgter Identifikation ein inverses Systemmodell vorgeschaltet wird. Hierdurch ergibt sich ein theoretisch ideales Führungsübertragungsverhalten. Die Realisierung erfolgt in Form adaptiver Vorfilter, die das System im laufenden Betrieb permanent vermessen und kompensieren. Zwei alternative Verfahren für die Amplituden- und Phasenkompensation werden vorgestellt. Eine Variante berechnet im Frequenzbereich ein *Finite Impulse Response*- und ein Allpass-Filter, die zusammen ein linearphasiges und damit verzerrungsfreies Gesamtsystem ergeben. Als Alternative hierzu sorgt ein im Zeitbereich mittels eines *Least-Mean-Squares*-Algorithmus' berechnetes FIR-Filter bereits für ein linearphasiges Gesamtsystem.

Aufgrund der TEE-Erweiterung hat bereits das rein *feedback*-geregelte System eine hohe Bandbreite, die eine gute Basis für die adaptive Systemidentifikation und -invertierung ist. Das Gesamtsystem weist sehr gute Führungsübertragungseigenschaften auf.

Fahrzeugprüfstand

Zur Anregung von Fahrzeugen wurde ein Prüfstand auf Basis von vier EMAC²-6-Aktoren realisiert, der die Simulation von Straßenanregungen ermöglicht. Eine atmosphärisch vom Rest der Anlage getrennte Klimakammer ermöglicht die Berücksichtigung von Luftfeuchte- und Temperatureinflüssen. Die Shaker regen über die Wagenheberaufnahmen direkt die Karosserie des Fahrzeuges an. Aufgrund des Bypasses von Reifen und Fahrwerk sind vergleichsweise geringe Kräfte und Hübe ausreichend. Dadurch weist die Anlage erhebliche Effizienzvorteile im Vergleich zu Hydropulsanlagen auf, die die Profile über die Reifen einleiten.

Die Instabilität der Aktoren und deren starke Kopplung über die Karosserie müssen in die Prüfstandsregelung einfließen. Durch die starke Wechselwirkung der Shaker untereinander sind dezentrale Eingrößenregler nicht verwendbar. Sie schwingen sich aufgrund der real vorhandenen, in diesem Regelkonzept aber nicht berücksichtigten Kopplungen auf und resultieren in einem unkontrollierbaren, instabilen Gesamtsystem. Daher wird ein Mehrgrößen-Zustandsraummodell der Anlage aufgebaut. Die Systemordnung 22 ergibt sich aus dem auch für den Komponentenprüfstand verwendeten Modell vierter Ordnung für jeden Aktor und einem Modell sechster Ordnung für das Fahrzeug. Dessen Karosserie wird als Starrkörpermodell abgebildet, das je einen Freiheitsgrad in Nick-, Hub- und Wankrichtung hat. Fahrwerk und Wagenheberaufnahmen werden jeweils als lineare Feder-Dämpfer-Systeme berücksichtigt. Die gewählte Modellierungstiefe ergibt sich als Kompromiss aus Einfachheit der Modellanpassung und Reglerableitung, Realisierbarkeit auf dem Echtzeitregelsystem sowie den Mindestanforderungen zum Erreichen stabiler Regler.

Mittels *Linear Quadratic Regulator*-Methoden wird aus dem Prüfstandsmodell ein Mehrgrößen-Zustandsregler abgeleitet. Dieser Regler wird durch einen reduzierten

Zustandsbeobachter ergänzt, der alle Fahrzeugzustände schätzt und somit den regulären Anlagenbetrieb mit einem sensorlosen Fahrzeug ermöglicht. Der Regler stabilisiert die Aktoren mit hoher Ruhegüte und weist dank TEE hohe Bandbreiten auf. Zum Erreichen einer hohen Nachfahrgüte wird das geregelte System *offline* mittels *Time Waveform Replication* (TWR) kompensiert. Die Regelstrecken werden inklusive der Kopplungen mit Hilfe geeigneter Stimuli zunächst identifiziert. Die voll besetzte Systemmatrix wird invertiert, und die Sollprofile werden vor Beaufschlagung des Systems mit dieser Matrix vorverarbeitet.

Die hier praktizierte Anregung über die Wagenheberaufnahme bietet die Vorteile der einfachen Zugänglichkeit und schnellen Andockvorgänge, entspricht allerdings nicht der Krafteinleitung bei Straßenfahrten über Reifen und Fahrwerk. Darüber hinaus mindert die dynamische Weichheit der Wagenheberaufnahmen den Realitätsgrad der im Innenraum des Fahrzeugs auftretenden Beschleunigungen, da ihre Amplituden im Vergleich zur Shakeranregung deutlich reduziert sind. Daher sind Ausgleichsmaßnahmen nötig. Eine Erweiterung der TWR mit einem Verfahren der gewichteten Mittelung ermöglicht es, vier Sensoren im Dachbereich und vier Sensoren am Fahrzeugunterboden zugleich zu berücksichtigen. Mit diesem Verfahren sind Nachfahrgüten im Innenraum erreichbar, die denen von Hydropulsanlagen nicht nachstehen. Der Nachweis wird durch die Nachstellung von Straßenfahrten auf beiden Anlagen erbracht. Auswertungen der Innenraumanregung im Zeit- und im Frequenzbereich weisen eine praktisch gleich gute Nachfahrgüte auf beiden Anlagen nach.

Störgeräuschprüfstände müssen auch in der Lage sein, die Karosse zu tordieren. Knarzgeräusche können auf diese Weise am besten erzeugt und analysiert werden. Die Shakeranlage wird dazu mit den bewährten Hydropulsanlagen mit Hilfe photometrischer Messungen verglichen. Dieses Messverfahren ermöglicht die Bestimmung von Relativbewegungen in allen drei Raumrichtungen. Da die Shaker Zug- und Druckkräfte aufbringen können, sind große Verformungen im Türbereich erzielbar, die diejenigen des Hydropulser übertreffen. Die maximalen Zugkräfte auf dem Hydropulser sind durch die ungefederten Massen des Fahrzeugs definiert und limitiert. Im Heckbereich dagegen kann der Shakerprüfstand aufgrund der geometrischen Anordnung der Shaker nur geringere Verformungen erreichen. Knarzgeräusche am Fahrzeugheck sind also mit der Shakeranlage nur eingeschränkt erzeugbar, deren praktische Relevanz ist allerdings gering.

Jeder Anlagentyp - Shakeranlage und Hydropulser - ist letztlich für bestimmte Einsatzgebiete prädestiniert. Der Hydropulser ist gut geeignet, wenn wechselnde Fahrzeugtypen mit unterschiedlichen Eigenschaften analysiert werden sollen. Eine Untersuchung im Rahmen dieser Arbeit weist nach, dass hierfür immer dieselben Prüfprofile verwendet werden können, und eine Anpassung an das Testfahrzeug nicht nötig ist. Ein Vorgehen zur Erzeugung dieser fahrzeugunabhängigen Referenzprofile wurde entwickelt und vorgestellt.

Die vorgestellte Shakeranlage erreicht ebenfalls hohe Nachfahrgüten und weist für den vorgestellten Anwendungsfall keine wesentlichen Nachteile gegenüber dem Hydropulser auf. Dabei ist sie kostengünstiger und effizienter. Aufgrund des Anbindungskonzepts ist jedoch keine Alterung des Fahrzeugs möglich. Die wegen des Raf-

fungsprinzips hohen nötigen Beschleunigungen können nicht zerstörungsfrei über die Wagenheberaufnahmen eingeleitet werden. Auch sind Untersuchungen am Fahrwerk nur eingeschränkt möglich.

8.2 Ausblick

Die modellbasierte Regelung der Shaker gestaltet sich vor allem aufgrund deren Instabilität als sehr aufwändig. Prüflinge mit geänderten Eigenschaften, etwa mit relevanten Masseänderungen, erfordern eine Neuauslegung oder zumindest eine manuelle Anpassung des Reglers. Dies stellt für den flexiblen praktischen Betrieb der Anlage im industriellen Umfeld einen gravierenden Nachteil dar. Daher wurde der EMAC²-6 in einer parallelen Forschungsarbeit weiterentwickelt. Verstärkte mechanische Federn mit optimierter Kennlinie bringen in jeder Aktorposition eine zur Mittellage gerichtete Rückstellkraft auf, die die Wirkung der Permanentmagnete gering überkompensiert. Ein derartiger Shaker weist bereits unregelt eine stabile Mittellage auf und ist mit einer Steuerung beherrschbar. Die modellbasierte Regelung wird dadurch hinfällig, und die Anlage somit einfacher und flexibler einsetzbar. Ein inverses Systemmodell stellt dabei weiterhin hohe Nachfahrgüten sicher. Ferner ergeben sich Vorteile bezüglich benötigter Hardware-Ressourcen, Sensorik und Energieeffizienz. Die Integration dieser mechanischen Stabilisierung empfiehlt sich deshalb für den praktischen Einsatz des EMAC²-6 in Komponenten- und Fahrzeugprüfständen.

A Anhang

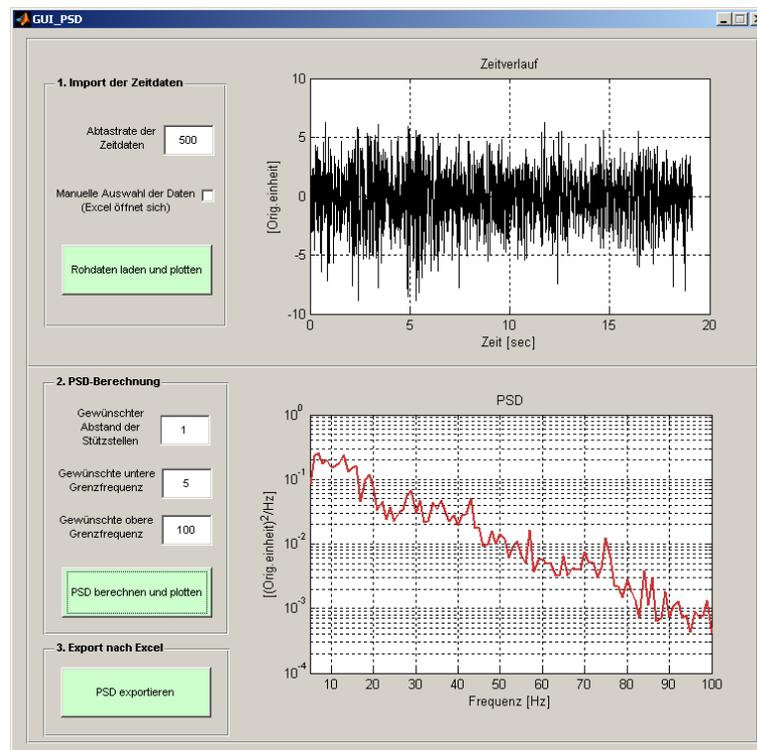


Bild A.1: GUI eines im Rahmen der vorliegenden Arbeit erstellten Programmes zur Umrechnung von Zeitdaten (oberes Diagramm) in ein PSD (unteres Diagramm). Benutzereingaben sind die in der Messung verwendete Abtastrate f_s , die gewünschte Stützstellendichte Δf und die gewünschte untere und obere Grenzfrequenz des resultierenden PSD

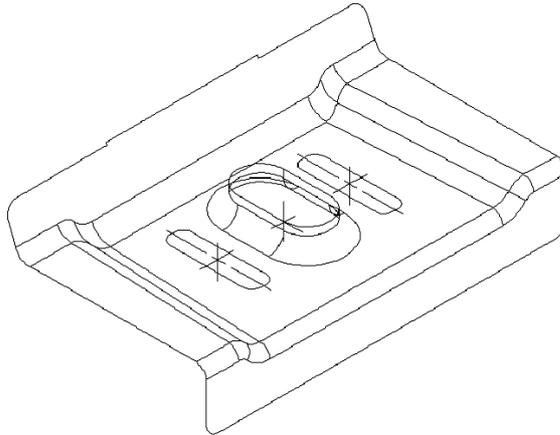


Bild A.2: Geometrie einer Wagenheberaufnahme



Bild A.3: Unterbau der Shakeranlage mit den verschiebbaren Shakern, Spannpratzen und nach oben führenden Andockstangen

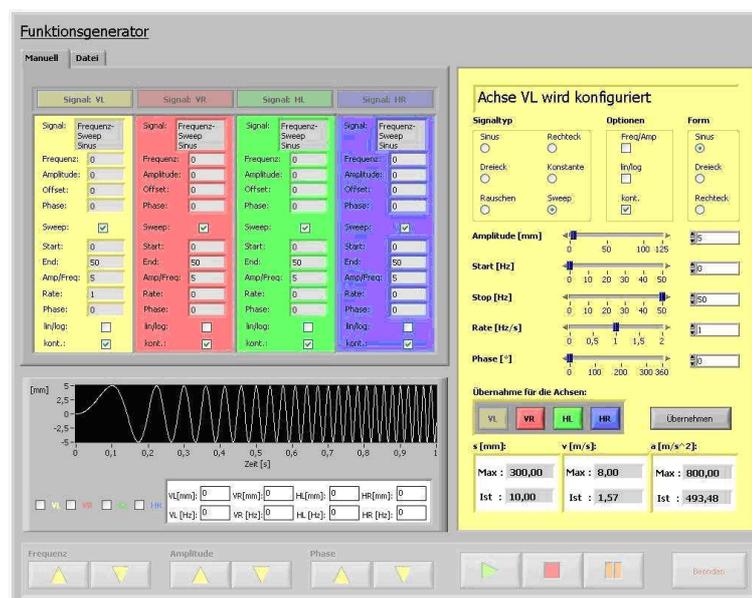


Bild A.4: Sweep-Generator in ROADSIM am Bedien-PC

Tabelle A.1: Im Zustandsmodell verwendete Fahrzeugparameter am Beispiel eines BMW 3er Kombi

Parameter	Symbol	Einheit	Wert
Fahrzeugmasse	m_{KFZ}	kg	1715
Wankträgheitsmoment	J_{Ω}	$\text{kg} \cdot \text{m}^2$	591
Nickträgheitsmoment	J_{ω}	$\text{kg} \cdot \text{m}^2$	2829
Abstand Schwerpunkt zu vorderen WHAs in x	L_1	m	0,555
Abstand Schwerpunkt zu hinteren WHAs in x	L_2	m	0,655
Abstand WHA vorne zu Federbeindom vorne in x	L_{T1}	m	0,70
Abstand WHA hinten zu Federbeindom hinten in x	L_{T2}	m	0,70
Halbe Fahrzeugbreite (WHA zu WHA)	L_w	m	0,98
Federkonstante des Fahrwerks vorne	c_{KFZ_v}	N/m	19954
Federkonstante des Fahrwerks hinten	c_{KFZ_h}	N/m	44819
Dämpfungskonstante des Fahrwerks vorne	d_{KFZ_v}	Ns/m	1404
Dämpfungskonstante des Fahrwerks hinten	d_{KFZ_h}	Ns/m	1233

Tabelle A.2: Elemente $k_{i,j}$ (Zeile i , Spalte j , $k_{i,j} \neq 0$ und $k_{i,j} \neq 1$) der Systemmatrix \mathbf{A} (Bild 6.12) zu Aktor 1, $c_{Sh} = c_{Sh_mag} + c_{Sh_mech}$

Pos.	Ausdruck
$k_{3,1}$	$\left(-d_{WHA} \left(-\frac{c_{WHA}}{m_{KFZ}} - \frac{c_{WHA} L_w^2}{J_\Omega} - \frac{c_{WHA} L_1^2}{J_w} \right) + \frac{-c_{Sh1} - c_{WHA}}{T_{Sh1}} \right) m_{Sh1}^{-1}$
$k_{3,2}$	$\left(-c_{Sh1} - c_{WHA} - d_{WHA} \left(-\frac{d_{WHA}}{m_{KFZ}} - \frac{L_w^2 d_{WHA}}{J_\Omega} - \frac{L_1^2 d_{WHA}}{J_w} \right) - \frac{d_{WHA}}{T_{Sh1}} \right) m_{Sh1}^{-1}$
$k_{3,3}$	$\left(-d_{WHA} - \frac{m_{Sh1}}{T_{Sh1}} \right) m_{Sh1}^{-1}$
$k_{3,4}$	$\frac{k_{fi_sh1}}{T_{Sh1} m_{Sh1}}$
$k_{3,5}$	$-d_{WHA} \left(-\frac{c_{WHA}}{m_{KFZ}} - \frac{L_w^2 c_{WHA}}{J_\Omega} + \frac{L_2 c_{WHA} L_1}{J_w} \right) m_{Sh1}^{-1}$
$k_{3,6}$	$-d_{WHA} \left(-\frac{d_{WHA}}{m_{KFZ}} - \frac{L_w^2 d_{WHA}}{J_\Omega} + \frac{L_2 d_{WHA} L_1}{J_w} \right) m_{Sh1}^{-1}$
$k_{3,9}$	$-d_{WHA} \left(-\frac{c_{WHA}}{m_{KFZ}} + \frac{L_w^2 c_{WHA}}{J_\Omega} - \frac{L_1^2 c_{WHA}}{J_w} \right) m_{Sh1}^{-1}$
$k_{3,10}$	$-d_{WHA} \left(-\frac{d_{WHA}}{m_{KFZ}} + \frac{L_w^2 d_{WHA}}{J_\Omega} - \frac{L_1^2 d_{WHA}}{J_w} \right) m_{Sh1}^{-1}$
$k_{3,13}$	$-d_{WHA} \left(-\frac{c_{WHA}}{m_{KFZ}} + \frac{L_w^2 c_{WHA}}{J_\Omega} + \frac{L_2 c_{WHA} L_1}{J_w} \right) m_{Sh1}^{-1}$
$k_{3,14}$	$-d_{WHA} \left(-\frac{d_{WHA}}{m_{KFZ}} + \frac{L_w^2 d_{WHA}}{J_\Omega} + \frac{L_2 d_{WHA} L_1}{J_w} \right) m_{Sh1}^{-1}$
$k_{3,17}$	$\frac{c_{KFZ_h} + c_{KFZ_v} + c_{WHA} + c_{KFZ_v} + c_{WHA} + c_{KFZ_h} + c_{WHA} + (-L_w (-c_{KFZ_v} - c_{WHA} - c_{KFZ_h} - c_{WHA}) + L_w (-c_{KFZ_v} - c_{WHA} - c_{KFZ_h} - c_{WHA})) L_w}{-d_{WHA}^{-1} m_{KFZ} m_{Sh1}} + \frac{-d_{WHA}^{-1} J_\Omega m_{Sh1}}{-d_{WHA}^{-1} J_\Omega m_{Sh1}} + \frac{c_{WHA}}{T_{Sh1} m_{Sh1}}$
$k_{3,18}$	$\frac{c_{WHA}}{m_{Sh1}} + \frac{d_{WHA} + d_{KFZ_h} + d_{KFZ_v} + d_{WHA} + d_{KFZ_v} + d_{WHA} + d_{WHA} + d_{KFZ_h}}{-d_{WHA}^{-1} m_{KFZ} m_{Sh1}} + \frac{(-L_w (-d_{WHA} - d_{KFZ_v} - d_{WHA} - d_{KFZ_h}) + L_w (-d_{WHA} - d_{KFZ_v} - d_{WHA} - d_{KFZ_h})) L_w}{-d_{WHA}^{-1} J_\Omega m_{Sh1}} - \frac{(-L_2 (-d_{WHA} - d_{WHA}) - (-d_{KFZ_h} - d_{KFZ_h})(L_2 + L_{T2}) + L_1 (-d_{WHA} - d_{WHA}) + (-d_{KFZ_v} - d_{KFZ_v})(L_1 + L_{T1})) L_1}{-d_{WHA}^{-1} J_\Omega m_{Sh1}} + \frac{d_{WHA}}{T_{Sh1} m_{Sh1}}$
$k_{3,19}$	$\frac{-(L_2 + L_{T2}) c_{KFZ_h} + (L_1 + L_{T1}) c_{KFZ_v} + c_{WHA} L_1 + (L_1 + L_{T1}) c_{KFZ_v} + L_1 c_{WHA} - L_2 c_{WHA} + (-L_2 - L_{T2}) c_{KFZ_h} - L_2 c_{WHA}}{-d_{WHA}^{-1} m_{KFZ} m_{Sh1}} + \frac{(-L_w ((-L_1 - L_{T1}) c_{KFZ_v} - c_{WHA} L_1 - (-L_2 - L_{T2}) c_{KFZ_h} + L_2 c_{WHA}) + L_w ((-L_1 - L_{T1}) c_{KFZ_v} - L_1 c_{WHA} - (-L_2 - L_{T2}) c_{KFZ_h} + L_2 c_{WHA})) L_w}{-d_{WHA}^{-1} J_\Omega m_{Sh1}} - \frac{(-L_2 (L_2 c_{WHA} + L_2 c_{WHA}) - ((L_2 + L_{T2}) c_{KFZ_h} - (-L_2 - L_{T2}) c_{KFZ_h})(L_2 + L_{T2}) + L_1 (-L_1 c_{WHA} - c_{WHA} L_1) + ((-L_1 - L_{T1}) c_{KFZ_v} - (L_1 + L_{T1}) c_{KFZ_v})(L_1 + L_{T1})) L_1}{-d_{WHA}^{-1} J_\Omega m_{Sh1}} + \frac{c_{WHA} L_1}{T_{Sh1} m_{Sh1}}$

$$k_{3,20} \frac{\frac{c_{WHA} L_1}{m_{Sh1}} + \frac{-L_2 d_{WHA} + (-L_2 - L_{T2}) d_{KFZ_h} + (L_1 + L_{T1}) d_{KFZ_v} + L_1 d_{WHA} + (L_1 + L_{T1}) d_{KFZ_v} + L_1 d_{WHA} - L_2 d_{WHA} + (-L_2 - L_{T2}) d_{KFZ_h}}{-d_{WHA}^{-1} m_{KFZ} m_{Sh1}} + \frac{(-L_w (L_2 d_{WHA} - (L_1 + L_{T1}) d_{KFZ_v} - L_1 d_{WHA} - (-L_2 - L_{T2}) d_{KFZ_h}) + L_w (L_2 d_{WHA} - (L_1 + L_{T1}) d_{KFZ_v} - L_1 d_{WHA} - (-L_2 - L_{T2}) d_{KFZ_h})) L_w}{-d_{WHA}^{-1} J_{\Omega} m_{Sh1}} - \frac{(-L_2 (L_2 d_{WHA} + L_2 d_{WHA}) - ((L_2 + L_{T2}) d_{KFZ_h} - (-L_2 - L_{T2}) d_{KFZ_h}) (L_2 + L_{T2}) + L_1 (-L_1 d_{WHA} - L_1 d_{WHA}) + ((-L_1 - L_{T1}) d_{KFZ_v} - (L_1 + L_{T1}) d_{KFZ_v}) (L_1 + L_{T1})) L_1}{-d_{WHA}^{-1} J_{\omega} m_{Sh1}} +$$

$$k_{3,21} \frac{\frac{L_1 d_{WHA}}{T_{Sh1} m_{Sh1}} - L_w c_{KFZ_h} - L_w c_{KFZ_v} - L_w c_{WHA} + L_w c_{KFZ_v} + L_w c_{WHA} - L_w c_{WHA} + L_w c_{KFZ_h} + L_w c_{WHA}}{-d_{WHA}^{-1} m_{KFZ} m_{Sh1}} + \frac{(-L_w (L_w c_{KFZ_v} + L_w c_{WHA} + L_w c_{KFZ_h} + L_w c_{WHA}) + L_w (-L_w c_{KFZ_v} - L_w c_{WHA} - L_w c_{KFZ_h} - L_w c_{WHA})) L_w}{-d_{WHA}^{-1} J_{\Omega} m_{Sh1}} - \frac{(-L_2 (-L_w c_{WHA} + L_w c_{WHA}) - (-L_w c_{KFZ_h} + L_w c_{KFZ_h}) (L_2 + L_{T2}) + L_1 (-L_w c_{WHA} + L_w c_{WHA}) + (-L_w c_{KFZ_v} + L_w c_{KFZ_v}) (L_1 + L_{T1})) L_1}{-d_{WHA}^{-1} J_{\omega} m_{Sh1}} -$$

$$k_{3,22} \frac{\frac{L_w c_{WHA}}{T_{Sh1} m_{Sh1}} - L_w c_{WHA} + \frac{L_w d_{WHA} - L_w d_{KFZ_h} - L_w d_{KFZ_v} - L_w d_{WHA} + L_w d_{KFZ_v} + L_w d_{WHA} - L_w d_{WHA} + L_w d_{KFZ_h}}{-d_{WHA}^{-1} m_{KFZ} m_{Sh1}} + \frac{(-L_w (L_w d_{WHA} + L_w d_{KFZ_v} + L_w d_{WHA} + L_w d_{KFZ_h}) + L_w (-L_w d_{WHA} - L_w d_{KFZ_v} - L_w d_{WHA} - L_w d_{KFZ_h})) L_w}{-d_{WHA}^{-1} J_{\Omega} m_{Sh1}} - \frac{(-L_2 (L_w d_{WHA} - L_w d_{WHA}) - (L_w d_{KFZ_h} - L_w d_{KFZ_h}) (L_2 + L_{T2}) + L_1 (L_w d_{WHA} - L_w d_{WHA}) + (L_w d_{KFZ_v} - L_w d_{KFZ_v}) (L_1 + L_{T1})) L_1}{-d_{WHA}^{-1} J_{\omega} m_{Sh1}} -$$

$$k_{4,4} \frac{\frac{L_w d_{WHA}}{T_{Sh1} m_{Sh1}} - \frac{R_{Sh1}}{L_{Sh1}}}{L_{Sh1}}$$

Tabelle A.3: Elemente $k_{i,j}$ (Zeile i , Spalte j , $k_{i,j} \neq 0$ und $k_{i,j} \neq 1$) der Systemmatrix \mathbf{A} (Bild 6.12) zu Aktor 2, $c_{Sh} = c_{Sh_mag} + c_{Sh_mech}$

Element	Ausdruck
$k_{7,1}$	$-d_{WHA} \left(-\frac{c_{WHA}}{m_{KFZ}} - \frac{c_{WHA} L_w^2}{J_\Omega} - \frac{c_{WHA} L_1^2}{J_\omega} \right) m_{Sh2}^{-1}$
$k_{7,2}$	$-d_{WHA} \left(-\frac{d_{WHA}}{m_{KFZ}} - \frac{L_w^2 d_{WHA}}{J_\Omega} - \frac{L_1^2 d_{WHA}}{J_\omega} \right) m_{Sh2}^{-1}$
$k_{7,5}$	$\left(-d_{WHA} \left(-\frac{c_{WHA}}{m_{KFZ}} - \frac{L_w^2 c_{WHA}}{J_\Omega} + \frac{L_2 c_{WHA} L_1}{J_\omega} \right) + \frac{-c_{Sh2} - c_{WHA}}{T_{Sh2}} \right) m_{Sh2}^{-1}$
$k_{7,6}$	$\left(-c_{Sh2} - c_{WHA} - d_{WHA} \left(-\frac{d_{WHA}}{m_{KFZ}} - \frac{L_w^2 d_{WHA}}{J_\Omega} + \frac{L_2 d_{WHA} L_1}{J_\omega} \right) - \frac{d_{WHA}}{T_{Sh2}} \right) m_{Sh2}^{-1}$
$k_{7,7}$	$\left(-d_{WHA} - \frac{m_{Sh2}}{T_{Sh2}} \right) m_{Sh2}^{-1}$
$k_{7,8}$	$\frac{k_{fi_Sh2}}{T_{Sh2} m_{Sh2}}$
$k_{7,9}$	$-d_{WHA} \left(-\frac{c_{WHA}}{m_{KFZ}} + \frac{L_w^2 c_{WHA}}{J_\Omega} - \frac{L_1^2 c_{WHA}}{J_\omega} \right) m_{Sh2}^{-1}$
$k_{7,10}$	$-d_{WHA} \left(-\frac{d_{WHA}}{m_{KFZ}} + \frac{L_w^2 d_{WHA}}{J_\Omega} - \frac{L_1^2 d_{WHA}}{J_\omega} \right) m_{Sh2}^{-1}$
$k_{7,13}$	$-d_{WHA} \left(-\frac{c_{WHA}}{m_{KFZ}} + \frac{L_w^2 c_{WHA}}{J_\Omega} + \frac{L_2 c_{WHA} L_1}{J_\omega} \right) m_{Sh2}^{-1}$
$k_{7,14}$	$-d_{WHA} \left(-\frac{d_{WHA}}{m_{KFZ}} + \frac{L_w^2 d_{WHA}}{J_\Omega} + \frac{L_2 d_{WHA} L_1}{J_\omega} \right) m_{Sh2}^{-1}$
$k_{7,17}$	$\frac{c_{KFZ_h} + c_{KFZ_v} + c_{WHA} + c_{KFZ_v} + c_{WHA} + c_{WHA} + c_{KFZ_h} + c_{WHA}}{-d_{WHA}^{-1} m_{KFZ} m_{Sh2}} + \frac{(-L_w (-c_{KFZ_v} - c_{WHA} - c_{KFZ_h} - c_{WHA}) + L_w (-c_{KFZ_v} - c_{WHA} - c_{KFZ_h} - c_{WHA})) L_w}{-d_{WHA}^{-1} J_\Omega m_{Sh2}}$
$k_{7,18}$	$\frac{c_{WHA}}{m_{Sh2}} + \frac{d_{WHA} + d_{KFZ_h} + d_{KFZ_v} + d_{WHA} + d_{KFZ_v} + d_{WHA} + d_{WHA} + d_{KFZ_h}}{-d_{WHA}^{-1} m_{KFZ} m_{Sh2}} + \frac{(-L_w (-d_{WHA} - d_{KFZ_v} - d_{WHA} - d_{KFZ_h}) + L_w (-d_{WHA} - d_{KFZ_v} - d_{WHA} - d_{KFZ_h})) L_w}{-d_{WHA}^{-1} J_\Omega m_{Sh2}}$
$k_{7,19}$	$\frac{(-L_2 + L_{T2}) c_{KFZ_h} + (L_1 + L_{T1}) c_{KFZ_v} + c_{WHA} L_1 + (L_1 + L_{T1}) c_{KFZ_v} + L_1 c_{WHA} - L_2 c_{WHA} + (-L_2 - L_{T2}) c_{KFZ_h} - L_2 c_{WHA}}{-d_{WHA}^{-1} m_{KFZ} m_{Sh2}} +$ $\frac{(-L_w ((-L_1 - L_{T1}) c_{KFZ_v} - c_{WHA} L_1 - (-L_2 - L_{T2}) c_{KFZ_h} + L_2 c_{WHA}) + L_w ((-L_1 - L_{T1}) c_{KFZ_v} - L_1 c_{WHA} - (-L_2 - L_{T2}) c_{KFZ_h} + L_2 c_{WHA})) L_w}{-d_{WHA}^{-1} J_\Omega m_{Sh2}}$ $\frac{(-L_2 (L_2 c_{WHA} + L_2 c_{WHA}) - ((L_2 + L_{T2}) c_{KFZ_h} - (-L_2 - L_{T2}) c_{KFZ_h}) + (L_1 - L_1 c_{WHA} - c_{WHA} L_1) + ((-L_1 - L_{T1}) c_{KFZ_v} - (L_1 + L_{T1}) c_{KFZ_v}) (L_1 + L_{T1})) L_1}{-d_{WHA}^{-1} J_\omega m_{Sh2}} +$ $\frac{L_1 c_{WHA}}{T_{Sh2} m_{Sh2}}$

$$k_{7,20} \frac{L_1 c_{WHA} + (-L_2 d_{WHA} + (-L_2 - L_{T2}) d_{KFZ_h} + (L_1 + L_{T1}) d_{KFZ_v} + L_1 d_{WHA} + (L_1 + L_{T1}) d_{KFZ_v} + L_1 d_{WHA} - L_2 d_{WHA} + (-L_2 - L_{T2}) d_{KFZ_h})}{m_{Sh2} - d_{WHA}^{-1} m_{KFZ} m_{Sh2}} +$$

$$\frac{(-L_w (L_2 d_{WHA} - (L_1 + L_{T1}) d_{KFZ_v} - L_1 d_{WHA} - (-L_2 - L_{T2}) d_{KFZ_h}) + L_w (L_2 d_{WHA} - (L_1 + L_{T1}) d_{KFZ_v} - L_1 d_{WHA} - (-L_2 - L_{T2}) d_{KFZ_h})) L_w}{-d_{WHA}^{-1} J_{\Omega} m_{Sh2}} -$$

$$\frac{(-L_2 (L_2 d_{WHA} + L_2 d_{WHA}) - ((L_2 + L_{T2}) d_{KFZ_h} - (-L_2 - L_{T2}) d_{KFZ_h}) (L_2 + L_{T2}) + L_1 (-L_1 d_{WHA} - L_1 d_{WHA}) + ((-L_1 - L_{T1}) d_{KFZ_v} - (L_1 + L_{T1}) d_{KFZ_v}) (L_1 + L_{T1})) L_1}{-d_{WHA}^{-1} J_{\omega} m_{Sh2}} +$$

$$k_{7,21} \frac{\frac{L_1 d_{WHA}}{T_{Sh2} m_{Sh2}}}{-L_w c_{KFZ_h} - L_w c_{KFZ_v} - L_w c_{WHA} + L_w c_{KFZ_v} + L_w c_{WHA} - L_w c_{WHA} + L_w c_{KFZ_h} + L_w c_{WHA}} +$$

$$\frac{(-L_w (L_w c_{KFZ_v} + L_w c_{WHA} + L_w c_{KFZ_h} + L_w c_{WHA}) + L_w (-L_w c_{KFZ_v} - L_w c_{WHA} - L_w c_{KFZ_h} - L_w c_{WHA})) L_w}{-d_{WHA}^{-1} m_{KFZ} m_{Sh2} - d_{WHA}^{-1} J_{\Omega} m_{Sh2}} -$$

$$\frac{(-L_2 (-L_w c_{WHA} + L_w c_{WHA}) - (-L_w c_{KFZ_h} + L_w c_{KFZ_h}) (L_2 + L_{T2}) + L_1 (-L_w c_{WHA} + L_w c_{WHA}) + (-L_w c_{KFZ_v} + L_w c_{KFZ_v}) (L_1 + L_{T1})) L_1}{-d_{WHA}^{-1} J_{\omega} m_{Sh2}} -$$

$$k_{7,22} \frac{\frac{L_w c_{WHA}}{T_{Sh2} m_{Sh2}}}{-L_w c_{WHA} + \frac{L_w d_{WHA} - L_w d_{KFZ_h} - L_w d_{KFZ_v} - L_w d_{WHA} + L_w d_{KFZ_v} + L_w d_{WHA} - L_w d_{WHA} + L_w d_{KFZ_h}}{m_{Sh2} - d_{WHA}^{-1} m_{KFZ} m_{Sh2}} +$$

$$\frac{(-L_w (L_w d_{WHA} + L_w d_{KFZ_v} + L_w d_{WHA} + L_w d_{KFZ_h}) + L_w (-L_w d_{WHA} - L_w d_{KFZ_v} - L_w d_{WHA} - L_w d_{KFZ_h})) L_w}{-d_{WHA}^{-1} J_{\Omega} m_{Sh2}} -$$

$$\frac{(-L_2 (L_w d_{WHA} - L_w d_{WHA}) - (L_w d_{KFZ_h} - L_w d_{KFZ_h}) (L_2 + L_{T2}) + L_1 (L_w d_{WHA} - L_w d_{WHA}) + (L_w d_{KFZ_v} - L_w d_{KFZ_v}) (L_1 + L_{T1})) L_1}{-d_{WHA}^{-1} J_{\omega} m_{Sh2}} -$$

$$k_{8,8} \frac{\frac{L_w d_{WHA}}{T_{Sh2} m_{Sh2}}}{- \frac{R_{Sh2}}{L_{Sh2}}}$$

Tabelle A.4: Elemente $k_{i,j}$ (Zeile i , Spalte j , $k_{i,j} \neq 0$ und $k_{i,j} \neq 1$) der Systemmatrix \mathbf{A} (Bild 6.12) zu Aktor 3, $c_{Sh} = c_{Sh_mag} + c_{Sh_mech}$

Element	Ausdruck
$k_{11,1}$	$-d_{WHA} \left(-\frac{c_{WHA}}{m_{KFZ}} - \frac{c_{WHA} L_w^2}{J_\Omega} - \frac{c_{WHA} L_1^2}{J_\omega} \right) m_{Sh3}^{-1}$
$k_{11,2}$	$-d_{WHA} \left(-\frac{d_{WHA}}{m_{KFZ}} - \frac{L_w^2 d_{WHA}}{J_\Omega} - \frac{L_1^2 d_{WHA}}{J_\omega} \right) m_{Sh3}^{-1}$
$k_{11,5}$	$-d_{WHA} \left(-\frac{c_{WHA}}{m_{KFZ}} - \frac{L_w^2 c_{WHA}}{J_\Omega} + \frac{L_2 c_{WHA} L_1}{J_\omega} \right) m_{Sh3}^{-1}$
$k_{11,6}$	$-d_{WHA} \left(-\frac{d_{WHA}}{m_{KFZ}} - \frac{L_w^2 d_{WHA}}{J_\Omega} + \frac{L_2 d_{WHA} L_1}{J_\omega} \right) m_{Sh3}^{-1}$
$k_{11,9}$	$\left(-d_{WHA} \left(-\frac{c_{WHA}}{m_{KFZ}} + \frac{L_w^2 c_{WHA}}{J_\Omega} - \frac{L_1^2 c_{WHA}}{J_\omega} \right) + \frac{-c_{Sh3} - c_{WHA}}{T_{Sh3}} \right) m_{Sh3}^{-1}$
$k_{11,10}$	$\left(-c_{Sh3} - c_{WHA} - d_{WHA} \left(-\frac{d_{WHA}}{m_{KFZ}} + \frac{L_w^2 d_{WHA}}{J_\Omega} - \frac{L_1^2 d_{WHA}}{J_\omega} \right) - \frac{d_{WHA}}{T_{Sh3}} \right) m_{Sh3}^{-1}$
$k_{11,11}$	$\left(-d_{WHA} - \frac{m_{Sh3}}{T_{Sh3}} \right) m_{Sh3}^{-1}$
$k_{11,12}$	$\frac{k_{fi_Sh3}}{T_{Sh3} m_{Sh3}}$
$k_{11,13}$	$-d_{WHA} \left(-\frac{c_{WHA}}{m_{KFZ}} + \frac{L_w^2 c_{WHA}}{J_\Omega} + \frac{L_2 c_{WHA} L_1}{J_\omega} \right) m_{Sh3}^{-1}$
$k_{11,14}$	$-d_{WHA} \left(-\frac{d_{WHA}}{m_{KFZ}} + \frac{L_w^2 d_{WHA}}{J_\Omega} + \frac{L_2 d_{WHA} L_1}{J_\omega} \right) m_{Sh3}^{-1}$
$k_{11,17}$	$\frac{c_{KFZ_h} + c_{KFZ_v} + c_{WHA} + c_{KFZ_v} + c_{WHA} + c_{KFZ_h} + c_{WHA} + \left(-L_w \left(-c_{KFZ_h} - c_{KFZ_v} - c_{WHA} - c_{WHA} \right) + L_w \left(-c_{KFZ_v} - c_{WHA} - c_{KFZ_h} - c_{WHA} \right) \right) L_w}{-d_{WHA}^{-1} m_{KFZ} m_{Sh3} J_\Omega} + \frac{(-L_2 (-c_{WHA} - c_{WHA}) - (-c_{KFZ_h} - c_{KFZ_h})(L_2 + L_{T2}) + L_1 (-c_{WHA} - c_{WHA}) + (-c_{KFZ_v} - c_{KFZ_v})(L_1 + L_{T1})) L_1}{-d_{WHA}^{-1} J_\omega m_{Sh3}} + \frac{c_{WHA}}{T_{Sh3} m_{Sh3}}$
$k_{11,18}$	$\frac{c_{WHA}}{m_{Sh3}} + \frac{d_{WHA} + d_{KFZ_h} + d_{KFZ_v} + d_{WHA} + d_{KFZ_v} + d_{WHA} + d_{WHA} + d_{KFZ_h} + \left(-L_w \left(-d_{WHA} - d_{KFZ_v} - d_{WHA} - d_{KFZ_h} \right) + L_w \left(-d_{WHA} - d_{KFZ_v} - d_{WHA} - d_{KFZ_h} \right) \right) L_w}{-d_{WHA}^{-1} m_{KFZ} m_{Sh3} J_\Omega} + \frac{(-L_2 (-d_{WHA} - d_{WHA}) - (-d_{KFZ_h} - d_{KFZ_h})(L_2 + L_{T2}) + L_1 (-d_{WHA} - d_{WHA}) + (-d_{KFZ_v} - d_{KFZ_v})(L_1 + L_{T1})) L_1}{-d_{WHA}^{-1} J_\omega m_{Sh3}} + \frac{d_{WHA}}{T_{Sh3} m_{Sh3}}$
$k_{11,19}$	$\frac{- (L_2 + L_{T2}) c_{KFZ_h} + (L_1 + L_{T1}) c_{KFZ_v} + c_{WHA} L_1 + (L_1 + L_{T1}) c_{KFZ_v} + L_1 c_{WHA} - L_2 c_{WHA} + (-L_2 - L_{T2}) c_{KFZ_h} - L_2 c_{WHA}}{-d_{WHA}^{-1} m_{KFZ} m_{Sh3} J_\Omega} + \frac{(-L_w \left((-L_1 - L_{T1}) c_{KFZ_v} - c_{WHA} L_1 - (-L_2 - L_{T2}) c_{KFZ_h} + L_2 c_{WHA} \right) + L_w \left((-L_1 - L_{T1}) c_{KFZ_v} - L_1 c_{WHA} - (-L_2 - L_{T2}) c_{KFZ_h} + L_2 c_{WHA} \right)) L_w}{-d_{WHA}^{-1} J_\Omega m_{Sh3}} + \frac{(-L_2 (L_2 c_{WHA} + L_2 c_{WHA}) - ((L_2 + L_{T2}) c_{KFZ_h} - (-L_2 - L_{T2}) c_{KFZ_h}) + L_1 (-L_1 c_{WHA} - c_{WHA} L_1) + ((-L_1 - L_{T1}) c_{KFZ_v} - (L_1 + L_{T1}) c_{KFZ_v})(L_1 + L_{T1})) L_1}{-d_{WHA}^{-1} J_\omega m_{Sh3}}$
	$\frac{L_1 c_{WHA}}{T_{Sh3} m_{Sh3}}$

$$\begin{aligned}
k_{11,20} & \frac{L_1 c_{WHA}}{m_{Sh3}} + \frac{-L_2 d_{WHA} + (-L_2 - L_{T2}) d_{KFZ_h} + (L_1 + L_{T1}) d_{KFZ_v} + L_1 d_{WHA} + (L_1 + L_{T1}) d_{KFZ_v} + L_1 d_{WHA} - L_2 d_{WHA} + (-L_2 - L_{T2}) d_{KFZ_h}}{-d_{WHA}^{-1} m_{KFZ} m_{Sh3}} + \\
& \frac{(-L_w (L_2 d_{WHA} - (L_1 + L_{T1}) d_{KFZ_v} - L_1 d_{WHA} - (-L_2 - L_{T2}) d_{KFZ_h}) + L_w (L_2 d_{WHA} - (L_1 + L_{T1}) d_{KFZ_v} - L_1 d_{WHA} - (-L_2 - L_{T2}) d_{KFZ_h})) L_w}{-d_{WHA}^{-1} J_{\Omega} m_{Sh3}} - \\
& \frac{(-L_2 (L_2 d_{WHA} + L_2 d_{WHA}) - ((L_2 + L_{T2}) d_{KFZ_h} - (-L_2 - L_{T2}) d_{KFZ_h}) (L_2 + L_{T2}) + L_1 (-L_1 d_{WHA} - L_1 d_{WHA}) + ((-L_1 - L_{T1}) d_{KFZ_v} - (L_1 + L_{T1}) d_{KFZ_v}) (L_1 + L_{T1})) L_1}{-d_{WHA}^{-1} J_{\omega} m_{Sh3}} + \\
k_{11,21} & \frac{\frac{L_1 d_{WHA}}{T_{Sh3} m_{Sh3}}}{-L_w c_{KFZ_h} - L_w c_{KFZ_v} - L_w c_{WHA} + L_w c_{KFZ_v} + L_w c_{WHA} - L_w c_{WHA} + L_w c_{KFZ_h} + L_w c_{WHA}} + \\
& \frac{(-L_w (L_w c_{KFZ_v} + L_w c_{WHA} + L_w c_{KFZ_h} + L_w c_{WHA}) + L_w (-L_w c_{KFZ_v} - L_w c_{WHA} - L_w c_{KFZ_h} - L_w c_{WHA})) L_w}{-d_{WHA}^{-1} m_{KFZ} m_{Sh3}} - \\
& \frac{(-L_2 (-L_w c_{WHA} + L_w c_{WHA}) - (-L_w c_{KFZ_h} + L_w c_{KFZ_h}) (L_2 + L_{T2}) + L_1 (-L_w c_{WHA} + L_w c_{WHA}) + (-L_w c_{KFZ_v} + L_w c_{KFZ_v}) (L_1 + L_{T1})) L_1}{-d_{WHA}^{-1} J_{\omega} m_{Sh3}} - \\
k_{11,22} & \frac{\frac{L_w c_{WHA}}{T_{Sh3} m_{Sh3}}}{m_{Sh3}} + \frac{L_w d_{WHA} - L_w d_{KFZ_h} - L_w d_{KFZ_v} - L_w d_{WHA} + L_w d_{KFZ_v} + L_w d_{WHA} - L_w d_{WHA} + L_w d_{KFZ_h}}{-d_{WHA}^{-1} m_{KFZ} m_{Sh3}} + \\
& \frac{(-L_w (L_w d_{WHA} + L_w d_{KFZ_v} + L_w d_{WHA} + L_w d_{KFZ_h}) + L_w (-L_w d_{WHA} - L_w d_{KFZ_v} - L_w d_{WHA} - L_w d_{KFZ_h})) L_w}{-d_{WHA}^{-1} J_{\Omega} m_{Sh3}} - \\
& \frac{(-L_2 (L_w d_{WHA} - L_w d_{WHA}) - (L_w d_{KFZ_h} - L_w d_{KFZ_h}) (L_2 + L_{T2}) + L_1 (L_w d_{WHA} - L_w d_{WHA}) + (L_w d_{KFZ_v} - L_w d_{KFZ_v}) (L_1 + L_{T1})) L_1}{-d_{WHA}^{-1} J_{\omega} m_{Sh3}} - \\
k_{12,12} & - \frac{\frac{L_w d_{WHA}}{T_{Sh3} m_{Sh3}}}{L_{Sh3}}
\end{aligned}$$

Tabelle A.5: Elemente $k_{i,j}$ (Zeile i , Spalte j , $k_{i,j} \neq 0$ und $k_{i,j} \neq 1$) der Systemmatrix \mathbf{A} (Bild 6.12) zu Aktor 4, $c_{Sh} = c_{Sh_mag} + c_{Sh_mech}$

Element	Ausdruck
$k_{15,1}$	$-d_{WHA} \left(-\frac{c_{WHA}}{m_{KFZ}} - \frac{c_{WHA} L_w^2}{J_\Omega} - \frac{c_{WHA} L_1^2}{J_\omega} \right) m_{Sh4}^{-1}$
$k_{15,2}$	$-d_{WHA} \left(-\frac{d_{WHA}}{m_{KFZ}} - \frac{L_w^2 d_{WHA}}{J_\Omega} - \frac{L_1^2 d_{WHA}}{J_\omega} \right) m_{Sh4}^{-1}$
$k_{15,5}$	$-d_{WHA} \left(-\frac{c_{WHA}}{m_{KFZ}} - \frac{L_w^2 c_{WHA}}{J_\Omega} + \frac{L_2 c_{WHA} L_1}{J_\omega} \right) m_{Sh4}^{-1}$
$k_{15,6}$	$-d_{WHA} \left(-\frac{d_{WHA}}{m_{KFZ}} - \frac{L_w^2 d_{WHA}}{J_\Omega} + \frac{L_2 d_{WHA} L_1}{J_\omega} \right) m_{Sh4}^{-1}$
$k_{15,9}$	$-d_{WHA} \left(-\frac{c_{WHA}}{m_{KFZ}} + \frac{L_w^2 c_{WHA}}{J_\Omega} - \frac{L_1^2 c_{WHA}}{J_\omega} \right) m_{Sh4}^{-1}$
$k_{15,10}$	$-d_{WHA} \left(-\frac{d_{WHA}}{m_{KFZ}} + \frac{L_w^2 d_{WHA}}{J_\Omega} - \frac{L_1^2 d_{WHA}}{J_\omega} \right) m_{Sh4}^{-1}$
$k_{15,13}$	$\left(-d_{WHA} \left(-\frac{c_{WHA}}{m_{KFZ}} + \frac{L_w^2 c_{WHA}}{J_\Omega} + \frac{L_2 c_{WHA} L_1}{J_\omega} \right) + \frac{-c_{Sh4} - c_{WHA}}{T_{Sh4}} \right) m_{Sh4}^{-1}$
$k_{15,14}$	$\left(-c_{Sh4} - c_{WHA} - d_{WHA} \left(-\frac{d_{WHA}}{m_{KFZ}} + \frac{L_w^2 d_{WHA}}{J_\Omega} + \frac{L_2 d_{WHA} L_1}{J_\omega} \right) - \frac{d_{WHA}}{T_{Sh4}} \right) m_{Sh4}^{-1}$
$k_{15,15}$	$\left(-d_{WHA} - \frac{m_{Sh4}}{T_{Sh4}} \right) m_{Sh4}^{-1}$
$k_{15,16}$	$\frac{k_{fi_Sh4}}{T_{Sh4} m_{Sh4}}$
$k_{15,17}$	$\frac{c_{KFZ_h} + c_{KFZ_v} + c_{WHA} + c_{KFZ_v} + c_{WHA} + c_{WHA} + c_{KFZ_h} + c_{WHA} + \left(-L_w \left(-c_{KFZ_h} - c_{KFZ_v} - c_{WHA} - c_{WHA} \right) + L_w \left(-c_{KFZ_v} - c_{WHA} - c_{KFZ_h} - c_{WHA} \right) \right) L_w}{-d_{WHA}^{-1} m_{KFZ} m_{Sh4}} + \frac{-d_{WHA}^{-1} J_\Omega m_{Sh4}}{-d_{WHA}^{-1} J_\Omega m_{Sh4}}$
$k_{15,18}$	$\frac{c_{WHA} + \frac{d_{WHA} + d_{KFZ_h} + d_{KFZ_v} + d_{WHA} + d_{KFZ_v} + d_{WHA} + d_{WHA} + d_{KFZ_h}}{-d_{WHA}^{-1} m_{KFZ} m_{Sh4}} + \left(-L_w \left(-d_{WHA} - d_{KFZ_v} - d_{WHA} - d_{KFZ_h} \right) + L_w \left(-d_{WHA} - d_{KFZ_v} - d_{WHA} - d_{KFZ_h} \right) \right) L_w}{-d_{WHA}^{-1} J_\Omega m_{Sh4}} + \frac{c_{WHA}}{T_{Sh4} m_{Sh4}}$
$k_{15,19}$	$\frac{\left(-L_2 \left(-d_{WHA} - d_{WHA} \right) - \left(-d_{KFZ_h} - d_{KFZ_h} \right) \left(L_2 + L_{T2} \right) + L_1 \left(-d_{WHA} - d_{WHA} \right) + \left(-d_{KFZ_v} - d_{KFZ_v} \right) \left(L_1 + L_{T1} \right) \right) L_1 + \frac{d_{WHA}}{T_{Sh4} m_{Sh4}}}{-d_{WHA}^{-1} J_\omega m_{Sh4}} + \frac{-L_2 \left(-d_{WHA} - d_{WHA} \right) - \left(-d_{KFZ_h} - d_{KFZ_h} \right) \left(L_2 + L_{T2} \right) + L_1 \left(-d_{WHA} - d_{WHA} \right) + \left(-d_{KFZ_v} - d_{KFZ_v} \right) \left(L_1 + L_{T1} \right)}{-d_{WHA}^{-1} m_{KFZ} m_{Sh4}} + \frac{-L_2 \left(-L_1 - L_{T1} \right) c_{KFZ_v} - c_{WHA} L_1 - \left(-L_2 - L_{T2} \right) c_{KFZ_h} + L_2 c_{WHA} + \left(-L_2 - L_{T2} \right) c_{KFZ_h} - L_2 c_{WHA} + \left(-L_1 - L_{T1} \right) c_{KFZ_v} - c_{WHA} L_1 - \left(-L_2 - L_{T2} \right) c_{KFZ_h} + L_2 c_{WHA} + \left(-L_1 - L_{T1} \right) c_{KFZ_v} - L_1 c_{WHA} - \left(-L_2 - L_{T2} \right) c_{KFZ_h} + L_2 c_{WHA}}{-d_{WHA}^{-1} J_\Omega m_{Sh4}} + \frac{-L_2 \left(L_2 c_{WHA} + L_2 c_{WHA} \right) - \left(\left(L_2 + L_{T2} \right) c_{KFZ_h} - \left(-L_2 - L_{T2} \right) c_{KFZ_h} \right) \left(L_2 + L_{T2} \right) + L_1 \left(-L_1 c_{WHA} - c_{WHA} L_1 \right) + \left(\left(-L_1 - L_{T1} \right) c_{KFZ_v} - \left(L_1 + L_{T1} \right) c_{KFZ_v} \right) \left(L_1 + L_{T1} \right)}{-d_{WHA}^{-1} J_\omega m_{Sh4}} + \frac{L_1 c_{WHA}}{T_{Sh4} m_{Sh4}}$

$$\begin{aligned}
k_{15,20} & \frac{L_1 c_{WHA}}{m_{Sh_4}} + \frac{-L_2 d_{WHA} + (-L_2 - L_{T2}) d_{KFZ_h} + (L_1 + L_{T1}) d_{KFZ_v} + L_1 d_{WHA} + (L_1 + L_{T1}) d_{KFZ_v} + L_1 d_{WHA} - L_2 d_{WHA} + (-L_2 - L_{T2}) d_{KFZ_h}}{-d_{WHA}^{-1} m_{KFZ} m_{Sh_4}} + \\
& \frac{(-L_w (L_2 d_{WHA} - (L_1 + L_{T1}) d_{KFZ_v} - L_1 d_{WHA} - (-L_2 - L_{T2}) d_{KFZ_h}) + L_w (L_2 d_{WHA} - (L_1 + L_{T1}) d_{KFZ_v} - L_1 d_{WHA} - (-L_2 - L_{T2}) d_{KFZ_h})) L_w}{-d_{WHA}^{-1} J_{\Omega} m_{Sh_4}} - \\
& \frac{(-L_2 (L_2 d_{WHA} + L_2 d_{WHA}) - ((L_2 + L_{T2}) d_{KFZ_h} - (-L_2 - L_{T2}) d_{KFZ_h}) (L_2 + L_{T2}) + L_1 (-L_1 d_{WHA} - L_1 d_{WHA}) + ((-L_1 - L_{T1}) d_{KFZ_v} - (L_1 + L_{T1}) d_{KFZ_v}) (L_1 + L_{T1})) L_1}{-d_{WHA}^{-1} J_{\omega} m_{Sh_4}} + \\
k_{15,21} & \frac{\frac{L_1 d_{WHA}}{T_{Sh_4} m_{Sh_4}}}{-L_w c_{KFZ_h} - L_w c_{KFZ_v} - L_w c_{WHA} + L_w c_{KFZ_v} + L_w c_{WHA} - L_w c_{WHA} + L_w c_{KFZ_h} + L_w c_{WHA}} + \\
& \frac{(-L_w (L_w c_{KFZ_v} + L_w c_{WHA} + L_w c_{KFZ_h} + L_w c_{WHA}) + L_w (-L_w c_{KFZ_v} - L_w c_{WHA} - L_w c_{KFZ_h} - L_w c_{WHA})) L_w}{-d_{WHA}^{-1} m_{KFZ} m_{Sh_4}} - \\
& \frac{(-L_2 (-L_w c_{WHA} + L_w c_{WHA}) - (-L_w c_{KFZ_h} + L_w c_{KFZ_h}) (L_2 + L_{T2}) + L_1 (-L_w c_{WHA} + L_w c_{WHA}) + (-L_w c_{KFZ_v} + L_w c_{KFZ_v}) (L_1 + L_{T1})) L_1}{-d_{WHA}^{-1} J_{\omega} m_{Sh_4}} - \\
k_{15,22} & \frac{\frac{L_w c_{WHA}}{T_{Sh_4} m_{Sh_4}}}{m_{Sh_4}} + \frac{L_w d_{WHA} - L_w d_{KFZ_h} - L_w d_{KFZ_v} - L_w d_{WHA} + L_w d_{KFZ_v} + L_w d_{WHA} - L_w d_{WHA} + L_w d_{KFZ_h}}{-d_{WHA}^{-1} m_{KFZ} m_{Sh_4}} + \\
& \frac{(-L_w (L_w d_{WHA} + L_w d_{KFZ_v} + L_w d_{WHA} + L_w d_{KFZ_h}) + L_w (-L_w d_{WHA} - L_w d_{KFZ_v} - L_w d_{WHA} - L_w d_{KFZ_h})) L_w}{-d_{WHA}^{-1} J_{\Omega} m_{Sh_4}} - \\
& \frac{(-L_2 (L_w d_{WHA} - L_w d_{WHA}) - (L_w d_{KFZ_h} - L_w d_{KFZ_h}) (L_2 + L_{T2}) + L_1 (L_w d_{WHA} - L_w d_{WHA}) + (L_w d_{KFZ_v} - L_w d_{KFZ_v}) (L_1 + L_{T1})) L_1}{-d_{WHA}^{-1} J_{\omega} m_{Sh_4}} - \\
k_{16,16} & \frac{\frac{L_w d_{WHA}}{T_{Sh_4} m_{Sh_4}}}{\frac{R_{Sh_4}}{L_{Sh_4}}}
\end{aligned}$$

Tabelle A.6: Elemente $k_{i,j}$ (Zeile i , Spalte j , $k_{i,j} \neq 0$ und $k_{i,j} \neq 1$) der Systemmatrix \mathbf{A} (Bild 6.12) zu \ddot{z}_{KFZ} (Zeile 18)

Element	Ausdruck
$k_{18,1}$	$\frac{c_{WHA}}{m_{KFZ}}$
$k_{18,2}$	$\frac{d_{WHA}}{m_{KFZ}}$
$k_{18,5}$	$\frac{c_{WHA}}{m_{KFZ}}$
$k_{18,6}$	$\frac{d_{WHA}}{m_{KFZ}}$
$k_{18,9}$	$\frac{c_{WHA}}{m_{KFZ}}$
$k_{18,10}$	$\frac{d_{WHA}}{m_{KFZ}}$
$k_{18,13}$	$\frac{c_{WHA}}{m_{KFZ}}$
$k_{18,14}$	$\frac{d_{WHA}}{m_{KFZ}}$
$k_{18,17}$	$\frac{-c_{WHA} - c_{WHA} - c_{WHA} - c_{WHA} - c_{KFZ_v} - c_{KFZ_h} - c_{KFZ_v} - c_{KFZ_h}}{m_{KFZ}}$
$k_{18,18}$	$\frac{-d_{WHA} - d_{WHA} - d_{WHA} - d_{WHA} - d_{KFZ_v} - d_{KFZ_h} - d_{KFZ_v} - d_{KFZ_h}}{m_{KFZ}}$
$k_{18,19}$	$\frac{c_{KFZ_h}(L_2 + L_{T2}) - c_{KFZ_v}(L_1 + L_{T1}) - c_{WHA}L_1 - c_{KFZ_v}(L_1 + L_{T1}) - c_{WHA}L_1 + c_{WHA}L_2 - (-L_2 - L_{T2})c_{KFZ_h} + c_{WHA}L_2}{m_{KFZ}}$
$k_{18,20}$	$\frac{d_{WHA}L_2 - (-L_2 - L_{T2})d_{KFZ_h} - d_{KFZ_v}(L_1 + L_{T1}) - d_{WHA}L_1 - d_{KFZ_v}(L_1 + L_{T1}) - d_{WHA}L_1 + d_{WHA}L_2 - (-L_2 - L_{T2})d_{KFZ_h}}{m_{KFZ}}$
$k_{18,21}$	$\frac{L_w c_{KFZ_h} + L_w c_{KFZ_v} + L_w c_{WHA} - L_w c_{KFZ_v} - L_w c_{WHA} + L_w c_{WHA} - L_w c_{KFZ_h} - L_w c_{WHA}}{m_{KFZ}}$
$k_{18,22}$	$\frac{-L_w d_{WHA} + L_w d_{KFZ_h} + L_w d_{KFZ_v} + L_w d_{WHA} - L_w d_{KFZ_v} - L_w d_{WHA} + L_w d_{WHA} - L_w d_{KFZ_h}}{m_{KFZ}}$

Tabelle A.7: Elemente $k_{i,j}$ (Zeile i , Spalte j , $k_{i,j} \neq 0$ und $k_{i,j} \neq 1$) der Systemmatrix \mathbf{A} (Bild 6.12) zu $\dot{\omega}_{KFZ}$ (Zeile 20)

Element	Ausdruck
$k_{20,1}$	$\frac{c_{WHA} L_1}{J_\omega}$
$k_{20,2}$	$\frac{d_{WHA} L_1}{J_\omega}$
$k_{20,5}$	$-\frac{c_{WHA} L_2}{J_\omega}$
$k_{20,6}$	$-\frac{d_{WHA} L_2}{J_\omega}$
$k_{20,9}$	$\frac{c_{WHA} L_1}{J_\omega}$
$k_{20,10}$	$\frac{d_{WHA} L_1}{J_\omega}$
$k_{20,13}$	$-\frac{c_{WHA} L_2}{J_\omega}$
$k_{20,14}$	$-\frac{d_{WHA} L_2}{J_\omega}$
$k_{20,17}$	$\frac{-L_2 (-c_{WHA} - c_{WHA}) - (c_{KFZ_h} - c_{KFZ_h})(L_2 + L_{T2}) + L_1 (-c_{WHA} - c_{WHA}) + (-c_{KFZ_v} - c_{KFZ_v})(L_1 + L_{T1})}{J_\omega}$
$k_{20,18}$	$\frac{-L_2 (-d_{WHA} - d_{WHA}) - (d_{KFZ_h} - d_{KFZ_h})(L_2 + L_{T2}) + L_1 (-d_{WHA} - d_{WHA}) + (-d_{KFZ_v} - d_{KFZ_v})(L_1 + L_{T1})}{J_\omega}$
$k_{20,19}$	$\frac{-L_2 (c_{WHA} L_2 + c_{WHA} L_2) - (c_{KFZ_h} (L_2 + L_{T2}) - (-L_2 - L_{T2}) c_{KFZ_h})(L_2 + L_{T2}) + L_1 (-c_{WHA} L_1 - c_{WHA} L_1) + (-c_{KFZ_v} (L_1 + L_{T1}) - c_{KFZ_v} (L_1 + L_{T1}))(L_1 + L_{T1})}{J_\omega}$
$k_{20,20}$	$\frac{-L_2 (d_{WHA} L_2 + d_{WHA} L_2) - (d_{KFZ_h} (L_2 + L_{T2}) - (-L_2 - L_{T2}) d_{KFZ_h})(L_2 + L_{T2}) + L_1 (-d_{WHA} L_1 - d_{WHA} L_1) + (-d_{KFZ_v} (L_1 + L_{T1}) - d_{KFZ_v} (L_1 + L_{T1}))(L_1 + L_{T1})}{J_\omega}$
$k_{20,21}$	$\frac{-L_2 (-L_w c_{WHA} + L_w c_{WHA}) - (-L_w c_{KFZ_h} + L_w c_{KFZ_h})(L_2 + L_{T2}) + L_1 (-L_w c_{WHA} + L_w c_{WHA}) + (-L_w c_{KFZ_v} + L_w c_{KFZ_v})(L_1 + L_{T1})}{J_\omega}$
$k_{20,22}$	$\frac{-L_2 (L_w d_{WHA} - L_w d_{WHA}) - (L_w d_{KFZ_h} - L_w d_{KFZ_h})(L_2 + L_{T2}) + L_1 (L_w d_{WHA} - L_w d_{WHA}) + (L_w d_{KFZ_v} - L_w d_{KFZ_v})(L_1 + L_{T1})}{J_\omega}$

Tabelle A.8: Elemente $k_{i,j}$ (Zeile i , Spalte j , $k_{i,j} \neq 0$ und $k_{i,j} \neq 1$) der Systemmatrix \mathbf{A} (Bild 6.12) zu $\dot{\Omega}_{KFZ}$ (Zeile 22)

Element	Ausdruck
$k_{22,1}$	$-\frac{L_w c_{WHA}}{J_\Omega}$
$k_{22,2}$	$-\frac{L_w d_{WHA}}{J_\Omega}$
$k_{22,5}$	$-\frac{L_w c_{WHA}}{J_\Omega}$
$k_{22,6}$	$-\frac{L_w d_{WHA}}{J_\Omega}$
$k_{22,9}$	$\frac{L_w c_{WHA}}{J_\Omega}$
$k_{22,10}$	$\frac{L_w d_{WHA}}{J_\Omega}$
$k_{22,13}$	$\frac{L_w c_{WHA}}{J_\Omega}$
$k_{22,14}$	$\frac{L_w d_{WHA}}{J_\Omega}$
$k_{22,17}$	$\frac{-L_w (-c_{KFZ_v} - c_{WHA} - c_{KFZ_h} - c_{WHA}) + L_w (-c_{KFZ_v} - c_{WHA} - c_{KFZ_h} - c_{WHA})}{J_\Omega}$
$k_{22,18}$	$\frac{-L_w (-d_{WHA} - d_{KFZ_v} - d_{WHA} - d_{KFZ_h}) + L_w (-d_{WHA} - d_{KFZ_v} - d_{WHA} - d_{KFZ_h})}{J_\Omega}$
$k_{22,19}$	$\frac{-L_w (-c_{KFZ_v} (L_1 + L_{T1}) - c_{WHA} L_1 - (-L_2 - L_{T2}) c_{KFZ_h} + c_{WHA} L_2) + L_w (-c_{KFZ_v} (L_1 + L_{T1}) - c_{WHA} L_1 - (-L_2 - L_{T2}) c_{KFZ_h} + c_{WHA} L_2)}{J_\Omega}$
$k_{22,20}$	$\frac{-L_w (d_{WHA} L_2 - d_{KFZ_v} (L_1 + L_{T1}) - d_{WHA} L_1 - (-L_2 - L_{T2}) d_{KFZ_h}) + L_w (d_{WHA} L_2 - d_{KFZ_v} (L_1 + L_{T1}) - d_{WHA} L_1 - (-L_2 - L_{T2}) d_{KFZ_h})}{J_\Omega}$
$k_{22,21}$	$\frac{-L_w (L_w c_{KFZ_v} + L_w c_{WHA} + L_w c_{KFZ_h} + L_w c_{WHA}) + L_w (-L_w c_{KFZ_v} - L_w c_{WHA} - L_w c_{KFZ_h} - L_w c_{WHA})}{J_\Omega}$
$k_{22,22}$	$\frac{-L_w (L_w d_{WHA} + L_w d_{KFZ_v} + L_w d_{WHA} + L_w d_{KFZ_h}) + L_w (-L_w d_{WHA} - L_w d_{KFZ_v} - L_w d_{WHA} - L_w d_{KFZ_h})}{J_\Omega}$

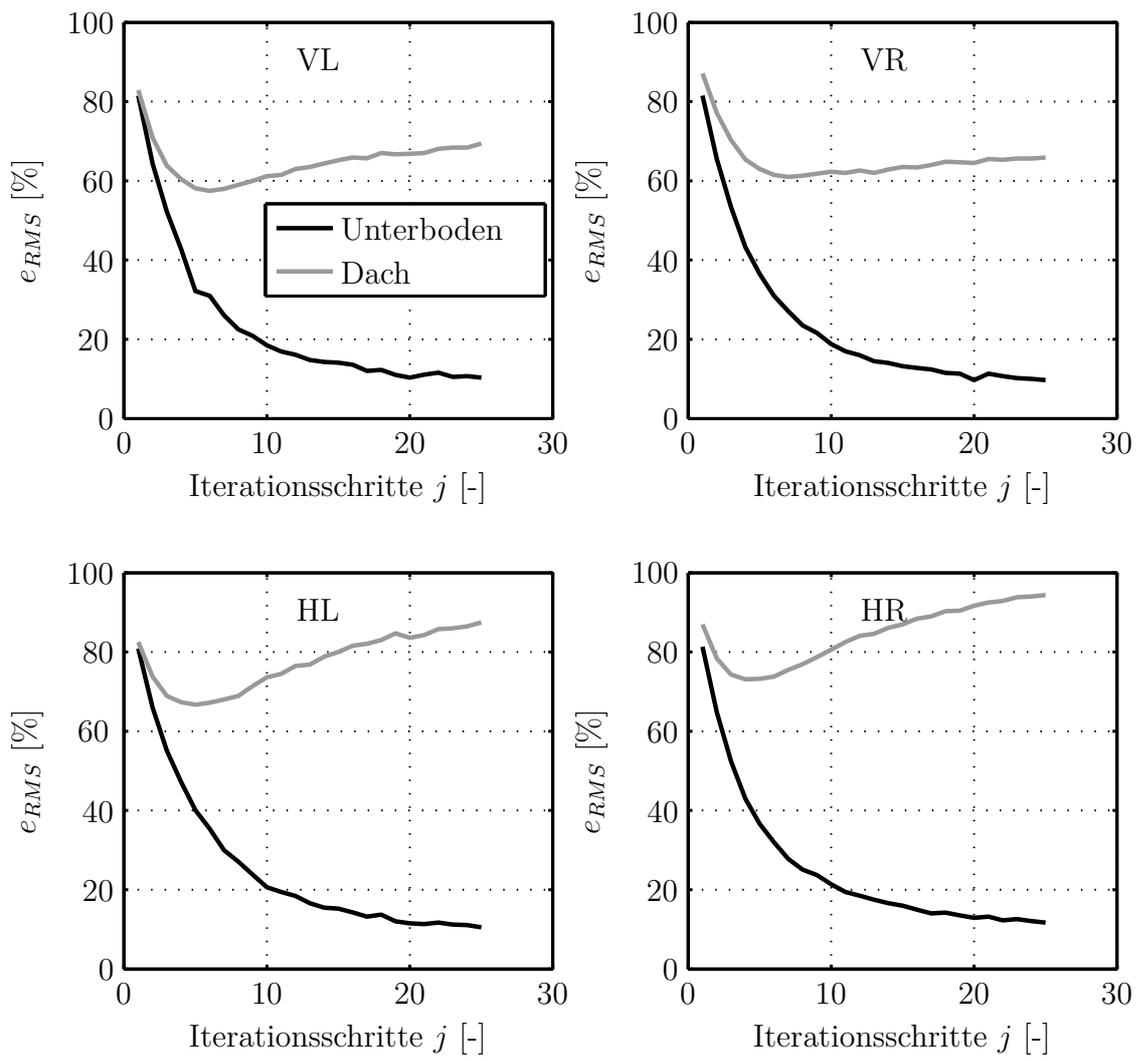


Bild A.5: Konvergenz der Iteration auf \mathbf{a}_{KFZ_UB} mit $k = 0,2$, mittlerer Restfehler am Unterboden ist $\overline{e_{RMS}} = 10,5\%$, am Dach $\overline{e_{RMS}} = 79,3\%$

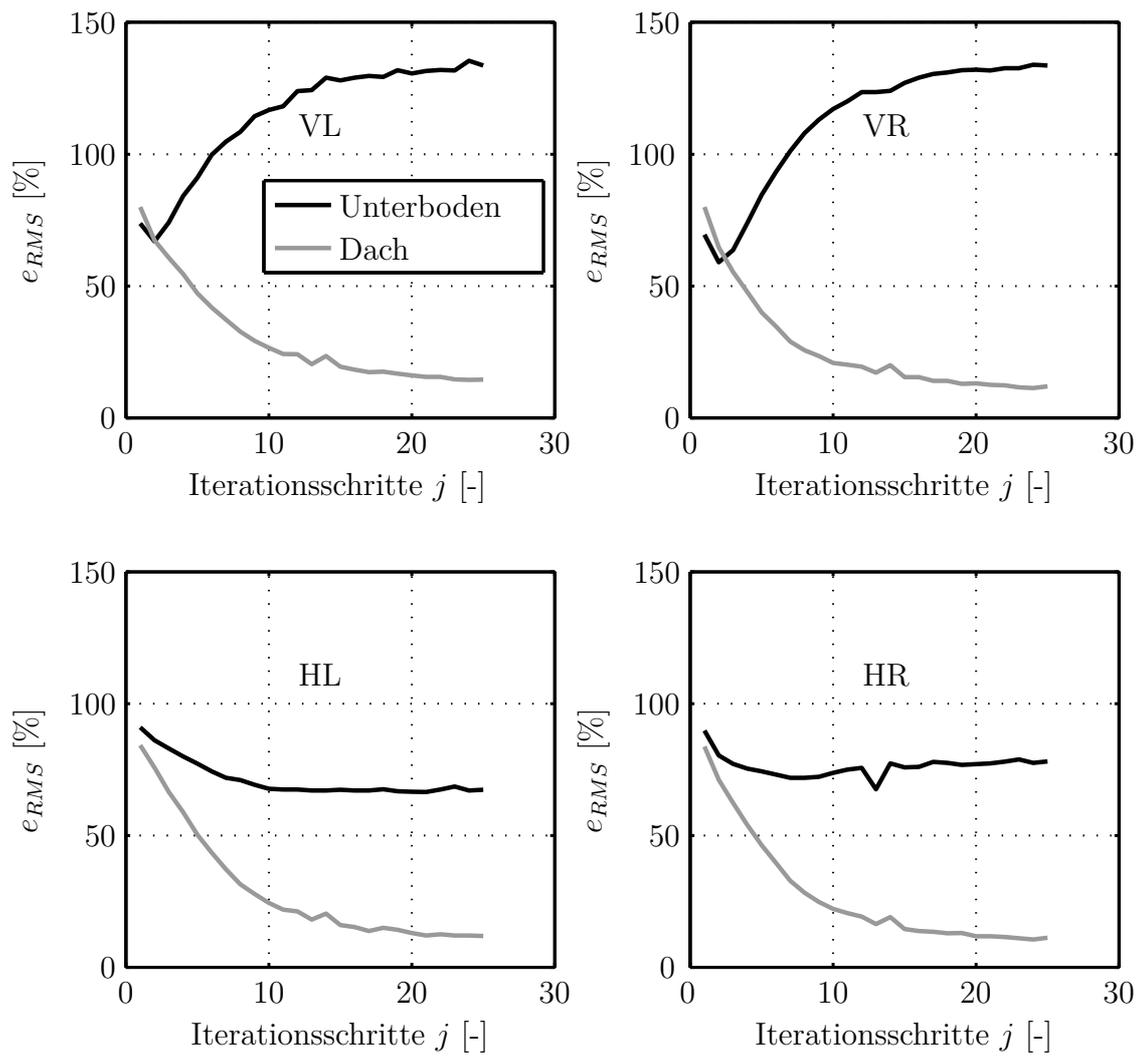


Bild A.6: Konvergenz der Iteration auf \mathbf{a}_{KFZ_DA} mit $k = 0,2$, mittlerer Restfehler am Unterboden ist $\overline{e_{RMS}} = 103,2\%$, am Dach dagegen $\overline{e_{RMS}} = 12,4\%$

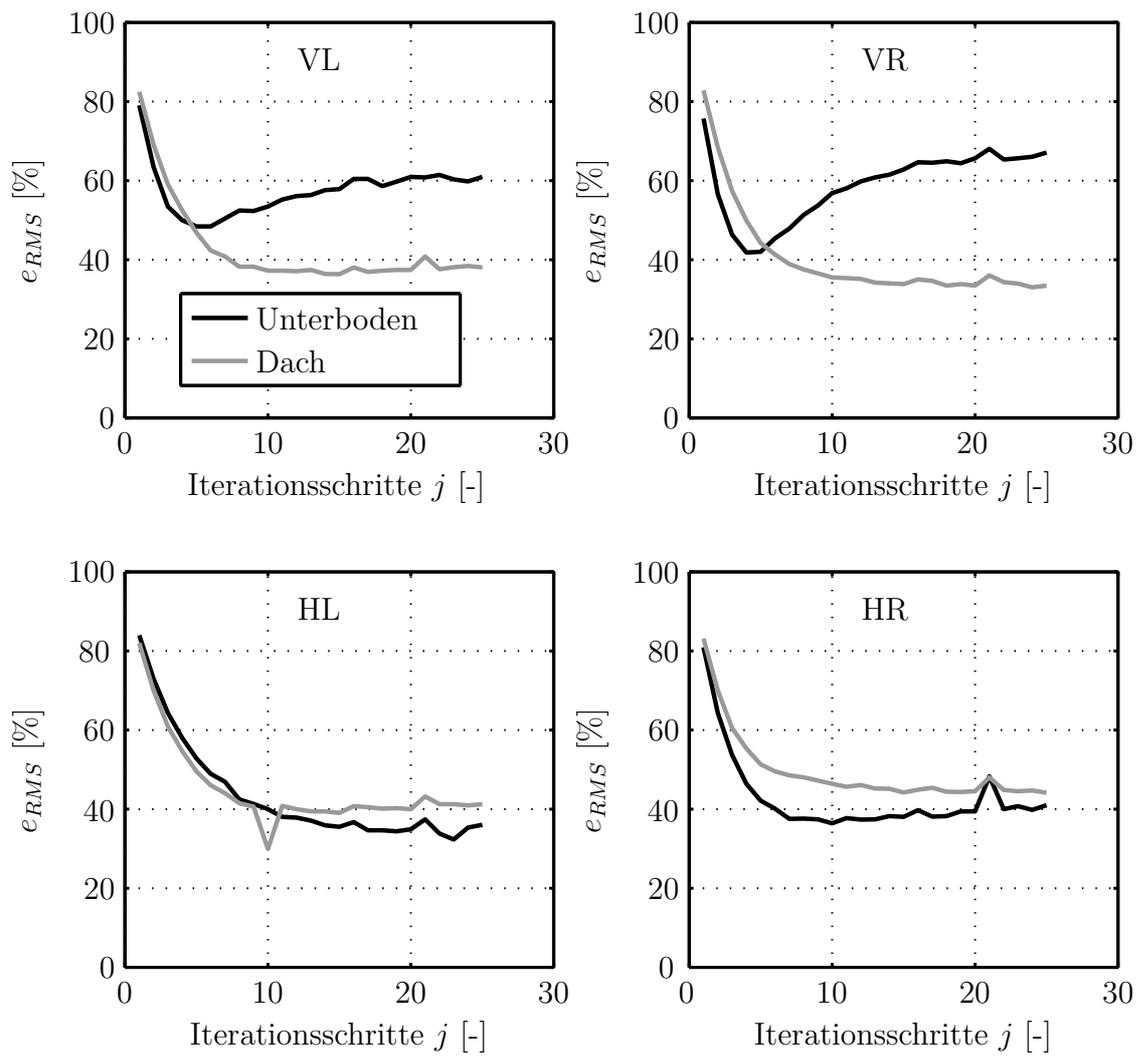


Bild A.7: Konvergenz bei rechteckiger Iteration auf \mathbf{a}_{KFZ_UB} und \mathbf{a}_{KFZ_DA} ($k_1 = k_2 = 0,2$, $d_1 = d_2 = 0,5$). Der mittlere Restfehler am Unterboden beträgt $\overline{e_{RMS}} = 45,7\%$, am Dach $\overline{e_{RMS}} = 44,7\%$ im 6. Iterationsschritt

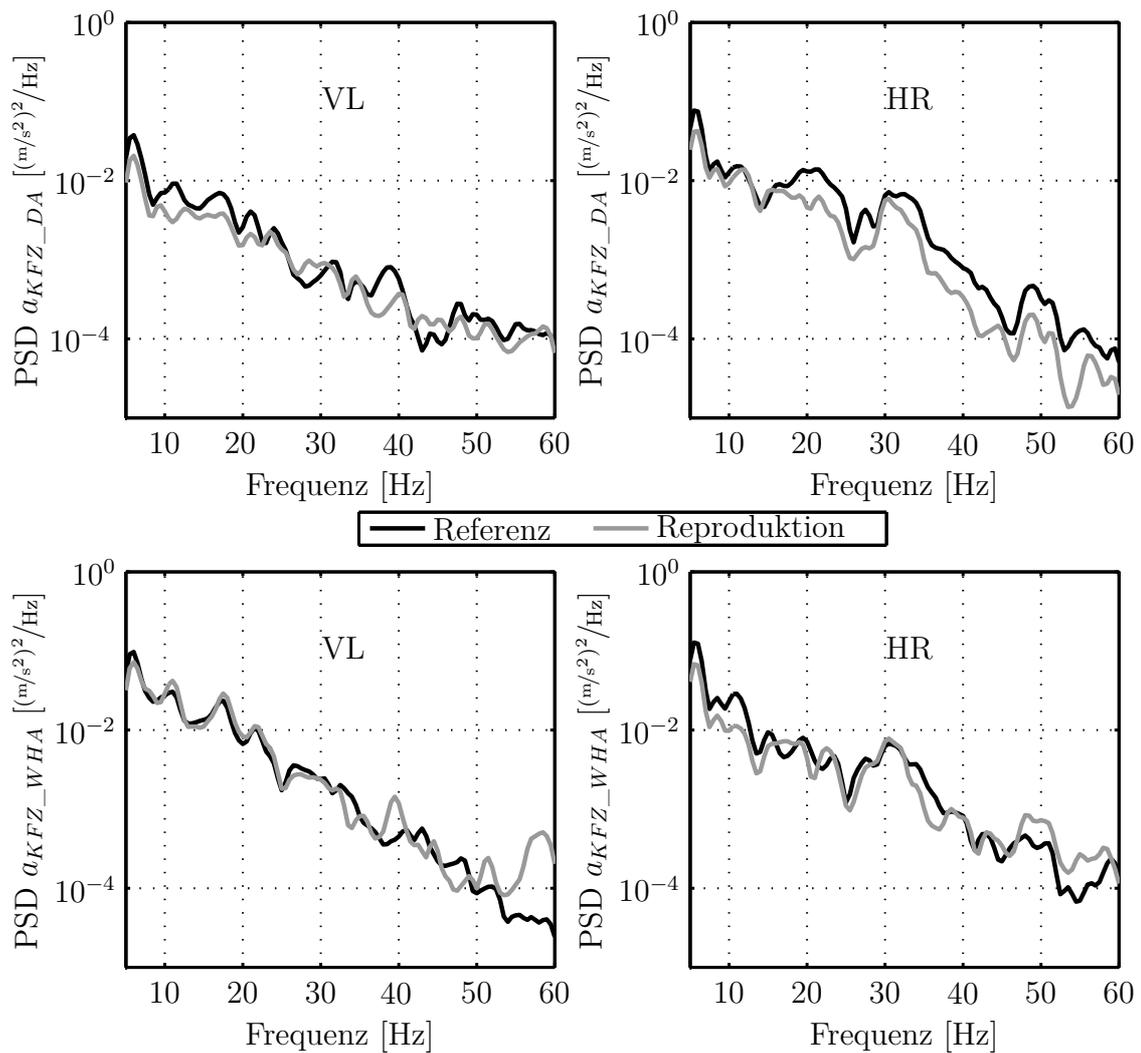


Bild A.8: Erreichbare Nachfahrqualität bei rechteckiger Iteration auf $y_{r1} = \mathbf{a}_{KFZ_UB}$ und $y_{r2} = \mathbf{a}_{KFZ_DA}$ mit $d_1 = d_2 = 0,5$. RMS-Fehler vorne links: Unterboden $e_{RMS} = 48,9\%$, Dach $e_{RMS} = 42,1\%$. Hinten rechts: Unterboden $e_{RMS} = 40,4\%$, Dach $e_{RMS} = 48,2\%$

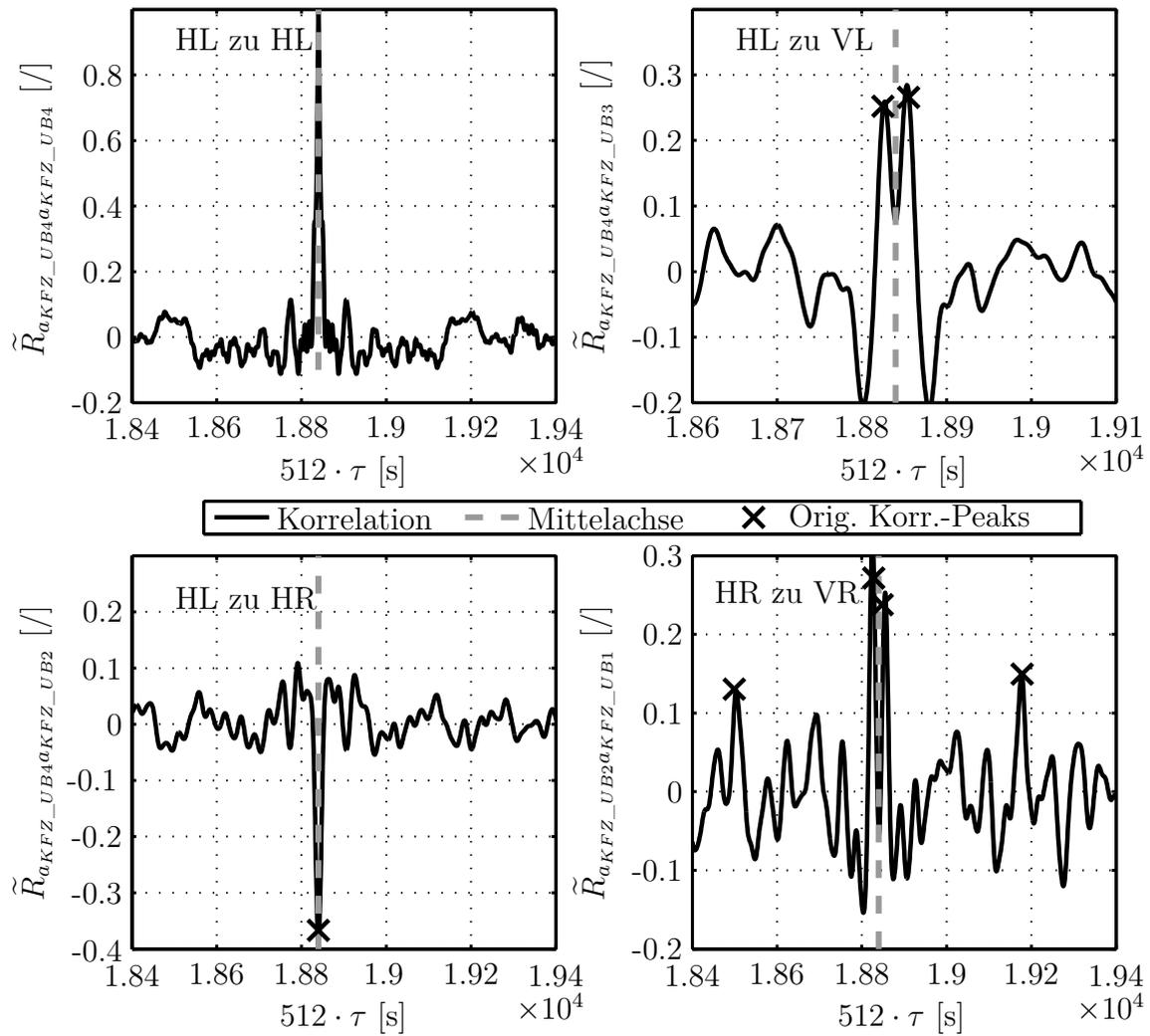


Bild A.9: Korrelationen der synthetisch (unter Berücksichtigung der Zielkorrelationen) erzeugten Signale. \times sind die Zielmarken der Originalsignale aus Bild 6.26

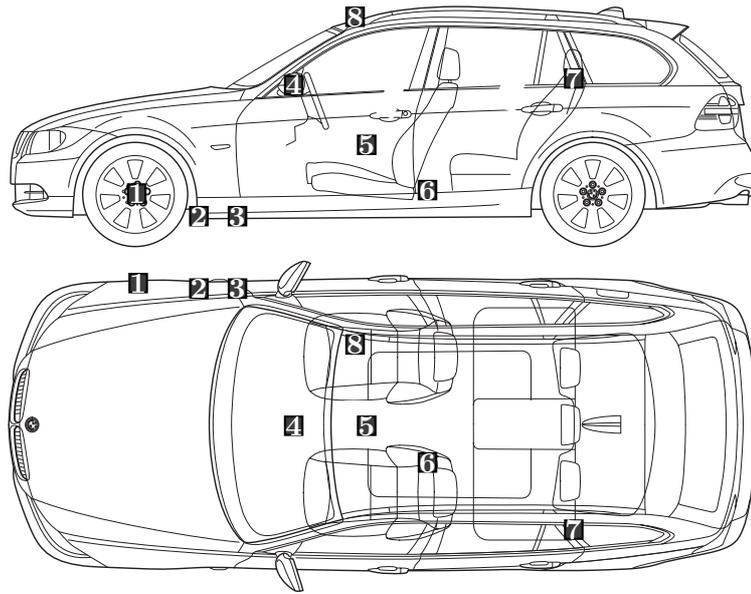


Bild A.10: Messpunkte am Fahrzeug

1 Bremssattel	2 Unterboden VR	3 Wagenheberaufnahme VR
4 I-Tafel	5 Mittelkonsole	6 Sitzschiene
7 Gurtrolle	8 Dach VR	

Tabelle A.9: Iterationssensoren (Shakeranlage: drei Dachsensoren sind auch Auswertesensoren, siehe Tabelle A.10.)

		Dach HL	WHA VL	WHA VR	WHA HL	WHA HR	BS VL	BS VR	BS HL	BS HR	∅
$e_{RMS}[\%]$	Hydropulser						7,1	7,3	5,8	5,2	6,4
	Shaker ($d_1 = 0,8$, $d_2 = 0,2$)	59,3	26,8	25,8	28,5	26,7					40,6
	Shaker ($d_1 = 0,5$, $d_2 = 0,5$)	46,2	44,0	42,2	43,6	46,3					44,3
	Shaker ($d_1 = 0,2$, $d_2 = 0,8$)	33,8	66,7	71,3	50,5	61,1					47,1
$e_{PSD}[/math>$	Hydropulser						0,21	0,22	0,24	0,16	0,21
	Shaker ($d_1 = 0,8$, $d_2 = 0,2$)	1,15	0,47	0,50	0,53	0,44					0,75
	Shaker ($d_1 = 0,5$, $d_2 = 0,5$)	0,59	0,96	0,81	1,27	0,81					0,84
	Shaker ($d_1 = 0,2$, $d_2 = 0,8$)	0,55	2,47	3,19	0,86	1,92					1,33

Tabelle A.10: Auswertesensoren, **fett**=Min.-Wert, *kursiv*=Max.-Wert. Graphische Darstellungen: siehe Tabelle 7.3

		Instrumententafel	Sitzschiene	Gurtrolle	Dach VL	Dach VR	Dach HR	∅
$e_{RMS}[\%]$	Hydropulser	85,8	69,0	<i>75,0</i>	<i>77,4</i>	<i>74,9</i>	<i>70,1</i>	<i>75,4</i>
	Shaker ($d_1 = 0,8$, $d_2 = 0,2$)	76,1	45,6	37,1	45,6	50,9	61,0	52,7
	Shaker ($d_1 = 0,5$, $d_2 = 0,5$)	77,7	59,7	42,2	41,9	41,7	48,2	51,9
	Shaker ($d_1 = 0,2$, $d_2 = 0,8$)	<i>126,1</i>	<i>84,8</i>	39,4	32,4	29,1	31,9	57,3
$e_{PSD}[/math>$	Hydropulser	1,33	0,55	0,72	<i>0,67</i>	<i>0,82</i>	1,05	0,86
	Shaker ($d_1 = 0,8$, $d_2 = 0,2$)	1,85	1,21	0,80	0,44	0,70	<i>1,76</i>	1,13
	Shaker ($d_1 = 0,5$, $d_2 = 0,5$)	1,93	1,23	<i>1,77</i>	0,39	0,74	1,11	1,20
	Shaker ($d_1 = 0,2$, $d_2 = 0,8$)	<i>4,62</i>	<i>3,23</i>	0,86	0,37	0,68	0,62	<i>1,73</i>

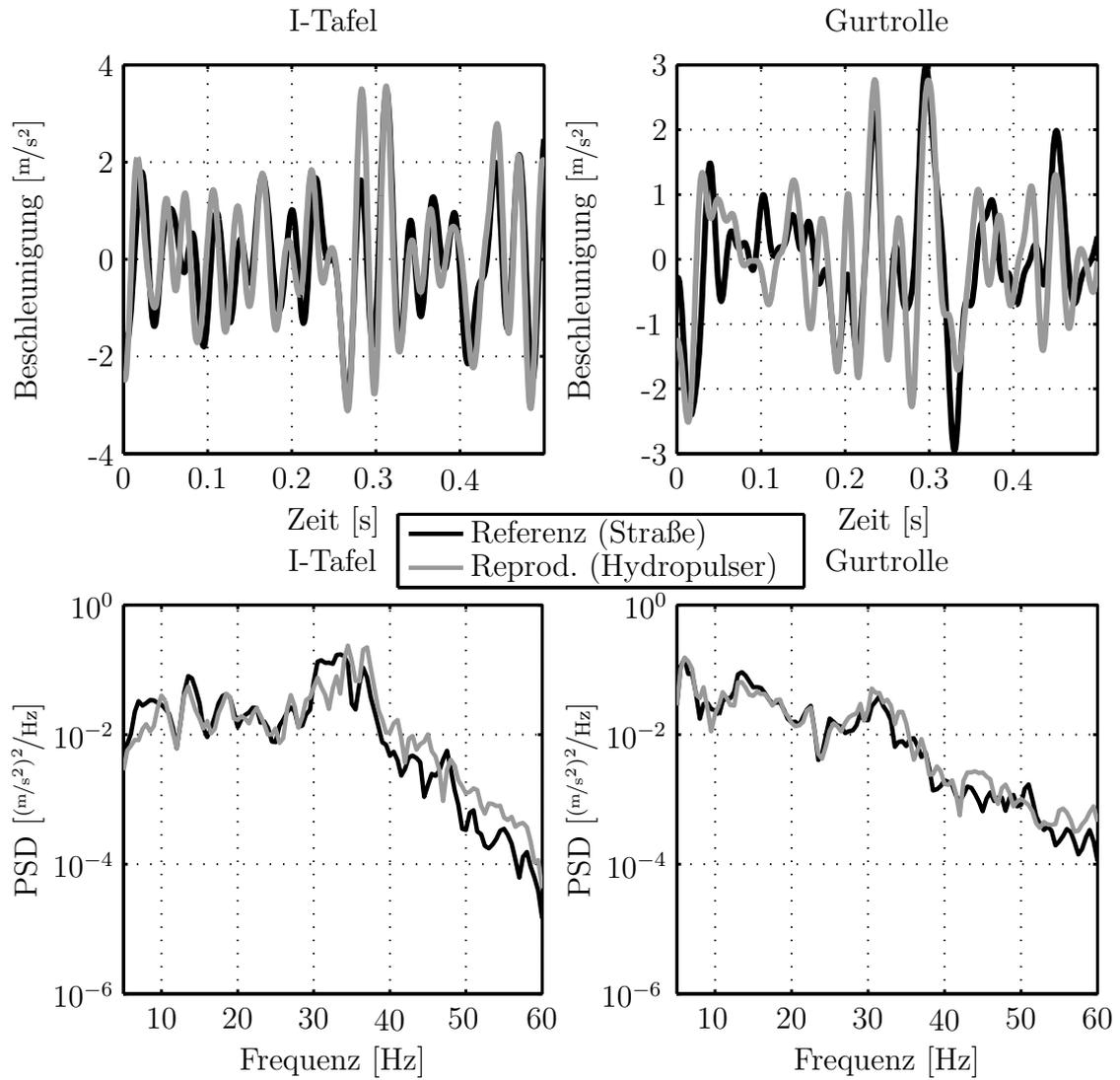


Bild A.11: Auswertesensoren Hydropulser

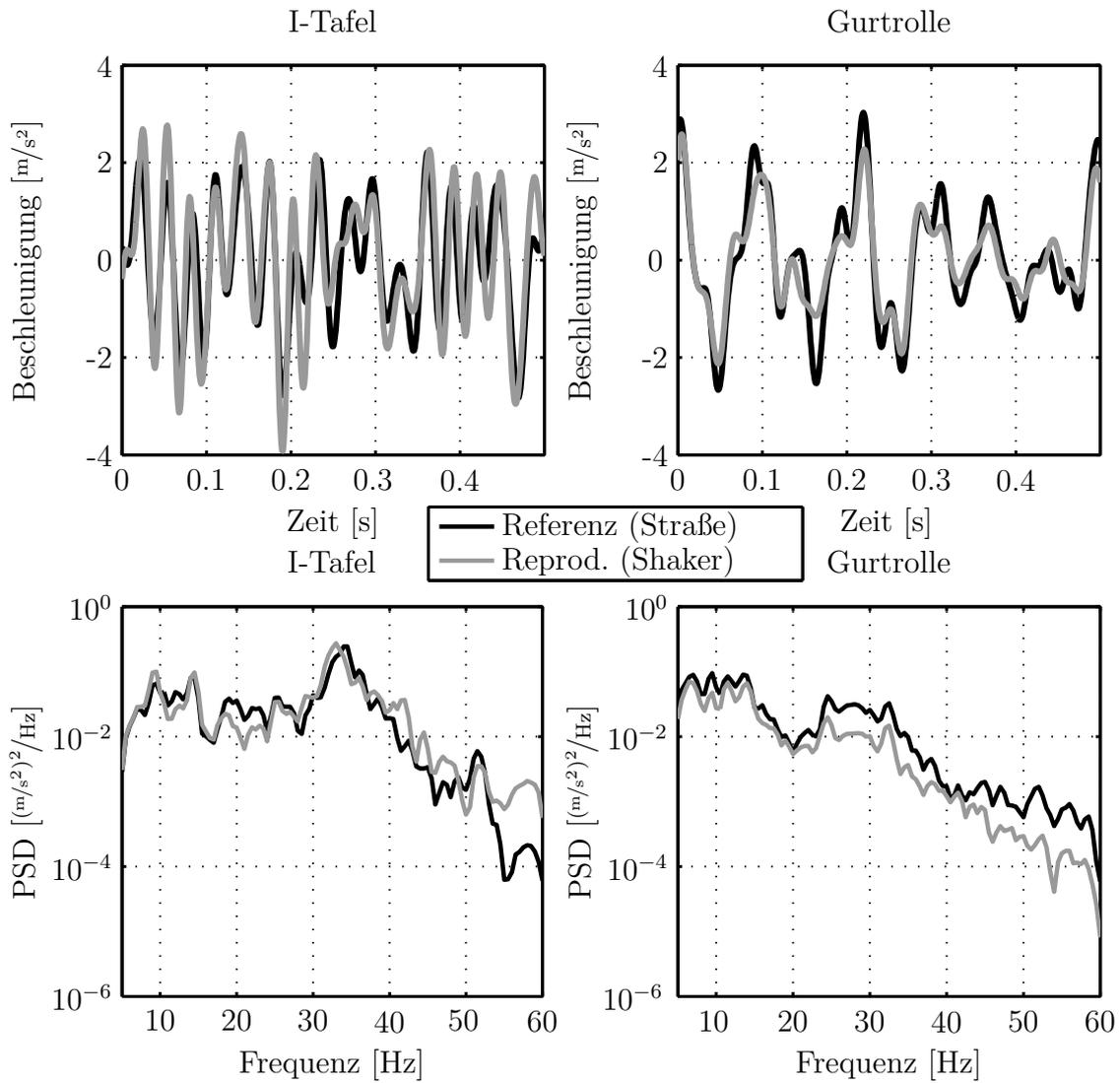


Bild A.12: Auswertesensoren Shakeranlage, $d_1 = 0,5$, $d_2 = 0,5$

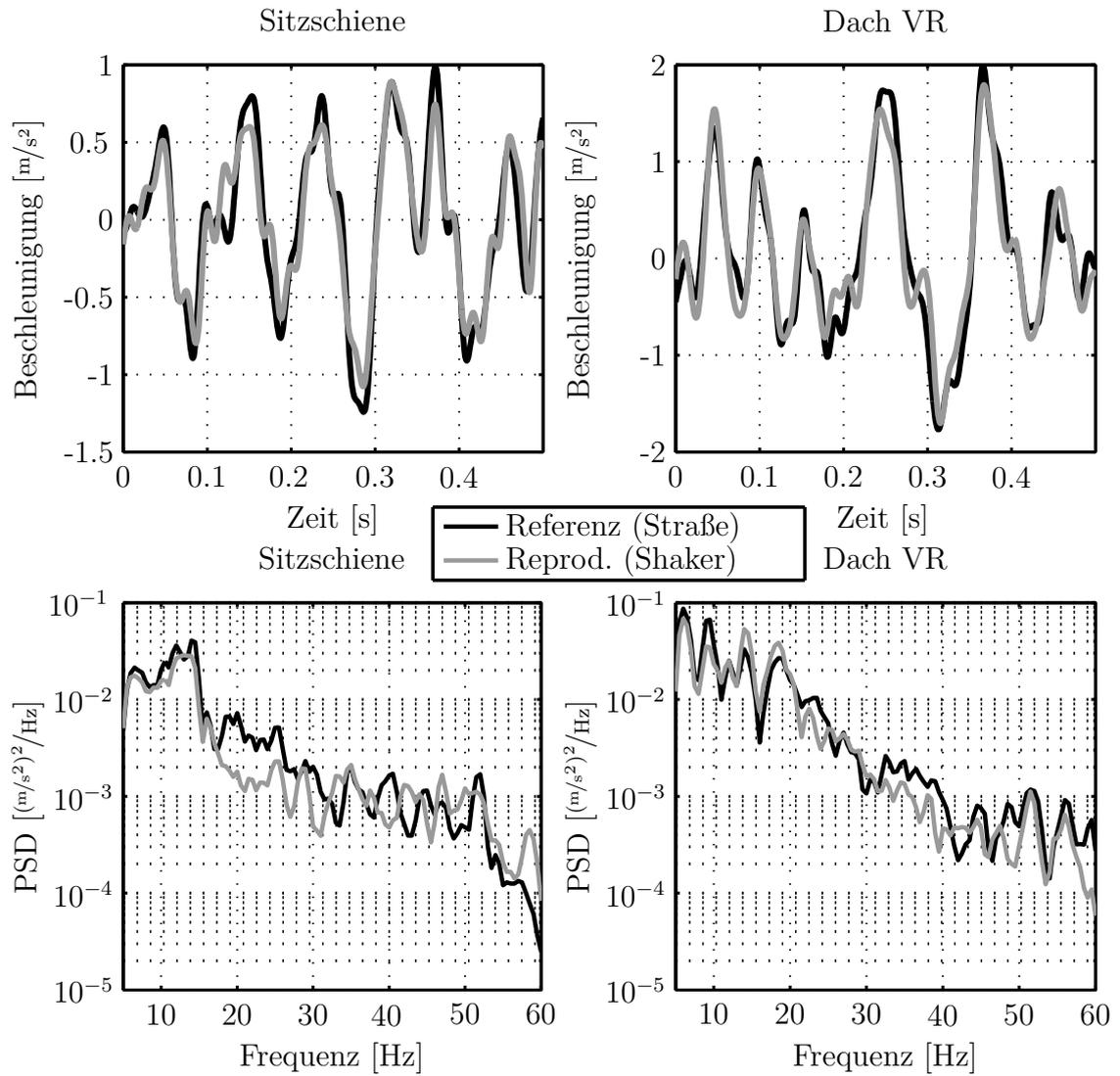


Bild A.13: Auswertesensoren Shakeranlage, $d_1 = 0,8$, $d_2 = 0,2$

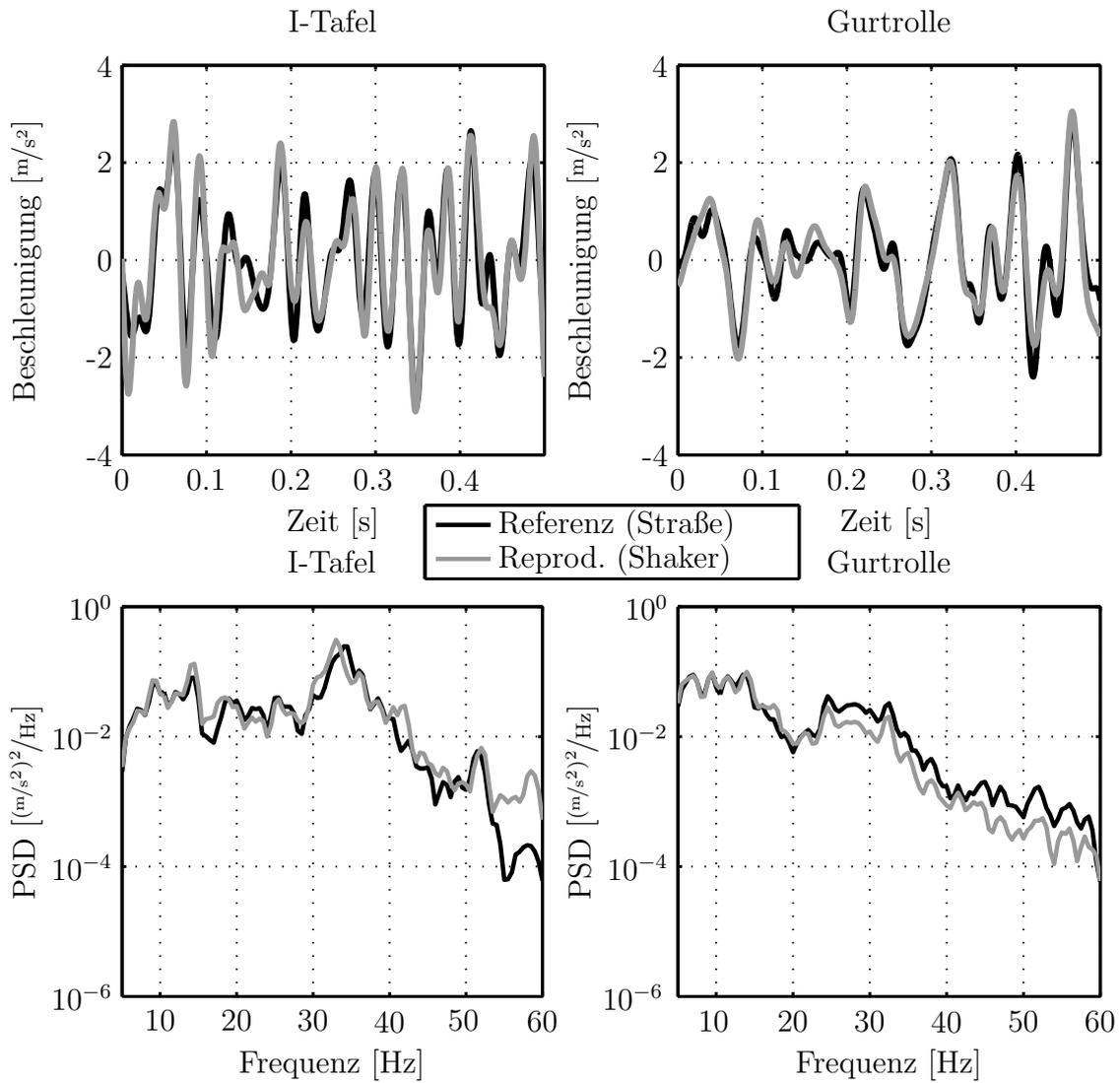


Bild A.14: Auswertesensoren Shakeranlage, $d_1 = 0,8$, $d_2 = 0,2$

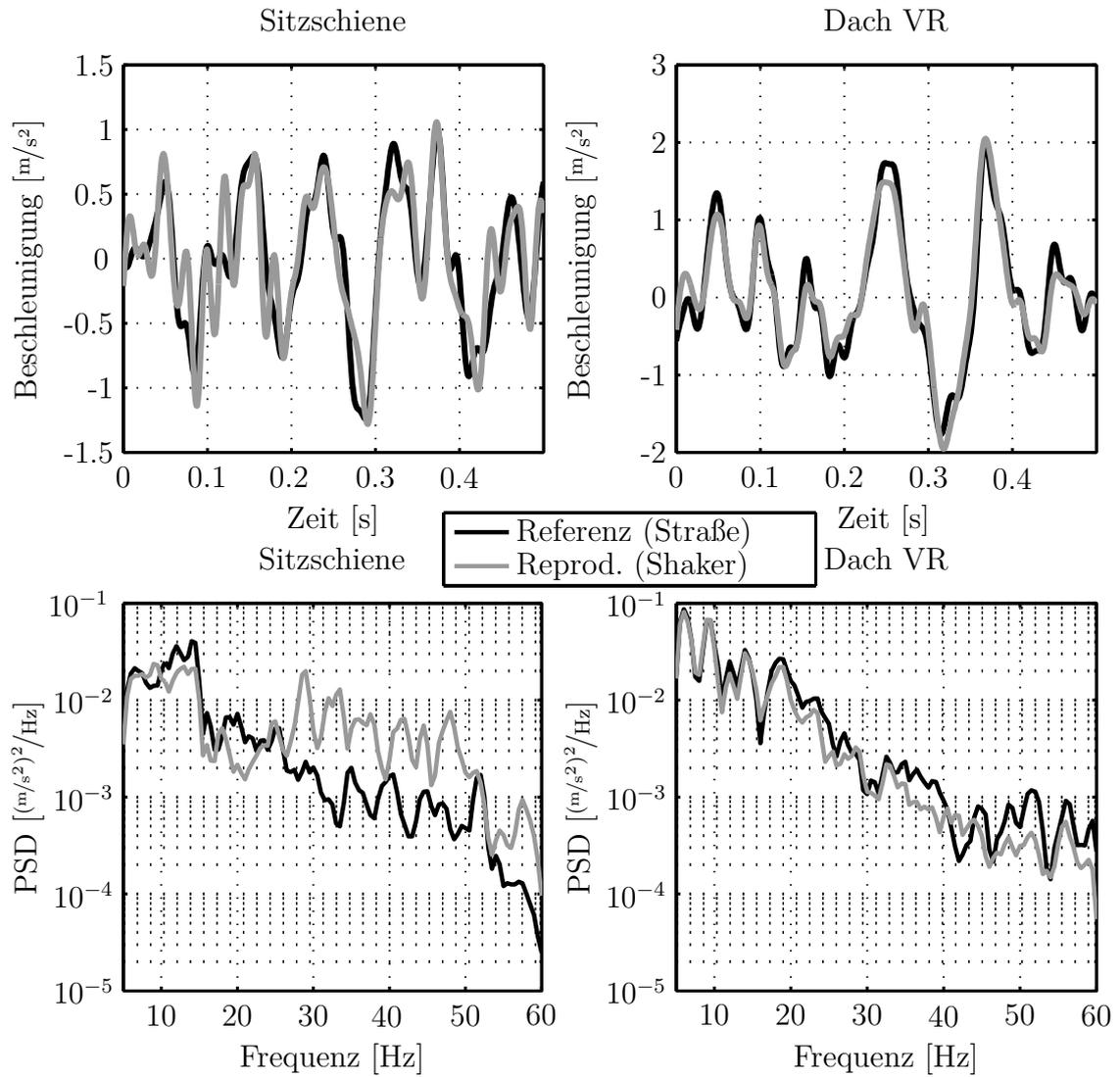


Bild A.15: Auswertesensoren Shakeranlage, $d_1 = 0,2$, $d_2 = 0,8$

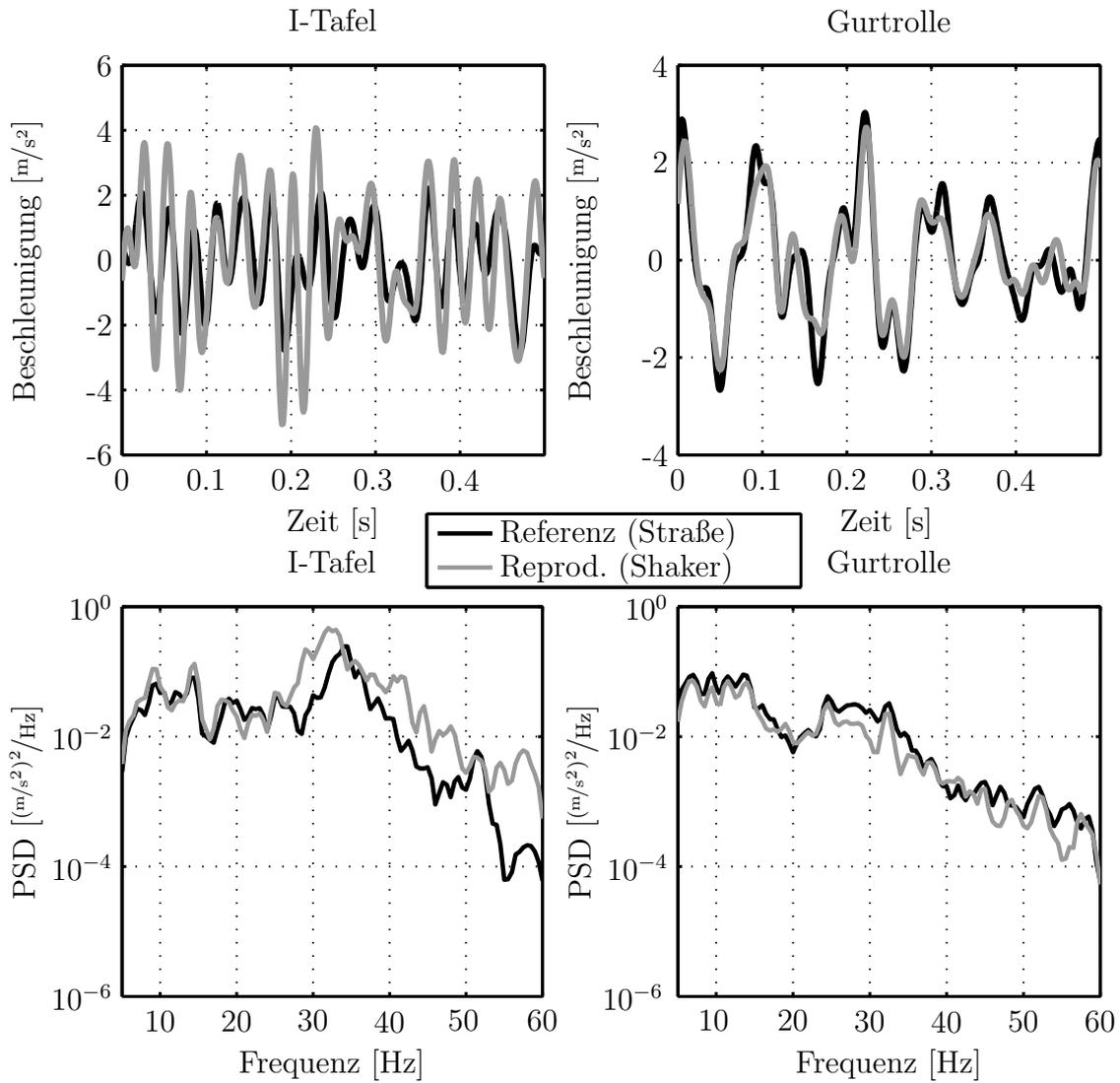


Bild A.16: Auswertesensoren Shakeranlage, $d_1 = 0,2$, $d_2 = 0,8$

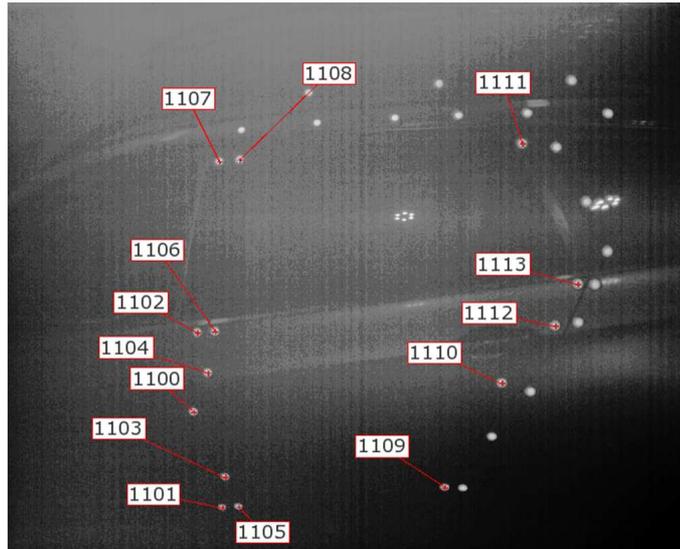


Bild A.17: Photometrie-Messpunkte im Türbereich



Bild A.18: Photometrie-Messpunkte im Heckbereich

Tabelle A.11: Äquivalente Shakerkräfte [N], Türbereich 0,2 Hz

HP-Anregung	0,2 Hz , 25 mm			0,2 Hz , 50 mm		
Messposition	d_x	d_y	d_z	d_x	d_y	d_z
1100	1482	3393	1348	3691	3401	2236
1101	2158	1855	1395	3049	2755	2356
1102	529	998	1283	1769	2997	2275
1103	469	2621	2003	437	2922	3876
1104	874	1879	2121	1286	7600	3487
1105	1574	2308	2329	2883	2282	3681
1106	1097	1498	2360	1526	5607	3649
1107	1509	1159	1261	3895	2652	2251
1108	1178	1889	2211	2297	3747	3987
1109	713	2168	2830	1213	4079	5720
1110	603			1148		
1111	1211	4163	1706	2349	3022	357
1112	888	2826	2702	1523	4983	2903
1113	962	435	736	1760	1405	1167
Mittelwert	1089	2092	1868	2059	3650	2919

Tabelle A.12: Äquivalente Shakerkräfte [N], Türbereich 0,5 Hz

HP-Anregung	0,5 Hz , 25 mm			0,5 Hz , 50 mm		
Messposition	d_x	d_y	d_z	d_x	d_y	d_z
1100	1493	2434	1268	3341	2510	2542
1101	1999	1778	1280	3246	2797	2575
1102	638	1209	1221	1342	3237	2477
1103	610	2688	2105	679	2314	4302
1104	830	2909	2044	1550	7966	3967
1105	1123	2733	2652	2571	2029	3945
1106	1052	667	2225	1775	4920	4079
1107	1427	1267	1189	3991	2773	2504
1108	1221	2101	2075	2431	4399	4088
1109	886	2258	2937	1140	4360	7057
1110	647			1347		
1111	1256	3517	1408	2470	2775	377
1112	889	2922	2902	1718	3362	3538
1113	949	528	722	1877	808	1007
Mittelwert	1073	2078	1848	2106	3404	3266

Tabelle A.13: Äquivalente Shakerkräfte [N], Türbereich 0,8 Hz

HP-Anregung	0,8 Hz , 25 mm			0,8 Hz , 50 mm		
Messposition	d_x	d_y	d_z	d_x	d_y	d_z
1100	1498	2781	1476	3587	4072	2897
1101	1726	2341	1619	2705	3977	3114
1102	993	1224	1463	2186	3011	2907
1103	601	2707	2266	669	4393	4662
1104	966	2962	2210	1755	5485	4308
1105	1723	3177	2657	2989	3361	4302
1106	1235	840	2423	2034	4640	4473
1107	1626	1467	1379	3789	3109	2807
1108	1437	2194	2096	2699	4537	4659
1109	759	2905	3764	1329	5655	8315
1110	826			1615		
1111	1428	3005	615	2701	2651	1075
1112	1029	470	1904	2046	4330	5227
1113	1177	666	882	2190	1917	1739
Mittelwert	1216	2057	1904	2307	3934	3883

Tabelle A.14: Äquivalente Shakerkräfte [N], Heckbereich 0,2 Hz

HP-Anregung	0,2 Hz , 25 mm			0,2 Hz , 50 mm		
Messposition	d_x	d_y	d_z	d_x	d_y	d_z
Mitte_re	3040	6953	3504	2903	14084	6006
Oben_li		3042	4553	1310	5503	7046
Oben_re	466	2401	4638	4540	5497	5811
Unten_li	3557	7533	4208	6292	12655	7273
Unten_re	1766	10215	2962	4002	14442	5201
Mittelwert	2207	6029	3973	3809	10436	6268

Tabelle A.15: Äquivalente Shakerkräfte [N], Heckbereich 0,5 Hz

HP-Anregung	0,5 Hz , 25 mm			0,5 Hz , 50 mm		
Messposition	d_x	d_y	d_z	d_x	d_y	d_z
Mitte_re	1508	14991	2626	4391	15731	6242
Oben_li		2488	2927	3486	6005	6866
Oben_re	799	2622	3801	4054	5820	5731
Unten_li	3641	8660	4068	7051	14210	8647
Unten_re	1573	9975	2519	4104	14819	5548
Mittelwert	1880	7747	3188	4617	11317	6607

Tabelle A.16: Äquivalente Shakerkräfte [N], Heckbereich 0,8 Hz

HP-Anregung	0,8 Hz , 25 mm			0,8 Hz , 50 mm		
Messposition	d_x	d_y	d_z	d_x	d_y	d_z
Mitte_re	2680	10167	3114	5642	14763	7251
Oben_li		3029	2803	6618	6594	6413
Oben_re	3170	3329	3616	10476	6541	8551
Unten_li	3573	8997	4114	6911	15849	7821
Unten_re	1898	9605	1835	4625	17981	5458
Mittelwert	2830	7025	3096	6854	12346	7099

Literatur

- [1] AJANGNAY, M. O. ; DUNNIGAN, M. W. ; WILLIAMS, B. W.: Hybrid partitioned frequency/time domain adaptive filtering algorithm for shaker control. In: *Proceedings of the IASTED International Conference on Circuits, Signals and Systems*. Clearwater Beach, Florida, 2004
- [2] AKE AUTOMATION AMERES GMBH, PASSAU. *www.ake-automation.de*. Oktober 2010
- [3] ANTELIS, J. M. ; HUERTAS, J. I.: Using Neural Networks to Identify Squeak and Rattles in Vehicles. In: *SAE World Congress*. Detroit, Michigan, 2006. – DOI 10.4271/2006-01-0099
- [4] ANTHONIS, J. ; VAES, D. ; ENGELN, K. ; RAMON, H. ; SWEVERS, J.: Feedback Approach for Reproduction of Field Measurements on a Hydraulic Four Poster. In: *Biosystems Engineering* 96 (2007), S. 435–445
- [5] BLAUMER, P.: *Analyse der Lästigkeit von Klappergeräuschen im Fahrzeuginterieur*, Technische Universität München, Diplomarbeit, 2007
- [6] BOCKSCH, R.: NVH-Challenges of fuel cell vehicles. In: *5th International Styrian Noise, Vibration & Harshness Congress. Optimizing NVH in Future Vehicles*. Graz, 2008
- [7] BRAUN, A.: *Grundlagen der Regelungstechnik. Kontinuierliche und diskrete Systeme*. Fachbuchverlag Leipzig im Carl Hanser Verlag, 2005. – ISBN 3-446-40305-1
- [8] BRINES, R. S. ; WEISS, L. G. ; PETERSON, E. L.: The Application of Direct Body Excitation Toward Developing a Full Vehicle Objective Squeak and Rattle Metric. In: *SAE transactions* 110 (2001), S. 1944–1948
- [9] BRINKMEIER, M. ; NACKENHORST, U. ; PETERSEN, S. ; ESTORFF, O. von: A finite element approach for the simulation of tire rolling noise. In: *Journal of Sound and Vibration* 309 (2008), S. 20–39
- [10] BYRD, R. ; PETERSON, E. L.: A Comparison of Different Squeak & Rattle Testmethods for Large Modules and Subsystems. In: *International Congress and Exhibition*. Detroit, Michigan, 1999. – DOI 10.4271/1999-01-0693
- [11] CERRATO-JAY, G. ; GABINIEWICZ, J. ; GATT, J. ; PICKERING, D.: Automatic Detection of Buzz, Squeak and Rattle Events. In: *2001 Noise & Vibration Conference & Exposition*. Detroit, Michigan, 2001. – DOI 10.4271/2001-01-1479
- [12] CONINCK, F. D. ; DESMET, W. ; SAS, P.: Expanding the bandwidth of MDOF Road Reproductions. In: *Proceedings of International Conference on Noise and Vibration Engineering (ISMA)*. Leuven, 2006

- [13] COPPENS, P. ; ROMBAUT, H.: Use of Light-Stable Squeaking-Free Encapsulation Systems, and the Possibility to Predict Squeaking in the Design Phase. In: *International Body Engineering Conference & Exposition*, 2001. – DOI 10.4271/2000-01-2724
- [14] CUYPER, J. D.: *Linear feedback control for durability test rigs in the automotive industry*, Katholieke Universiteit Leuven, Diss., 2006
- [15] CUYPER, J. D. ; SWEVERS, J. ; VERHAEGEN, M. ; P.SAS: H_∞ Feedback Control for signal tracking on a 4 poster test rig in the Automotive Industry. In: *Proceedings of International Conference on Noise and Vibration Engineering (ISMA)*. Leuven, 2000
- [16] CUYPER, J. D. ; VERHAEGEN, M.: State space modeling and stable dynamic inversion for trajectory tracking on an industrial seat test rig. In: *Journal of Vibration and Control* 8 (2002), S. 1033–1050
- [17] CUYPER, J. D. ; VERHAEGEN, M. ; SWEVERS, J.: Off-line feed-forward and H_∞ feedback control on a vibration rig. In: *Control Engineering Practice* 11 (2003), S. 129–140
- [18] DEHANDSCHUTTER, W. ; SAS, P.: Active control of rolling noise in a passenger car through structural and acoustic control. In: *ISMA21 - Noise and Vibration Engineering*. Leuven, 1996
- [19] DOUGLAS, S. C.: Fast exact filtered-x lms and lms algorithms for multichannel active noise control / University of Utah. 1997. – Forschungsbericht
- [20] DUVERNIER, M. ; FRAYSSE, P. ; BOMBLAIN, V. ; DORMEGNIE, E.: Tyre Modelling for NVH Engineering in ADAMS / Michelin Tyre Company. – Forschungsbericht
- [21] DYCK, D. N. ; MURRAY, B. S.: Transient Analysis of an Electromagnetic Shaker Using Circuit Simulation With Response Surface Models. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 37 (2001), S. 3698–3701
- [22] EBERLE, K. ; WAGNER, J.: *Versuchstechnik, Kapitel 2: Krafterzeugung*. Vorlesungsunterlagen. März 2009. – Universität Stuttgart, Institut für Statik und Dynamik der Luft- und Raumfahrtkonstruktion
- [23] EICHHORN, A. von: *DSP-basierte Regelung eines elektromagnetischen Aktors*, Technische Universität München, Diplomarbeit, 2008
- [24] EISSLER, N. ; LEE, E. ; TRAPP, M.: Frictional Behaviour of Automotive Interior Polymeric Material Pairs. In: *Proc. of the 1997 Noise and Vibration Conference*, 1997, S. 1479–1496
- [25] EL-ESSAWI, M. ; LIN, J. Z. ; SOBAK, G. ; S.SHANKAR, B. P. N.: Analytical Predictions and Correlation with Physical Tests for Potential Buzz, Squeak and Rattle Regions in a Cockpit Assembly. In: *SAE 2004 World Congress & Exhibition*. Detroit, Michigan, 2004. – DOI 10.4271/2004-01-0393
- [26] FAVOT, V.: *Nonlinear Modelling and Flatness-Based Control for Electromagnetic Reluctance Force Actuator*, Technische Universität München, Master Thesis, 2007
- [27] FENG, J. ; HOBELBERGER, J.: Detection and Scaling of Squeak & Rattle Sounds. In: *Noise & Vibration Conference & Exposition*. Traverse City, Michigan, 1999

- [28] FÖLLINGER, O.: *Regelungstechnik: Einführung in die Methoden und ihre Anwendung*. Hüthig, 2008. – ISBN 978-3-7785-2970-6
- [29] GINZINGER, L.: *Control of a Rubbing Rotor using an Active Auxiliary Bearing*, Technische Universität München, Diss., 2009
- [30] GÖLLES, M.: *Vibrationsanalyse*, Technische Universität Graz, Diplomarbeit, 2003
- [31] GOM MBH - GESELLSCHAFT FÜR OPTISCHE MESS-TECHNIK. *PONTOS - Dynamische 3D-Analyse*.
<http://www.gom.com/de/messsysteme/systemuebersicht/pontos.html>.
Oktober 2010
- [32] GOMES, H. M. ; FERREIRA, F. S. ; THOMES, C. A. K. ; GASPARETO, D. S.: An automatic system for electrodynamic shaker control by acceleration power spectral density. In: *Mecanica Computacional XXVI* (2007), S. 2959–2970
- [33] GREGORIAN, R. ; TEMES, G.C.: Design techniques for digital and analog all-pass circuits. In: *IEEE Transactions on Circuits and Systems* 25 (1978), Nr. 12, S. 981–988. – DOI 10.1109/TCS.1978.1084422
- [34] GUTJAHR, D.: *Experimentelle und rechnerische Untersuchungen zu stoßbedingten Störgeräuschen am Beispiel eines Biegefeder-Platte-Systems*, Technische Universität Dresden, Diplomarbeit, 2009
- [35] HAMIDI, H. ; TARINGOO, F. ; NASIRI, A.: Design of Decoupling Active Noise Control Systems / Islamic Azad University of Boroujerd. – Forschungsbericht
- [36] HATZL, S.: *Realisierung und Performance-Analyse von Mehrkanalsystemen zur aktiven Vibrationsdämpfung im Kfz*, Technische Universität München, Diplomarbeit, 2006
- [37] HAUSLADEN, R.: *Untersuchung über die Einsatzmöglichkeiten eines Rüttelrollenprüfstands im BMW- Werk Regensburg*, Fachhochschule München, Diplomarbeit, 2001
- [38] HENSE, K.: *Strategie zur Entwicklung und Herstellung störgeräuschfreier Automobil-Innenverkleidungen*, RWTH Aachen, Diplomarbeit, 2003
- [39] HEROLD, S.: *Simulation des dynamischen und akustischen Verhaltens aktiver Systeme im Zeitbereich*, Technischen Universität Darmstadt, Diss., 2003
- [40] HERRMANN, M.: Augmented Control Strategies and Controller Optimisation for Compact Actuators. In: *Proc. Actuator*. Bremen, Germany, 2006, S. 1005–1008
- [41] HERRMANN, M.: *Entwurf, Berechnung und Regelung magnetischer Reluktanzaktoren*, Technische Universität München, Diss., 2008
- [42] HÄMÄLÄINEN, P.: Smoothing of the control signal without clipped output in digital peak limiters. In: *Proc. of the 5th Int. Conference on Digital Audio Effects*. Hamburg, 2002
- [43] HUERTAS, J. I. ; ANTELIS, J. M.: Characterisation of adaptive filters used in the identification process of annoying noises in vehicles. In: *Int. J. Vehicle Noise and Vibration* 2 (2006), S. 101–110
- [44] HUERTAS, J. I. ; DUQUE, J. C. P. ; ZULUAGA, J. P. P. ; MARINO, D. F. P.: Identification on Annoying Noises in Vehicles. In: *SAE 2003 Noise & Vibration Conference and Exhibition*. Grand Traverse, Michigan, 2003. – DOI 10.4271/2003-01-1526

- [45] HUNT, K. ; REDIERS, B. ; BRINE, R. ; McCORMICK, R. ; LEIST, T. ; ARTALE, T.: Towards a Standard for Material Friction Pair Testing to Reduce Automotive Squeaks. In: *SAE 2001 Noise & Vibration Conference & Exposition*. Grand Traverse, Michigan, 2001. – DOI 10.4271/2001-01-1547
- [46] INSTRON STRUCTURAL TESTING SYSTEMS. *Truck Simulators*. <http://www.satec.com/ist/products/fullvehicle.asp>. Oktober 2010
- [47] JAHROW, H.: *Entwicklung einer Antiknarz-Narbung für Kunststoffe im Interieurbereich*, Fachhochschule für Technik und Wirtschaft Berlin, Diplomarbeit, 2007
- [48] JÖST, R.: Additional experimental analysis possibilities for car body structures by using high power electrodynamic shakers. In: *LMS Conference Europe*. Munich, 2006
- [49] JUNEJA, V. ; REDIERS, B. ; KAVARANA, F.: Squeak studies on material pairs. In: *Noise & Vibration Conference & Exposition*. Traverse City, Michigan, 1999. – DOI 10.4271/1999-01-1727
- [50] KARSHENAS, A. M. ; DUNNIGAN, M. W. ; WILLIAMS, B. W.: Wavelet Power Spectrum Smoothing for Random Vibration Control. In: *IEEE Trans. Ind. Electron.* 46 (1999), S. 466–467
- [51] KAVARANA, F. ; REDIERS, B.: Squeak and Rattle - State of the Art and Beyond. In: *Noise & Vibration Conference & Exposition*. Traverse City, Michigan, 2001. – DOI 10.4271/1999-01-1728
- [52] KE KNESTEL ELEKTRONIK GMBH, HOPFERBACH. www.knestel.de. Oktober 2010
- [53] KOCH, U. ; HERRMANN, M. ; ULBRICH, H.: Adaptive forward compensation control using prefilters with phase equalization for a reluctance force actuator. In: *Proc. International Conference on Motion and Vibration Control (MOVIC)*. Munich, 2008
- [54] KOCH, U. ; WIEDEMANN, D. ; SUNDQVIST, N. ; ULBRICH, H.: State-space modelling and decoupling control of electromagnetic actuators for car vibration excitation. In: *Proc. IEEE International Conference on Mechatronics (ICM)*. Malaga, 2009. – DOI 10.1109/ICMECH.2009.4957123
- [55] KOCH, U. ; WIEDEMANN, D. ; ULBRICH, H.: Decoupled decentral control of electromagnetic actuators for car vibration excitation. In: *Proc. IEEE International Conference on Mechatronics (ICM)*. Malaga, 2009. – DOI 10.1109/ICMECH.2009.4957122
- [56] KOCH, U. ; WIEDEMANN, D. ; ULBRICH, H.: Development, optimization and evaluation of a road simulator with four reluctance force actuators. In: *Proceedings of the 10th International Conference and Exhibition on Actuators and New Drive Systems. ACTUATOR 10*. Bremen, 2010
- [57] KOCH, U. ; WIEDEMANN, D. ; ULBRICH, H.: Model-Based MIMO State-Space Control of a Car Vibration Test Rig with Four Electromagnetic Actuators for the Tracking of Road Measurements. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* PP (2010), 03, Nr. 99, S. 1–1. – DOI 10.1109/TIE.2010.2044740
- [58] KREISSL, S.: *Aktive Schwingungsreduktion auf Basis von Hydraulikaktoren in Simulation und Versuch*, Technische Universität München, Diplomarbeit, 2007

- [59] KUITZSCH, W.: Schwing- und Stossprüfsignale / Spectral Dynamics. 2005. – Forschungsbericht
- [60] KUO, E. Y. ; MEHTA, P. R.: The Effect of Seal Stiffness on Door Chucking and Squeak and Rattle Performance. In: *SAE 2004 World Congress & Exhibition*. Detroit, Michigan, 2004. – DOI 10.4271/2004-01-1562
- [61] KUO, E. Y. ; MEHTA, P. R. ; GECK, P. E.: High Mileage Squeak and Rattle Robustness Assessment for Super Duty Cab Weight Reduction Using High Strength Steel and Adhesive Bonding. In: *International Truck & Bus Meeting & Exhibition*. Detroit, Michigan, 2002. – DOI 10.4271/2002-01-3064
- [62] LANG, G.: Electrodynamic Shaker Fundamentals. In: *Sound and Vibration* 31 (1997), S. 14–23
- [63] LANG, G. ; BAREN, G. van: How Well Does 3σ Approximate ∞ ? Understanding 3σ Clipping in Random Shaker Tests. In: *Sound and Vibration* (2009), S. 9–16
- [64] LANG, G. ; SNYDER, D.: Understanding the Physics of Electrodynamic Shaker Performance. In: *Sound and Vibration* 1 (2001), S. 1–9
- [65] LANGDON, J.: *Design and Adaptive Control of a Lab-based, Tire-coupled, Quarter-car Suspension Test Rig for the Accurate Re-creation of Vehicle Response*, Virginia Polytechnic Institute and State University, Diplomarbeit, 2007
- [66] LEE, P. ; REDIER, B. ; HUNT, K.: Squeak studies on material pair compatibility. In: *SAE 2001 Noise & Vibration Conference & Exposition*. Grand Traverse, Michigan, 2001. – DOI 10.4271/2001-01-1546
- [67] LEISTER, G.: *Fahrzeugreifen und Fahrwerkentwicklung: Strategie, Methoden, Tools*. Vieweg+Teubner Verlag, 2008. – ISBN-10: 3834806714
- [68] LEQUESNE, B.: Fast-acting long-stroke bistable solenoids with moving permanent magnets. In: *IEEE Transactions on Industrial Applications* 26 (1990), S. 401–407
- [69] LEQUESNE, B.: Fast-acting, long-stroke solenoids with two springs. In: *IEEE Transactions on Industrial Applications* 26 (1990), S. 848–856
- [70] LIN, J. Z. ; PITROF, S. M.: Analytical Design of Cockpit Modules for Safety and Comfort. In: *SAE 2004 World Congress & Exhibition*. Detroit, Michigan, 2004. – DOI 10.4271/2004-01-1481
- [71] LOLA GROUP. *Capabilities: 7 Post Test Rig*. <http://www.lolacars.com/content.asp?ContentId=9&nav=Capabilities&Page=7+Post+Test+Rig>. November 2009
- [72] LUENBERGER, D. G.: Observing the state of a linear system. In: *IEEE Transactions on Military Electronics* 8 (1963), S. 74–80
- [73] LUNZE, J.: *Regelungstechnik 2. Mehrgrößensysteme, Digitale Regelung*. Springer, 2005. – ISBN-10: 3540784624
- [74] MAHA-AIP GMBH & CO. KG, HALDENWANG. *www.maha-aip.com*. Oktober 2010
- [75] MANTRALA, R.: *Squeak and Rattle Detection : A Comparative Experimental Data Analysis*, University of Cincinnati, Diplomarbeit, 2007
- [76] The MathWorks, Inc.: *Matlab 7.5.0.342 Help*. 2007

- [77] MAYER, D.: *Regelung und Identifikation aktiver mechanischer Strukturen mit adaptiven digitalen Filtern*, Technische Universität Darmstadt, Diss., 2003
- [78] MENQ, F.-Y. ; STOKOE, K. H. ; PARK, K. ; ROSENBLAD, B. L. ; COX, B. R.: Performance of Mobile Hydraulic Shakers at nees@UTexas for Earthquake Studies / Dept. of Civil, Architectural and Environ. Engineering, Univ. of Texas at Austin. 2009. – Forschungsbericht
- [79] MÜLLER, S. ; MARRARANI, P.: Transfer-Function Measurement with Sweeps / Institut für Technische Akustik, RWTH Aachen. – Forschungsbericht
- [80] MOOSMAYR, T.: *Objektivierung von transienten Störgeräuschen im Fahrzeuginnenraum.*, Technische Universität München, Diss., 2009
- [81] MOOSMAYR, T. ; EICHENSEER, F.: Komfortables Fahren - Prävention von Störgeräuschen. In: *ATZextra - Der neue BMW 7er* (2008), S. 88–90
- [82] MOOSMAYR, T. ; SCHILP, A. ; RUSKE, G.: Design of a Swept Sine for a Realistic S&R Reproduction - Evaluation and Analysis of Rattle Noise in Car Environment. In: *5th International Styrian Noise, Vibration & Harshness Congress. Optimizing NVH in Future Vehicles.* Graz, 2008
- [83] MTS SYSTEMS CORPORATION. *Model 320 Tire Coupled Road Simulator.* http://www.mts.com/en/vehicles/durability/simulation/ssLINK/DEV_002219. Oktober 2010
- [84] NAGANARAYANA, B. P. ; SHANKAR, S. ; BHATTACHAR, V. S. ; BRINES, R. S. ; RAO, S. R.: N-hance: Software for identification of critical BSR locations in automotive assemblies using finite element models. In: *SAE 2003 Noise & Vibration Conference and Exhibition.* Grand Traverse, Michigan, 2001
- [85] NELSON, C. *Vibration Test Evolution: Single-Axis, Single-Shaker to 6DoF.* http://www.teamcorporation.com/documents/app_notes/Vibrationion.pdf. Oktober 2010
- [86] NIEDERWIESER, A.: *Einflussgrößen auf das Knarzverhalten von Kunststoffen*, Fachhochschule Rosenheim, Diplomarbeit, 2010
- [87] OBERBECK, C.: *Entwicklung und mechatronische Optimierung eines elektromagnetischen Aktors*, Technische Universität München, Diss., 2003
- [88] OPPENHEIM, A. V. ; SCHAFFER, R. W. ; BUCK, J. R.: *Zeitdiskrete Signalverarbeitung.* Pearson Studium, 2004. – ISBN-10: 3486241451
- [89] PARK, K.-H. ; BAE, M.-S. ; YOO, D.-H. ; SHANKAR, S. ; KIM, B.-H.: A Study on Buzz, Squeak and Rattle in a Cockpit Assembly. In: *SAE 2005 Noise and Vibration Conference and Exhibition.* Grand Traverse, Michigan, 2005. – DOI 10.4271/2005-01-2544
- [90] PASCHEDAG, J.: *Aktive Schwingungsisolierung in Kfz-Motoraufhängungen - Systemkonfiguration und Methoden*, Technische Universität München, Diss., 2007
- [91] PASCHEDAG, J. ; HATZL, S.: Anwendung adaptiver Störgrößenaufschaltungen zur Dämpfung von Kfz-Motorvibrationen im Mehrkanalfall / Lehrstuhl für Regelungstechnik, Technische Universität München. – Forschungsbericht
- [92] PETERSON, E. L. ; SESTINA, M.: Using Rumble Strips for Buzz, Squeak and Rattle (BRS) Evaluation of Subsystems and Components. In: *SAE 2007 Noise*

- and Vibration Conference and Exhibition*. St. Charles, Illinois, 2007. – DOI 10.4271/2007-01-2267
- [93] PLETT, G.: *Adaptive inverse control of plants with disturbances*, Stanford University, Diss., 1998
- [94] PLETT, G.: Adaptive inverse control of unmodeled stable SISO and MIMO linear systems. In: *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing* 16 (2002), S. 243–272
- [95] PLETT, G. L.: Some results concerning fast linear mimo adaptive inverse control / Department of Electrical and Computer Engineering, University of Colorado at Colorado Springs. 2000. – Forschungsbericht
- [96] R. RORRER, V. J.: Friction-induced vibration and noise generation of instrument panel material pairs. In: *Tribology International* 35 (2002), S. 523–531
- [97] ROSCHKE, T. ; FRAULOB, S. ; SEILER, R. ; BÖDRICH, T.: Bipolar magnetic actuators and approaches for their design. In: *Proc. 10th European Space Mechanisms and Tribology Symposium*. Technological Park San Sebastian, 2003
- [98] RUSEN, W. ; PETERSON, E. ; MCCORMICK, R. E. ; BYRD, R.: “Next Generation” Means for Detecting Squeaks and Rattles in Instrumental Panels. In: *Proceedings of the 1997 Noise and Vibration Conference*, 1997. – DOI 10.4271/972061, S. 1527–1532
- [99] SCHEURICH, R.: *Realistische Straßensimulation mit elektromagnetischen Aktoren*, Hochschule Augsburg, Diplomarbeit, 2009
- [100] SCHLICHTHÄRLE, D.: *Digital Filters: Basics and Design*. Springer, 2000. – ISBN-10: 3540668411
- [101] SCHÜSSLER, H.W. ; WEITH, J.: On the design of recursive hilbert-transformers / Lehrstuhl für Nachrichtentechnik, Universität Erlangen-Nürnberg. 1987. – Forschungsbericht
- [102] SCHWARZ, J.: *Methodik der Zustandsregelung für elektromagnetische Aktoren*, Technische Universität München, Diplomarbeit, 2007
- [103] SHAFIQ, M. ; AKHTAR, S.: Inverse Model Based Adaptive Control of Magnetic Levitation System / King Fahd University of Petroleum and Minerals. – Forschungsbericht
- [104] SHKOUKANI, M. *S&R Best Practice Test Track: Generic Layout - Surface Details*. <https://www.fleet.ford.com/truckbbas/non-html/qpg/2004/squeakandrattle/sr-best-practices-test-track-8-26-03.ppt>. Oktober 2010
- [105] SOHMSHETTY, R. ; KAPPAGANTU, R. ; NAGANARAYANA, B. ; SHANKAR, S.: Automotive Body Structure Enhancement for Buzz, Squeak and Rattle. In: *SAE 2004 World Congress & Exhibition*. Detroit, Michigan, 2004. – DOI 10.4271/2004-01-0388
- [106] SOINE, D. ; EVENSEN, H. ; VANKARSEN, C.: Threshold Level as an Index of Squeak and Rattle Performance. In: *Noise & Vibration Conference & Exposition*. Traverse City, Michigan, 1999. – DOI 10.4271/1999-01-1730
- [107] SONDERMANN, J. P. ; THOBABEN, U.: Klappern, Quietschen und Knarren stören. Ein Meßsystem zum objektiven Beurteilen und Diagnostizieren von

- Fahrzeugaufbaugeräuschen. In: *QZ Qualität und Zuverlässigkeit* 37 (1992), S. 413–415
- [108] SOTTEK, R. ; GENUIT, K.: Models of Signal Processing in Human Hearing. In: *International Journal of Electronics and Communications* 59 (2005), S. 157–165
- [109] STEINWOLF, A.: Shaker Simulation of Random Vibration with a High Kurtosis Value. In: *Journal of the Institute of Environmental Sciences* XL (1997), S. 33–43
- [110] STEINWOLF, A. ; CONNON, W. H.: Limitations of the Fourier Transform for Describing Test Course Profiles. In: *Sound and Vibration* 39 (2005), Nr. 2, S. 12–17. – ISSN 0038-1810
- [111] SUNDQVIST, N.: *Multivariable feedback control of electromagnetic reluctance force actuators*, Technische Universität München, Diplomarbeit, 2008
- [112] TRAPP, M. *Squeak and Rattle 101*. <https://www.fleet.ford.com/truckbbas/non-html/qpg/2004/squeakandrattle/sr-101-literacy-5-17-06-bb.ppt>. Oktober 2010
- [113] TRAPP, M. ; PIERZECKI, R.: Squeak and Rattle Behaviour of Filled Thermoplastics: Effect of Filler Type and Content on Acoustic Behaviour. In: *SAE 2005 Noise and Vibration Conference and Exhibition*. Grand Traverse, Michigan, 2005. – DOI 10.4271/2005-01-2542
- [114] TSAI, N. ; WU, B. ; HSU, S.: Stability constraints of active magnetic bearing control systems. In: *International Journal of Control* 80 (2007), S. 1893–1902
- [115] TSOU, P. ; CHANG, W.: Rattle Noise Measurement of a Plate-Beam System. In: *Noise & Vibration Conference & Exposition*. Traverse City, Michigan, 1999. – DOI 10.4271/1999-01-1724
- [116] ULBRICH, H.: *Entwurf und Realisierung einer berührungsfreien Magnetlagerung für ein Rotorsystem*, Technische Universität München, Diss., 1979
- [117] ULBRICH, H.: Comparison of Different Actuator Concepts for Applications in Rotating Machinery. In: *International Journal of Rotating Machinery* 1 (1994), S. 61–71
- [118] VAES, D.: *Optimal static decoupling for multivariable control design*, Katholieke Universiteit Leuven, PhD Thesis, 2005
- [119] VAES, D. ; SMOLDERS, K. ; SWEVERS, J. ; SAS, P.: Multivariable control for reference tracking on half car test rig. In: *Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control*. Seville, 2005
- [120] VAES, D. ; SOUVERIJNS, W. ; CUYPER, J. D. ; SWEVERS, J. ; SAS, P.: Decoupling feedback control for improved multivariable vibration test rig tracking. In: *Proceedings of International Conference on Noise and Vibration Engineering (ISMA)*. Leuven, 2002
- [121] VAES, D. ; SOUVERIJNS, W. ; CUYPER, J. D. ; SWEVERS, J. ; SAS, P.: Optimal decoupling for improved multivariable controller design, applied on an automotive vibration test rig. In: *Proc. American Control Conference*. Denver, Colorado, 2003

- [122] VAES, D. ; SWEVERS, J. ; SAS, P.: Experimental multivariable tracking control on an automotive vibration test rig. In: *Proceedings of International Conference on Noise and Vibration Engineering (ISMA)*. Leuven, 2004
- [123] VAES, D. ; SWEVERS, J. ; SAS, P.: Experimental validation of different MIMO-feedback controller design methods. In: *Control Engineering Practice* 13 (2005), S. 1439–1451
- [124] WANG, Y.: *Berechnung und Auslegung von Magnetstellgliedern mit Strom-Vormagnetisierung und mit Permanent-Vormagnetisierung*, University of Essen, Diss., 1996
- [125] WANG, Y. ; ZHANG, C. ; WANG, Z.: A new variable step size lms algorithm with application to active noise control. In: *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP '03)*, 2003
- [126] WAWEREK, A.: *Potentialanalyse eines Verfahrens zur objektiven Unterstützung der subjektiven Bewertung von Störgeräuschen*, Technische Universität Illmenau, Diplomarbeit, 2008
- [127] WEBER, J.: Squeak & Rattle Simulation. A New Approach to Support the Complete Development Process of Interior Parts. In: *VDI-FVT-Jahrbuch* 10 (2008)
- [128] WEISCH, G. ; STÜCKLSCHWAIGER, W. ; MENDONCA, A. A. ; MONTEIRO, N. T. S. ; SANTOS, L. A.: The creation of a car interior noise quality index for the evaluation of rattle phenomena. In: *Proceedings of the 1997 Noise and Vibration Conference*, 1996. – DOI 10.4271/972018
- [129] WEYER, T. ; HEROLD, S. ; KRAJENSKI, V. ; MAYER, D.: Modellierung und Regelung adaptiver Systeme. In: *Adaptronic Congress*. Wolfsburg, 2003
- [130] WIDROW, B. ; E. WALACH: *Adaptive Inverse Control*. Prentice Hall, 1996. – ISBN-10: 0130059684
- [131] WIDROW, B. ; PLETT, G. ; FERREIRA, E. ; LAMEGO, M.: Adaptive inverse control based on nonlinear adaptive filtering / Information Systems Lab., EE Dep., Stanford University. – Forschungsbericht
- [132] WIEDEMANN, D.: *Robuste Regelmethode für elektromagnetische Shaker*, Technische Universität München, Master Thesis, 2007
- [133] WIEDEMANN, D. ; FAVOT, V. ; HERRMANN, M. ; ULBRICH, H.: Robust motion control of electromagnetic actuators using H_∞ optimization. In: *Proc. IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*. Singapur, 2008, S. 108–113
- [134] WIEDEMANN, D. ; KOCH, U. ; ULBRICH, H.: A Co-Energy based Macromodel for an Electromagnetic Actuator. In: *Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International*. Miami, Florida, 2009, S. 1770–1775
- [135] WIEDEMANN, D. ; KOCH, U. ; ULBRICH, H.: Development of Magnetic Reluctance Actuators for Vibration Excitation. In: *Proceedings of the Twelfth International Symposium on Magnetic Bearings*. Wuhan, 2010
- [136] WIEDEMANN, D. ; KOCH, U. ; ULBRICH, H.: Linear Reluctance Actuator for Controlled Vibration Excitation. In: *Proceedings of the 10th International*

- Conference and Exhibition on Actuators and New Drive Systems. ACTUATOR 10.* Bremen, 2010
- [137] WOHLFAHRT, W.: *Instationäre Lautheit - Das richtige Verfahren, Knarzen und Klappern zu untersuchen?*, Georg-Simon-Ohm-Fachhochschule Nürnberg, Diplomarbeit, 2004
- [138] WUNDERER, S.: *Drivefile-Erstellung für Hydropulsanlagen (C.R.E.S.T.) auf der Basis von optisch vermessenen Schlechtwegstrecken*, Fachhochschule München, Diplomarbeit, 2006
- [139] YAO, J.Y. ; LI, C. R. ; DIAO, X. X.: Study of Real-time Multi-Shaker Random Vibration Testing System. In: *World Congress on Computer Science and Information Engineering*. Los Angeles, 2009
- [140] YE, Y. ; WANG, D.: Learning more frequency components using P-type ILC with negative learning gain. In: *IEEE Trans. Ind. Electron.* 53 (2006), S. 712–716
- [141] YU, Y. ; JIANG, T.: Generation of Non-Gaussian Random Vibration Excitation Signal for Reliability Enhancement Test. In: *Chinese Journal of Aeronautics* 20 (2007), S. 236–239
- [142] ZELLER, P. (Hrsg.): *Handbuch Fahrzeugakustik: Grundlagen, Auslegung, Berechnung, Versuch*. Vieweg + Teubner, 2009. – ISBN-10: 383480651X