



HELMUT SCHMIDT
UNIVERSITÄT

Universität der Bundeswehr Hamburg

FAKULTÄT MASCHINENBAU
PROFESSUR FÜR MECHATRONIK

Aktive Lärminderung in Wohn- und Schlafräumen

Abschlussbericht über ein Forschungsvorhaben gefördert unter dem
Az: 24483 von der Deutschen Bundesstiftung Umwelt

Vorgelegt von:

Laboringenieur: Abschnitte: 2.2, 5.2, A2, A3

(Dipl.-Ing. K. Simanowski)

Oberingenieur: Übrige Abschnitte

(Dr.-Ing. T. Kletschkowski)

Leiter der Professur:

(Univ.-Prof. Dr.-Ing. D. Sachau)

Dieser Bericht enthält: 84 Blatt

Hamburg, 07. Juli 2008



Projektkennblatt
der
Deutschen Bundesstiftung Umwelt.



Az	24483	Referat	21/0	Fördersumme	95.000,00 €
Antragstitel		Aktive Lärminderung in Wohn- und Schlafräumen			
Stichworte		Verfahren, Lärm, Lärmschutz			
Laufzeit	Projektbeginn	Projektende	Projektphase(n)		
18 Monate	12. September 2006	12. März 2008	1		
Zwischenberichte:	alle 6 Monate Kurzbericht				
Bewilligungsempfänger	Helmut-Schmidt-Universität/ Universität der Bundeswehr Hamburg			Tel	040/6541/2733
	Professur für Mechatronik			Fax	040/6541-2996
	Holstenhofweg 85			Projektleitung	
	22043 Hamburg			Prof. Dr.-Ing. Delf Sachau	
				Bearbeiter	
				Dr.-Ing. Thomas Kletschkowski und Dipl.-Ing. Kai Simanowski	

Kooperationspartner**Zielsetzung und Anlass des Vorhabens**

Für einen gesunden und erholsamen Schlaf ist es notwendig, Schlafräume mit Frischluft zu versorgen. Dies erfolgt im Allgemeinen durch Öffnen von Fenstern. Allerdings dringt durch geöffnete Fenster auch Lärm in den Schlafräum ein. Nach geltender Gesetzeslage ist Lärm eine Form der Umweltverschmutzung. Darüber hinaus ist eine Reduktion der Geräuschbelastung während des Schlafes erforderlich, um stressbedingten Gesundheitsschäden vorzubeugen.

Die Zielsetzung des Projektes besteht darin, ein realitätsnahes Demonstrator-Modell zu entwickeln, um nachzuweisen, dass durch aktiven Gegenschall eine Ruhezone im Kopfbereich einer liegenden Person erzeugt werden kann. Hierbei wird im niederfrequenten Bereich ($f < 1\text{kHz}$) eine Pegelreduktion von bis zu 20 dB angestrebt. Der Beitrag zur Umweltentlastung besteht somit in der lokalen Reduktion der Umweltverschmutzung Lärm.

Darstellung der Arbeitsschritte und der angewandten Methoden**1. Aufbau eines realitätsnahen Prüfstandes**

Für die Untersuchung wird ein Schlafräum, in den durch ein geöffnetes Fenster Lärm eindringt, im Labor realitätsnah nachgestellt.

2. Ermittlung der initialen Lärmverteilung

Das unregelmäßige Schallfeld im Labor wird als Referenz vermessen. Lokale Druckmaxima, deren Kenntnis für die Positionierung von Fehlermikrofonen und Gegenschallquellen erforderlich ist, werden identifiziert.

3. Entwicklung eines effektiven Regelalgorithmus

Für Erfolg versprechende Anordnungen von Fehlermikrofonen und Gegenschallquellen wird ein schneller und robuster adaptiver Regler entwickelt und auf einem digitalen Signalprozessor implementiert.

4. Einrüstung eines Demonstrators und Ermittlung des Regelungserfolges

Basierend auf den gewonnenen Erkenntnissen wird ein Demonstrator-Modell erstellt und in den Schlafräum eingerüstet. Der Regelungserfolg in Kopfnähe und die Rückwirkung des Systems auf Bereiche außerhalb der Ruhezone wird durch erneute Schallfeldmessungen bestimmt.

Ergebnisse und Diskussion

In dem von der Deutschen Bundesstiftung Umwelt geförderten Projekt zur „Aktiven Lärminderung in Wohn- und Schlafräumen“ wurde ein lokal wirksames Gegenschallsystem erfolgreich getestet. Die Tests erfolgten im Labormaßstab (Hier wurden verbesserte virtuelle Mikrophone erprobt.) und in einem realitätsnahen Transmissionsprüfstand (Hier wurden reale Fehlermikrophone eingesetzt.)

Störschall verschiedener Signalformen drang über ein in die Transmissionsöffnung eingesetztes Fenster in das im Hallraum nachempfundene Schlafzimmer ein. In diesem stand ein handelsübliches Bett mit zwei am Kopfende montierten Gegenschalllautsprechern und zwei Fehlermikrofonen im Kopfkissen.

Die Signalverarbeitung erfolgte auf PowerPC's der Firma dSpace mit Hilfe des fast exact power normalized leaky FxLMS-Verfahrens. Als Referenzsignalgeber diente ein im reflektionsarmen Raum positioniertes Mikrophon. Der Regelungserfolg wurde an den Fehlermikrofonen im Kopfkissen und mittels eines Mikrophon-Arrays vermessen. Letzteres wurde über ein, für dieses Projekt, in den Hallraum eingebracht und selbst konstruierten Roboter vermessen.

Der Regelungserfolg wurde vom Pegel des einwirkenden Störschalls in Abhängigkeit der Fensterstellungen: (1) zu, (2) gekippt, (3) geöffnet und vom Hintergrundrauschen beeinflusst. Monofrequenter Störschall konnte fast immer bis auf das Niveau des Hintergrundrauschens reduziert werden. Der Regelungserfolg bei breitbandigem Störschall hing von der Filterlänge der Controller ab. Für ein vollständig gekoppeltes 1x2x2 ANC-System mit externer Referenz konnten im Frequenzband $80 < f < 480$ Hz signifikante Lärmreduktionen von bis zu -18dB im Summenpegel erreicht werden, wenn 1024 Filterkoeffizienten pro Controller verwendet wurden. Dieser maximale Regelungserfolg entsprach der im gewählten Aufbau und im betrachteten Frequenzbereich zu erzielenden Obergrenze.

Mit Hilfe des Roboters und eines Mikrofonfeldes wurden Schallpegel im ungeregelten und geregelten Zustand auf mehreren Ebenen kartiert. Die lokale Lärminderungsmaßnahme hat nur geringen Einfluss auf das Schallfeld im restlichen Raum. Die Ergebnisse der Kartierungen belegen, dass sich die um die Fehlermikrofone herum ausbildende Ruhezone vergrößert, je tiefer die Frequenz des Störschalls ist.

Eine abschließende Versuchsreihe zum Einfluss der Sensorik auf den Regelungserfolg dokumentiert, dass sich die mit qualitativ hochwertiger Messtechnik erreichten Regelungserfolge auch beim Einsatz geeigneter, handelsüblicher Audiokomponenten erzielen lassen.

Die Schlafposition einer auf dem Kopfkissen liegenden Person wurde mit einem Kunstkopf simuliert. Der Einfluss dieser Störung war nur gering. Der Einsatz eines zweiten im Hallraum betriebenen Systems schränkt den Erfolg am ersten System praktisch nicht ein.

Eine als Unterauftrag vergebene ökologische und ökonomische Bilanzierung der Vorhabensergebnisse bestätigte einerseits den hochinnovativen Charakter des Projektes im Vergleich zum Stand der Technik. Andererseits wurden in dieser Studie die ökologischen Vorzüge (Reduzierung der Lärmverschmutzung) und ökonomischen Möglichkeiten (Einführung in den Heimanwenderbereich) aufgezeigt.

Öffentlichkeitsarbeit und Präsentation

Die im Projekt gewonnen Erkenntnisse wurden der Öffentlichkeit durch Publikationen in wissenschaftlichen und populärwissenschaftlichen Schriften sowie der Tagespresse, durch wissenschaftliche Vorträge und Radio-Interviews zugänglich gemacht. Hervorzuheben ist die Ausstellung des Demonstrators auf der Woche der Umwelt 2007, am Amtssitz des Bundespräsidenten.

Fazit

Die Anwendung hochinnovativer mechatronischer Gegenschalltechnologie auf der Basis adaptiver Filter ermöglicht es bei geeigneter Positionierung von Sensoren und Aktoren, die Umweltverschmutzung Lärm im Kopfbereich von Personen signifikant zu reduzieren.

In zukünftigen Arbeiten sind die Schwerpunkte auf die Entwicklung von Verfahren zur aktiven Lärminderung instationärer Signale sowie auf eine für den Heimbetrieb taugliche Systemintegration zu setzen.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis für den Hauptteil	6
Tabellenverzeichnis für den Hauptteil.....	7
Abbildungsverzeichnis für den Anhang	7
Abkürzungsverzeichnis	10
Wichtigste Formelzeichen und physikalische Einheiten.....	11
Zusammenfassung.....	12
1 Einleitung	13
2 Aufbau des Prüfstandes	16
2.1 Aufbau des Demonstrators	16
2.2 Realitätsnaher Versuchsaufbau im Transmissionsprüfstand.....	16
2.2.1 Beschreibung des Versuchsaufbaus	16
2.2.2 Beschreibung der Messkette	18
2.2.3 Beschreibung der Robotik zur Schallfeldkartierung.....	20
2.2.4 Voruntersuchungen im Transmissionsprüfstand	22
3 Reglerentwicklung.....	25
3.1 Virtuelle Mikrophone	25
3.2 Schnelle Implementierung des Adaptionverfahrens	26
4 Untersuchungen am Demonstrator	28
4.1 Reale Mikrophone	28
4.2 Virtuelle Mikrophone	29
5 Untersuchungen im Transmissionsprüfstand.....	30
5.1 Abschätzung der physikalisch erreichbaren Lärminderung.....	30
5.1.1 Analyse des Primärschallfeldes.....	31
5.1.2 Analyse des Sekundärschallfeldes.....	34
5.2 Messung der erreichten Lärminderung.....	35
5.2.1 Analyse des geregelten Schallfeldes.....	35
5.2.2 Einfluss der Schlafposition.....	45
5.2.3 Einfluss eines zweiten ANC-Systems.....	48
5.3 Fehlerdiskussion und Verbesserung der Lärminderung.....	50
5.3.1 Güte des Plant-Modelling	51
5.3.2 Abhängigkeit des Regelungserfolges von der Anzahl der Filterkoeffizienten	53
5.3.3 Einfluss der Sensorik	57
6 Ökologische, technologische und ökonomische Bewertung	58
7 Maßnahmen zur Verbreitung der Vorhabensergebnisse.....	58
8 Fazit	61
Literaturverzeichnis	63

Anhang	64
A.1 FxLMS-Verfahren.....	64
A.2 Frequenzbewertung.....	65
A.3 Kartierung bei tonaler und breitbandiger Anregung.....	66
A.4 Regler-Parameter für Versuche mit erweiterten Filterlängen.....	82
Verzeichnis der Anlagen zum Abschlußbericht	83
Projektantrag.....	83
Berichte zu Unteraufträgen.....	83
Beigefügten Publikationen.....	83

Abbildungsverzeichnis für den Hauptteil

Abb. 2-1: Demonstrator zur Untersuchung zur aktiven Lärminderung in Schlafräumen	16
Abb. 2-2: Maßstabsgerechte Draufsicht des Transmissionsprüfstandes [Sach08].....	17
Abb. 2-3: Einbauten im RAR	17
Abb. 2-4: Einbauten im Hallraum	18
Abb. 2-5: Komponenten zur Signalerzeugung	18
Abb. 2-6: Messequipment im Hallraum	19
Abb. 2-7: Prinzipskizze des Versuchsaufbaus	20
Abb. 2-8: Roboter im HR.....	21
Abb. 2-9: Skizze der Messfläche.....	21
Abb. 2-10: Gemessene Nachhallzeiten im Hallraum.....	22
Abb. 2-11: Sollwert T_{Soll} der Nachhallzeit für unterschiedliche Nutzungsarten nach DIN 18041:2004-05	23
Abb. 2-12: Spektrum bei de- und aktiviertem Motor.....	24
Abb. 2-13: Zeitverlauf des Schallfeldes während der Aktivierung der Motoren als Sonogramm	24
Abb. 3-1: Funktionsprinzip eines virtuellen Mikrophons [Kle07].....	25
Abb. 3-2: Blockschaltbild des FxLMS-Verfahrens für virtuelle Mikrophone[Kle07]	26
Abb. 3-3: Blockdiagramm des fast exact power normalized leaky filtered-x LMS [Sach08]...26	
Abb. 4-1: Lärminderung an dem als Fehlersensor dienendem Kunstkopf [Kle07]	28
Abb. 4-2: Primärfeld (links) und Ruhezone bei 100Hz (Punktabstand 10cm) [Kle07].....	29
Abb. 4-3: Ruhezone breitbandiger Anregung (Punktabstand 10cm) [Kle07]	29
Abb. 4-4: Lärminderung am Kunstkopf bei Verwendung von Mikrofonen in der Matratze (links), siehe [Kle07], und Lärminderung an den Mikrofonen in der Matratze (rechts).....	29
Abb. 4-5: Lärminderung am Kunstkopf bei Verwendung vereinfachter virtueller Mikrophone (links) und bei Verwendung verbesserter virtueller Mikrophone (rechts), siehe [Kle07]	30
Abb. 5-1: Kohärenz zwischen Fehlersignal und Störung (links) und zu erwartende Reduktion des Fehlersignals (rechts), siehe [Kle08]	31
Abb. 5-2: Kohärenz zwischen Fehlersignal und Störung (links) und zu erwartende Reduktion des Fehlersignals (rechts), siehe [Kle08]	32
Abb. 5-3: Block-Diagramme zur linearen Prädiktion (links) und zur Rückkopplungsregelung mit FIR-Filtern (rechts)	33
Abb. 5-4: Optimale Lautsprecheransteuerungen (links) und Amplitudenfrequenzgänge (Antwort an den Fehlermikrofonen bei Erregung am linken Lautsprecher) (rechts).....	34
Abb. 5-5: Gesamtpegel am Fehlermikrofon links	37
Abb. 5-6: A-gewichtetes Autospektrum an Fehlermikrofon links 076 cm, auf, 100 Hz, ungerregelt und geregelt	37
Abb. 5-7: Linear gewichtetes Autospektrum am Referenzmikrofon bei 076 cm, auf, 100 Hz	38
Abb. 5-8: Linear gewichtetes Autospektrum an Fehlermikrofon links 076 cm, auf, 100 Hz, ungerregelt und geregelt	38
Abb. 5-9: Gesamtpegel an Fehlermikrofon rechts.....	39
Abb. 5-10: Tonaler Pegel an Fehlermikrofon links	39
Abb. 5-11: Tonaler Pegel an Fehlermikrofon rechts.....	40
Abb. 5-12: A-gewichtetes Autospektrum des Hintergrundrauschen auf Ebene 76 cm bei geschlossenem Fenster	40

Abb. 5-13: Regelungserfolg Gesamtpegel	41
Abb. 5-14: Regelungserfolg nur bei angeregter Frequenz	41
Abb. 5-15: 76 cm, Hintergrund	42
Abb. 5-16: 126 cm, Hintergrund	42
Abb. 5-17: 176 cm, Hintergrund	42
Abb. 5-18: 76 cm, 100 Hz, kipp, ungerregelt	44
Abb. 5-19: 76 cm, 100 Hz, zu, ungerregelt	44
Abb. 5-20: 76 cm, 100 Hz, auf, ungerregelt	44
Abb. 5-21: 76 cm, 100 Hz, kipp, geregelt	44
Abb. 5-22: 76 cm, 100 Hz, zu, geregelt	44
Abb. 5-23: 76 cm, 100 Hz, auf, geregelt	44
Abb. 5-24: Position der neuen Messfläche	45
Abb. 5-25: Kunstkopf mittig, Mikrofonfeld links	46
Abb. 5-26: Kartierung des geregelten Schallfeldes ohne Kunstkopf	46
Abb. 5-27: Kartierung des geregelten Schallfeldes Kunstkopf mittig	47
Abb. 5-28: Kartierung des geregelten Schallfeldes Kunstkopf links	47
Abb. 5-29: Kartierung des geregelten Schallfeldes Kunstkopf rechts	48
Abb. 5-30: Kartierung in 76 cm Höhe bei 200 Hz und gekipptem Fenster, geregelt	48
Abb. 5-31: Regelungserfolg am ersten ANC-System, Gesamtpegel	49
Abb. 5-32: Regelungserfolg am zweiten ANC-System, Gesamtpegel	49
Abb. 5-33: Regelungserfolg am ersten ANC-System, nur bei angeregter Frequenz	50
Abb. 5-34: Regelungserfolg am zweiten ANC-System nur bei angeregter Frequenz	50
Abb. 5-35: Gemessener (graue Linie) und modellierter (schwarze Linie) Amplitudenfrequenzgang (links) und Phasenfrequenzgang (rechts) für die Frequenzantwort des rechten Fehlermikrophons bei Erregung des rechten Gegenschalllautsprechers	51
Abb. 5-36: Zu erwartende Reduktion des Fehlersignals in Abhängigkeit der Filterlänge	53
Abb. 5-37: Experimentell bestimmte Pegelreduktion in Abhängigkeit von der Filterlänge des Controllers am linken (rot) und rechten (blau) Fehlermikrophon	55
Abb. 5-38: Optimale Amplitudenfrequenzgänge für den Ausgang des ersten Controllers bezüglich des Referenzsignals: Theoretisch optimal (schwarz), Optimal für 256 Controller-Taps (rot) und Optimal für 1024 Controller-Taps (grün)	56
Abb. 5-39: Kartierung des Regelungserfolges in Kopfhöhe für 1024 Controller-Taps	57
Abb. 5-40: Regelungserfolg am linken und rechten Mikrophon in Abhängigkeit der Sensorik	58
Abb. 7-1: Exponat (links) und Diskussion mit Besuchern auf der Woche der Umwelt (rechts)	60

Tabellenverzeichnis für den Hauptteil

Tab. 1-1: Zeitlicher Ablauf des Projektes (Start: 12.09.2006, Ende: 12.03.2008)	15
---	----

Abbildungsverzeichnis für den Anhang

Abb. A-1: Blockschaltbild des FxLMS-Verfahrens [Kle07]	64
Abb. A-2: Frequenzbewertungskurve A nach DIN 60651	66
Abb. A-3: 76 cm, 100 Hz, kipp, ungerregelt	67

Abb. A-4: 76 cm, 100 Hz, zu, unger.	67
Abb. A-5: 76 cm, 100 Hz, auf, unger.	67
Abb. A-6: 76 cm, 100 Hz, kipp, ger.	67
Abb. A-7: 76 cm, 100 Hz, zu, ger.	67
Abb. A-8: 76 cm, 100 Hz, auf, ger.	67
Abb. A-9: 76 cm, 200 Hz, kipp, unger.	68
Abb. A-10: 76 cm, 200 Hz, zu, unger.	68
Abb. A-11: 76 cm, 200 Hz, auf, unger.	68
Abb. A-12: 76 cm, 200 Hz, kipp, ger.	68
Abb. A-13: 76 cm, 200 Hz, zu, ger.	68
Abb. A-14: 76 cm, 200 Hz, auf, ger.	68
Abb. A-15: 76 cm, 400 Hz, kipp, unger.	69
Abb. A-16: 76 cm, 400 Hz, zu, unger.	69
Abb. A-17: 76 cm, 400 Hz, auf, unger.	69
Abb. A-18: 76 cm, 400 Hz, kipp, ger.	69
Abb. A-19: 76 cm, 400 Hz, zu, ger.	69
Abb. A-20: 76 cm, 400 Hz, auf, ger.	69
Abb. A-21: 76 cm, 80 – 280 Hz, kipp, unger.	70
Abb. A-22: 76 cm, 80 – 280 Hz, zu, unger.	70
Abb. A-23: 76 cm, 80 – 280 Hz, auf, unger.	70
Abb. A-24: 76 cm, 80 – 280 Hz, kipp, ger.	70
Abb. A-25: 76 cm, 80 – 280 Hz, zu, ger.	70
Abb. A-26: 76 cm, 80 – 280 Hz, auf, ger.	70
Abb. A-27: 76 cm, 80 – 480 Hz, kipp, unger.	71
Abb. A-28: 76 cm, 80 – 480 Hz, zu, unger.	71
Abb. A-29: 76 cm, 80 – 480 Hz, auf, unger.	71
Abb. A-30: 76 cm, 80 – 480 Hz, kipp, ger.	71
Abb. A-31: 76 cm, 80 – 480 Hz, zu, ger.	71
Abb. A-32: 76 cm, 80 – 480 Hz, auf, ger.	71
Abb. A-33: 126 cm, 100 Hz, kipp, unger.	72
Abb. A-34: 126 cm, 100 Hz, zu, unger.	72
Abb. A-35: 126 cm, 100 Hz, auf, unger.	72
Abb. A-36: 126 cm, 100 Hz, kipp, ger.	72
Abb. A-37: 126 cm, 100 Hz, zu, ger.	72
Abb. A-38: 126 cm, 100 Hz, auf, ger.	72
Abb. A-39: 126 cm, 200 Hz, kipp, unger.	73
Abb. A-40: 126 cm, 200 Hz, zu, unger.	73
Abb. A-41: 126 cm, 200 Hz, auf, unger.	73
Abb. A-42: 126 cm, 200 Hz, kipp, ger.	73
Abb. A-43: 126 cm, 200 Hz, zu, ger.	73
Abb. A-44: 126 cm, 200 Hz, auf, ger.	73
Abb. A-45: 126 cm, 400 Hz, kipp, unger.	74
Abb. A-46: 126 cm, 400 Hz, zu, unger.	74
Abb. A-47: 126 cm, 400 Hz, auf, unger.	74
Abb. A-48: 126 cm, 400 Hz, kipp, ger.	74
Abb. A-49: 126 cm, 400 Hz, zu, ger.	74
Abb. A-50: 126 cm, 400 Hz, auf, ger.	74

Abb. A-51: 126 cm, 80 - 280 Hz, kipp, unger.	75
Abb. A-52: 126 cm, 80 - 280 Hz, zu, unger.	75
Abb. A-53: 126 cm, 80 - 280 Hz, auf, unger.	75
Abb. A-54: 126 cm, 80 - 280 Hz, kipp, ger.	75
Abb. A-55: 126 cm, 80 - 280 Hz, zu, geregelt	75
Abb. A-56: 126 cm, 80 - 280 Hz, auf, geregelt	75
Abb. A-57: 126 cm, 80 - 480 Hz, kipp, unger.	76
Abb. A-58: 126 cm, 80 - 480 Hz, zu, unger.	76
Abb. A-59: 126 cm, 80 - 480 Hz, auf, unger.	76
Abb. A-60: 126 cm, 80 - 480 Hz, kipp, ger.	76
Abb. A-61: 126 cm, 80 - 480 Hz, zu, geregelt	76
Abb. A-62: 126 cm, 80 - 480 Hz, auf, geregelt	76
Abb. A-63: 176 cm, 100 Hz, kipp, unger.	77
Abb. A-64: 176 cm, 100 Hz, zu, unger.	77
Abb. A-65: 176 cm, 100 Hz, auf, unger.	77
Abb. A-66: 176 cm, 100 Hz, kipp, geregelt	77
Abb. A-67: 176 cm, 100 Hz, zu, geregelt	77
Abb. A-68: 176 cm, 100 Hz, auf, geregelt	77
Abb. A-69: 176 cm, 200 Hz, kipp, unger.	78
Abb. A-70: 176 cm, 200 Hz, zu, unger.	78
Abb. A-71: 176 cm, 200 Hz, auf, unger.	78
Abb. A-72: 176 cm, 200 Hz, kipp, geregelt	78
Abb. A-73: 176 cm, 200 Hz, zu, geregelt	78
Abb. A-74: 176 cm, 200 Hz, auf, geregelt	78
Abb. A-75: 176 cm, 400 Hz, kipp, unger.	79
Abb. A-76: 176 cm, 400 Hz, zu, unger.	79
Abb. A-77: 176 cm, 400 Hz, auf, unger.	79
Abb. A-78: 176 cm, 400 Hz, kipp, geregelt	79
Abb. A-79: 176 cm, 400 Hz, zu, geregelt	79
Abb. A-80: 176 cm, 400 Hz, auf, geregelt	79
Abb. A-81: 176 cm, 80 - 280 Hz, kipp, unger.	80
Abb. A-82: 176 cm, 80 - 280 Hz, zu, unger.	80
Abb. A-83: 176 cm, 80 - 280 Hz, auf, unger.	80
Abb. A-84: 176 cm, 80 - 280 Hz, kipp, ger.	80
Abb. A-85: 176 cm, 80 - 280 Hz, zu, geregelt	80
Abb. A-86: 176 cm, 80 - 280 Hz, auf, geregelt	80
Abb. A-87: 176 cm, 80 - 480 Hz, kipp, unger.	81
Abb. A-88: 176 cm, 80 - 480 Hz, zu, unger.	81
Abb. A-89: 176 cm, 80 - 480 Hz, auf, unger.	81
Abb. A-90: 176 cm, 80 - 480 Hz, kipp, ger.	81
Abb. A-91: 176 cm, 80 - 480 Hz, zu, geregelt	81
Abb. A-92: 176 cm, 80 - 480 Hz, auf, ger.	81

Abkürzungsverzeichnis

ANR Active Noise Reduction

ANS Active Noise System

B&K Brüel&Kjaer

DBU Deutsche Bundesstiftung Umwelt

DSP Digitaler Signalprozessor

HR Hallraum

HSU Helmut-Schmidt-Universität/Universität der Bundeswehr Hamburg

MAC multiply-accumulates

RAR Reflektionsarmer Raum

TA Technische Anleitung

Wichtigste Formelzeichen und physikalische Einheiten

c	m/s	Schallgeschwindigkeit
d_{\max}	m	Maximaler Messpunkt Abstand
df	Hz	Frequenzbandbreite
f	Hz	Frequenz
f_{xy}	Hz	Berechnete Resonanzfrequenz in einer X-Y-Ebene
λ	m	Wellenlänge
L	dB	Schallpegel
L_x	mm	Ausdehnung in X-Richtung
L_y	mm	Ausdehnung in Y-Richtung
n_x		Anzahl der Knoten in X-Richtung
n_y		Anzahl der Knoten in Y-Richtung
p	Pa	Schallwechseldruck
p_0	Pa	Hörschwelle
\tilde{p}	Pa_{rms}	Effektivwert eines Schallwechseldruckes
T	s	Nachhallzeit

Zusammenfassung

Lärm wird von der Bevölkerung nicht nur als störende Einschränkung des Lebensstandards wahrgenommen, sondern ist nach geltender Gesetzeslage eine Form der Umweltverschmutzung. Eine Reduktion der Geräuschbelastung (zumindest) während des Schlafes ist auch volkswirtschaftlich eminent, da die häufigste Todesursache, Herz-Kreislauf-Erkrankungen, auch auf die Stressbelastung durch Lärm zurückgeführt wird. Die Zielstellung des abgeschlossenen Vorhabens bestand in der Entwicklung eines Demonstrator-Modells, um unter realitätsnahen Bedingungen nachzuweisen, dass die Umweltverschmutzung Lärm durch die Anwendung aktiven Gegenschalls signifikant reduziert werden kann.

Das in einem Transmissionsprüfstand, bestehend aus Hallraum und reflektionsarmem Raum, untersuchte hochinnovative ANC-System, entstand durch die Integration von schneller digitaler Signalverarbeitung, als Gegenschalllautsprecher verwendeter Aktivboxen und hochwertigen Messmikrofonen zum Erfassen des Referenz- und der Fehlersignale zu einem mechatronischen Gesamtsystem. Für die digitale Signalverarbeitung wurde eine Version des fast exact power normalized FxLMS-Verfahrens auf PowerPC's der Firma dSPACE implementiert und erfolgreich verwendet.

Monofrequenter Störschall konnte fast immer bis auf das Niveau des Hintergrundgeräusches reduziert werden. Der Regelungserfolg bei breitbandigem Störschall hing von der Filterlänge der Controller ab. Für ein vollständig gekoppeltes 1x2x2 ANC-System mit externer Referenz konnten im Frequenzband $80 < f < 480\text{Hz}$ signifikante Lärmreduktionen von bis zu -18dB im Summenpegel erreicht werden, wenn 1024 Filterkoeffizienten pro Controller verwendet wurden. Dieser maximale Regelungserfolg entsprach der im gewählten Aufbau und im betrachteten Frequenzbereich zu erzielenden Obergrenze.

Mit Hilfe des Roboters und eines Mikrofonfeldes wurden Schallpegel im ungeregelten und geregelten Zustand auf mehreren Ebenen kartiert. Die lokale Lärminderungsmaßnahme hat nur geringen Einfluss auf das Schallfeld im restlichen Raum. Die Ergebnisse der Kartierungen belegen, dass die sich um die Fehlermikrofone herum ausbildende Ruhezone größer wird, je tiefer die Frequenz des Störschalls ist.

Eine Versuchsreihe zum Einfluss der Sensorik auf den Regelungserfolg dokumentiert, dass sich die mit qualitativ hochwertiger Messtechnik erreichten Regelungserfolge auch beim Einsatz geeigneter, handelsüblicher Audiokomponenten erzielen lassen. Die Schlafposition einer auf dem Kopfkissen liegenden Person wurde mit einem Kunstkopf simuliert. Der Einfluss dieser Störung war nur gering. Der Einsatz eines zweiten an anderer Stelle im Hallraum betriebenen Systems schränkt den Erfolg am ersten System praktisch nicht ein.

Die zusätzlich unter Laborbedingungen durchgeführten Untersuchungen zum Einsatz verbesserter virtueller Mikrofone belegen, dass deren Verwendung vorteilhaft ist, wenn tonale Störungen im Bereich niedriger Frequenzen ($f < 250\text{Hz}$) zu reduzieren sind.

Die zukünftigen Arbeiten werden sich mit Konzepten zur aktiven Lärminderung instationärer Signale sowie der Systemintegration handelsüblicher Audiokomponenten (Mikrophone und Lautsprecher) und der für die digitale Signalverarbeitung benötigten Hardware in ein dem gewünschten Ruhebereich beizustellendes ANC-Modul befassen.

1 Einleitung

Für einen gesunden und erholsamen Schlaf oder das allgemeine Wohlbefinden ist es notwendig, Wohn- und Schlafräume mit Frischluft zu versorgen. Dies erfolgt üblicherweise durch das Öffnen von Fenstern. Allerdings dringt durch geöffnete Fenster auch Lärm, z.B. von nahe gelegenen Straßen, ein, wodurch das Wohlbefinden oder der Schlaf erheblich beeinträchtigt werden.

Lärm wird von der Bevölkerung nicht nur als störende Einschränkung des Lebensstandards wahrgenommen, sondern ist nach geltender Gesetzeslage eine Form der Umweltverschmutzung (s. § 1 Abs. 2 und Abs. 3 [Blm02]). Eine Reduktion der Geräuschbelastung (zumindest) während des Schlafes ist auch volkswirtschaftlich eminent, da die häufigste Todesursache, Herz-Kreislauf-Erkrankungen [DtAB05], auch auf die Stressbelastung durch Lärm zurückgeführt wird.

Derzeit verfügbare Richtwerte der Schifffahrt, siehe [MCA78], gehen davon aus, dass der Schallpegel in lärmbelasteten Ruhezeiten auf mindestens 65 dB(A) zu reduzieren ist, um eine Erholung zu gewährleisten. Der Deutsche Arbeitsring für Lärmbekämpfung (DAL) hat, bezugnehmend auf die TA Lärm, für Krankenzimmer und Ruheräume einen oberen Grenzwert von 40 dB(A) benannt, siehe [BzaG].

Folglich besteht die Notwendigkeit, insbesondere den Lärm im Bereich einer schlafenden Person zu reduzieren, ohne dabei die Frischluftzufuhr zu beeinträchtigen. Die im Rahmen des Projektes durchgeführten Arbeiten befassen sich mit der Reduktion dieser Umweltverschmutzung durch aktiven Gegenschall, unter besonderer Berücksichtigung der Situation in Schlafräumen.

Für tief- und mittelfrequenten Lärm ($f < 500\text{Hz}$) kann dies insbesondere durch den gezielten Einsatz neuer Gegenschallsysteme (engl. Active Noise System (ANS)), siehe [Pat06], erreicht werden. Die aktive Schallreduktion (engl. Active Noise Reduction (ANR)) ist zwar seit längerem Gegenstand der Forschung, aber als raumakustisch wirksame Technologie zur Bekämpfung störenden Lärms im Bereich tiefer und mittlerer Frequenzen, nicht Stand der Technik.

Nach den in [Som08] getroffenen Aussagen, ist im Bereich der aktiven Schallschutzmaßnahmen grundsätzlich zwischen personenbezogenem Gehörschutz in Form von ANR-Kopfhörern und aktiven raumakustischen Maßnahmen zu unterscheiden.

ANR-Kopfhörer verwenden derzeit analoge Schaltungen, und lassen sich aufgrund eines klar definierten Anwendungsbereiches unmittelbar in Ohrnähe in Serie fertigen. Sie können vom Heimanwender im Elektrofachhandel erworben werden und sind im unteren (80€) und mittleren (400€) Preissegment erhältlich, siehe [Som08].

Ein aktiv wirksames raumakustisches System, das, wie im bearbeiteten Projekt, eine digitale Signalverarbeitung einsetzt, wird seit kurzem vom Schweizer Unternehmen Anocsys, angeboten, siehe [Som08]. Dieses besteht aus einem Rechner zur Durchführung der Signalverarbeitung, ein bis zwei im Raum verteilten Innenlautsprechern, mehreren Außenmikrofonen sowie einer Zeitschaltuhr. Mit dieser wird der Betriebszeitraum des Systems festgelegt, eine weitere Bedienung soll nicht erforderlich sein.

Die mit diesem System erreichbare Lärmreduzierung wird vom Hersteller mit maximal 24dB im bandbegrenzten Betrieb ($f < 900\text{ Hz}$) angegeben. Besonders Verkehrs- und

Industrielärm soll wirksam bekämpft werden können. Wie, an welchem Ort im Raum, unter welchen Bedingungen und für welche Signalformen diese Werte erreicht wurden, ist nicht bekannt. Das System wird an die herkömmliche 230V-Stromversorgung angeschlossen. Angaben zur Leistungsaufnahme im Betrieb sind nicht dokumentiert. Der Preis richtet sich nach der jeweiligen Systemkonfiguration, für einen Wohnraum mit 17 m² Grundfläche werden als Richtwert 8.000,- CHF (≈ 5.000€) ohne Installationskosten genannt, siehe [Ano08].

Legt man eine übliche Deckenhöhe von 2,45m zugrunde ergibt sich ein Raumvolumen von 41,65m³. Ein derartiger Raum verfügt bereits im Frequenzbereich $f < 342,41\text{Hz}$ über 83 Resonanzfrequenzen, wenn eine Länge von 5m und eine Breite von 3,4m zugrunde gelegt wird. Die signifikante Reduzierung störenden Lärms in allen 83 zu diesen Resonanzfrequenzen gehörenden 83 Eigenschwingungsformen erforderte nach der in [Nel92] dargelegten Theorie der modalen Regelung den Einsatz von 83 Gegenschallautsprechern (jeweils eine Gegenschallquelle pro Eigenschwingungsform), wenn ein derartiges System global wirksam sein soll. Folglich ist davon auszugehen, dass das Anocsys-System nur im Bereich sehr tiefer Frequenzen ($f < 70\text{Hz}$) eine signifikante globale Lärmreduktion ermöglicht, da sich die Anzahl der Eigenschwingungsformen für das obige Beispiel in diesem Fall auf 5 reduziert.

Im Gegensatz zum Anocsys-System wurde an der Professur für Mechatronik der Helmut-Schmidt-Universität/Universität der Bundeswehr Hamburg (HSU) die Wirkungsweise von lokalen Gegenschallsystemen erforscht. Diese erzeugen eine in ihrer räumlichen Ausdehnung begrenzte Ruhezone, die sich um die im Zielbereich angeordneten Fehlermikrophone durch geeignete Ansteuerung unmittelbar benachbarter Gegenschalllautsprecher ausbildet. Aufgrund der räumlichen Nähe von Fehlermikrophonen und Gegenschalllautsprechern (der Abstand jedes Fehlermikrophons zu jeder Gegenschallquelle war stets kleiner als die zur größten zu regelnden Frequenz gehörende Wellenlänge) sind lokale Gegenschallsysteme unabhängig von einer speziellen Raumgeometrie und Raumgröße und ermöglichen auch bei Verwendung weniger Mikrophone und Lautsprecher eine signifikante Minderung störenden Lärms im gesamten tief- und mittelfrequenten Bereich ($f < 500\text{Hz}$) im Zielbereich, sowohl für tonale als auch für breitbandige Lärmbelastungen.

Das umweltrelevante Ziel des durch die DBU geförderten Projektes bestand in der gezielten Anwendung dieser lokal wirksamen Gegenschall-Technologie zur Minderung der Umweltverschmutzung Lärm im Kopfbereich einer liegenden Person, um zukünftig auch in lärmbelasteten Gebieten einen erholsamen Schlaf zu ermöglichen.

Die konkrete Zielsetzung des durch die DBU geförderten Projektes bestand darin, ein realitätsnahes Demonstrator-Modell zu entwickeln, um nachzuweisen, dass durch aktiven Gegenschall eine lokale Ruhezone im Kopfbereich einer liegenden Person erzeugt werden kann. Hierbei wurden Reduktionen des initialen Schallpegels von bis zu 20dB angestrebt, siehe [Sach06].

Im Unterschied zu den bereits erfolgten Vorarbeiten, siehe [HSU05], sollte mit den geplanten Untersuchungen die prinzipielle Machbarkeit einer aktiven Lärmreduktion im gesamten kopfnahen Bereich (und nicht nur an der Stelle einzelner Fehlermikrophone) gezeigt werden. Dabei waren die Fehlermikrophone so anzuordnen, dass sie eine schlafende Person nicht stören/behindern.

Um die oben beschriebene Zielstellung zu erreichen, wurden, vergleiche Projektantrag [Sach06], die nachfolgenden Arbeitspakete bearbeitet. Den zeitlichen Ablauf des Projektes verdeutlicht Tab. 1-1.

i. Aufbau eines realitätsnahen Prüfstandes

Für die Untersuchung wurde ein Schlafräum, in den durch ein geöffnetes Fenster Lärm eindringt, im Labor realitätsnah nachgestellt. Der Einbau eines handelsüblichen klappbaren Schallschutzfensters ermöglichte es, unterschiedliche Winkel für den Schalleintritt reproduzierbar nachstellen zu können.

ii. Ermittlung der initialen Lärmverteilung

Das unregelmäßige Schallfeld wurde als Referenz vermessen. Lokale Druckmaxima, deren Kenntnis für die Positionierung von Fehlermikrofonen und Gegenschallquellen erforderlich sind, wurden identifiziert.

iii. Entwicklung eines effektiven Regelalgorithmus

Für Erfolg versprechende Anordnungen von Fehlermikrofonen und Gegenschallquellen wurde ein schneller und robuster adaptiver Regler entwickelt und auf einem PowerPC implementiert. Darüber hinaus wurde in einem vereinfachten Versuchsaufbau auch der Einsatz verbesserter virtueller Fehlermikrophone analysiert.

iv. Einrüstung eines Demonstrators und Ermittlung des Regelungserfolges

Basierend auf den gewonnenen Erkenntnissen wurde ein Demonstrator-Modell erstellt und in den Schlafräum eingerüstet. Der Regelungserfolg in Kopfnähe und die Rückwirkung des ANC auf Bereiche außerhalb der Ruhezone wurde durch erneute Schallfeldmessungen und Vergleich mit den in ii ermittelten Daten bestimmt. Die Schallmessungen erfolgten sowohl lokal (an den Fehlermikrofonen) also auch global mittels eines selbst gefertigten Roboters, der Kartierungen in unterschiedlichen Raumebenen ermöglichte.

Arbeitspaket	Arbeitsmonat																	
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
i	■	■	■															
ii			■	■	■													
iii					■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■
iv							■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■
Doku							■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■

Tab. 1-1: Zeitlicher Ablauf des Projektes (Start: 12.09.2006, Ende: 12.03.2008)

Weiterhin wurden folgende Bewilligungsaufgaben beachtet:

1. Vornahme einer ökologischen und ökonomischen Bilanzierung des Verfahrens in Abgrenzung zum Stand der Technik, siehe [Som08],
2. Analyse der ANC-Anlage bei veränderter Schlafposition und bei Betrieb einer zweiten ANC-Anlage,
3. Verbreitung der Vorhabensergebnisse durch Beteiligung an Ausstellungen und durch wissenschaftliche Publikationen.

Durch die Vergabe eines weiteren Unterauftrages, siehe [Zöl08], wurde die Basis für eine DSP-Implementierung der ANC-Software geschaffen und ein erstes Konzept zur Regelung instationärer Signale erarbeitet.

2 Aufbau des Prüfstandes

2.1 Aufbau des Demonstrators

Um die Situation einer schlafenden Person nachzubilden, wurde eine handelsübliche Liege im Labor platziert, siehe Abb. 2-1. Ein auf dieser befindlicher Kunstkopf (Typ: HEAD Acoustics, HMS III.0) mit Schulterbereich diente zum Erfassen der Störungen, die auf eine ruhende Person einwirken.

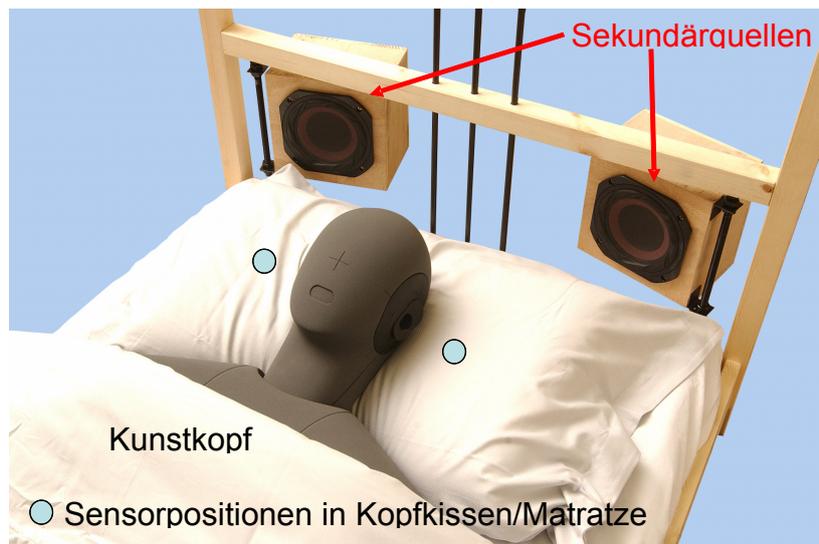


Abb. 2-1: Demonstrator zur Untersuchung zur aktiven Lärminderung in Schlafräumen

Für die Untersuchung der aktiven Lärminderung mit virtuellen Mikrofonen bestand das Demonstrator-Modell weiterhin aus zwei am Kopfende angeordneten Lautsprechern (Typ: Eighteensound, 6ND430) zur Wiedergabe des Gegenschalls, betrieben mittels eines Leistungsverstärker (Typ: IMG Stage Line, STA-102), und zwei wahlweise in das Kopfkissen oder in die Matratze unterhalb des Kopfkissens integrierten Mikrofonen (Typ: B&K, 4188). Ein Mikrofonverstärker (Typ: B&K, 2964) diente zur Spannungsversorgung und Signalkonditionierung der Fehlermikrofone. Die für die Gegenschallquellen benötigten Signale wurden von einem PowerPC (Typ: dSpace DS1103) in Echtzeit erzeugt. Dieser ist nicht in Abb. 2-1 nicht dargestellt.

Die oben dargestellten passiven Gegenschalllautsprecher wurden zur Analyse der aktiven Lärminderung mit realen Fehlermikrofonen im Transmissionsprüfstand durch Aktivboxen (Typ: Genelec, 1029 A) ersetzt.

2.2 Realitätsnaher Versuchsaufbau im Transmissionsprüfstand

2.2.1 Beschreibung des Versuchsaufbaus

Die Untersuchungen zur aktiven Lärminderung mit realen Fehlermikrofonen fanden im Transmissionsprüfstand der Professur für Mechatronik statt. Dieser besteht aus zwei Räumen, die über eine Öffnung miteinander verbunden sind. Auf der einen Seite befindet sich ein reflektionsarmer Raum (RAR), dessen Wände mit Keilen aus schallabsorbierendem Material ausgekleidet sind. Auf der anderen Seite ist ein Hallraum (HR), dessen Oberflächen Schall nahezu vollständig reflektieren.

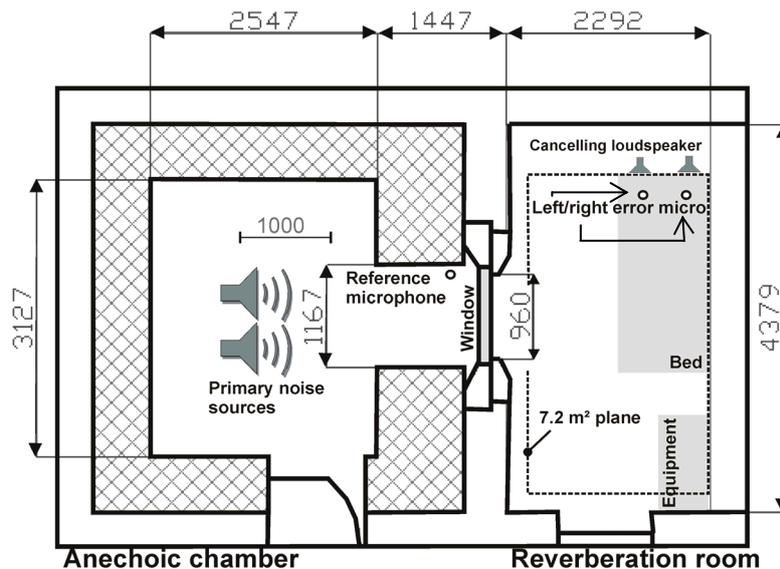


Abb. 2-2: Maßstabgerechte Draufsicht des Transmissionsprüfstandes [Sach08]

Abb. 2-2 zeigt eine maßstabgerechte Draufsicht des gesamten Transmissionsprüfstandes mit den Positionen der Einbauten, sowie der kartierten Fläche. Die Maße sind Millimeter-Angaben.

Ziel der Arbeit war es, ein System zur aktiven Lärminderung in einer realitätsnahen Umgebung zu testen. In die Öffnung zwischen RAR und HR wurde ein handelsübliches, kipp- und schwenkbares Fenster aus Kunststoff mit Zweifachverglasung eingebaut (siehe Abb. 2-3). Im RAR dienten Lautsprecher zur Erzeugung von Störschall. Am Rahmen des Fensters wurde ein Mikrofon positioniert, welches als Referenzmikrofon für die aktive Lärminderung diente.

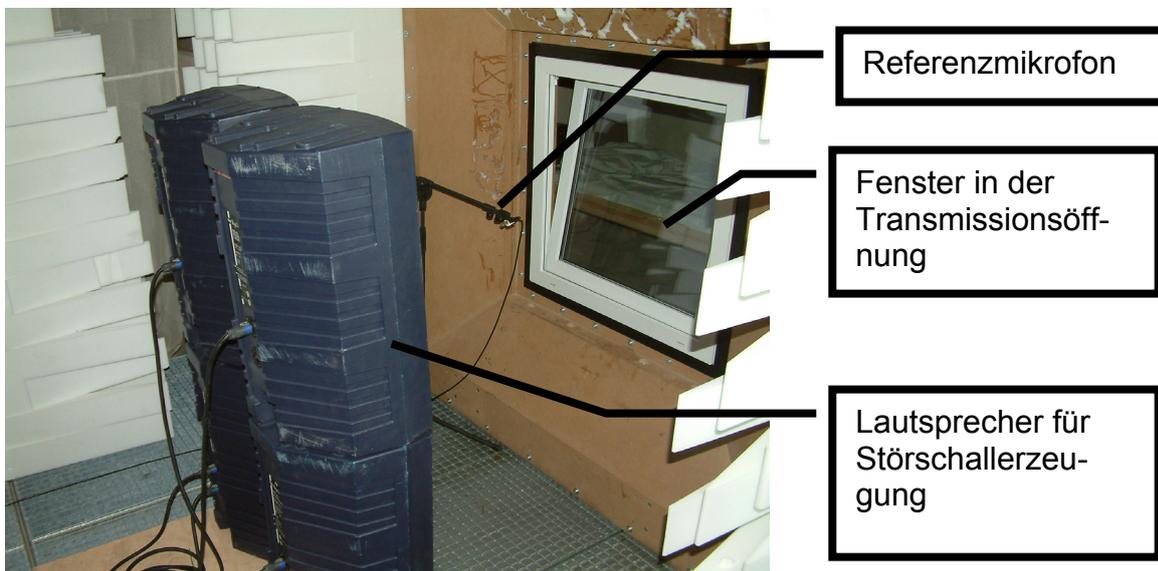


Abb. 2-3: Einbauten im RAR

Im HR (siehe Abb. 2-4) wurde ein handelsübliches, mit Wäsche bezogenes Bett gestellt, an dessen Kopfende Lautsprecher befestigt und in dessen Kopfkissen Mikrofone eingelassen waren. Auf der Abbildung ist ebenfalls das bei der Kartierung benutzte Mikروفonfeld zu sehen.

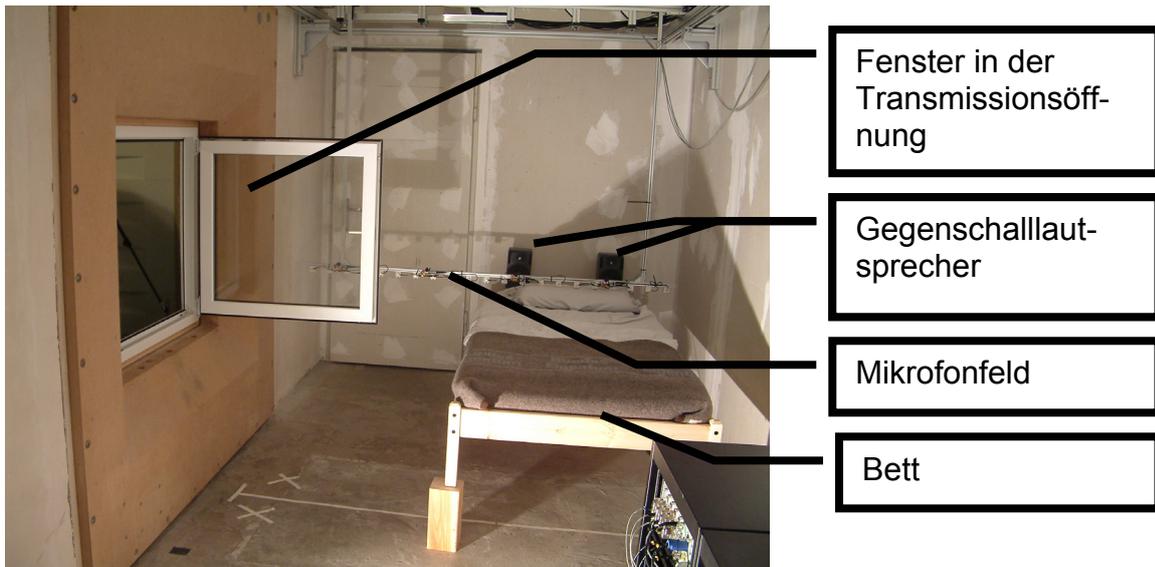


Abb. 2-4: Einbauten im Hallraum

2.2.2 Beschreibung der Messkette

Zur Erzeugung des Störschalls wurden Profi-PA-Lautsprecher des Herstellers IMG Stage Line mit insgesamt 3200 Watt maximaler Leistungsaufnahme an 8 Ohm im reflektionsarmen Raum positioniert. Hierbei wurden je 2 Lautsprecherboxen vom Typ PAB-515/BL und Tieftönerboxen (Subwoofer) vom Typ PSUB-515/BL verwendet. Die beiden Lautsprecherboxen wurden auf die Subwoofer gestellt und diese Türme nebeneinander, in 1 m Entfernung vom Fenster, auf die Öffnung zeigend positioniert. Angesteuert wurden sie mit einem Verstärker des gleichen Herstellers, Typ STA-2002 mit einer maximalen Leistungsaufnahme von 2800 Watt, wobei die Lautsprecherkabel an den Subwoofern durchgeschleift und über Kreuz mit den Lautsprechern verbunden wurden.

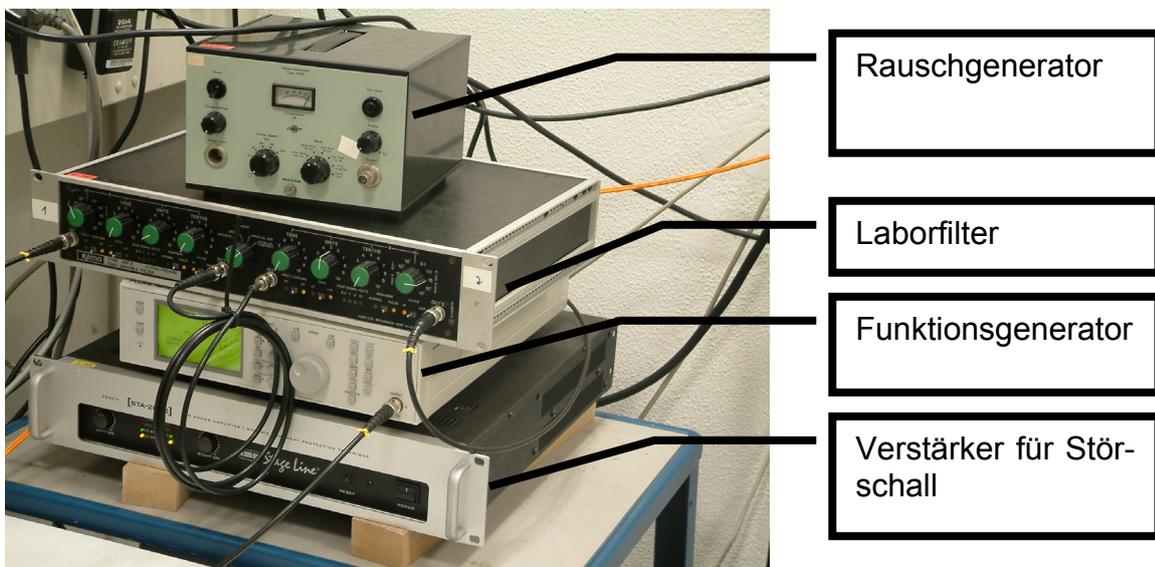


Abb. 2-5: Komponenten zur Signalerzeugung

Es wurde entweder mit tonalem oder mit breitbandigem Störschall gearbeitet, die Komponenten zur Signalerzeugung sind in Abb. 2-5 dargestellt. Die tonale, sinusförmige Signalerzeugung erfolgte über einen Funktionsgenerator des Herstellers FLUKE, Typ PM5136. Mit einem Rauschgenerator des Herstellers Brüel&Kjaer (B&K), Typ 1405 wurde weißes Rauschen (20 Hz – 20 kHz) erzeugt und mit Hilfe einer

Hoch- und Tiefpassfilterung begrenzt. Letztere erfolgte mit einem variablen Laborfilter vom Hersteller KEMO, Typ VBF 8. Über diesen konnte der Signalpegel gegebenenfalls um 10 dB pro Filterkanal angehoben oder abgesenkt werden.

Der Gegenschall wurde von kompakten Studio-Referenz-Nahfeld-Monitorlautsprechern des Herstellers Genelec, Typ 1029 A erzeugt. Diese Zweiwege-Aktivlautsprecher mit aktiver Frequenzweiche (Eckfrequenz 3,3 kHz) haben einzelne Endstufen für den Bass- und den Höhenbereich, die laut Hersteller jeweils eine maximale Ausgangsleistung von 40 Watt haben. Die Mittelpunkte der Basslautsprecher befinden sich im Abstand von 56 cm mittig und bündig mit dem Kopfende des Bettes, siehe Abb. 2-4, auf einer Höhe von 76 cm über dem Fußboden.



Abb. 2-6: Messequipment im Hallraum

Zur Datenerfassung und -analyse wurde das Analysesystem (Frontend) Typ 3560D aus dem PULSE-Programm des Herstellers B&K verwendet (siehe Abb. 2-6). Dieses ist mit Eingangsmodulen für akustische Messungen ausgestattet und bietet insgesamt 28 Eingangskanäle mit A/D-Wandlern für eine maximale Bandbreite von 25,6 kHz und einer Amplitudenauflösung von 24 Bit. Es wurde über eine Netzwerkverbindung an einen Rechner angeschlossen, auf dem die Software PULSE Labshop in der Version 10.1 läuft.

Alle Mikrofone waren Freifeld-Messmikrofone der Klasse 1 des Herstellers B&K. Zur Kartierung mit einem Mikrofonfeld wurden 21 $\frac{1}{4}$ "-Messmikrofone vom Typ 4935 verwendet. Als Referenzmikrofon diente ein $\frac{1}{2}$ "-Messmikrofon vom Typ 4188. Dieses wurde auf der Seite des RAR nahe vor dem Fenster aufgestellt. Von diesem Typ sind auch die Fehlermikrofone, welche im Kopfkissen des Bettes integriert wurden. Letztere sind 30 cm voneinander entfernt, mittig und parallel im Abstand von 30 cm, bezogen auf das Kopfende des Bettes und weisen mit ihren Kapseln in Richtung der Gegenschalllautsprecher. Diese drei Mikrofone wurden mit einem Mikrofonverstärker von B&K, Typ 2694A, betrieben. Dort wurde ihr Signal um 20 dB verstärkt und mit 1 Hz Hochpass zur Beseitigung von Gleichstromanteilen aus der Speisestromversorgung gefiltert. Alle Mikrofone wurden mit der PULSE-Software und einem Kalibrator des Herstellers B&K, Typ 4231 bei einem effektiven Schallwechseldruck von 1 Pa und einer Frequenz von 1 kHz kalibriert.

Der Algorithmus zur aktiven Lärminderung wurde auf einer Reglerkarte des Herstellers dSPACE, Typ DS1103 PPC mit einem Power PC-Prozessor mit einer Tak-

tung von 400 MHz ausgeführt. Diese besitzt 20 A/D- und 8 D/A-Wandler mit jeweils 16 Bit Amplitudenauflösung. An die Eingänge des dazugehörigen Anschlussfeldes sind die beiden Fehlermikrofone und das Referenzmikrofon angeschlossen. Zwei Ausgänge führen zu den Gegenschallquellen. Der Algorithmus wird mit einer Samplerate von 4000 Hz ausgeführt. Zur Rekonstruktion des digitalen Signals für die analoge Ansteuerung der Gegenschallquellen, werden Tiefpassfilter mit einer Eckfrequenz von 1 kHz verwendet. Gesteuert wird das System mit der Software Control-Desk.

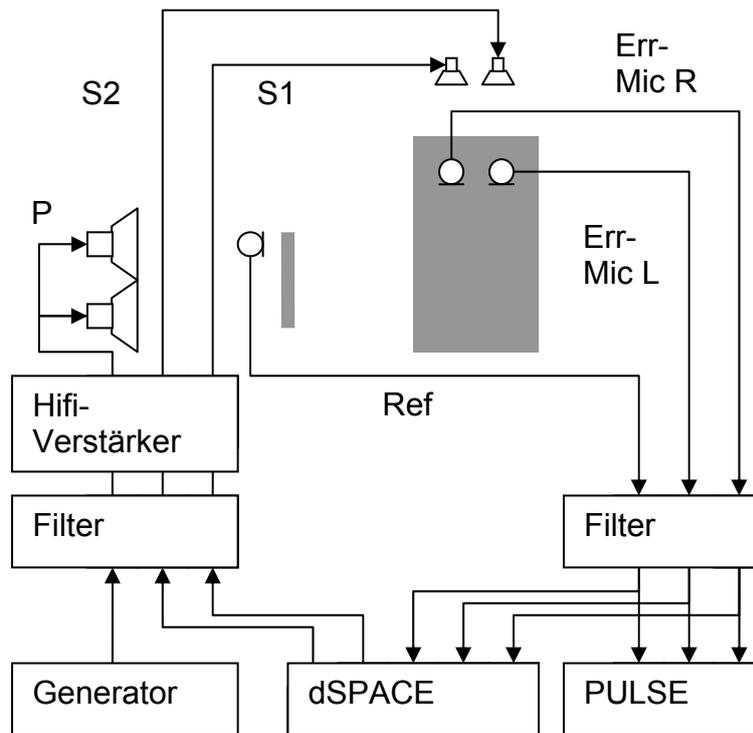


Abb. 2-7: Prinzipskizze des Versuchsaufbaus

In Abb. 2-7 ist eine Prinzipskizze des Versuchsaufbaus abgebildet. Das vom Funktions-, bzw. Rauschgenerator erzeugte Signal wird gefiltert und verstärkt an die Primärlautsprecher (P) geleitet. Auch das Referenzmikrofon (Ref) und die Fehlermikrofone (ErrMic L und ErrMic R) werden gefiltert. Von dort werden die Signale an die Analysestation PULSE und die DSP-Plattform dSPACE abgezweigt. Die vom dSPACE berechneten Signale zur Ansteuerung der Sekundärlautsprecher (S1 und S2) werden gefiltert und in den Aktivboxen verstärkt.

2.2.3 Beschreibung der Robotik zur Schallfeldkartierung

Ziel dieser Arbeit war eine Kartierung von horizontalen Ebenen, welche möglichst den gesamten Raum einnehmen. Da nicht alle Positionen gleichzeitig besetzt werden konnten, mussten die Mikrofone versetzt werden. Dazu muss im Allgemeinen der Raum betreten werden. Um einer Gefährdung durch hohe Lärmpegel zu entgehen, um Zeit zu sparen, um das Schallfeld im geregelten Zustand nicht zu stören, insbesondere durch Öffnen der Tür, und zur Steigerung der Positionsgenauigkeit wurde ein fernsteuerbarer Portalroboter mit zwei Schrittmotoren verwendet (siehe Abb. 2-8).



Abb. 2-8: Roboter im HR

Dieser Roboter besteht aus Aluminiumprofilen der Firma ITEM und Antrieben der Firma Berger Lahr und ist im Hallraum fest installiert. Auf dem Portalschlitten ist ein Portalarm angebracht, an dessen Laufkatze ein Ausleger zur zweidimensionalen Positionierung befestigt werden kann. Die Bedienung erfolgt über eine in MATLAB programmierte, grafische Benutzeroberfläche. Schnittstelle zwischen PC und Motorsteuerung ist ein weiteres dSPACE-System.

Der Hallraum wurde mit der in Längsrichtung beweglichen Einheit des Portalschlittens kartiert. Am Portalarm wurde ein höhenverstellbares Mikrofonarray angebracht. Dieses bestand aus ITEM Profilen und insgesamt 21 Haltern für ¼“-Messmikrofone. Letztere hatten untereinander einen Abstand von 10 cm.

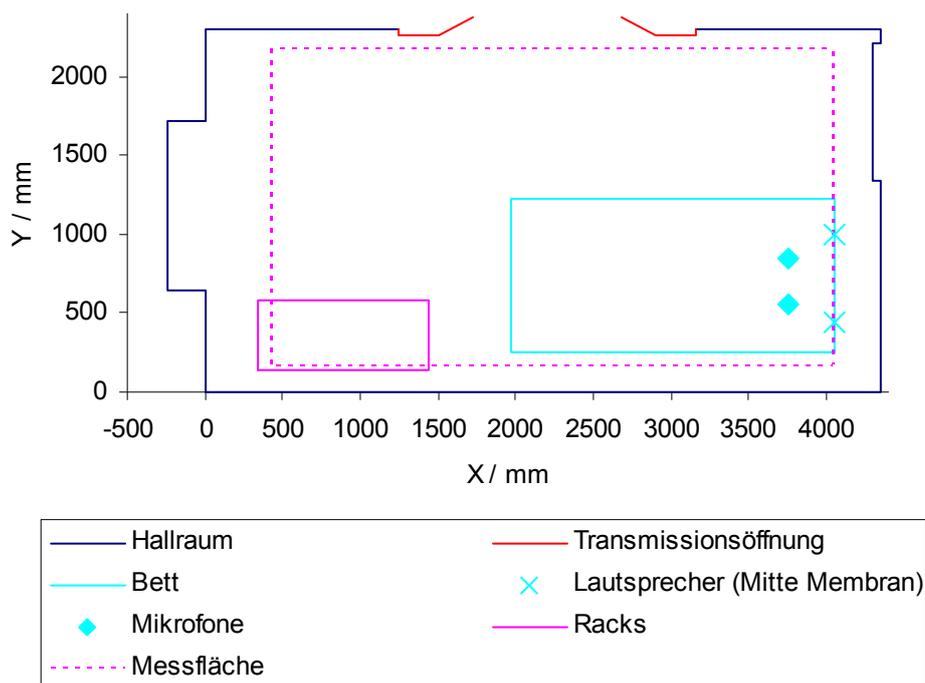


Abb. 2-9: Skizze der Messfläche

Die Qualität einer Schallfeldkartierung ist maßgeblich von ihrer räumlichen Auflösung bestimmt. Diese ergibt sich aus dem Zusammenspiel zwischen der zu kartierenden Frequenz f , bzw. Wellenlänge λ und dem Abstand der Messpositionen untereinander. Als Höchstmaß für den Abstand der Messpunkte untereinander d_{\max} wurde das in der Finite Elemente Analyse mit linearen Formfunktionen bewährte Maß $d_{\max} < \lambda/6$ gewählt. Bei einer Schallgeschwindigkeit von $c = 343 \text{ m/s}$ und einer maximalen, zu betrachtenden Frequenz von 500 Hz ist $\lambda = c/f = 0,686 \text{ m}$, $\lambda/6$ beträgt $0,114 \text{ m}$. Mit dem verwendeten Messpunktabstand von $0,1 \text{ m}$ ist diese Bedingung erfüllt.

Für die Kartierung des HR wurde der größtmögliche Verfahrbereich des Roboters ausgenutzt. Die Draufsicht in Abb. 2-9 zeigt die Messfläche als gestricheltes Rechteck. Gegenüber der Transmissionsöffnung befindet sich das Bett. Hier sind auch die Positionen der Fehlermikrofone (♦) und der Gegeschalllautsprecher (x) zu erkennen

Insgesamt wurden vom Roboter für jede Einzelkartierung 37 Positionen angefahren, was zusammen mit den 21 Mikrofonen zu einer Anzahl von 777 Messpunkten führte. Die kartierte Fläche betrug 7,2 m².

2.2.4 Voruntersuchungen im Transmissionsprüfstand

Messung der Nachhallzeit

Um zu gewährleisten, dass der Prüfstand den akustischen Eigenschaften eines Wohn- und Schlafraumes hinreichend entspricht, wurde die Nachhallzeit T untersucht. Diese gibt die Zeitspanne an, in der der Schallpegel nach Beenden der Schallfeldanregung auf den millionsten Teil (um 60 dB) abfällt. Sie ist abhängig vom Raumvolumen und dem Absorptionsvermögen seiner Oberflächen.

Zur Ermittlung von T wurde ein Messmikrofon auf Ohrhöhe, mittig über dem Kopfkissen, in Richtung des Kopfkissens zeigend positioniert. Die Schallfeldanregung wurde als Impulsanregung (Knall) realisiert. Es wurden jeweils drei Messungen für drei verschiedene Fensterstellungen durchgeführt. Zur Messung wurde das vordefinierte PULSE-Projekt „Reverberation Time“ verwendet und die Nachhallzeiten für die Terzbänder mit den Mittenfrequenzen zwischen 50 Hz und 1 kHz berechnet.

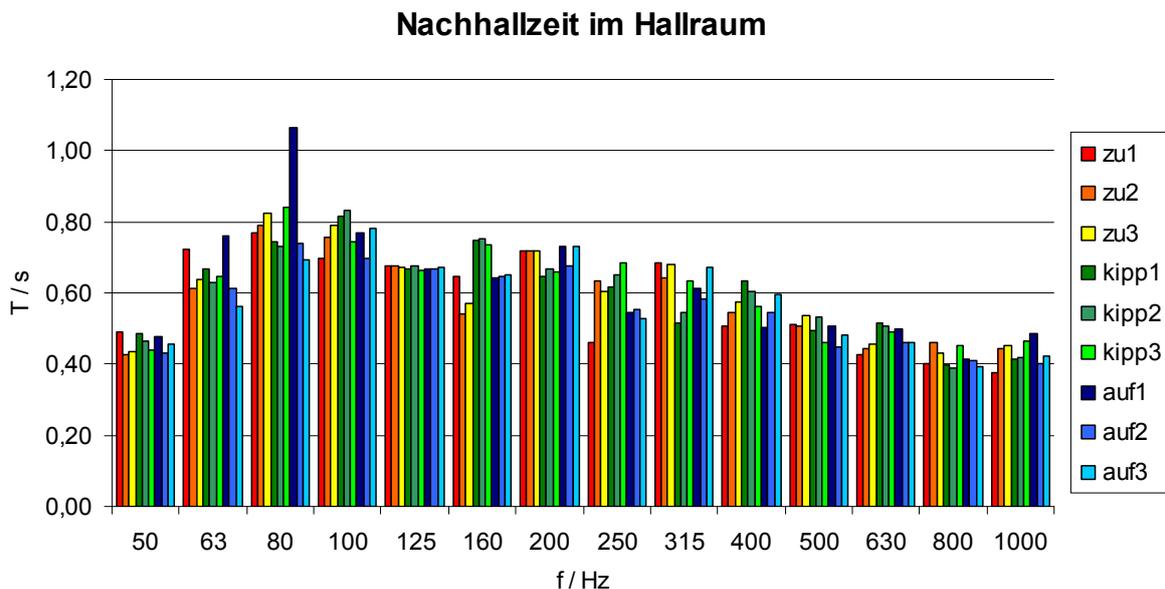


Abb. 2-10: Gemessene Nachhallzeiten im Hallraum

In Abb. 2-10 sind die ermittelten Nachhallzeiten über den jeweiligen Mittenfrequenzen aufgetragen. Zu sehen sind ein frequenzabhängiger Verlauf mit einem Anstieg zwischen 50 Hz und 80 Hz sowie anschließend ein langsamer Rückgang. Es ist kein eindeutiger Einfluss der Fensterstellung sichtbar. Die maximale Abweichung innerhalb eines Terzbandes beträgt 0,37 s bei 80 Hz, ansonsten sind die Abweichungen kleiner als 0,22 s.

Die Eignung des Hallraums als realitätsnaher Prüfstand wurde an Hand von DIN 18041:2004-05: „Hörsamkeit in kleinen bis mittelgroßen Räumen“ eingeschätzt. Hier

findet man Sollwerte für die mittlere Nachhallzeit, abhängig vom Raumvolumen. Der Hallraum ist 2296 mm breit, 4370 mm lang und 2549 mm hoch. Damit hat dieser ein Volumen von ca. 26 m³ und liegt knapp unterhalb des in der Norm betrachteten Bereichs. Die mittlere Nachhallzeit von 0,59 s im Hallraum liegt zwischen den Sollwerten für Räume mit Sprach- und Musikknutzung (siehe Abb. 2-11). Mit dieser Angabe wurde der Hallraum als geeignet eingestuft.

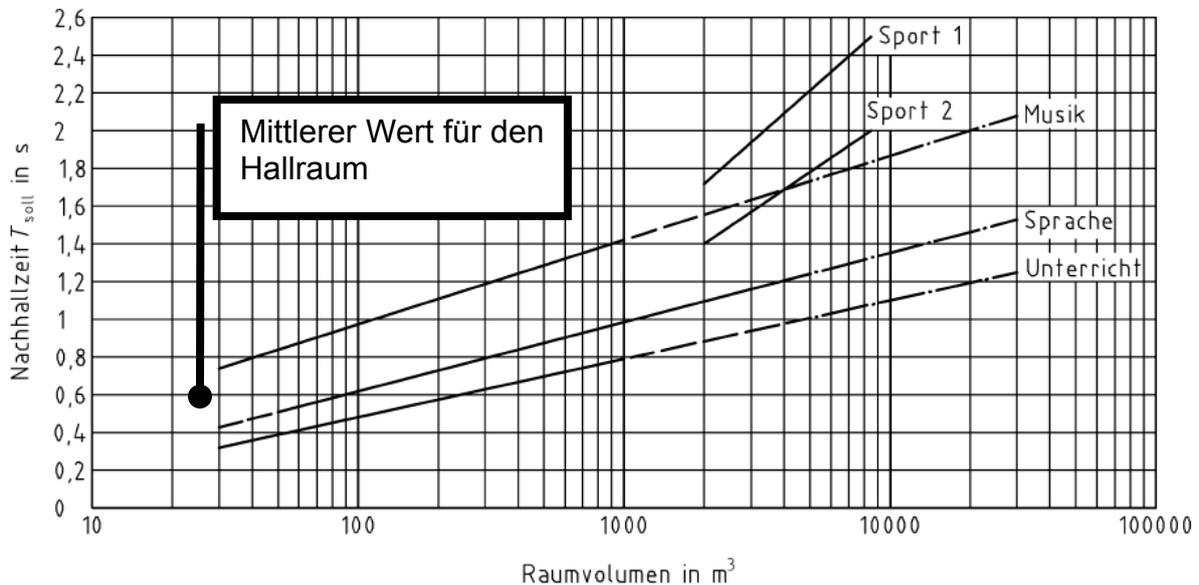


Abb. 2-11: Sollwert T_{soll} der Nachhallzeit für unterschiedliche Nutzungsarten nach DIN 18041:2004-05

Untersuchung des Roboter-Einflusses

Im Vorfeld musste der Einfluss auf die Messungen untersucht werden. Hierzu wurde am Ausleger des Roboters in Raummitte ein Mikrofon angebracht, kalibriert und die bei unterschiedlichen Zuständen gemessenen Signale mit einem FFT-Analysator ausgewertet. Die Analyse erfolgte in der Frequenzspanne von 0 Hz bis 800 Hz und mit einer Frequenzbandbreite Δf von 1 Hz. Die berechneten Spektren wurden über 200 Datenblöcke gemittelt, wobei die prozentuale Überlappung der Datenblöcke untereinander nur durch das Analysesystem mit dessen Rechenkapazität begrenzt wurde und bis zu 99,9 % betragen kann.

In Abb. 2-12 ist der Unterschied zwischen aus- und eingeschalteten Motoren erkennbar. Die Schrittmotoren halten im aktivierten Zustand ihre Position, indem sie diese mit Gegenbewegungen korrigieren. Diese Bewegungen erfolgen analog zur Netzfrequenz von 50 Hz. Die daraus resultierende Vibration, wird als Körperschall von den Aluminiumprofilen übertragen und von den Mikrofonmembranen wie Luftschall gemessen. Bei 50 Hz sieht man im gemessenen Spektrum keine Amplitude, wohl aber bei der ersten Vielfachen dieser Frequenz. Die Amplitude bei 100 Hz ändert sich durch das Aktivieren von 23,85 dB (disabled, rote Linie) auf 56,58 dB (enabled, blaue Linie), der in der Frequenzspanne gemessene Gesamtpegel (Total) steigt von 48,06 dB auf 57,74 dB. Als Konsequenz konnten nur Messungen bei deaktiviertem Motor durchgeführt werden.

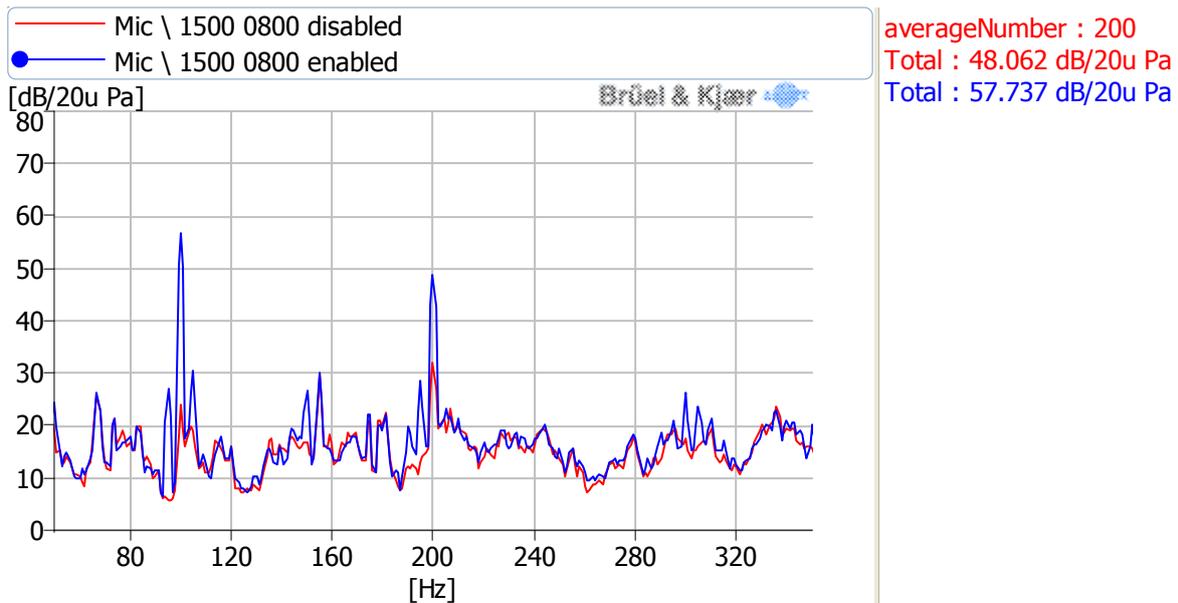


Abb. 2-12: Spektrum bei de- und aktiviertem Motor

Nicht ausgeschlossen werden können geringere oder größere Auswirkungen dieser Vibration an anderen Messpositionen, genauso wie eine abweichende spektrale Verteilung mit anderen Vielfachen von 50 Hz. Die Ursache liegt in den Übertragungswegen zwischen den Motoren und den Profilen, welche sich darüber hinaus durch das Verfahren der Motoren ändert. Ein Entkoppeln dieser Vibration erfolgte nicht, wäre aber durch passive oder aktive, mechatronische Maßnahmen denkbar.

In Abb. 2-13 ist ein Zeitverlauf als Sonogramm visualisiert. Die Messung erfolgte in Raummitte. Sie zeigt ein Konturdiagramm, bei dem 200 Einzelspektren mit farblich gekennzeichneten Amplituden im Abstand von 0,05 s dargestellt sind. Für jedes Spektrum wurde über 20 Datenblöcke gemittelt. Zum Zeitpunkt 2 s erfolgte die Aktivierung der Motoren, was zu einer schnell abklingenden Pegelspitze von 70 dB bei 30 Hz führte. Ebenfalls treten die, bereits in Abb. 2-12 gekennzeichneten Spitzen bei 100 Hz und 200 Hz auf.

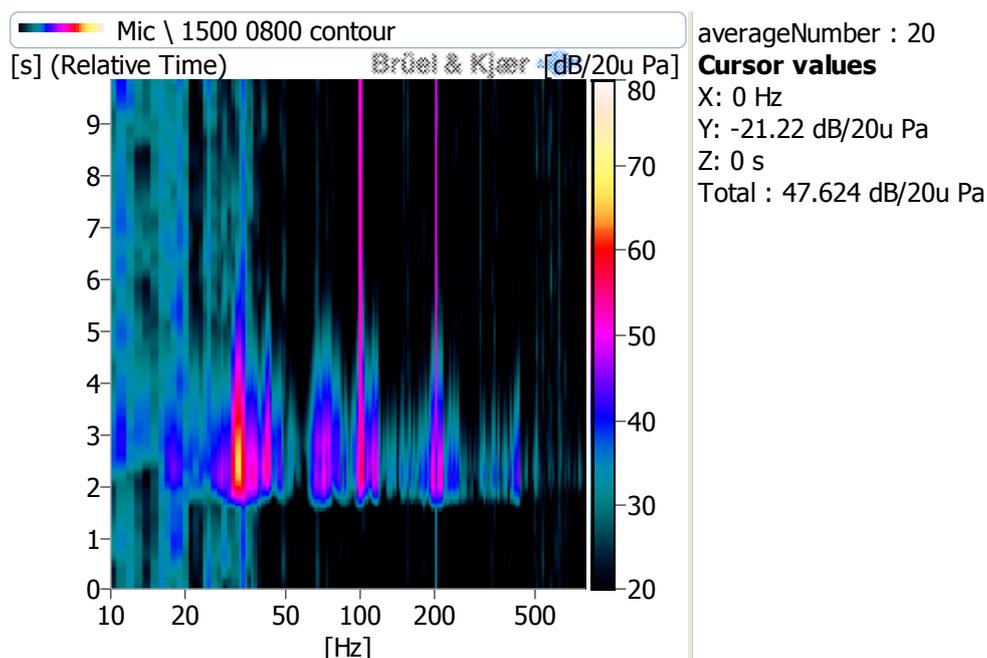


Abb. 2-13: Zeitverlauf des Schallfeldes während der Aktivierung der Motoren als Sonogramm

Beim Anfahren und Abbremsen beschleunigen, bzw. verzögern die Schrittmotoren stark. Dies regt das Mikrophon am Ende des Auslegers zum Schwingen an. Die Frequenz, mit der dieser schwingt, liegt jedoch unter 5 Hz. Die Auslenkung des Mikrofons am unteren Ende des Auslegers betrug ca. 20 mm, nach 10 Sekunden weniger als 5 mm. Die Motoren erzeugen beim Verfahren hörbaren Schall. Auch deshalb fanden während dieses Vorgangs keine Messungen statt.

3 Reglerentwicklung

3.1 Virtuelle Mikrophone

Der in Anhang A.1 erläuterte FxLMS-Algorithmus basiert auf der Verwendung realer Fehlermikrophone im Zielgebiet. Um jedoch den Schlafkomfort zu gewährleisten, können diese nicht in unmittelbarer Ohrnähe platziert werden. Daher dokumentiert die vorliegende Arbeit auch die Erprobung verbesserter virtueller Mikrophone. Diese erlauben es, den in der Matratze vermessenen Schalldruck auf die Ohrmikrophone des Kunstkopfes umzurechnen.

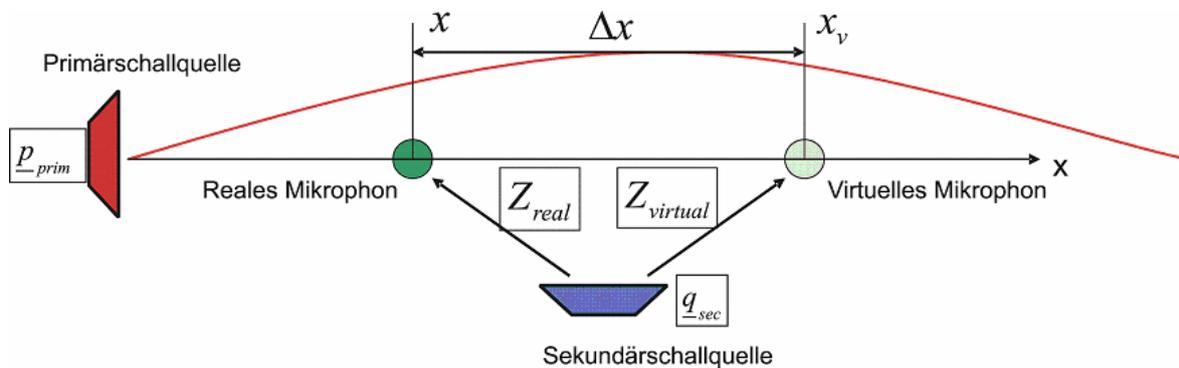


Abb. 3-1: Funktionsprinzip eines virtuellen Mikrophons [Kle07]

Die prinzipielle Funktionsweise eines virtuellen Mikrophons ist in Abb. 3-1 dargestellt. Das reale Mikrophon befindet sich an der Stelle x , das virtuelle an der Stelle x_v . An beiden Orten setzt sich der komplexe Schalldruck für die Frequenz f aus dem Primär- und dem Sekundärschall zusammen

$$\underline{p}(x) = \underline{p}_{prim}(x) + \underline{Z}_{real}(if) \underline{q}_{sec} \quad (2-1)$$

$$\underline{p}(x_v) = \underline{p}_{prim}(x_v) + \underline{Z}_{virt}(if) \underline{q}_{sec} \quad (2-2)$$

Der Sekundärschall wird in (2-1) und (2-2) durch das Produkt aus komplexer Übertragungsfunktion (\underline{Z}_{real} bzw. \underline{Z}_{virt}) – i kennzeichnet die imaginäre Einheit – und der Ansteuerung der Sekundärschallquelle \underline{q}_{sec} dargestellt. Für konstante Primärfelder kann die Umrechnung zwischen $\underline{p}_{prim}(x)$ und $\underline{p}_{prim}(x_v)$ mit Hilfe der Transmissibilität \underline{T} erfolgen

$$\underline{p}_{prim}(x_v) = \underline{T}(if) \underline{p}_{prim}(x). \quad (2-3)$$

Einsetzen von (2-3) in (2-2) und Elimination von $\underline{p}_{prim}(x)$ mit Hilfe von (2-1) führt auf die zur Umrechnung des an den realen Fehlermikrophenen in der Matratze gemes-

senen Schalldruckes auf die Ohren des Kunstkopfes benötigte Gleichung, die als zusätzliches Filter implementiert wurde

$$\underline{p}(x_v) = \underline{T} \underline{p}(x) - \underline{T} \underline{Z}_{real} \underline{q}_{sec} + \underline{Z}_{virt} \underline{q}_{sec}. \quad (2-4)$$

Gleichung (2-4) gestattet im Unterschied zu der in [Eil97] für Rohrschallanwendungen vorgeschlagenen Methode die messtechnische Erfassung des Primärschalls am Ort des virtuellen Mikrophons für räumliche Problemstellungen im Echtzeitbetrieb. Im Unterschied zu [Pet05] wird ebenfalls berücksichtigt, dass im Allgemeinen nicht identische Filter zur Umrechnung des Primär- und Sekundärschallfeldes erforderlich sind, da sich Primär- und Sekundärquellen nicht nur in der räumlichen Einkopplung in das akustische Feld sondern auch in ihren elektro-vibro-akustischen Eigenschaften unterscheiden.

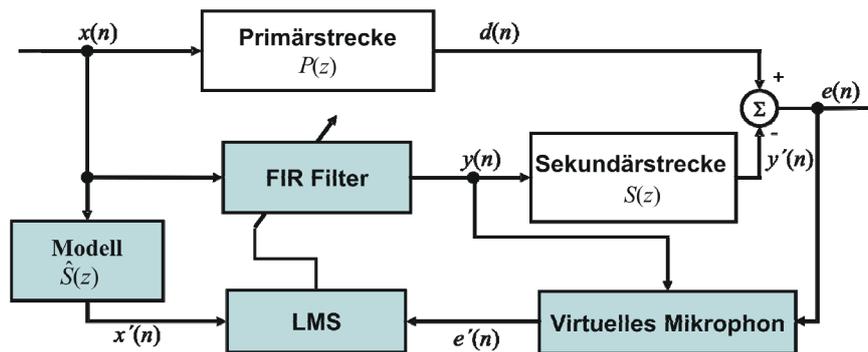


Abb. 3-2: Blockschaltbild des FxLMS-Verfahrens für virtuelle Mikrophone[Kle07]

Abb. 3-2 verdeutlicht den Signalfluss unter Berücksichtigung dieses zusätzlichen Filters, wobei physikalische Übertragungstrecken mit weißer Farbe gekennzeichnet sind. Farben heben Bestandteile des digitalen Reglers hervor.

Wird vorausgesetzt, dass der Primärschalldruck am Ort des realen Sensors und am Ort des virtuellen Mikrophons identisch sind ($\underline{T} \approx 1$), vereinfacht sich (2-4) zu der in [Gar97] angegebenen Formulierung, deren Anwendung jedoch nur für hinreichend kleine Abstände zwischen realem und virtuellem Mikrophon statthaft ist

$$\underline{p}(x_v) \approx \underline{p}(x) - (\underline{Z}_{real} - \underline{Z}_{virt}) \underline{q}_{sec}. \quad (2-5)$$

3.2 Schnelle Implementierung des Adaptionverfahrens

Um in zukünftigen mehrkanaligen Anwendungen eine schnelle Signalverarbeitung zu ermöglichen wurde ein 1x2x2 (ein Referenzsignal, zwei Fehlersignale, zwei adaptive Controller) fast exact power normalized leaky filtered-x LMS Algorithmus nach [Dou97] implementiert.

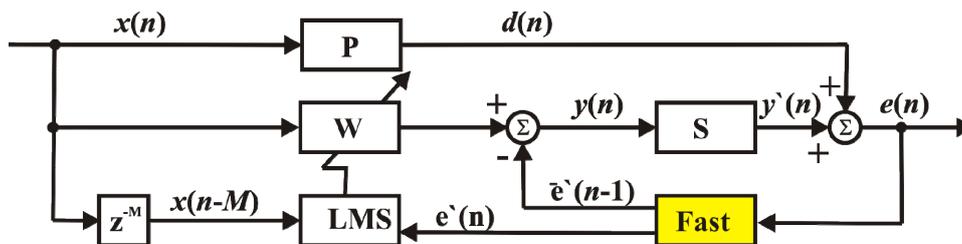


Abb. 3-3: Blockdiagramm des fast exact power normalized leaky filtered-x LMS [Sach08]

Das zugehörige Blockschaltbild ist in Abb. 3-3 dargestellt. Der Unterschied zu dem in Anhang A.1 erläuterten normalized leaky FxLMS-Algorithmus besteht im Block **Fast**,

dessen Integration insbesondere bei großer Anzahl der zu verarbeitenden Kanäle deutliche Rechenzeitvorteile erwarten lässt.

Bei Anwendung der in [Dou97] angegebenen Formeln besitzt das in Anhang A.1 erläuterte normalized leaky FxLMS-Verfahren für tonale Anwendungen eine numerische Komplexität von 42 MAC's, wenn eine 1x2x2-Implementierung mit jeweils 4 Filterkoeffizienten pro Sekundärstrecke und adaptiven Filter zugrunde gelegt wird. Für den fast exact power normalized leaky filtered-x LMS ergibt sich bei gleichen Verhältnissen eine numerische Komplexität von 46 MAC's.

Die Vorteile der schnellen Implementierung kommen zum Tragen, wenn die Anzahl der zu verarbeitenden Signale steigt, beispielsweise bei der in der praktischen Anwendung sehr realistischen Verwendung eines zweiten Referenzmikrophons. Für ein derartiges 2x2x2-System besitzt das in Anhang A.1 erläuterte normalized leaky FxLMS-Verfahren für tonale Anwendungen eine numerische Komplexität von 82 multiply-accumulates (MAC's), wenn jeweils 4 Filterkoeffizienten pro Sekundärstrecke und adaptiven Filter verwendet werden. Für den fast exact power normalized leaky filtered-x LMS ergibt sich bei gleichen Verhältnissen eine numerische Komplexität von 68 MAC's. Das entspricht einer Reduktion der numerischen Komplexität um 17%.

Die zugrunde liegende Gleichungsstruktur der schnellen Implementierung wurde ausführlich in [Sach08] erläutert. Wenn M die Anzahl der zur Abbildung der Impulsantworten der Sekundärstrecken verwendeten Filterkoeffizienten und L die pro Controller verwendete Filterlänge sowie $s^{(i,j)}$ die Impulsantwort des i -ten Mikrophons infolge Erregung mittels des j -ten Gegenschalllautsprechers beschreibt, kann der fast exact power normalized leaky filtered-x LMS unter Verwendung der auf die Leistung des Referenzsignal normierten Schrittweite $\mu(n)$, wie in [Kle08] zusammengefasst werden:

1. Rekursive Aktualisierung des Referenzsignals

$$\begin{aligned} \mathbf{r}(n) &= \mathbf{r}(n-1) + \mathbf{a}(n-1)x(n) - \mathbf{b}(n-1)x(n-L) && \text{mit} \\ \mathbf{a}(n) &= [x(n-1) \ x(n-2) \ \dots \ x(n-M+1)]^T && \text{und} \\ \mathbf{b}(n) &= [x(n-L) \ x(n-L-1) \ \dots \ x(n-L+1-M)]^T. \end{aligned} \quad (2-6)$$

2. Adaptive Filterung

$$\begin{aligned} y^{(j)}(n) &= \mathbf{x}^T(n) \mathbf{w}^{(j)}(n) - \mathbf{r}^T(n) \bar{\mathbf{e}}^{(j)}(n-1) && \text{mit} \\ \mathbf{x}(n) &= [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-M-L+1)]^T. \end{aligned} \quad (2-7)$$

3. Rekursive Aktualisierung der Fehlersignale

$$\mathbf{e}^{(j)}(n) = \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{\mathbf{e}}^{(j)}(n-1) \end{bmatrix} + \Delta \mathbf{e}^{(j)}(n) \quad \text{mit} \quad \Delta \mathbf{e}^{(j)}(n) = \mu(n) [\mathbf{s}^{(1,j)} \ \mathbf{s}^{(2,j)}] \mathbf{e}(n)^T. \quad (2-8)$$

4. Aktualisierung der Filterkoeffizienten

$$\mathbf{w}^{(j)}(n+1) = (1-\nu) \mathbf{w}^{(j)}(n) - \mathbf{x}(n-M) \mathbf{e}^{(j)}(n). \quad (2-9)$$

Die Leistung des Referenzsignals wurde rekursiv bestimmt

$$P(n+1) = \beta P(n) + (1-\beta) \mathbf{x}^T(n) \mathbf{x}^T(n) \text{ mit } P(0) = 0 \quad (2-10)$$

und wie folgt zur Berechnung der Leistungsnormierten Schrittweite $\mu(n)$ verwendet:

$$\mu(n) = \frac{\alpha}{P_{Max}(n)} \text{ mit } 0 \leq \alpha \leq 2 \text{ und } P_{Max}(n) = \text{Max}[P(n), \varepsilon], \quad (2-11)$$

wobei der Parameter α eine dimensionslose Schrittweite ist und der Parameter ε eine numerische Stabilität gewährleistende Untergrenze für die Leistung des Referenzsignals kennzeichnet.

4 Untersuchungen am Demonstrator

4.1 Reale Mikrophone

Um die Obergrenze der im bestehenden Versuchsaufbau erzielbaren Lärm-minderung zu bestimmen, wurden in einem Vorversuch die Mikrophone des Kunst-kopfes als Fehlersensoren verwendet. Die Anregung des Schallfeldes erfolgte tonal, mit den Terzbandmittenfrequenzen im Frequenzbereich $50\text{Hz} < f < 1\text{kHz}$.

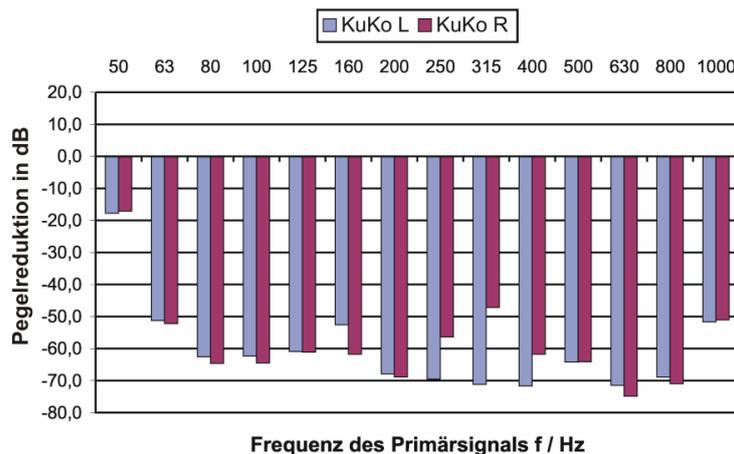


Abb. 4-1: Lärminderung an dem als Fehlersensor dienendem Kunstkopf [Kle07]

Die Regelung erfolgte mit Hilfe des FxLMS-Verfahrens, siehe Anhang A.1, unter Verwendung eines internen Referenzsignals. Für die Modellierung der Sekundärstrecken und die adaptive Filterung wurden jeweils vier Filter-Koeffizienten verwendet. Die im Vorversuch erreichten Pegelreduktionen sind in Abb. 4-1 für das linke (KuKo L) und rechte (KuKo R) Mikrophone des Kunstkopfes dargestellt.

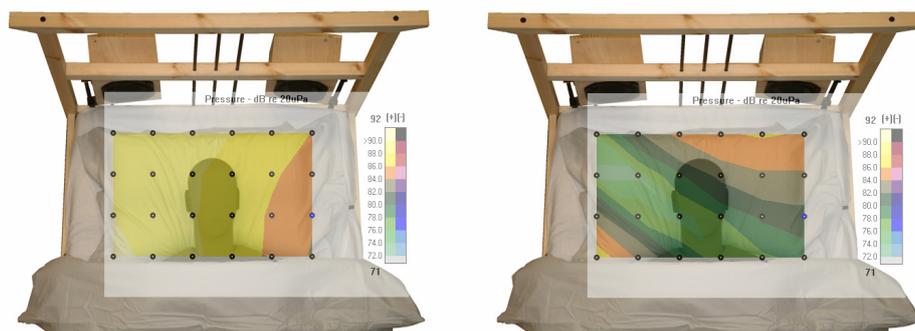


Abb. 4-2: Primärfeld (links) und Ruhezone bei 100Hz (Punktabstand 10cm) [Kle07]

Abb. 4-2 (links) verdeutlicht die räumliche Verteilung des primären Schallfeldes bei einer Anregung mit $f=100\text{Hz}$. Die Ausbildung der Ruhezone im Kopfbereich ist in Abb. 4-2 (rechts) dargestellt. Diese erstreckt sich nahezu über das gesamte Kopfkissen und weist Pegelreduktionen von durchschnittlich 15dB auf.

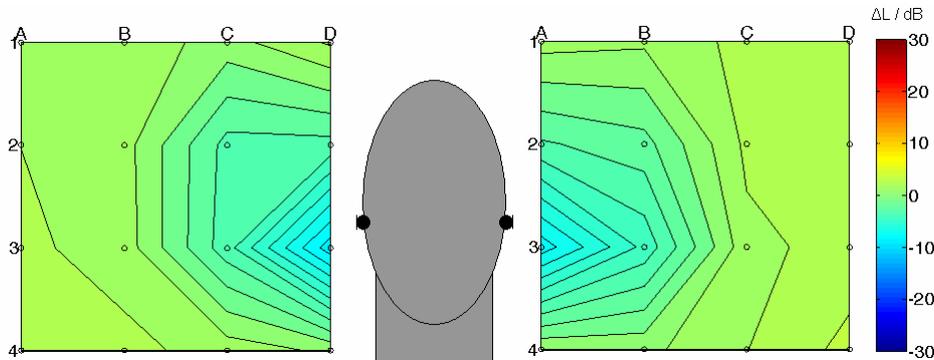


Abb. 4-3: Ruhezone breitbandiger Anregung (Punktabstand 10cm) [Kle07]

Die Erhöhung der Anregungsfrequenz führt zur Verringerung der sich um die Fehlermikrophone ausbildenden Ruhezonen. Abb. 4-3 illustriert diesen Effekt für eine Anregung mit bandbegrenztem weißem Rauschen im Frequenzbereich $50\text{Hz} < f < 1\text{kHz}$. Die Fehlermikrophone wurden für diese Messung mittels Stativen in unmittelbarer Ohrnähe platziert. Für die Modellierung der Sekundärstrecken und die adaptive Filterung wurden jeweils sechshundert Koeffizienten verwendet. Der Regelungserfolg betrug 8dB am linken und 9dB am rechten Fehlermikrophon.

4.2 Virtuelle Mikrophone

Um die Wirksamkeit einer aktiven Lärminderung mit virtuellen Mikrofonen zu analysieren, wurden drei Versuchsreihen durchgeführt. In diesen wurde jeweils die Reduktion des an den Ohren des Kunstkopfes vermessenen Schalldrucks infolge der Regelung mit (A) den Mikrofonen in der Matratze, (B) vereinfachten virtuellen Mikrofonen nach Gleichung (2-5) und (C) verbesserten virtuellen Mikrofonen nach Gleichung (2-4) bestimmt. Das unregelte Schallfeld wies tonale Störungen von jeweils 90 dB auf. Für die Modellierung der Sekundärstrecken Z_{real} und Z_{virt} sowie der Transmissibilität T wurden stets vier Filterkoeffizienten verwendet.

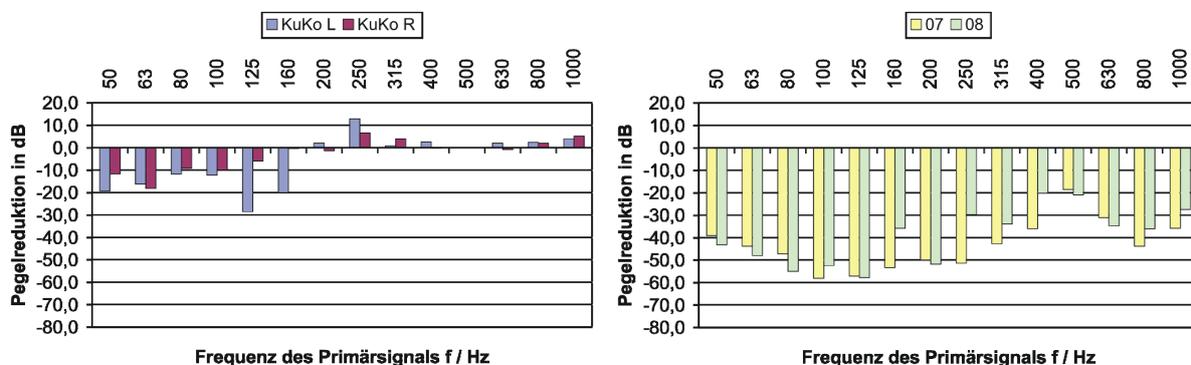


Abb. 4-4: Lärminderung am Kunstkopf bei Verwendung von Mikrofonen in der Matratze (links), siehe [Kle07], und Lärminderung an den Mikrofonen in der Matratze (rechts)

Abb. 4-4 (links) dokumentiert die deutliche Verschlechterung des Regelungserfolges am Kunstkopf für die jeweils geregelte Frequenz bei Verwendung der in die Matratze

integrierten Mikrophone, obwohl an diesen selbst deutliche Pegelreduktionen erreicht werden, siehe Abb. 4-4 (rechts). Weiterhin belegen die in Abb. 4-4 (links) dargestellten Ergebnisse, dass eine aktive Maßnahme die Ausgangssituation sogar verschlechtert, wenn die Fehlersignale nicht im Zielgebiet – im vorliegenden Fall sind dies die Ohren des Kunstkopfes – vermessen werden.

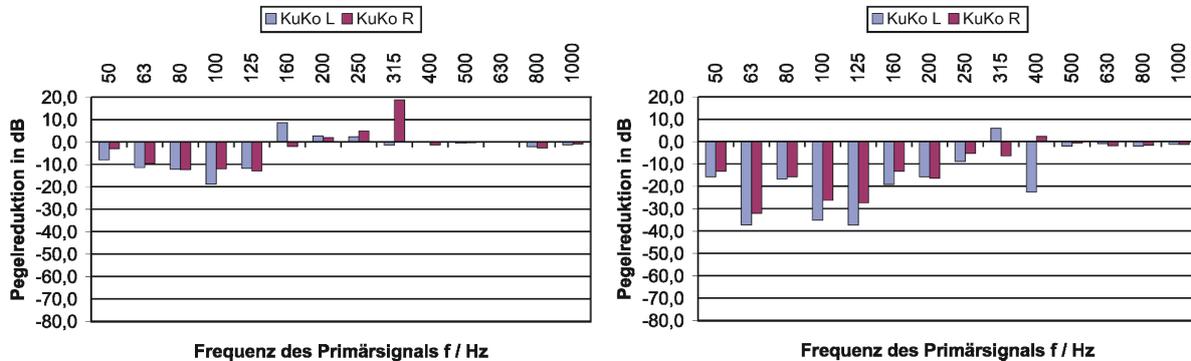


Abb. 4-5: Lärminderung am Kunstkopf bei Verwendung vereinfachter virtueller Mikrophone (links) und bei Verwendung verbesserter virtueller Mikrophone (rechts), siehe [Kle07]

Abb. 4-5 (links) verdeutlicht, dass dieses Problem auch nicht durch den Einsatz vereinfachter virtueller Mikrophone gelöst werden kann. Vielmehr treten bei der Anwendung dieses Ansatzes bereits ab 125 Hz ungewünschte Erhöhungen der initialen Lärmbelastung auf, die insbesondere mit nahezu 20 dB am rechten Ohr des Kunstkopfes bei einer Anregung mit 315 Hz nicht zu tolerieren sind.

Die Anwendung einer auf Gleichung (2-4) basierenden und verbesserten virtuellen Regelung vergrößert den Regelungserfolg merklich, siehe Abb. 4-5 (rechts), da sowohl die Lokalisierung des Schallfeldes als auch die Amplituden- und Phasenunterschiede zwischen realen und virtuellen Sensoren infolge der akustischen und mechanischen Übertragungstrecken (Kopfkissen und Matratze) berücksichtigt werden. Die in Abb. 4-5 (rechts) dargestellten Ergebnisse verdeutlichen, dass bei verbesserter virtueller Regelung auch noch bei 250 Hz eine signifikante Lärmreduktion an den Ohren des Kunstkopfes erreicht wird. Weiterhin übertreffen die bei Anwendung dieser Methode erzielten Pegelreduktionen im Frequenzband von 63 Hz bis 250 Hz die der Versuchsreihen A und B. Unerwünschte Pegelerhöhungen treten nur bei Anregung mit 315 Hz und 400 Hz auf. Diese fallen mit maximal 7 dB jedoch deutlich geringer aus, als in den Versuchsreihen A und B. Die im Vorversuch für den bestehenden Aufbau ermittelten Obergrenzen werden aber auch bei der Anwendung verbesserter virtueller Mikrophone nicht erreicht. Dies ist durch Approximationsfehler bei der Berechnung der Fehlersignale an den Ohren des Kunstkopfes bedingt.

5 Untersuchungen im Transmissionsprüfstand

5.1 Abschätzung der physikalisch erreichbaren Lärminderung

Die mit einem ANC-System für stationäre Signalformen erreichbaren Pegelreduktionen lassen sich bereits vor der Installation eines adaptiven Reglers abschätzen. Hierfür ist nach [Nel92] eine Analyse des primären und des sekundären Schallfeldes erforderlich. Zusätzlich kann die Leistungsfähigkeit des aus Kenntnis der Störung mittels linearer Prädiktion abgeschätzt werden. Für diese Abschätzungen wurde das Fenster „gekipp“.

5.1.1 Analyse des Primärschallfeldes

Kohärenz zwischen Fehler- und Referenzsignal

Um einen signifikanten Regelungserfolg zu erzielen, ist eine hohe Wechselbeziehung zwischen dem am jeweiligen Fehlermikrofon vermessenen Schalldruck infolge der initialen Störung und dem am Referenzmikrofon ermittelten Referenzsignal erforderlich. Diese kann im Frequenzbereich mit Hilfe der Kohärenz

$$\gamma_{xd}(if) := \frac{S_{xd}(if)}{\sqrt{S_{xx}(f)S_{dd}(f)}} \quad \text{mit } \gamma_{xd} \in [0,1] \quad (2-12)$$

quantifiziert werden, die nach [Kuo96] als die auf die Autoleistungsdichten von Referenzsignal $S_{xx}(f)$ und initialer Störung $S_{dd}(f)$ bezogene Kreuzleistungsdichte $S_{xd}(if)$ zwischen initialer Störung $d(if)$ und Referenzsignal definiert $x(if)$ ist. $S_{xd}(if)$ kann somit als normierte Übertragungsfunktion aufgefasst werden.

Mit (2-12) kann das Verhältnis zwischen der Autoleistungsdichte des Fehlersignals $S_{ee}(f)$ und der am selben Fehlermikrofon vermessenen Autoleistungsdichte $S_{dd}(f)$ der initialen Störung für den eingeschwungenen (stationären) Zustand berechnet werden:

$$S_{ee}(f) = \left(1 - |\gamma_{xd}(if)|^2\right) S_{dd}(f). \quad (2-13)$$

Die für eine bestimmte Anordnung von Referenz- und Fehlermikrofon am Fehlermikrofon zu erwartende Reduktion des störenden Schallpegels $NR_\gamma(f)$, lässt sich nach [Kuo96] mit Hilfe von (2-13) wie folgt für den eingeschwungenen Zustand abschätzen:

$$NR_\gamma(f) = 10 \log_{10} \left(\frac{S_{ee}(f)}{S_{dd}(f)} \right). \quad (2-14)$$

Ist $|\gamma_{xd}(if)|^2 = 0,99$ (hohe Kohärenz) so kann der störende Schallpegel nach (2-14) um maximal -20dB reduziert werden. Eine geringe Kohärenz von $|\gamma_{xd}(if)|^2 = 0,5$ ließe nach (2-14) nur noch eine maximale Pegelreduktion von -3dB erwarten.

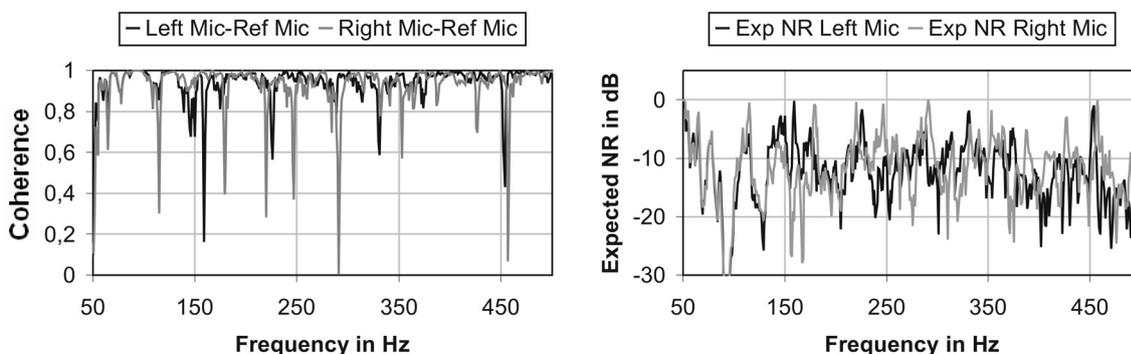


Abb. 5-1: Kohärenz zwischen Fehlersignal und Störung (links) und zu erwartende Reduktion des Fehlersignals (rechts), siehe [Kle08]

Die im Transmissionsprüfstand für die in Abb. 2-2 angegebenen Mikrofonpositionen (Fehlermikrophone im Kopfkissen) bei breitbandiger Anregung mit frequenzbegrenztem weissen Rauschen $0 < f < 500\text{Hz}$ bestimmten Verläufe von $|\gamma_{xd}(if)|^2$ sind in Abb. 5-1 (links) dargestellt. Abb. 5-1 (rechts) zeigt die nach (2-14) am linken und rechten Fehlermikrofon pro Frequenz maximal zu erwartenden Reduktionen des Fehlersignals. Abb. 5-1 (links) verdeutlicht mit Ausnahme einzelner Frequenzlinien die gute Kohärenz zwischen der am jeweiligen Fehlermikrofon vermessenen Störung und dem am Referenzmikrofon vermessenen Referenzsignal.

Abb. 5-1 (rechts) veranschaulicht, dass bei Verwendung der für die beteiligten Mikrophone gewählten Positionen mit Ausnahme dieser Frequenzlinien signifikante Pegelreduktionen erreicht werden können. Die logarithmische Addition der in Abb. 5-1 (rechts) pro Frequenz angegebenen Werte, ermöglicht die Angaben folgender Obergrenzen für die im Frequenzband $80\text{Hz} < f < 480\text{Hz}$ zu erwartenden Pegelreduktionen zu:

1. Linkes Fehlermikrofon: -17dB
2. Rechtes Fehlermikrofon: -18dB.

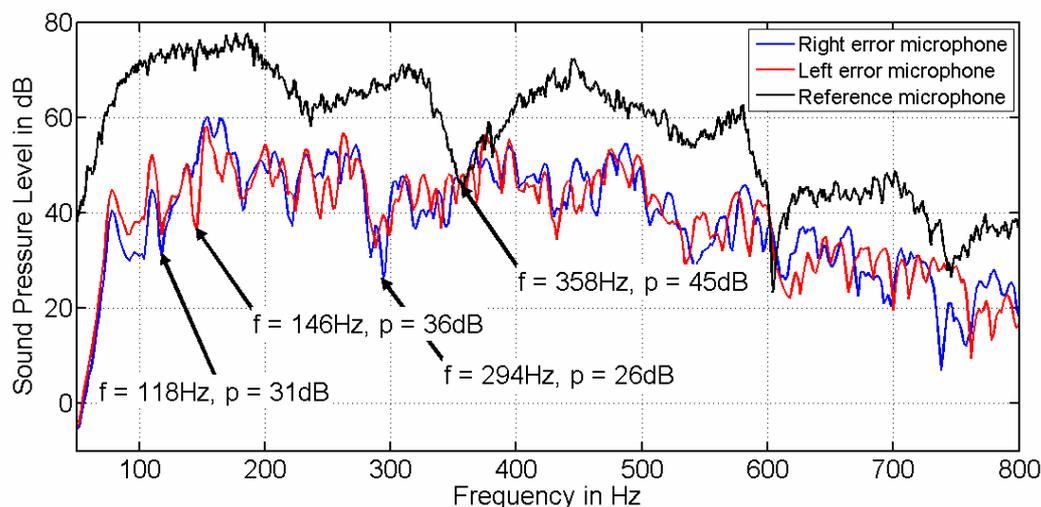


Abb. 5-2: Kohärenz zwischen Fehlersignal und Störung (links) und zu erwartende Reduktion des Fehlersignals (rechts), siehe [Kle08]

Die in Abb. 5-1 (links) für einzelne Frequenzen zu beobachtenden Einbrüche der Kohärenz die zu den in Abb. 5-1 (rechts) dargestellten Frequenzlinien mit geringer erwarteter Pegelreduktion führen, lassen sich wie folgt erklären:

1. Fehlen der Anregung: Aufgrund des Impedanzsprunges der Transmissionsöffnung ist es durchaus möglich, dass nicht alle mit Hilfe der Primärquellen angeregten Schwingungsformen die Transmissionsöffnung passieren. Fehlt jedoch die Anregung für eine bestimmte Frequenz f auf der Hallraumseite, kann sich für diese Frequenz kein Mode im Hallraum ausbilden.
2. Anregung im Knoten: Störschall der Frequenz f , der die Transmissionsöffnung passiert, kann die zugehörige Schwingungsform nur anregen, wenn diese keinen Druckknoten an der Stelle der Anregung aufweist. Da sich die Transmissionsöffnung nicht in einer Raumecke befindet, ist es durchaus möglich, dass einzelne Raummoden nicht angeregt werden können.

3. Fehlen der Beobachtbarkeit: Um die Kohärenz nach (2-12) berechnen zu können, muss der Störschall sowohl am Referenzmikrofon als auch am Fehlermikrofon für jede Frequenz vermessen werden können. Die in Abb. 5-2 dargestellten Autospektren verdeutlichen, dass eine geringe Kohärenz auch für Frequenzen mit geringen Signalpegeln vermessen wird. Da sich die Mikrophone nicht in den Raumecken befinden, ist es durchaus möglich, dass einzelne Schwingungsformen kaum beobachtet werden können.

Abschätzung des zu erwartenden Regelungserfolges mittels linearer Prädiktion

Auf Basis des an den Fehlermikrofonen vermessenen Störschalls kann unabhängig von der zwischen Referenz- und Fehlermikrofon liegenden Übertragungsstrecke die beim Einsatz eines adaptiven FIR-Filters am Fehlermikrofon erreichbare Pegelreduktion mittels linearer Prädiktion abgeschätzt werden.

Es lässt sich zeigen, siehe auch [Kuo96], dass ein adaptives FIR-Filter im Falle optimaler Regelung genau die Übertragungsstrecke zwischen Fehlermikrofon und Referenzmikrofon identifiziert. Setzt man die in Abb. A-1 angegebenen Sekundärpfade zu eins, so folgt bei einer Analyse im Frequenzbereich, dass sich das Fehlersignal

$$E(if) = [P(if) - W(if)] X(if) \stackrel{!}{=} 0 \quad (2-15)$$

nur für $P(if) = W(if)$ vollständig eliminieren lässt.

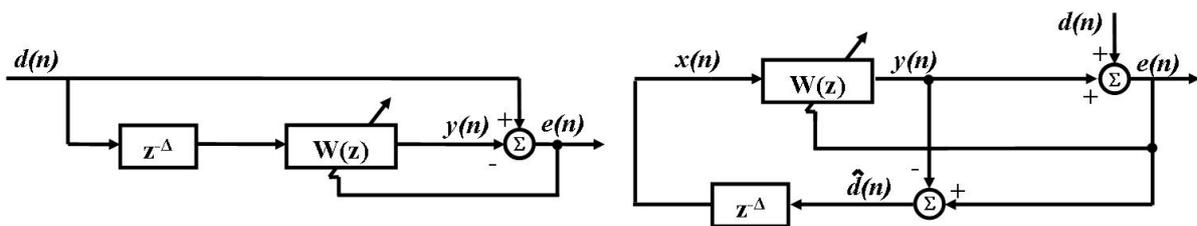


Abb. 5-3: Block-Diagramme zur linearen Prädiktion (links) und zur Rückkopplungsregelung mit FIR-Filtern (rechts)

Steht kein Referenzsignal zur Verfügung, muss dieses, wie in Abb. 5-3 (rechts) veranschaulicht, synthetisiert werden. Um die Kausalität der in Abb. 5-3 (rechts) motivierten Rückkopplungsregelung zu gewährleisten, muss das aus dem Fehlersignal $e(n)$ durch Subtraktion des am Contollerausgang anliegenden Signals $y(n)$ gewonnenen Signal $\hat{d}(n)$ um die Laufzeit Δ verzögert werden.

Die Aufgabe eines linearen Prädiktors, siehe [Mos00], besteht, wie in Abb. 5-3 (links) illustriert, in der Vorhersage eines Signals $d(n)$ zum Zeitpunkt n . Dies setzt eine gewisse Kenntnis über die Signalstatistik voraus, weshalb auch für die lineare Prädiktion eine Laufzeitverzögerung für das dem adaptiven Filter zugeführte Signal benötigt wird.

Beide in Abb. 5-3 dargestellten Blockdiagramme entsprechen sich, wenn im rechten Teilbild die Synthese des Referenzsignals entfällt und die initiale Störung dem adaptiven Filter laufzeitverzögert zugeführt wird. Somit ermöglicht die lineare Prädiktion eine Aussage über die mit Hilfe adaptiver FIR-Filter erreichbaren Pegelreduktionen.

Hierfür wurden die an den Fehlermikrofonen mit einer Abtastfrequenz von 4096Hz vermessenen Primärfelddaten verwendet. In der Prädiktion wurde eine Filterlänge

von 50 Taps entsprechend einer Laufzeitverzögerung von 0,0122s eingestellt. Im Frequenzband $80\text{Hz} < f < 480\text{Hz}$ wurden im Ergebnis dieser Analyse folgende zu erwartenden Pegelreduktionen ermittelt:

3. Linkes Fehlermikrofon: -16,7dB
4. Rechtes Fehlermikrofon: -17,1dB.

Diese verdeutlichen, das sich die an den Fehlermikrofonen ermittelten Störungen vorhersagen und folglich mittels einer auf adaptiven Filtern basierenden ANC-Struktur reduzieren lassen.

5.1.2 Analyse des Sekundärschallfeldes

Die Analyse des Sekundärschallfeldes gestattet es, die zu erwartende Pegelreduktion in Bezug auf die Platzierung von Fehlermikrofon und Gegenschallquellen abzuschätzen.

Hierfür ist nach [Nel92] die der Regelung zugrunde liegende Kostenfunktion zu betrachten. In ANC-Systemen handelt es sich hierbei üblicher Weise um eine quadratische Form, in die das Quadrat der Fehlergröße (hier der sich aus der Überlagerung von Primär- und Sekundärschall ergebende Schalldruck \mathbf{p}_c) und der zur Reduktion dieser Fehlergröße benötigte Stellaufwand (hier die Ansteuerung der Gegenschallquellen \mathbf{q}), jeweils auf p^2 bzw. q^2 normiert sowie gewichtet mit einem Leakage-Faktor ν eingehen

$$J := \frac{1}{2} \nu \frac{\mathbf{p}_c^H \mathbf{p}_c}{p^2} + \frac{1}{2} (1-\nu) \frac{\mathbf{q}^H \mathbf{q}}{q^2}. \quad (2-16)$$

Setzt man das Optimum des Kostenwertes $J_{opt} = J(\mathbf{p}_p, \mathbf{q}_{opt})$ in Bezug zum Initialwert der Kostenfunktion $J_{ini} = J(\mathbf{p}_p, \mathbf{0})$, ohne Regelung, kann die bei Verwendung einer bestimmten räumlichen Anordnung von Fehlermikrofonen und Gegenschallautsprechern erzielbare Reduktion des Kostenwertes, nach [Nel92], wie folgt berechnet werden:

$$NR_J(f) = 10 \log_{10} \left(\frac{J_{opt}}{J_{ini}} \right). \quad (2-17)$$

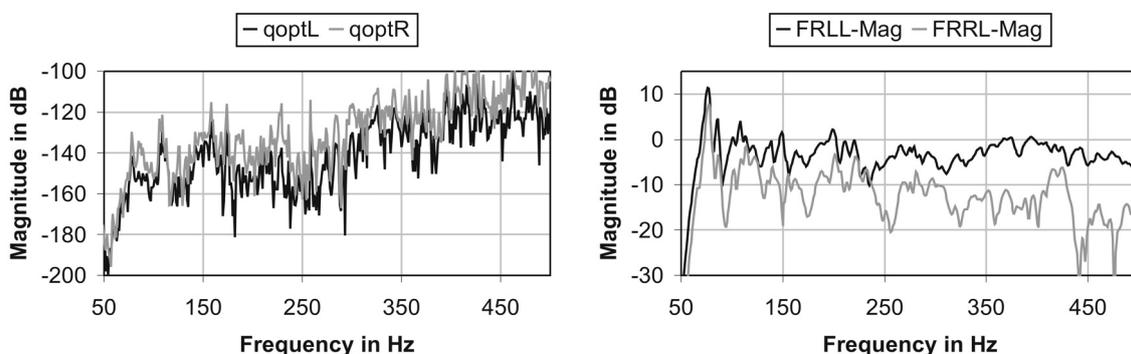


Abb. 5-4: Optimale Lautsprecheransteuerungen (links) und Amplitudenfrequenzgänge (Antwort an den Fehlermikrofonen bei Erregung am linken Lautsprecher) (rechts)

Im verwendeten Prüfstands Aufbau war die Anzahl der Fehlermikrophone identisch mit der Anzahl der Gegenschallquellen. Somit existiert ein eindeutiges Minimum der Kostenfunktion. Für jede Frequenz lassen sich somit optimale Lautsprecheransteuerungen berechnen, die, sofern sie von den Gegenschallquellen auch bei jeder Frequenz wirklich in den benötigten Schalldruck gewandelt werden können, die vollständige Elimination des Fehlersignals ermöglichen.

Auch wenn sich aus (2-17) für den verwendeten Prüfstands Aufbau keine Obergrenze für die erreichbare Lärmreduktion abschätzen lässt, verdeutlichen die in Abb. 5-4 (links) dargestellten Kurven der optimalen Lautsprecheransteuerungen, dass der für eine optimale Regelung benötigte Stellaufwand oberhalb von 275Hz deutlich ansteigt. Dieser Anstieg korrespondiert mit den in Abb. 5-4 (rechts) dargestellten Amplitudenfrequenzgängen. Insbesondere ist der mit FRRL bezeichnete Amplitudenfrequenzgang (Antwort am rechten Mikrophon infolge einer Erregung des linken Gegenschalllautsprechers) oberhalb von 250Hz deutlich reduziert.

5.2 Messung der erreichten Lärminderung

5.2.1 Analyse des geregelten Schallfeldes

Beschreibung der Versuchsreihen

Für die einzelnen Kartierungen wurden verschiedene Bedingungen eingestellt. Es folgen die Bereiche und Zustände, gegebenenfalls mit Kürzeln in Klammern.

- Fensterstellung: geschlossen (zu), gekippt (kipp), offen (auf)
- ANC-Status: ungeregelt (ung), geregelt (ger)
- Signalform
 - Monofrequent: sinusförmig 100 Hz, 200 Hz, 400 Hz
 - Breitbandig: Weißes Rauschen 80 Hz bis 280 Hz, 80 Hz bis 480 Hz
- Messebene: 76 cm, 126 cm, 176 cm.

Dies ergibt eine Anzahl von $3 * 2 * 5 * 3 = 90$ Einzelmessungen. Zusätzlich wurde auf allen Ebenen einmalig der Hintergrundschallpegel bei ausgeschalteten Primärschallquellen kartiert.

Mit den fünf verschiedenen Signalformen wurden Messungen bei allen drei Fensterstellungen auf allen drei Messebenen durchgeführt. Es wurde bei den Messungen auf Ohrhöhe und mit gekipptem Fenster ein Störschallpegel von ca. 70 dB(A) eingestellt. Bei den weiteren Fensterstellungen und Messebenen wurden die jeweiligen Einstellungen übernommen.

Einstellungen am PULSE-Analysator zur Kartierung

Mit den einzelnen Mikrofonen wurde der Schallwechseldruck erfasst. Der FFT-Analysator des PULSE-Systems berechnete hieraus für die Kartierung Autospektren im Frequenzband zwischen 0 Hz und 1600 Hz. Jede FFT-Linie ist 4 Hz breit, wobei über 500 Datenblöcke gemittelt wurde. Es können Pegel bei einzelnen Frequenzen, aber auch Gesamtpegel über ein definiertes Frequenzband angezeigt werden. Für die Kartierung wurde der Gesamtpegel im Frequenzband zwischen 4 Hz und 1000 Hz betrachtet. Die Pegel wurden dem menschlichen Hörempfinden entsprechend nach der Frequenzbewertungskurve A gewichtet.

Einstellungen am dSPACE-Regler

Der Regler ist für ein Referenzsignal, zwei Fehlersensoren und zwei Sekundärlautsprecher ausgelegt. Als Referenz wurde das Mikrofon am Fenster auf der Seite des reflektionsarmen Raumes verwendet. Die Abtastfrequenz betrug 4000 Hz.

Bemerkungen zur Modellierung der Sekundärstrecken

Als Signalform für das Modellieren der Sekundärstrecken wurde vom dSPACE intern erzeugtes, weisses Rauschen verwendet. Die Schrittweite der Adaption betrug stets 0,0004, die Verstärkung des Signals 0,2 V/V. Die Filterlänge für die Sekundärstreckennachbildung betrug 256 Koeffizienten.

Bemerkungen zu den eingestellten Parametern der Regelung

Der Verstärkungsfaktor für das Referenzsignal betrug für alle Konfigurationen 0,1 V/V. Ebenfalls unverändert blieben die Werte für den Leakage-Faktor (0,99999), für Lambda (0,9999), Epsilon (0,1) und Beta (0,999). Angepasst wurde lediglich die Schrittweite (StepSize). Kriterium hierfür war die Konvergierungsgeschwindigkeit, nach oben begrenzt durch das stabile Verhalten des Systems. Einmal für eine Signalform festgelegte Werte wurden dann bei jeder Fensterstellung und Messebene beibehalten. Die Filterlänge für die Regelung war für jeden der zwei adaptiven Filter 256.

Regelungserfolg an den Fehlermikrofonen

Abb. 5-5 zeigt die am linken Fehlermikrofon auf den unterschiedlichen Ebenen gemessenen, A-gewichteten Gesamtpegel für das unregelte (Rottöne) und das geregelte (Grüntöne) Schallfeld bei den untersuchten Störsignalformen als Säule, sowie das einmalig für jede Ebene am Mikrofon gemessene Hintergrundrauschen als horizontale Linie. Zu sehen ist, dass sich die Pegel bei den Messreihen auf den unterschiedlichen Ebenen nur geringfügig unterscheiden (maximal 2 dB). Diese Messwerte sprechen für eine gute Reproduzierbarkeit und einen nur geringen Einfluss der Messmimik.

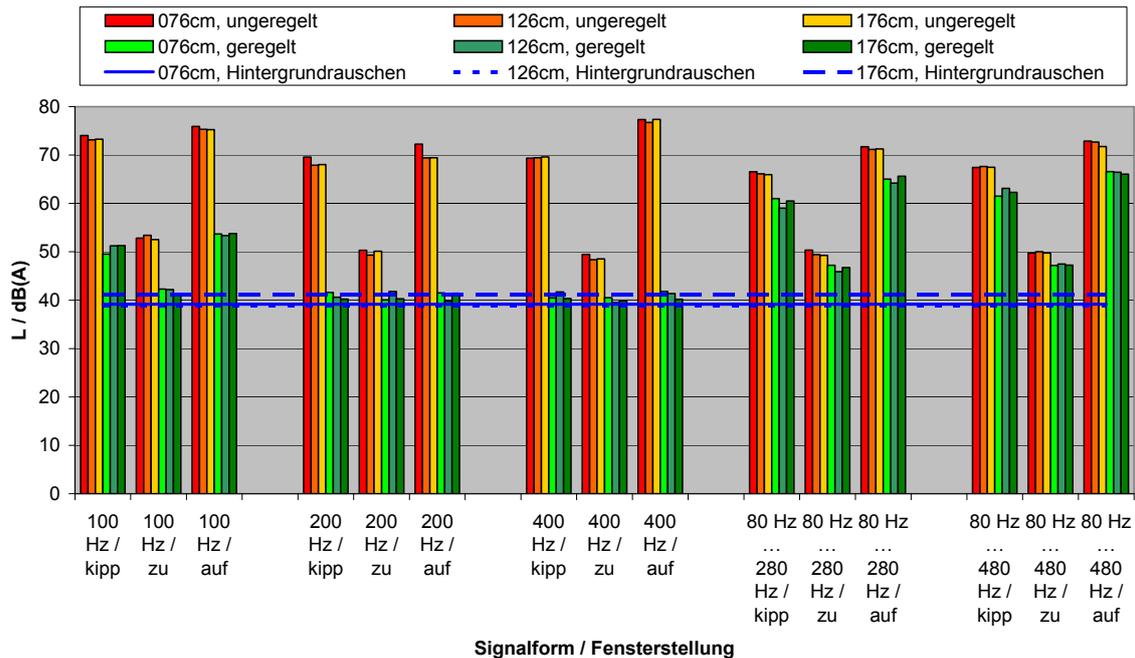


Abb. 5-5: Gesamtpegel am Fehlermikrofon links

Weiter sieht man den Einfluss des aktiven Lärminderungssystems am Fehlermikrofon als Verringerung des Pegels vom unregelmäßigen zum geregelten Zustand. Es wurden Reduktionen im A-gewichteten Gesamtpegel von bis zu 37 dB erreicht (Messhöhe 176 cm, Signalform 400 Hz). Zu beachten ist hierbei, dass der Regelungserfolg einerseits vom Pegel des Störsignals, andererseits von dem des Hintergrundrauschens abhängt. Bei 200 Hz und 400 Hz wurde der Pegel am Fehlermikrofon links stets nahe an den Pegel des Hintergrundrauschens reduziert, ebenso bei 100 Hz und geschlossenem Fenster. Nicht so bei 100 Hz und gekippter, bzw. geöffneter Fensterstellung. Den Einfluss des Reglers für einen solchen Fall sieht man in Abb. 5-6. In dieser Abbildung ist das Autospektrum an den beiden Fehlermikrofon (ErrMic13 = links, ErrMic14 = rechts) bei offenem Fenster, auf der Ebene 76 cm, bei 100 Hz, unregelmäßig und geregelt dargestellt. Die Pegel bei der zu bekämpfenden Frequenz werden bis ins Hintergrundrauschen reduziert.

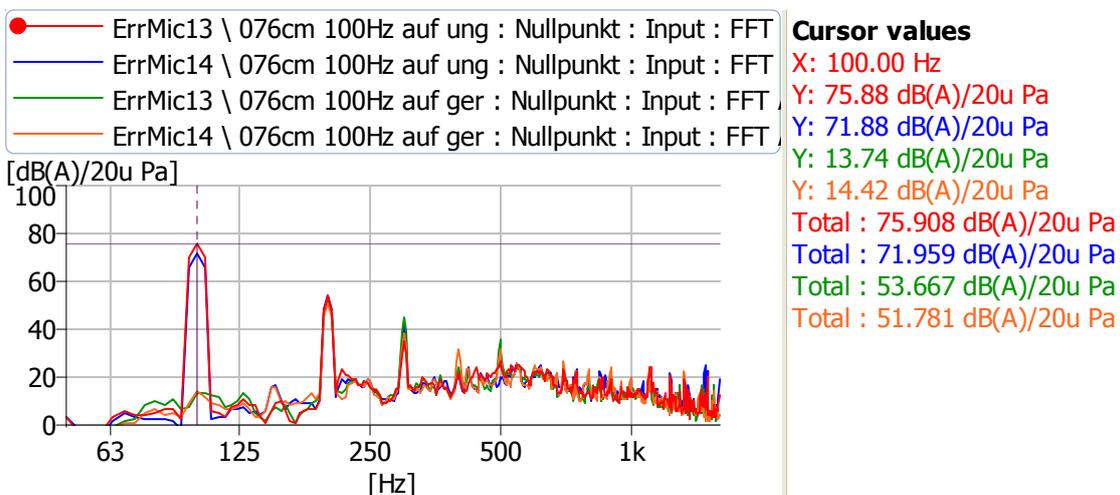


Abb. 5-6: A-gewichtetes Autospektrum an Fehlermikrofon links 076 cm, auf, 100 Hz, unregelmäßig und geregelt

Die ebenfalls vorhandenen Spitzen bei den Vielfachen von 100 Hz (Höherharmonische), Ergebnis von Verzerrungen bei der Störschallerzeugung, werden vom Regelungssystem nicht beeinflusst, bestimmen aber maßgeblich den Gesamtpegel. Um an den Fehlermikrofonen einen Pegel von ca. 70 dB(A) bei 100 Hz einzustellen musste von den Störschallquellen ein deutlich höherer Pegel erzeugt werden. Am Referenzmikrofon wurden, linear gewichtet, fast 110 dB gemessen (siehe Abb. 5-7). Hier nähern sich die Lautsprecher ihren Leistungsgrenzen und verlassen den Bereich, indem sie linear arbeiten, also proportional zur anliegenden Spannung Leistung abgeben.

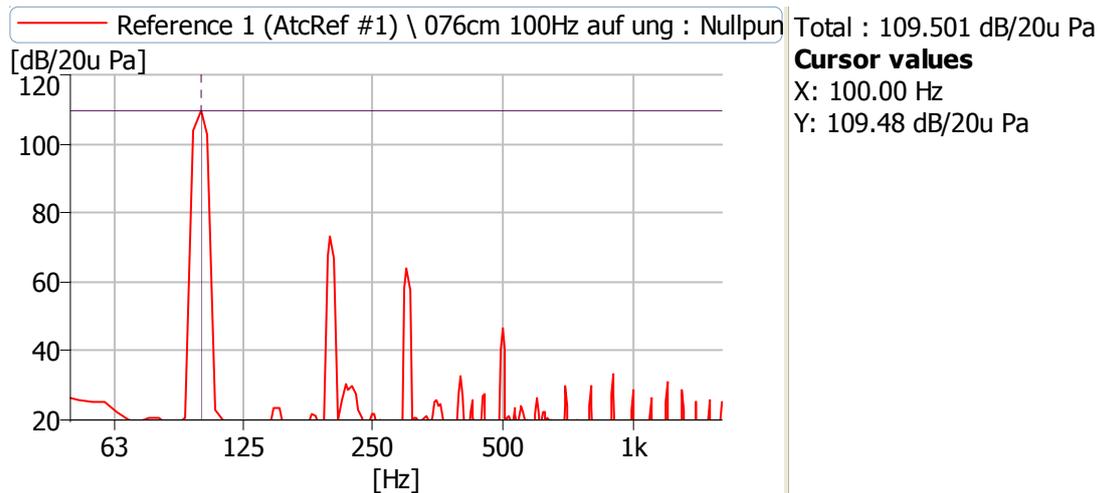


Abb. 5-7: Linear gewichtetes Autospektrum am Referenzmikrofon bei 076 cm, auf, 100 Hz

Die Ursache für den mangelnden Regelungserfolg ist nicht, dass der Algorithmus nicht das frequenzbewertete Signal zur Regelung heranzieht. Die Dämpfung der Frequenz 100 Hz durch die A-Gewichtung beträgt ca. 20 dB. Den nicht gewichteten Regelungserfolg sieht man in Abb. 5-8. Auch hier treten im geregelten Zustand die Höherharmonischen deutlich hervor.

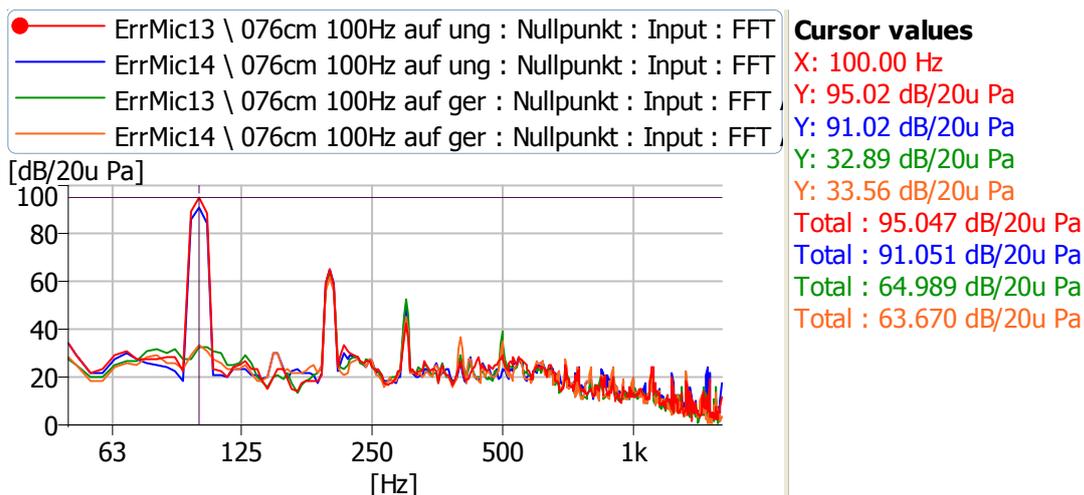


Abb. 5-8: Linear gewichtetes Autospektrum an Fehlermikrofon links 076 cm, auf, 100 Hz, unregelt und geregelt

Abb. 5-9 zeigt den Gesamtpegel an Fehlermikrofon rechts. Die Ergebnisse ähneln denen aus Abb. 5-5. Man sieht geringeren Regelungserfolg bei breitbandigem Störschall. Gerade bei geschlossenem Fenster ist die Reduktion nur sehr gering. Bei gekipptem oder geöffnetem Fenster beträgt der Regelungserfolg im Mittel 6dB.

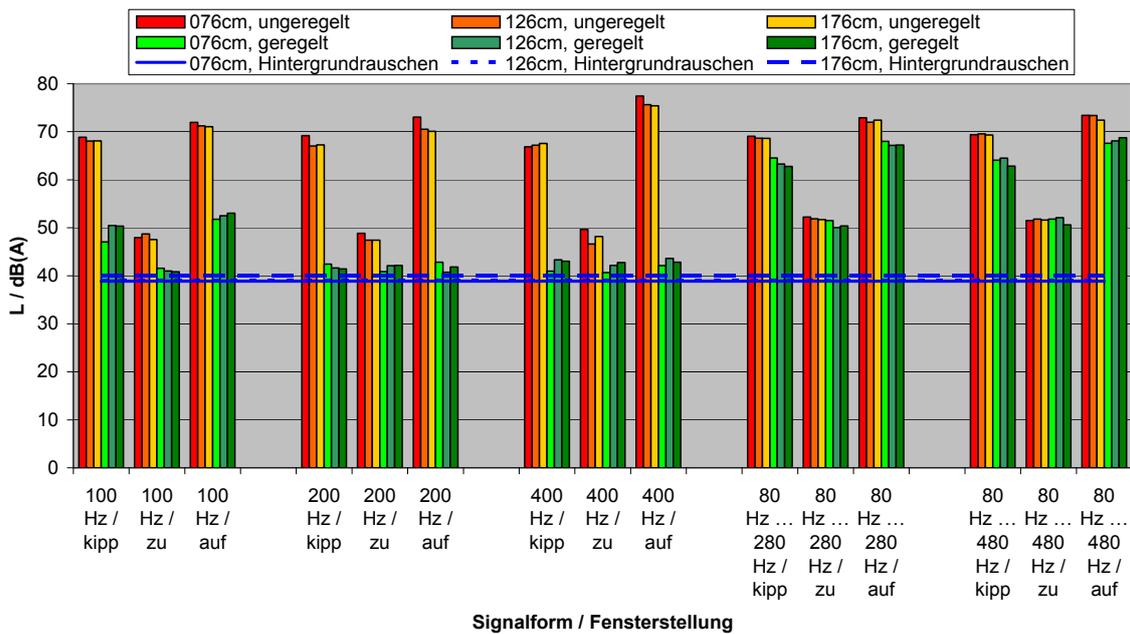


Abb. 5-9: Gesamtpegel an Fehlermikrofon rechts

Für die Messungen mit tonalem Störschall sind auch die Pegel bei den zu regelnden Frequenzen gemessen worden. Abb. 5-10 enthält die A-gewichteten Pegel für das unregelte und das geregelte Schallfeld an Fehlermikrofon links, Abb. 5-11 die Pegel für Fehlermikrofon rechts. Die unregelten Pegel entsprechen den eingestellten Gesamtpegeln, die geregelten Pegel dem Hintergrundrauschen im betrachteten Frequenzband. Durch die A-Gewichtung hat letzteres frequenzabhängige Pegel, siehe auch Abb. 5-12.

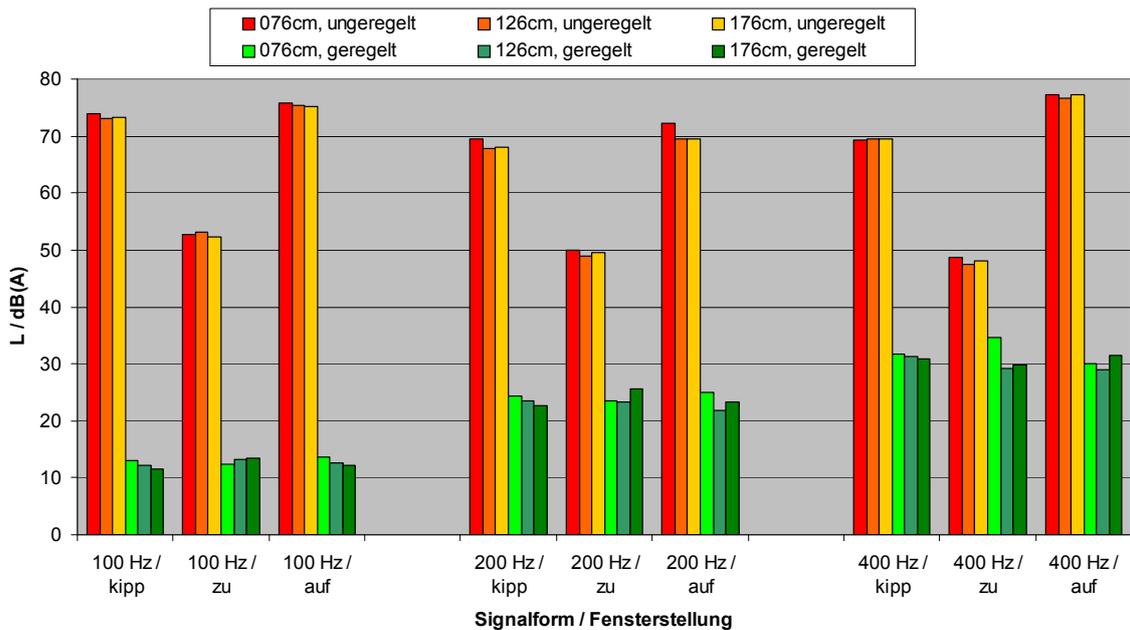


Abb. 5-10: Tonaler Pegel an Fehlermikrofon links

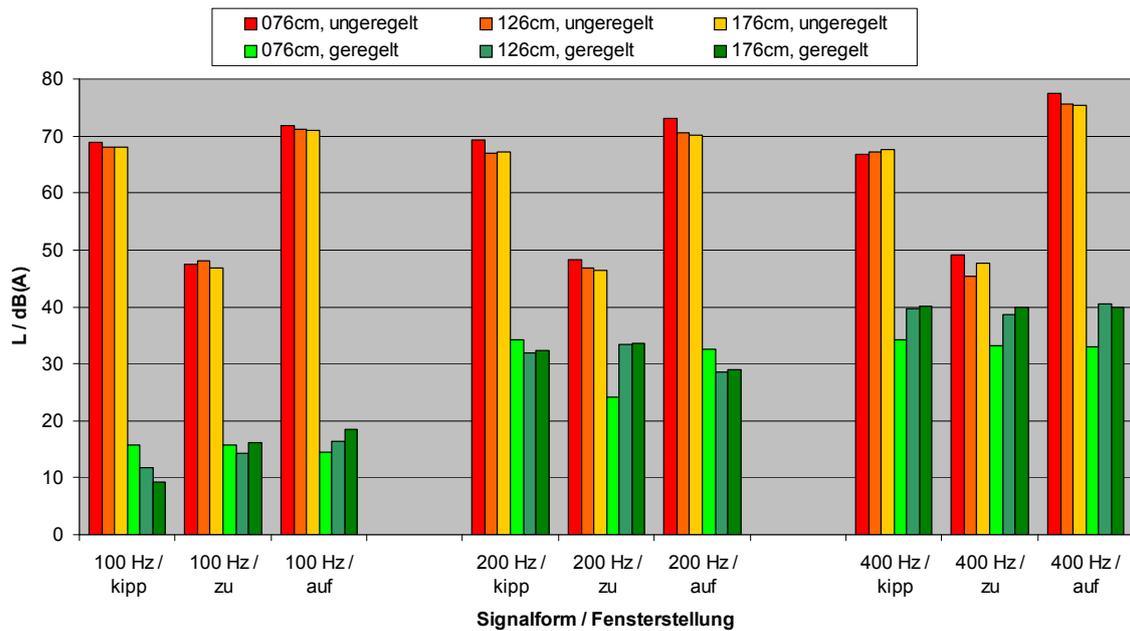


Abb. 5-11: Toner Pegel an Fehlermikrofon rechts

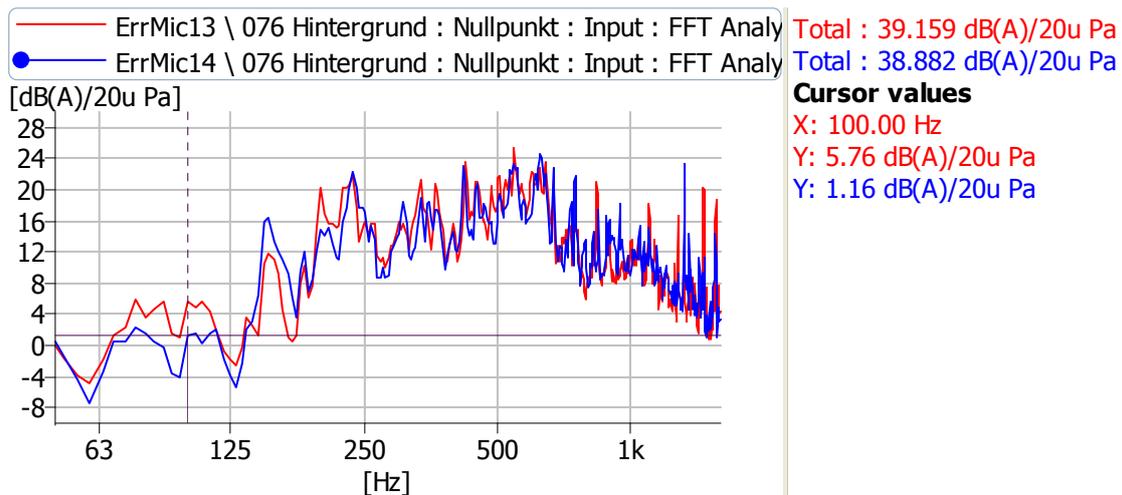


Abb. 5-12: A-gewichtetes Autospektrum des Hintergrundrauschen auf Ebene 76 cm bei geschlossenem Fenster

Abb. 5-13 und Abb. 5-14 enthalten als Übersicht den reinen Regelungserfolg, bezogen auf den Gesamtpegel, bzw. für den tonalen Störschall die Pegeldifferenz bei der einzelnen Frequenz.

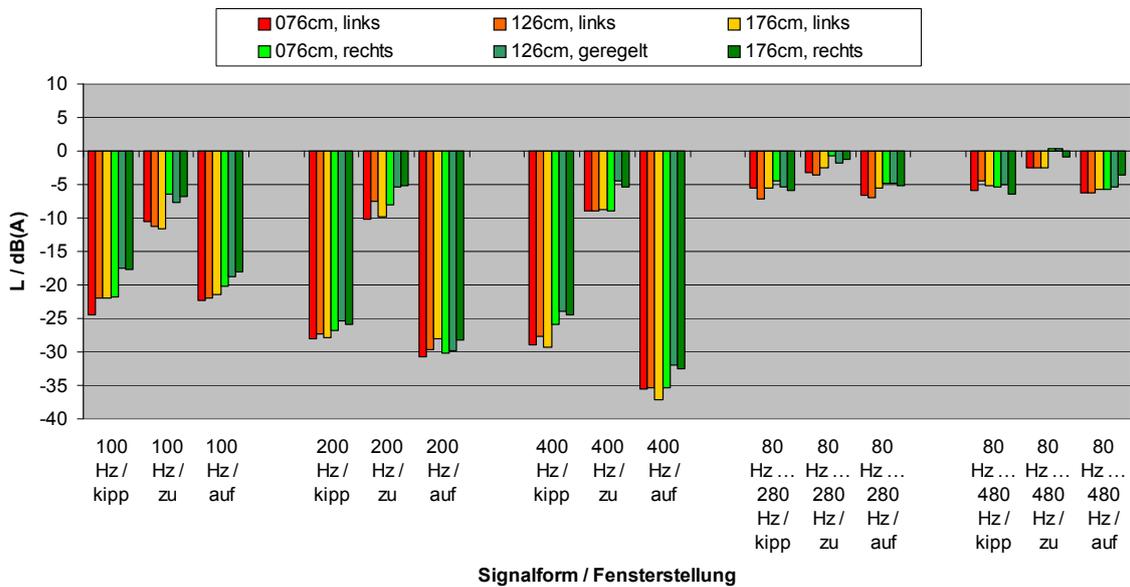


Abb. 5-13: Regelungserfolg Gesamtpegel

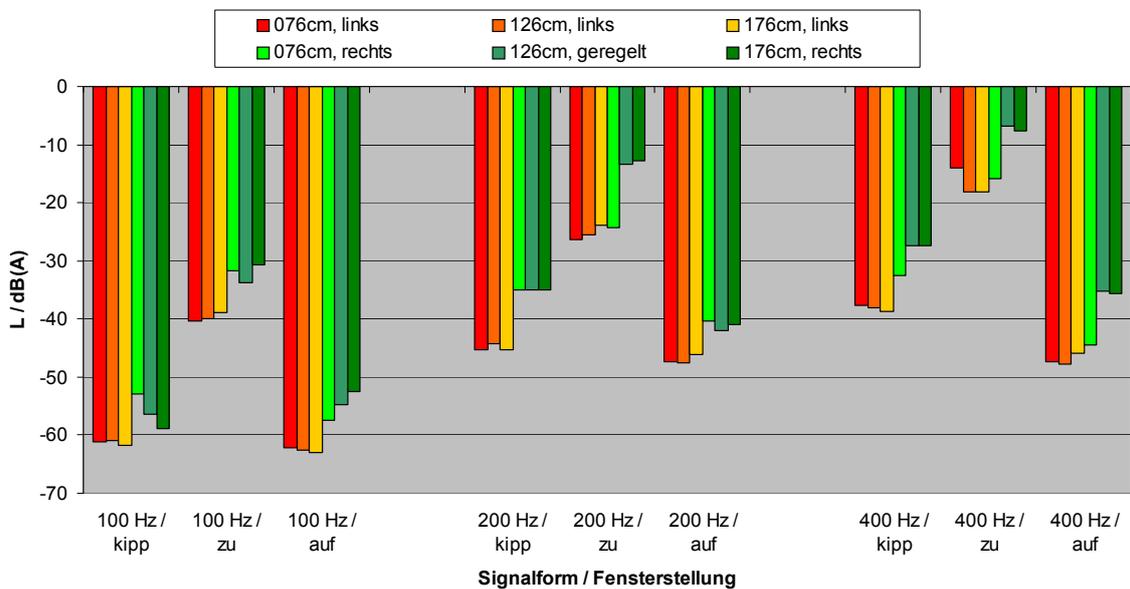


Abb. 5-14: Regelungserfolg nur bei angeregter Frequenz

Kartierung des unregulierten und des regulierten Schallfeldes

Zuerst wurde das Hintergrundrauschen bei ausgeschalteten Primärquellen, aber eingeschalteten Messgeräten auf allen drei Messebenen kartiert. Die Ansicht entspricht der Draufsicht aus Abb. 2-9: Skizze der Messfläche. Insgesamt liegen die Gesamtpegel an allen Punkten unter 50 dB(A). Im jeweils linken Bereich, also der Eingangstür zugewandt, ist der Pegel höher als im Rest des Raumes.

Auf der Ebene auf Ohrhöhe, also knapp über dem Bett, zeichnet sich im unteren rechten Viertel das Bett als Bereich mit niedrigerem Pegel ab. Das Betriebsgeräusch der Messgeräte ist die Ursache für den höheren Pegel im linken, unteren Viertel.

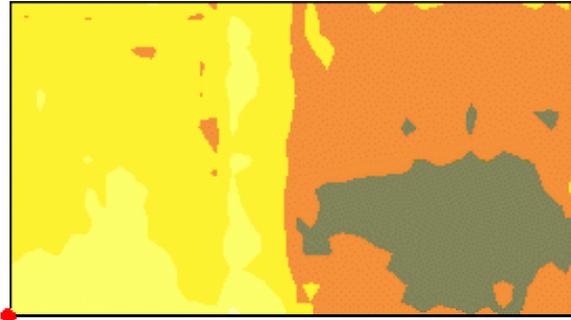


Abb. 5-15: 76 cm, Hintergrund

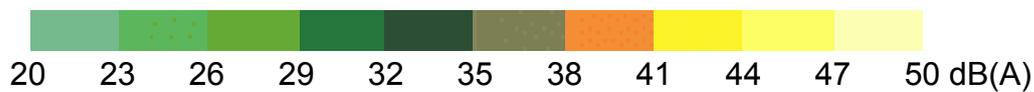


Abb. 5-16: 126 cm, Hintergrund



Abb. 5-17: 176 cm, Hintergrund

Die folgenden Kartierungen stellen die Messergebnisse für jeweils eine Kombination aus Messebene und Signalform dar. Auf jeweils einer Seite sind von oben nach unten die Messungen bei den drei verschiedenen Fensterstellungen abgebildet und bei gleicher Fensterstellung befindet sich links das unregelmäßige, rechts daneben das geordnete Schallfeld. Für alle Kartierungen wurde, zur besseren Vergleichbarkeit, eine identische Farbskala verwendet. Weiße Bereiche unterschreiten das untere Ende der Farbskala, entsprechen also weniger als 50 dB(A). Am oberen Ende des Darstellungsbereiches wird allen Pegeln über 80 dB(A) die hellgelbe Farbe zugeordnet. Bei diesen Messungen wurden die zur Erzeugung der der Kartierungen gemessenen Schallpegel nicht aufgezeichnet.

Der erste Satz Abbildungen (Abb. 5-18 bis Abb. 5-23) bezieht sich auf die Kartierungen mit Störschall von 100 Hz, gemessen auf der untersten Messebene. Zweidimen-

sional ist das unregelmäßige Schallfeld bei dieser tonalen Signalform auf der Messebene 76 cm durch wenige Knotenlinien und Bäuche gekennzeichnet. Diese Frequenz scheint nahe einer Resonanzfrequenz zu sein, da sich eindeutige Schwingungsknotenlinien und -bäuche ausbilden. Eine Knotenlinie in Y-Richtung und zwei Linien in X-Richtung unterteilen die Ebene in sechs Schwingungsbäuche. Analytisch lässt sich diese Frequenz mit Formel (2-18) berechnen. Hier wird eine zweidimensionale Resonanzfrequenz f_{xy} an Hand der Abmaße des Raumes L_x und L_y und ganzzahligen Indizes n_x und n_y berechnet, welche mit der Anzahl der Knotenlinien in dieser Raumrichtung gleichzusetzen ist. Die mit $L_x = 2,292$ m, $L_y = 4,379$ m und $c = 343$ m/s berechnete Resonanzfrequenz lautet 108,3 Hz.

$$f_{xy} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{n_x}{L_x}\right)^2 + \left(\frac{n_y}{L_y}\right)^2} \quad (2-18)$$

Das Schließen des gekippten Fensters führt zu einer Pegelreduktion von ca. 15 dB. Bei ganz geöffnetem Fenster sind die Pegel durchschnittlich 6 dB größer als bei gekippter Fensterstellung. Der Lärmeintrag durch die Transmissionsöffnung geschieht im mittleren, oberen Bereich. Auswirkungen des Lärminderungssystems zeigen sich lokal im Bereich rechts unten. Einerseits steigt der Pegel direkt vor den Gegenschalllautsprechern, andererseits sinkt er im Bereich der Fehlermikrofone deutlich. Auch im restlichen Raum ändert sich das Schallfeld, Schwingungsbäuche und -knoten verschieben sich. An einigen Stellen erhöht sich der relative Pegel, es treten jedoch keine absolut höheren Schallpegel auf. Dies bedeutet, dass das Gegenschallsystem eher lokal wirkt. Weitere Ergebnisse der Schallfeldkartierung sind im Anhang enthalten.

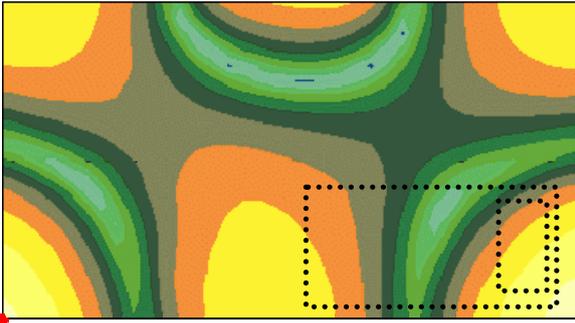


Abb. 5-18: 76 cm, 100 Hz, kipp, unregelt

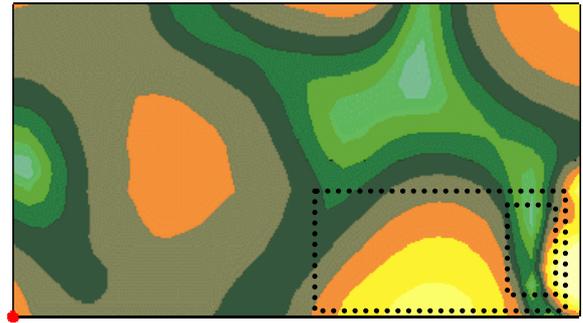


Abb. 5-21: 76 cm, 100 Hz, kipp, geregelt

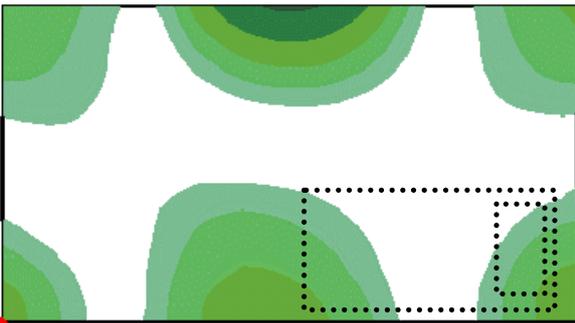


Abb. 5-19: 76 cm, 100 Hz, zu, unregelt

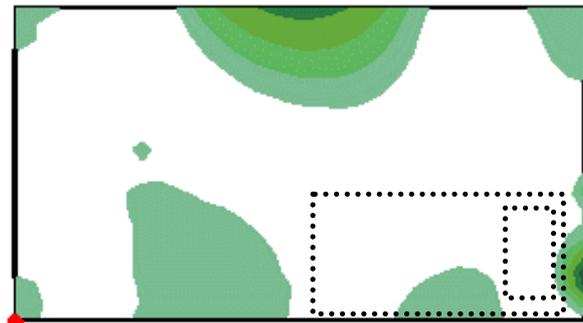


Abb. 5-22: 76 cm, 100 Hz, zu, geregelt

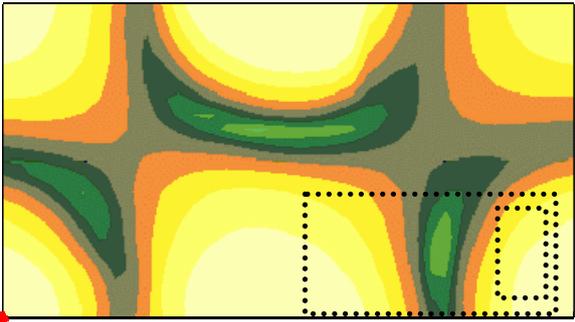


Abb. 5-20: 76 cm, 100 Hz, auf, unregelt

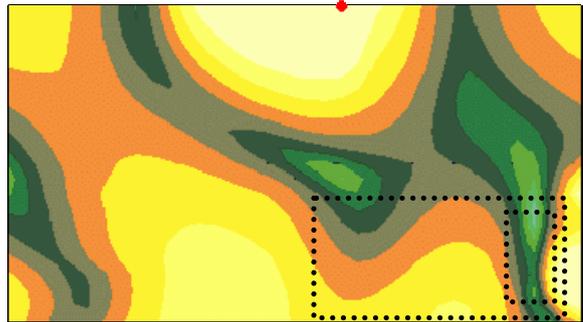


Abb. 5-23: 76 cm, 100 Hz, auf, geregelt



5.2.2 Einfluss der Schlafposition

Die Kartierungen erfolgten unter anderem auf der Ebene der Ohren einer auf dem Kopfkissen liegenden Person. Um den Einfluss des Kopfes dieser Person auf das geregelte Schallfeld zu untersuchen, wurde ein Kunstkopf des Herstellers Head Acoustics, Typ HMS III verwendet und der Bereich des Kopfkissens mit Hilfe der akustischen Holografie kartiert und aus einer relativen Höhe von 140mm auf die Ebene der Ohren zurückgerechnet. Dieser Abstand entspricht etwa einem Fünftel der kleinsten Wellenlänge für $f = 480\text{Hz}$. Die Messungen fanden nicht unter Freifeldbedingungen aber über der absorbierenden Kopfkissenfläche statt. Die Ergebnisse sind daher vor allem qualitativ zu interpretieren.

Zur Messung wurde ein Mikrofonfeld, bestehend aus 6 Zeilen und 4 Spalten mit einer Rasterweite von 100mm verwendet. Mit dem Roboter wurde das Feld entlang des Kopfkissens an drei Messpositionen mit 100mm Abstand verfahren. So wurde eine Fläche untersucht, die 1100mm breit und 500mm hoch war, siehe Abb. 5-24.

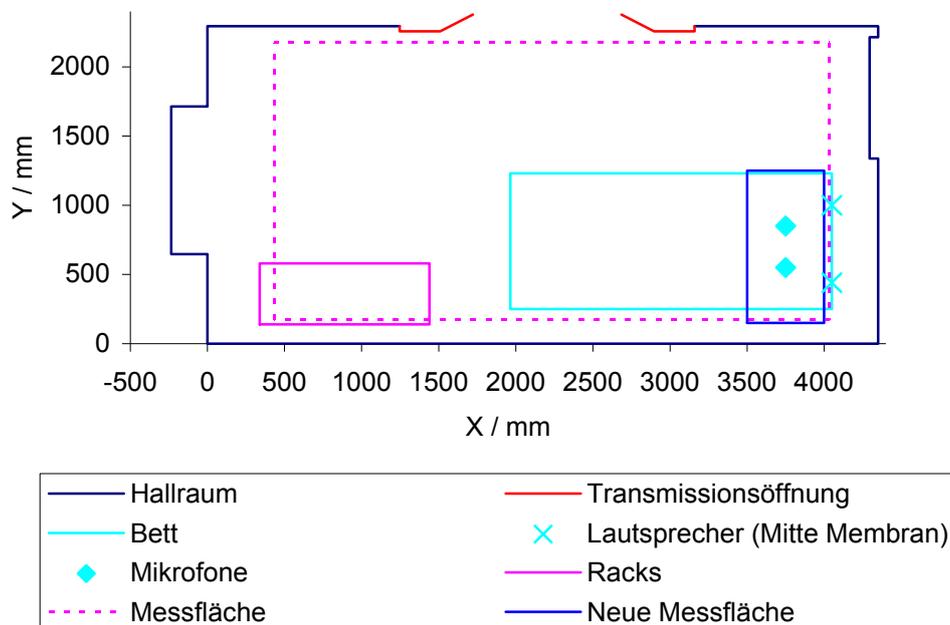


Abb. 5-24: Position der neuen Messfläche

Es wurden insgesamt vier Konfigurationen untersucht, wobei zuerst als Referenz das geregelte Schallfeld ohne Kunstkopf vermessen und anschließend der Kunstkopf mittig, sowie links und zuletzt rechts aus Sicht des Kunstkopfes positioniert wurde. Abb. 5-10 zeigt die Sicht auf das Kopfkissen bei mittiger Kunstkopf- und linker Mikrofonfeldposition.



Abb. 5-25: Kunstkopf mittig, Mikrofonfeld links

Mit einem Sinuston von 200Hz als Signalform des Störschalls, sowie gekipptem Fenster wurde das Lärminderungssystem in Betrieb genommen. Abb. 5-26 zeigt das geregelte Schallfeld ohne Kunstkopf mit den Positionen der Fehlermikrofone (Raute) und der Lautsprecher (Kreuz). Die dargestellte, lineare Interpolation erfolgte mit linear bewerteten Pegeln. Unter der Annahme, dass der Störschall trotz Regelung maßgeblich den Gesamtpegel bestimmt und unter Berücksichtigung der Tatsache, dass die A-Gewichtung bei 200Hz etwa 10dB Dämpfung bedeutet, entsprechen die Pegel den zuvor gemessenen.

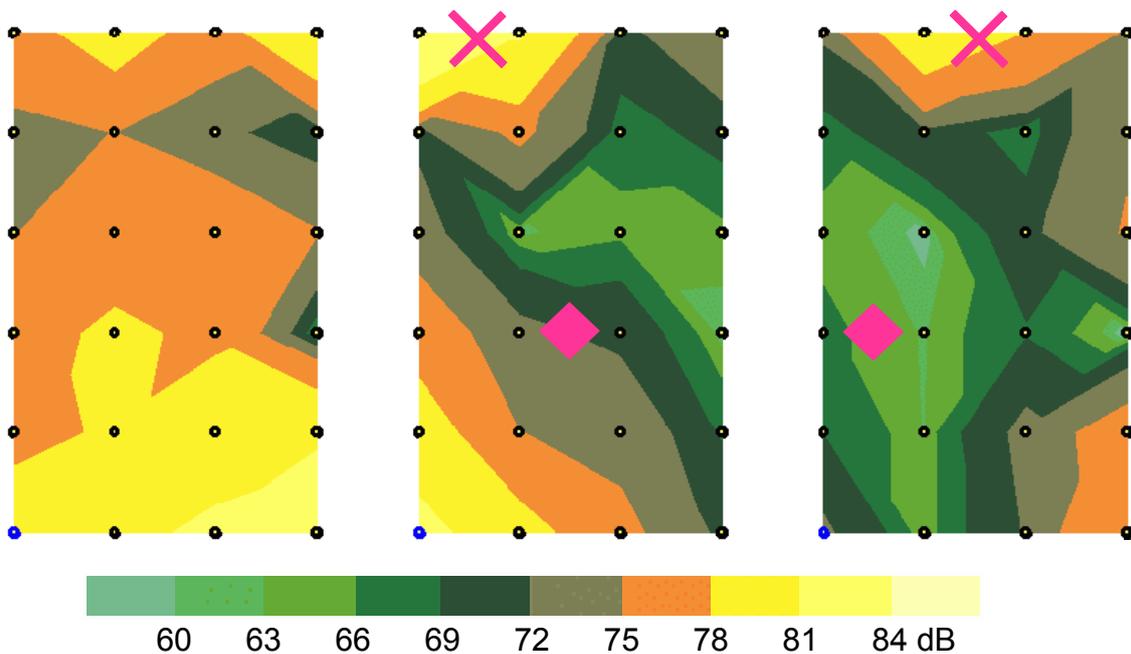


Abb. 5-26: Kartierung des geregelten Schallfeldes ohne Kunstkopf

In Abb. 5-27 ist der gemessene Einfluss des mittig positionierten Kunstkopfes dargestellt. Das Schallfeld wird nur geringfügig verändert.

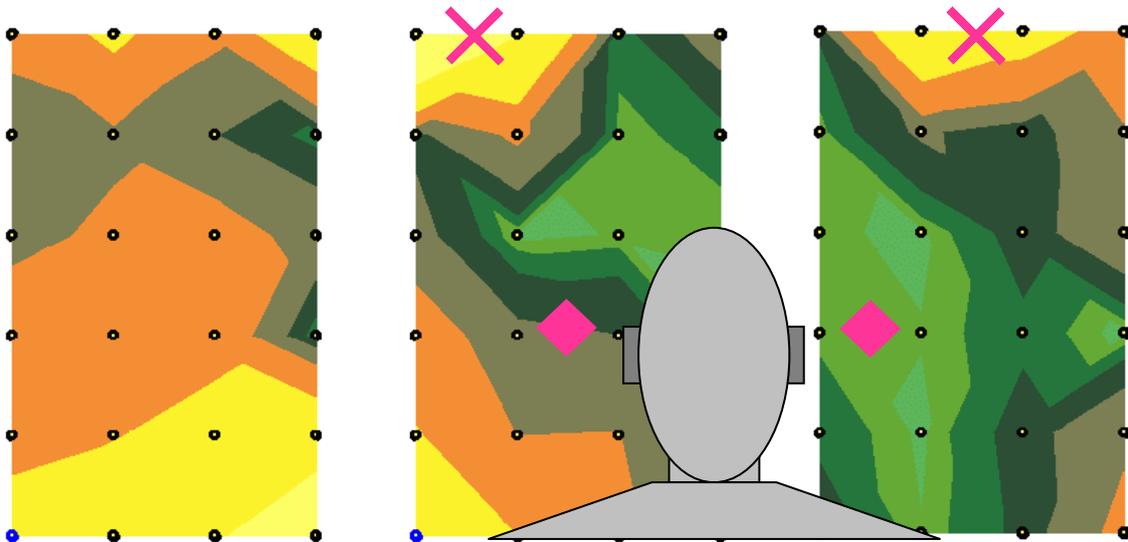


Abb. 5-27: Kartierung des geregelten Schallfeldes Kunstkopf mittig

Anders verhält sich das Schallfeld bei Abdeckung eines Fehlmikrofons durch den Kunstkopf. In Abb. 5-28 erkennt man, für den Kunstkopf auf der linken Seite, einen Pegelanstieg auf der, aus Sicht des Kopfes, äußerst linken Seite (Wandseite). Das Gleiche geschieht auf der rechten Seite (Bettkante). Im Bereich oberhalb der Fehlmikrofone bleibt das Schallfeld jedoch nahezu unverändert.

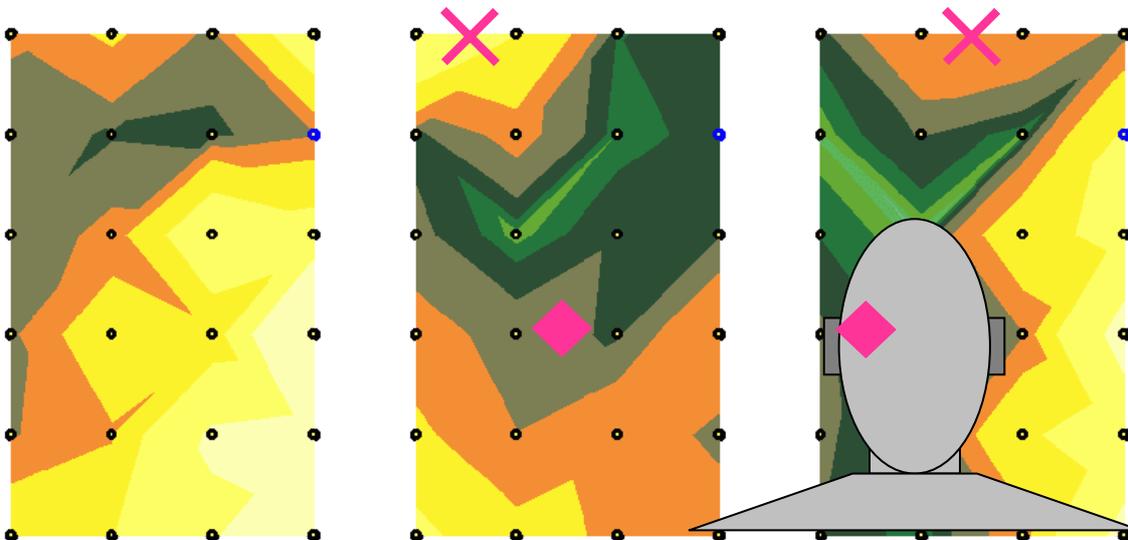


Abb. 5-28: Kartierung des geregelten Schallfeldes Kunstkopf links

Mit dem Kunstkopf auf der rechten Seite gibt es die erwähnten Effekte (siehe Abb. 5-29).

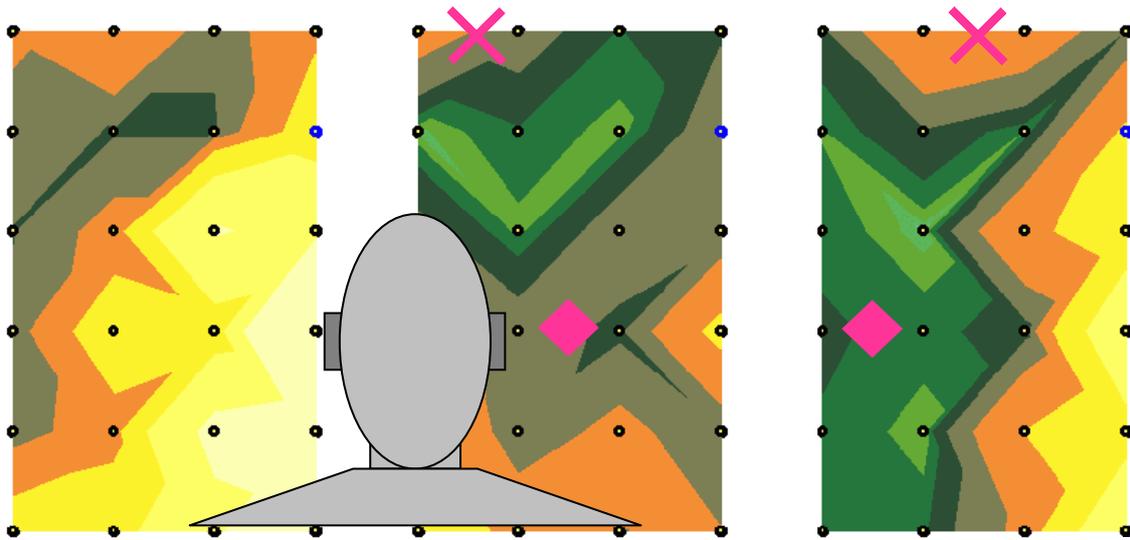


Abb. 5-29: Kartierung des geregelten Schallfeldes Kunstkopf rechts

Bei der mittigen Position befinden sich die Ohren des Kunstkopfes in 50mm Höhe über den Fehlermikrofonen. Zum Vergleich ist in Abb. 5-30 ein Ausschnitt aus der Kartierung des Hallraums in ähnlichem Maßstab und der angegebenen Skalierung dargestellt.

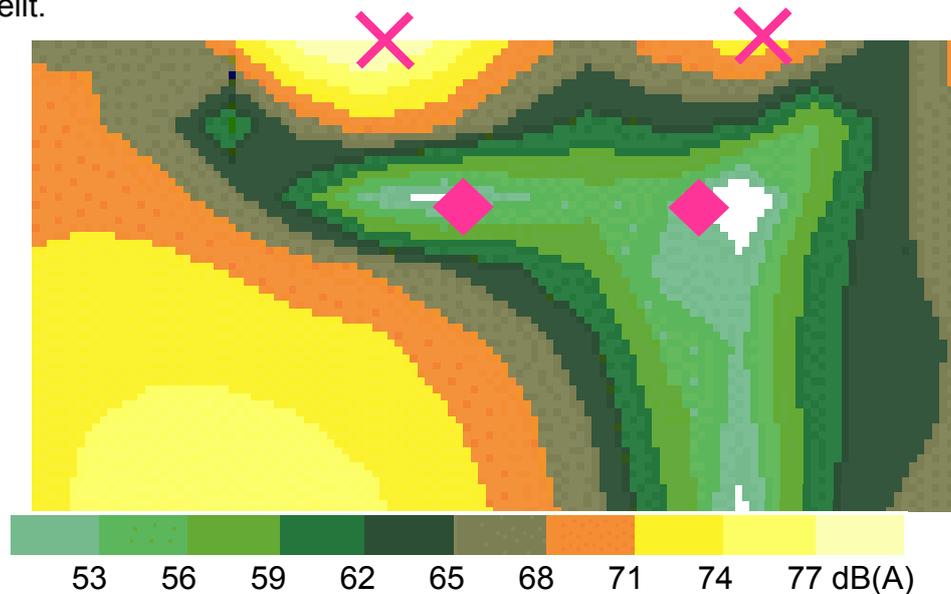


Abb. 5-30: Kartierung in 76 cm Höhe bei 200 Hz und gekipptem Fenster, geregelt

5.2.3 Einfluss eines zweiten ANC-Systems

Im HR wurde ein zweites Gegenschallsystem in Betrieb genommen, um Wechselwirkungen zu untersuchen. Dieses entsprach in Komponentenauswahl, Regelalgorithmus, Einstellungen und Anordnung dem ersten System, befand sich jedoch auf Ohrhöhe in der gegenüberliegenden Raumecke. Wieder wurde Störschall von ungefähr 70 dB(A) an den Fehlermikrofonen des ersten Systems mit verschiedenen Signalformen erzeugt.

Abb. 5-31 zeigt den Regelungserfolg (geregelter minus unregelter Pegel), bezogen auf den Gesamtpegel, an den Fehlermikrofonen des ersten ANC-Systems. Nacheinander wurden beide, nur das erste und schließlich nur das zweite System aktiviert. Der Regelungserfolg während des Einsatzes beider Systeme entspricht weitgehend

dem, während nur das erste System aktiviert ist. Wurde letzteres deaktiviert, stieg der Pegel an.

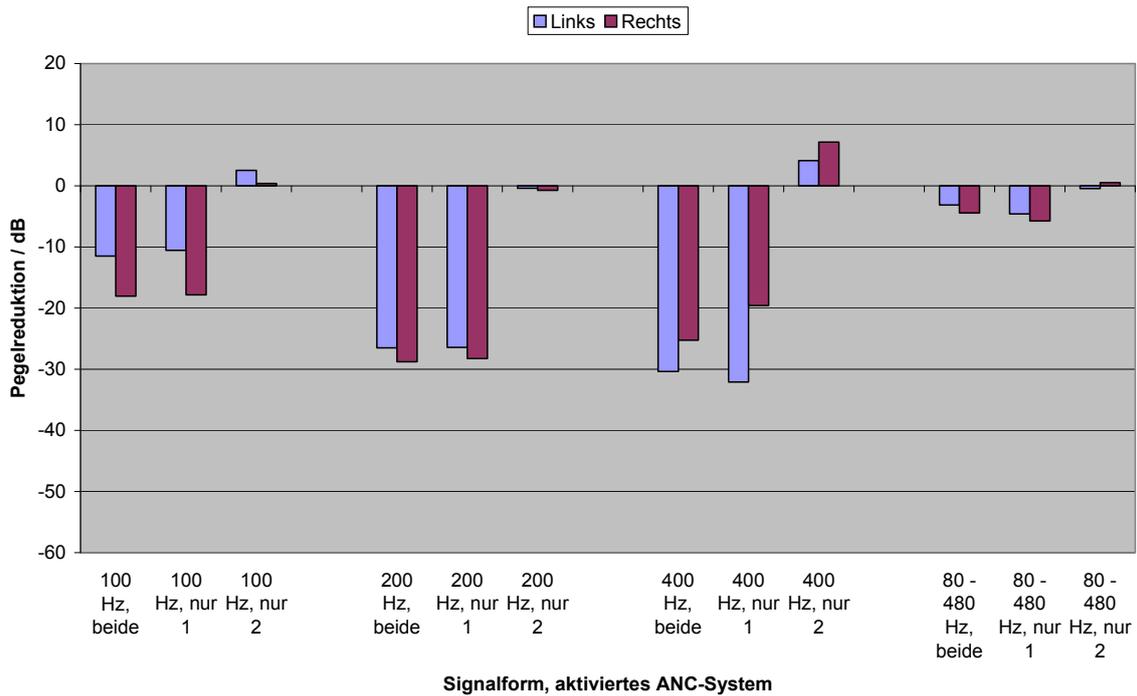


Abb. 5-31: Regelungserfolg am ersten ANC-System, Gesamtpegel

Analog zu voriger Messung wird in Abb. 5-32 der Regelungserfolg am zweiten ANC-System dargestellt.

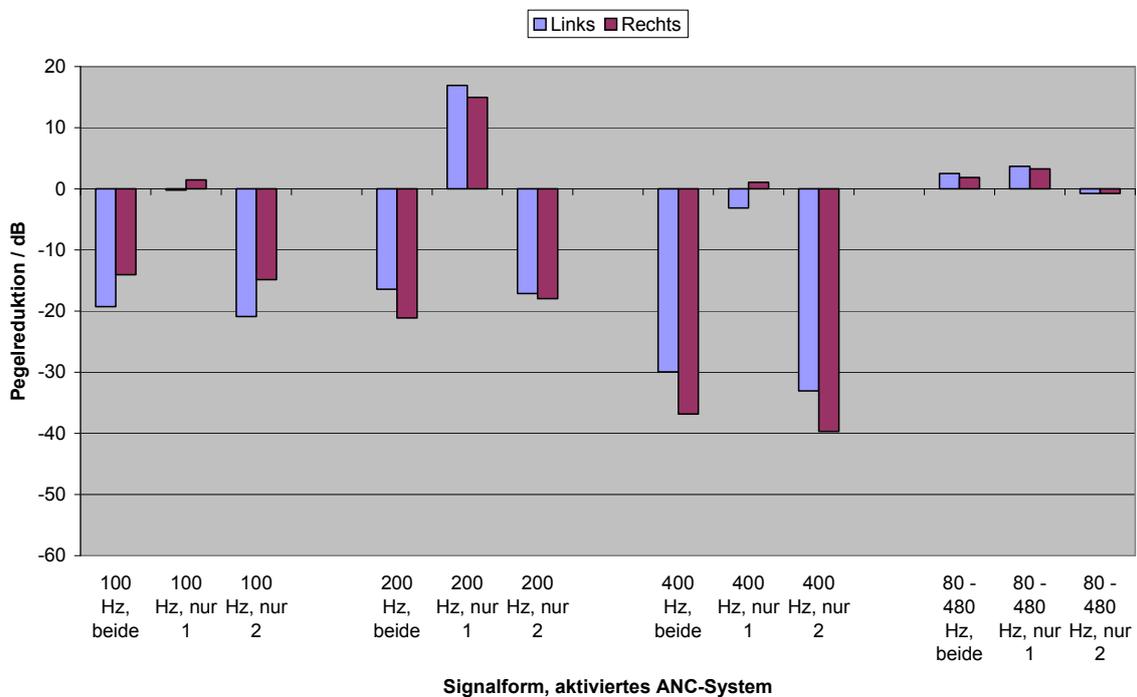


Abb. 5-32: Regelungserfolg am zweiten ANC-System, Gesamtpegel

Die tonalen Pegeldifferenzen am ersten ANC-System sind in Abb. 5-33 aufgetragen.

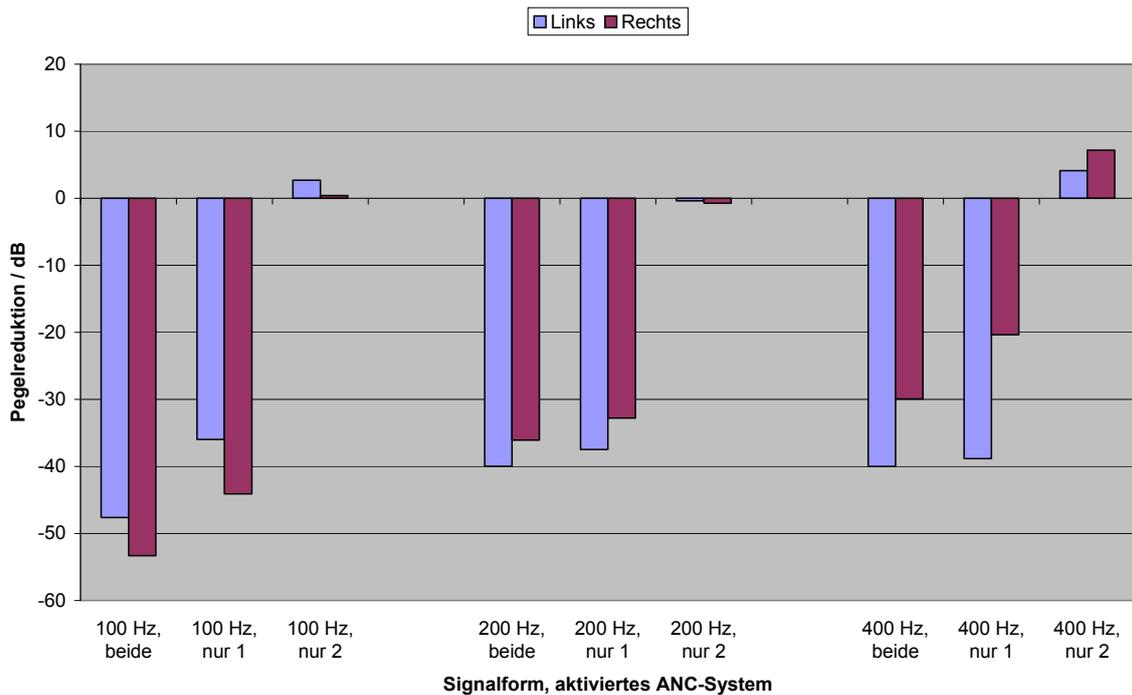


Abb. 5-33: Regelungserfolg am ersten ANC-System, nur bei angeregter Frequenz

Abb. 5-34 stellt den tonalen Regelungserfolg am zweiten Gegenschallsystem dar.

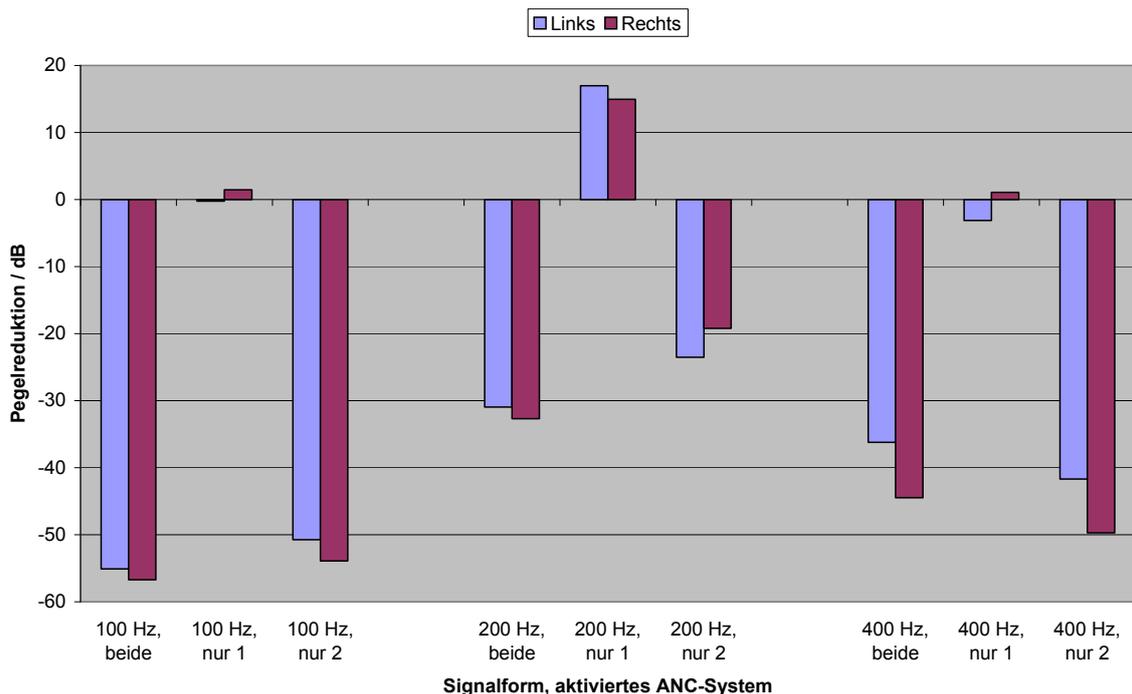


Abb. 5-34: Regelungserfolg am zweiten ANC-System nur bei angeregter Frequenz

5.3 Fehlerdiskussion und Verbesserung der Lärminderung

Die in Abschnitt 5.2.1 vorgestellten Ergebnisse verdeutlichen, dass die in Abschnitt 5.1 für breitbandige Anregung im Frequenzband $80\text{Hz} < f < 480\text{Hz}$ prognostizierten Pegelreduktionen bei Verwendung eines dSpace-Processor (Typ: DS1103, Taktung 400MHz) nicht erreicht wurden.

Um eine Limitierung des Regelungserfolges aufgrund mangelnder Prozessorleistung auszuschließen, wurde für die weiteren Untersuchungen Hardware mit leistungsfähigeren Prozessoren verwendet, die bei Projektbeginn noch nicht zur Verfügung standen. Hierbei handelte es sich um:

1. ein dSpace-System (Typ: DS1005, Taktung 1GHz)
2. ein Lyrtech Professional Audio Development Kit (PADK) mit einem für die Signalverarbeitung im Audiobereich digitalem angepasstem Signalprozessor von Texas Instrument (Typ: TMS320C6727; Taktung 300MHz).

Die mit Hilfe des PADK erzielten Ergebnisse sind im Bericht zum Unterauftrag „DSP-Implementierung eines 1x2x2 ANC-Systems und Konzeptstudie für ANC bei instationären Signalen“, siehe [Zöl08], dokumentiert.

Nachfolgend werden die mit Hilfe des DS1005-Systems durchgeführten Versuchsreihen erläutert und die in den zugehörigen Experimenten erzielten Ergebnisse diskutiert. Zunächst wurde geprüft, ob genügend Filterkoeffizienten zur Abbildung der Sekundärstrecken und zur Identifikation der primären Übertragungsstrecken, vergleiche (2-15), zur Verfügung standen. Für diese Untersuchungen wurde das Fenster „gekipp“.

5.3.1 Güte des Plant-Modelling

Um die Güte des Plant-Modelling zu überprüfen, wurden die mit Hilfe einer FFT-Analyse bei einer Abtastfrequenz von 4096Hz bestimmten Amplituden- und Phasenfrequenzgänge mit denen des Plant-Modelling verglichen. Die im Plant-Modelling ebenfalls mit einer Abtastfrequenz von 4096Hz bestimmten zeitdiskreten Impulsantworten wurden hierfür unter Verwendung der Z-Transformation in den Frequenzbereich überführt.

Nach [Kuo96] ist für einkanalige ANC-Systeme bei tonalen Störungen sicherzustellen, dass die Abweichungen im Phasenfrequenzgang im Bereich $\pm 90^\circ$ liegen, da anderenfalls die Stabilität des FxLMS-Verfahrens nicht gewährleistet ist. Abweichungen im Amplitudenfrequenzgang wirken sich nach [Kuo96] vor allem auf die Adaptionsgeschwindigkeit des Algorithmus, nicht aber dessen Stabilität aus.

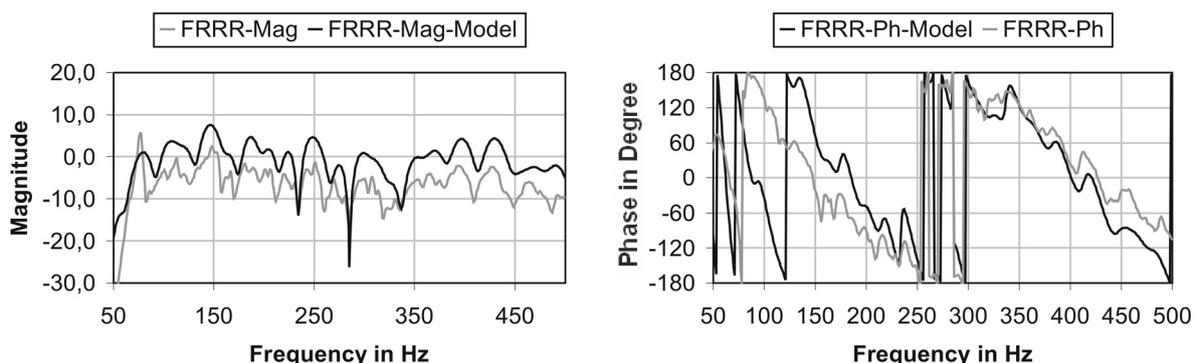


Abb. 5-35: Gemessener (graue Linie) und modellierter (schwarze Linie) Amplitudenfrequenzgang (links) und Phasenfrequenzgang (rechts) für die Frequenzantwort des rechten Fehlermikrophons bei Erregung des rechten Gegenschalllautsprechers

Abb. 5-35 verdeutlicht, dass die Modellierung der sekundären Übertragungsstrecken bei Verwendung von 256 Filterkoeffizienten in weiten Frequenzbereichen mit ausreichender Genauigkeit erfolgte. Lediglich unterhalb von 150Hz liegt die Phasenabweichung über 90° , Abb. 5-35 (rechts).

Bei der Bewertung dieser Abweichungen ist zu beachten, dass die gemessenen Übertragungsfunktionen mit Hilfe eines FFT-Analysators ermittelt wurden, wohingegen das Plant-Modelling auf einem dSpace-System unter Verwendung des least mean square (LMS) Verfahrens erfolgte. Somit unterscheiden sich die Sekundärstrecken insbesondere im Hinblick auf die AD- und DA-Wandlung. Weiterhin bestehen prinzipielle Unterschiede in der Methodik der Messung der Übertragungseigenschaften. Folgende Punkte sind daher zu berücksichtigen:

1. Mittelungen:

Bei der direkten Ermittlung von Übertragungsfunktionen mit FFT-Analysatoren wird insbesondere bei Verwendung einer breitbandigen Anregung über eine gewisse Anzahl von Datenblöcken (hier 500 Datenblöcke) gemittelt, um die Signalstatistik ausreichend zu erfassen. Die Adaption eines FIR-Filters während des Plant-Modelling mit dem LMS-Verfahren, basiert auf der Minimierung des Quadrates der zum diskreten Zeitschritt n ermittelten Abweichung zwischen gemessenem und nachgebildetem Zeitsignal. Die Impulsantwort wird also nicht direkt gemessen, sondern nur bis auf einen Restfehler identifiziert. Eine Mittelung, beispielsweise über 500 Sätze von Filtergewichten, erfolgt nicht.

2. Fensterung:

Um Abschneidefehler beim Starten und Beenden einer Messung zu vermeiden, werden in FFT-Analysen Fensterfunktionen auf die eingehenden Zeitsignale angewendet. Für das Plant-Modelling auf dem dSpace-System wurden hingegen keine Fensterfunktionen implementiert. Die nach dem Konvergieren des LMS-Verfahrens in Form von Filterkoeffizienten vorliegenden Impulsantworten, hängen somit durchaus vom Beginn, insbesondere jedoch aufgrund der Fluktuation der Filterkoeffizienten um das Optimum der Kostenfunktion, siehe [Mos00], vom Endzeitpunkt der Messung ab. Dies gilt dann natürlich auch für die aus diesen Impulsantworten mittels Fouriertransformation gewonnenen Übertragungsfunktionen.

3. Wandlergenauigkeit:

Die AD- und DA- Wandlung im verwendeten FFT-Analysator erfolgt in einer 24-Bit Auflösung. Das dSpace-System besitzt Wankarten mit einer Auflösung von 16-Bit. Nach [Nel92] lässt sich der Signal-Rausch-Abstand (gemeint ist hier der Abstand zum Quantisierungsrauschen der Wandler) mit $6B$ abschätzen, wenn B die Auflösung des Wandlers in Bit ist. Für den FFT-Analysator ergibt sich so ein Signal-Rausch-Abstand von 144dB. Beim dSpace-System beträgt dieser nur 96dB, so dass der Einfluss der Quantisierung bei geringen Signalpegeln beim dSpace-System zunimmt.

Da das Plant-Modelling für alle in Abschnitt 5.2 dokumentierten Experimente breitbandig im Frequenzbereich $80\text{Hz} < f < 480\text{Hz}$ erfolgte und sowohl bei tonalem Störschall (z. B.: $f=100\text{Hz}$) als auch bei Anregung mit frequenzbegrenztem weißen Rauschen kein Instabilitäten auftraten, ist die Güte des Plant-Modelling als ausreichend zu betrachten.

Eine lange Adaptionsgeschwindigkeit oder Instabilität des ANC-Systems wurde daher als Ursache für den mangelnden Regelungserfolg bei breitbandiger Anregung ausgeschlossen.

5.3.2 Abhängigkeit des Regelungserfolges von der Anzahl der Filterkoeffizienten

Theoretische Betrachtungen

Aufgrund ausreichender Güte des Plant-Modelling wurde eine unzureichende Anzahl der zur Identifikation der primären Übertragungstrecken benötigten Filterkoeffizienten der Controller als Ursache für den unzureichenden Regelungserfolg vermutet.

Die Abhängigkeit des Regelungserfolges von der Anzahl der im jeweiligen Controller aktualisierten Filterkoeffizienten lässt sich für eine bestimmte Anordnung von Fehlermikrophonen und Gegenschalllautsprechern analysieren, wenn Gleichung (2-16) im Zeitbereich ausgewertet wird.

Unter Vernachlässigung des zweiten, zur Gewichtung des Stellaufwandes benötigten, Summanden reduziert sich (2-16) zu:

$$NR_J(f) = 10 \log_{10} \left(\frac{J_{opt}}{J_{ini}} \right) \text{ mit} \quad (2-19)$$

$$J_{opt} := \mathbf{h}_c^T \mathbf{h}_c \quad \text{wobei } \mathbf{h}_c := \mathbf{p} + \mathbf{S}\mathbf{w}$$

$$J_{ini} := \mathbf{h}_{uc}^T \mathbf{h}_{uc} \quad \text{wobei } \mathbf{h}_{uc} := \mathbf{p},$$

Die in (2-19) auftretenden Variablen bezeichnen die zeitdiskrete Darstellung der in der (Mx1)-Spaltenmatrix \mathbf{p} gespeicherten Impulsantwort einer Primärstrecke (hier vom Ausgang des Signalgenerators zum Fehlermikrophon), die in der (MxL)-Matrix \mathbf{S} gespeicherten zeitdiskreten Darstellung der Impulsantwort einer Sekundärstrecke und den in der (Lx1)-Spaltenmatrix \mathbf{w} gespeicherten Impulsantwort des optimalen Controllers. M steht hierbei für die Anzahl der in einer zeitdiskreten Messung ermittelten Stützstellen der Impulsantworten und L für die verwendete Filterlänge.

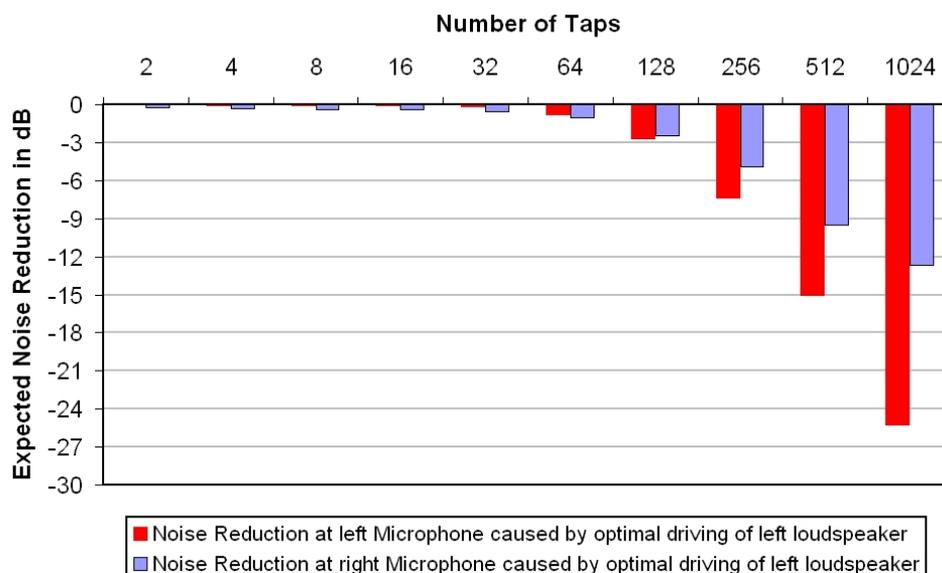


Abb. 5-36: Zu erwartende Reduktion des Fehlersignals in Abhängigkeit der Filterlänge

In (2-19) wurde die Autokorrelationsmatrix des Referenzsignals $\mathbf{R} := \mathbf{x}^T \mathbf{x}$ durch die Einheitsmatrix angenähert $\mathbf{R} \approx \mathbf{I}$, was zulässig ist, da das LMS-Verfahren ebenfalls auf dieser Approximation beruht, siehe [Mos00], Seite 214.

In der vorliegenden Studie wurden die Impulsantworten mit einer Abtastfrequenz von 4096Hz bestimmt. Daraus resultiert eine Anzahl von 2048 Stützstellen für die Impulsantworten der Primär- und Sekundärstrecken im Bereich $t > 0$.

Im Folgenden wurde auf Basis von (2-19) für den einkanaligen Fall untersucht, welche Filterlänge L für einen Controller w benötigt wird, um eine zufrieden stellende Reduktion des Fehlersignals erwarten zu können. Die nach (2-19) am linken (rot) und rechten (blau) Fehlermikrofon mit Hilfe eines optimal betriebenen linken Sekundärlautsprechers zu erwartende Reduktion des Fehlersignals im Frequenzband $80\text{Hz} < f < 480\text{Hz}$ ist in Abb. 5-36 dargestellt. Diese verdeutlicht einerseits, dass die im Versuch bei der Verwendung von 256 Taps erreichten Pegelreduktionen, siehe Abschnitt 5.2.1, den theoretischen Erwartungen entsprechen. Andererseits verdeutlicht Abb. 5-36, dass der zu erwartende Regelungserfolg mit der Filterlänge zunimmt. Dies begründet sich in der Tatsache, dass der Controller mit zunehmender Filterlänge immer besser in der Lage ist, die einzelnen Filterkoeffizienten den Stützstellen der Impulsantworten anzupassen und so die primäre Übertragungstrecke zu identifizieren, siehe auch [Mos00].

Die Verwendung von 2048 Filterkoeffizienten ermöglicht im vorliegenden Fall die vollständige Identifikation der Primärstrecke. Nach (2-19) kann so eine Reduktion von -321dB abgeschätzt werden, da im Unterschied zu (2-14) unkorrelierte Signanteile vernachlässigt wurden. Die im Abschnitt 5.1.1 angegebenen Obergrenzen von -17dB (linkes Mikrofon) -18dB (rechtes Mikrofon) werden somit (theoretisch) übertroffen.

Experimentelle Untersuchungen

Aufgrund der theoretischen Vorüberlegungen wurde der Regelungserfolg in Abhängigkeit der für jeden Controller zur Verfügung stehenden Filterlängen experimentell analysiert. Um Einflüsse des Plant-Modellings auszuschließen, wurde die Anzahl der pro Sekundärstrecke verwendeten Filterkoeffizienten zunächst auf 512 erhöht. Weiterhin wurde für alle nachfolgend beschriebenen Untersuchungen das „fast exact FxLMS“-Verfahren nach [Dou97] auf einem leistungsfähigeren dSpace-Processor (Typ: DS1005, Taktung 1GHz) implementiert. Die verwendeten Regler-Parameter sind in A.4 angegeben.

Die bei Verwendung eines 1x2x2 ANC-Systems mit Kreuzübertragungstrecken und externer Referenz im Experiment erreichten Regelungserfolge sind in Abb. 5-37 dargestellt. Die Ergebnisse verdeutlichen, dass bei Verwendung einer ausreichenden Filterlänge für beide Controller die in Abschnitt 5.1 für das Frequenzband $80\text{Hz} < f < 480\text{Hz}$ ermittelten Obergrenzen durchaus erreicht werden können. Dass am linken Fehlermikrofon nicht die für 1024 Taps nach Abb. 5-36 zu erwartende Pegelreduktion erreicht werden konnte, begründet sich, wie folgt:

1. Die in Abb. 5-36 dargestellten Werte gelten nur für ein 1x1x1-System.
2. Im Experiment enthalten die Fehlersignale auch Anteile, die unkorreliert zum Referenzsignal sind, was die nach (2-14) abgeschätzten Obergrenzen bedingt.

Das die theoretischen Obergrenzen nach (2-14) in dieser Versuchsreihe nicht vollständig erreicht wurden begründet sich in den beim Einfügen eines ANC-Systems zusätzlichen Zeit-Verlusten für die AD- bzw. DA-Wandlung der Signale und der Verwendung eines numerischen Adaptionsverfahrens.

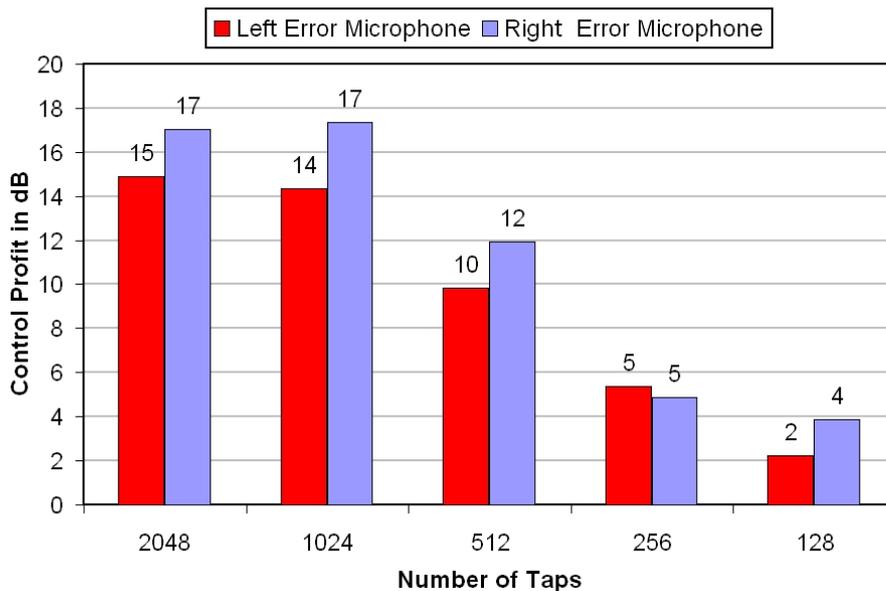


Abb. 5-37: Experimentell bestimmte Pegelreduktion in Abhängigkeit von der Filterlänge des Controllers am linken (rot) und rechten (blau) Fehlermikrofon

Die in Abb. 5-37 dargestellten Ergebnisse zeigen auch, dass es nicht notwendig war, die Anzahl der Filterkoeffizienten auf 2048 zu erhöhen, da die im Experiment für die verwendete Anordnung von Referenzmikrofon und Fehlermikrofonen zu erzielende Grenzen bereits mit 1024 Taps erreicht wurden.

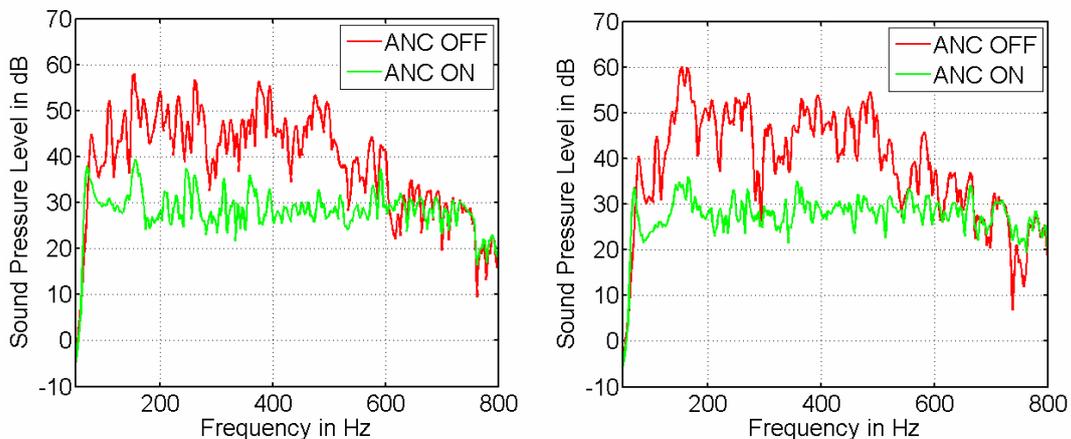


Abb. 5-38: Powerspektrum am linken (links) und rechten (rechts) Fehlermikrofon

Ergänzend zu den oben beschriebenen Versuchen, wurde das ANC-System auch mit 1024 Taps pro Controller und 256 Taps pro Sekundärstrecke getestet, da, wie in Abschnitt 5.3.1 ausgeführt wurde, eine Anzahl von 256 Filterkoeffizienten ausreicht, um eine Sekundärstrecke mit ausreichender Güte zu modellieren. In diesem Versuch konnten im Frequenzband $80\text{Hz} < f < 480\text{Hz}$ nach mehrminütiger Einlaufzeit und manueller Verkleinerung der Schrittweite folgende Pegelreduktionen vermessen werden:

1. Linkes Fehlermikrofon: -16,4dB
2. Rechtes Fehlermikrofon: -18,6dB.

Die zugehörigen Powerspektren sind in Abb. 5-38 dargestellt und verdeutlichen, dass das Fehlersignal in weiten Frequenzbereich nahezu auf das Hintergrundrauschen abgesenkt wird.

Das leichte Übertreffen der für das Rechte Fehlermikrophon in Abschnitt 5.1 vorhergesagten Obergrenze um 1,5dB kann wie folgt erklärt werden:

1. Für die Abschätzung des Regelungserfolges nach (2-13) wurden nur die tatsächlich im Frequenzband $80\text{Hz} < f < 480\text{Hz}$ liegenden Werte entsprechend Abb. 5-1 (rechts) verwendet. Die endlich große Flankensteilheit der im Versuch verwendeten Anti-Aliasing- und Rekonstruktionsfilter sorgt jedoch dafür, dass der Controller auch noch auf diejenigen spektralen Anteile wirkte, deren Frequenzen sich in unmittelbarer unterer/oberer Nähe der unteren/oberen Grenzfrequenz des Durchlassbereiches befanden.
2. Der Regelungserfolg wurde während der Messung, wie in Abschnitt 5.2.1, für den im Frequenzbereich $0\text{Hz} < f < 1,6\text{kHz}$ mit dem FFT-Analysator ermittelten Summenpegel berechnet.

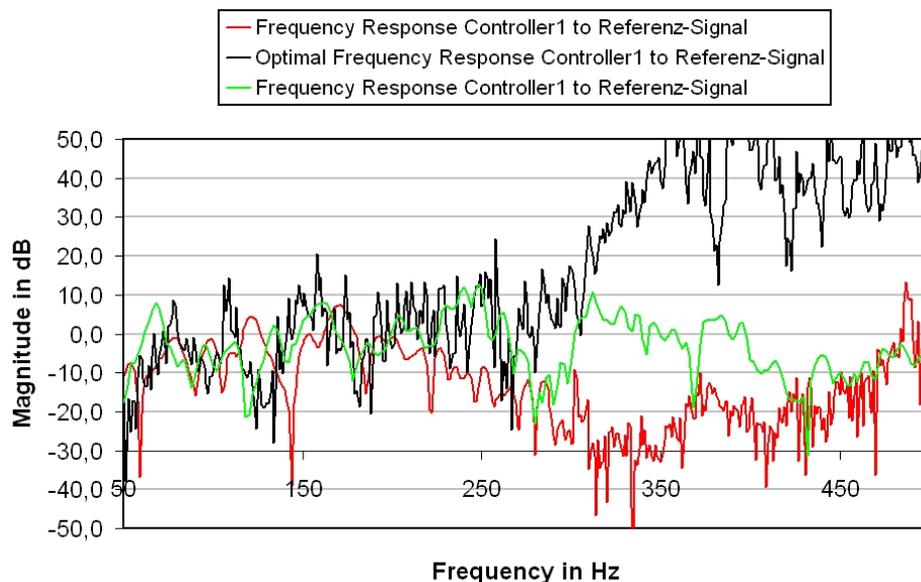


Abb. 5-39: Optimale Amplitudenfrequenzgänge für den Ausgang des ersten Controllers bezüglich des Referenzsignals: Theoretisch optimal (schwarz), Optimal für 256 Controller-Taps (rot) und Optimal für 1024 Controller-Taps (grün)

Die Auswirkungen der Regelung mit erweiterten Filterlängen ist in Abb. 5-39 dargestellt. Diese verdeutlicht, dass ein Controller mit 1024 Taps (grüne Kurve) wesentlich besser in der Lage ist, dem Verlauf der theoretisch optimalen (schwarzen) Kurve zu folgen. Während ein Controller, dessen Filterlänge auf 256 Taps begrenzt ist (rote Kurve), lediglich für Frequenzen zwischen 50Hz und 200Hz in der Lage ist, sich dem theoretisch optimalen Übertragungsverhalten anzunähern, kann ein Controller mit 1024 Taps diese Zielstellung auch noch für Frequenzen bis 275Hz erreichen.

Die Vorteile einer auf 1024 Taps erweiterten Filterlänge kommen insbesondere im Frequenzbereich $300\text{Hz} < f < 400\text{Hz}$ zum Tragen, da es mit dieser Filterlänge, im Unterschied zu einem auf 256 Taps begrenzten Controller, noch möglich ist, den für eine Reduktion des Störschalls auch in diesem Frequenzbereich benötigten Stellaufwand am Controllerausgang zur Verfügung zu stellen, auch wenn sich die optimalen Frequenzgänge nicht mehr realisieren lassen.

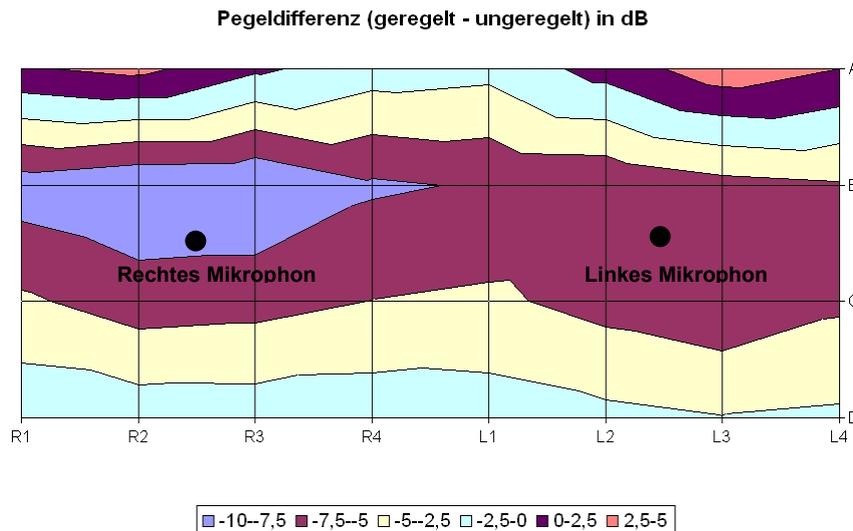


Abb. 5-40: Kartierung des Regelungserfolges in Kopfhöhe für 1024 Controller-Taps

Abschließend wurde für die Regelung mit einem vollständig gekoppelten 1x2x2 ANC-System (1024 Taps pro Controller, 256 Taps pro Sekundärstrecke) mit externer Referenz die sich über dem Kopfkissen ausbreitende Ruhezone auf Ohrhöhe (8cm über dem Kopfkissen) mit Hilfe eines Mikrophon-Arrays vermessen. Dieses bestand aus 16, der in Abschnitt 2.2.3 beschriebenen 1/4"-Messmikrofonen, die in einem quadratischem Raster mit einem Sensorabstand von 10cm angeordnet waren.

Die Ergebnisse der Kartierung sind in Abb. 5-40 dargestellt, wobei zwischen den einzelnen Messpunkten linear interpoliert wurde. Die an den Fehlermikrofonen selbst vermessenen Schalldrücke gehen in diese Interpolation nicht ein. Abb. 5-40 verdeutlicht, dass sich die Ruhezone insbesondere in horizontaler Richtung (Bereiche B-R1-L4 und C-R1-L4) über das Kopfkissen ausbreitet. Die größten Reduktionen werden am rechten Fehlermikrofon erreicht. Der Einfluss der Gegenschallautsprecher ist durch leichte Überhöhungen in deren Nahfeld entlang der oberen Bildkante zu erkennen.

5.3.3 Einfluss der Sensorik

Zum Abschluss der Untersuchungen bei erweiterten Filterlängen wurde der Einfluss der Sensorik auf den erreichbaren Regelungserfolg betrachtet. Hierfür wurden jeweils zwei der folgenden Mikrophone als Fehlersensoren verwendet:

1. Referenz-Messmikrofon Typ: Ono-Sokki MI-1233 (mit Vorverstärker 3110)
2. Hochwertiges Studiomikrofon Typ: Sennheiser MKH 800 (Richtcharakteristik: Breite Niere zum Boden)
3. Grenzflächen-Mikrofon Typ: Img Stage Line ECM-302B (Ø120mm)
4. Grenzflächen-Mikrofon Typ: Img Stage Line ECM-300B (Ø43mm)
5. Elektret-Krawatten-Mikrofon Typ: Img Stage Line ECM-501L/SK
6. Universal-Elektret-Mikrofon Typ: Img Stage Line ECM-40.

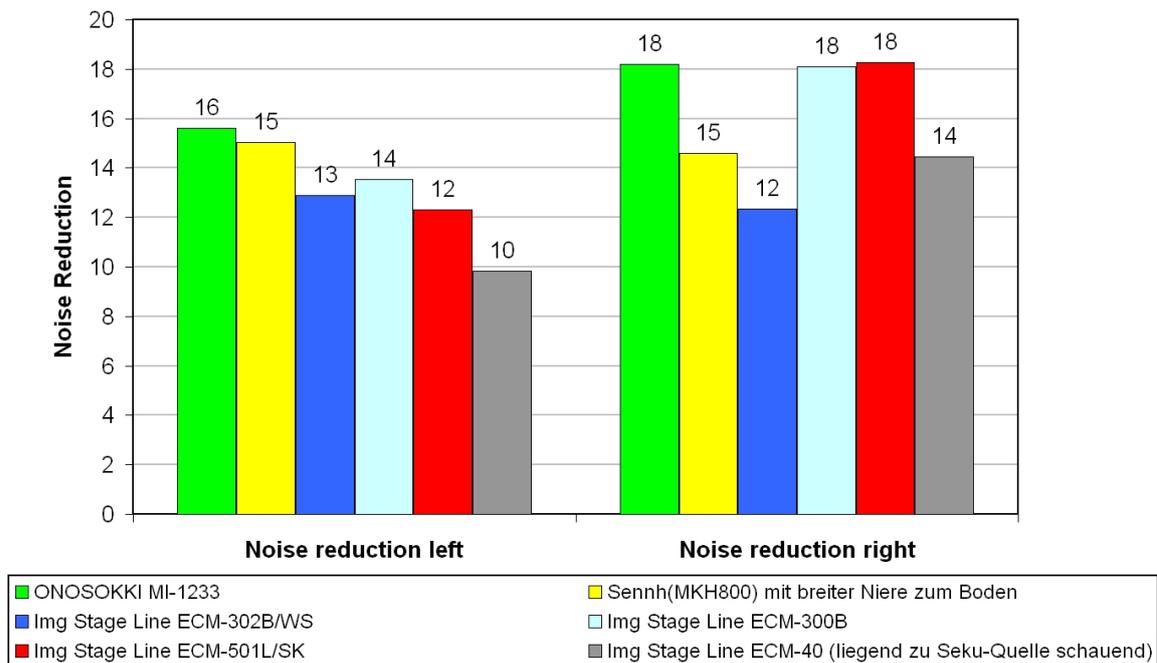


Abb. 5-41: Regelungserfolg am linken und rechten Mikrofon in Abhängigkeit der Sensorik

Die zugehörigen Ergebnisse sind in Abb. 5-41 dargestellt. Diese verdeutlicht anhand der Referenz-Messmikrophone Ono-Sokki MI-1233 einerseits die Reproduzierbarkeit der Versuchsergebnisse. Andererseits bestätigt diese Versuchsreihe, dass es mit dem Grenzflächen-Mikrofon Img Stage Line ECM-300B und dem Elektret-Krawatten-Mikrofon Img Stage Line ECM-501L/SK preiswerte aber leistungsfähige Alternativen (beide Typen sind am Markt unterhalb von 40€ verfügbar) zur hochwertigen Mess- und Studioteknik gibt. Dies ist insbesondere im Hinblick auf eine Produktumsetzung wichtig.

6 Ökologische, technologische und ökonomische Bewertung

Die ökologische und ökonomische Bilanzierung in Abgrenzung zum Stand der Technik wird in [Som08] vorgenommen.

7 Maßnahmen zur Verbreitung der Vorhabensergebnisse

Die im Projekt gewonnenen Erkenntnisse wurden der Öffentlichkeit durch Publikationen in wissenschaftlichen und populärwissenschaftlichen Schriften sowie der Tagespresse, durch wissenschaftliche Vorträge und Radio-Interviews zugänglich gemacht.

1. Erwähnungen in der Tagespresse:

- N. N.: „Dank Lärm endlich Ruhe im Schlafzimmer“, Presseinformation der DBU, 2006
- Czycholl, H.: „Mit Schall gegen den Krach“, Die WELT, 16.6.2006

- Hirnich, M, Schrein, M., Wisniewski, L, Dummer, B.: „Das ist die perfekte Welle“, FAS, 24. JUNI 2007

2. Radiointerviews/Podcasts:

- Dr. Kletschkowski auf NDR-Info, 12.12.2006
- Dipl.-Ing. Simanowski auf RadioEINS, 18.4.2007
- Dipl.-Ing. Simanowski auf Leonard - Wissenschaft und mehr: WDR 5, 7.5.2007
- Dr.-Ing. Lefevrè und Dipl.-Ing. Simanowski: „Gegenschallsysteme“, brunell.de, 5.11.2007

3. Veröffentlichungen in populärwissenschaftlichen Zeitschriften:

- Honsel, G.: „Verkehrsberuhigte Kopfkissen“, Technology Review, März 2007

4. Veröffentlichungen in wissenschaftlichen Schriften:

- Kletschkowski, T.; Sachau, D.; Böhme, S.: Erholsamer Schlaf dank aktiven Gegenschalls¹. Tagungsband Mechatronik 2007 – Innovative Produktentwicklung, Wiesloch bei Heidelberg, Mai 23 - 24, VDI-Berichte Nr. 1971, 2007
- Kletschkowski, T.; Sachau, D.: Aktive Lärminderung in Schlafräumen mit realen und virtuellen Fehlersensoren¹. Tagungsband DAGA '07 - 33. Deutsche Jahrestagung für Akustik, Stuttgart, März 19 - 22, 2007
- Kletschkowski, T.; Sachau, D.: Lokale aktive Lärminderung in Schlafräumen. Lärmbekämpfung - Zeitschrift für Akustik, Schallschutz und Schwingungstechnik 2 (5), 174 - 177, 2007
- Sachau, D.; Kletschkowski, T.: Active Noise Control Applied To Daybeds¹. Proc. of 8th Conference on Active Noise and Vibration Control Methods, Krakow-Krasiczyn, June 11-14, Poland, 2007
- Sachau, D.; Kletschkowski, T.; Kochan, K.: Active Noise Reduction in Bedrooms¹. Proc. of IMAC XXVI A Conference and Exposition on Structural Dynamics, Orlando, Florida, USA, February 4-7, 2008
- Simanowski, K.; Kletschkowski, T.; Sachau, D.: Räumliche Schalldruckverteilung bei lokaler aktiver Lärminderung in Schlafräumen¹. Tagungsband DAGA '08 - 34. erscheint im Tagungsband der 34. Deutschen Jahrestagung für Akustik, Dresden, März 10 - 13, 2008
- Kletschkowski, T.; Sachau, D.: Design Methodology for Active Noise Control Systems¹. Erscheint im Tagungsband der Movic '08 - The 9th Int. Conf. on Motion and Vibration Control, München, Sept. 15 - 18, 2008

¹ Der Beitrag wurde zusätzlich als Wissenschaftlicher Vortrag auf der zugehörigen Tagung präsentiert.

5. Ausstellungen:



Abb. 7-1: Exponat (links) und Diskussion mit Besuchern auf der Woche der Umwelt (rechts)

Gesondert hervorzuheben ist die Ausstellung des Demonstrator-Modells auf der Woche der Umwelt 2007, die am Amtssitz des Bundespräsidenten stattfand. Abb. 7-1 (links) zeigt den Ausstellungsstand mit Demonstrator. In Abb. 7-1 (rechts) ist die Diskussion mit Besuchern, hier einer Gruppe Frankfurter Schüler zu sehen. Für die Ausstellung wurden mit Unterstützung der DBU Poster und Flyer angefertigt:

- Rümmele, S.: Aktive Lärminderung. Flyer zur Ausstellung auf der Woche der Umwelt, Deutsche Bundesstiftung Umwelt, 2007.

8 Fazit

In dem von der Deutschen Bundesstiftung Umwelt geförderten Projekt zur „Aktiven Lärminderung in Wohn- und Schlafräumen“ wurde ein lokal wirksames Gegenschallsystem erfolgreich getestet. Unter Laborbedingungen wurden erfolgreich verbesserte virtuelle Mikrophone erprobt. Versuche mit realen Fehlersensoren fanden unter realitätsnahen Bedingungen in einem Transmissionsprüfstand statt. Dieser bestand aus einem reflektionsarmen Raum, zur Nachstellung der Umwelt und einem Hallraum, mit dessen Hilfe die Situation in einem Schlafräum nachgestellt wurde.

Störschall verschiedener Signalformen drang über ein in die Transmissionsöffnung eingesetztes Fenster in das nachempfundene Schlafzimmer ein. In diesem stand ein handelsübliches Bett mit zwei am Kopfende montierten Gegenschalllautsprechern und zwei Fehlermikrofonen im Kopfkissen.

Die Signalverarbeitung erfolgte auf PowerPC-Systemen der Firma dSPCE mit Hilfe des fast exact power normalized leaky FxLMS-Verfahrens. Als Referenzsignalgeber diente ein im reflektionsarmen Raum positioniertes Mikrofon. Der Regelungserfolg wurde an den Fehlermikrofonen im Kopfkissen und mittels eines Mikrofon-Arrays vermessen. Letzteres wurde über einen, für dieses Projekt in den Hallraum eingebrachten und selbst konstruierten Roboter vermessen.

Der Regelungserfolg wurde vom Pegel des einwirkenden Störschalls in Abhängigkeit der Fensterstellungen: (1) zu, (2) gekippt, (3) geöffnet und des Hintergrundgeräusches beeinflusst. Monofrequenter Störschall konnte fast immer bis auf das Niveau des Hintergrundrauschens reduziert werden. Der Regelungserfolg bei breitbandigem Störschall hing von der Filterlänge der Controller ab. Für ein vollständig gekoppeltes 1x2x2 ANC-System mit externer Referenz konnten im Frequenzband $80 < f < 480 \text{ Hz}$ signifikante Lärmreduktionen von bis zu -18dB im Summenpegel erreicht werden, wenn 1024 Filterkoeffizienten pro Controller verwendet wurden. Dieser maximale Regelungserfolg entsprach der im gewählten Aufbau und im betrachteten Frequenzbereich zu erzielenden Obergrenze.

Mit Hilfe des Roboters und eines Mikrofonfeldes wurden Schallpegel im ungeregelten und geregelten Zustand auf mehreren Ebenen kartiert. Die lokale Lärminderungsmaßnahme hat nur geringen Einfluss auf das Schallfeld im restlichen Raum. Die Ergebnisse der Kartierungen belegen, dass die sich um die Fehlermikrofone herum ausbildende Ruhezone größer wird, je tiefer die Frequenz des Störschalls ist.

Eine abschließende Versuchsreihe zum Einfluss der Sensorik auf den Regelungserfolg dokumentiert, dass sich die mit qualitativ hochwertiger Messtechnik erreichten Regelungserfolge auch beim Einsatz geeigneter und handelsüblicher Audiokomponenten erzielen lassen.

Die Bewilligungsaufgaben wurden in der Projektarbeit wie folgt berücksichtigt:

1. Vornahme einer ökologischen und ökonomischen Bilanzierung des Verfahrens in Abgrenzung zum Stand der Technik, siehe [Som08]

Sommer schreibt: „Lärm ist schädlich! Die negativen Auswirkungen der auch im Alltag immer weiter zunehmenden Lärmbelastungen sind vielfach dokumentiert, die Folgekosten für die Gesellschaft sind erheblich, Tendenz steigend. Maßnahmen zur Lärminderung sind daher positiv zu bewerten und die Förderung der Erforschung

neuer Konzepte und Verfahren in diesem Bereich stellt eine sinnvolle und wichtige Zukunftsinvestition dar. ... Das experimentelle ANR-System der Professur für Mechatronik an der HSU stellt in diesem Kontext einen weiteren guten Ansatz zur Verringerung der Lärmbelastung dar. Mit der Erzeugung einer lokalen Ruhezone im Kopfbereich einer liegenden Person ist es speziell für ein besonders wichtiges Anwendungsfeld konzipiert, die Lärminderung in Ruhe- und Schlafbereichen. Für diese Aufgabe bietet es einige systematische Vorteile gegenüber anderen Maßnahmen: Es ermöglicht trotz Lärmbelastung bei offenem Fenster zu schlafen, es kommt ohne personengebundene Mittel aus und ist besonders im niederfrequenten Bereich wirksam, wo die Leistungsfähigkeit anderer Maßnahmen bereits nachlässt.“

2. Analyse der ANC-Anlage bei veränderter Schlafposition und bei Betrieb einer zweiten ANC-Anlage

Die Schlafposition einer auf dem Kopfkissen liegenden Person wurde mit einem Kunstkopf simuliert. Der Einfluss dieser Störung war nur gering. Der Einsatz eines zweiten Systems schränkt den Erfolg am ersten System praktisch nicht ein.

3. Verbreitung der Vorhabensergebnisse durch Beteiligung an Ausstellungen und durch wissenschaftliche Publikationen

Die im Projekt gewonnenen Erkenntnisse wurden der Öffentlichkeit durch Publikationen in wissenschaftlichen und populärwissenschaftlichen Schriften sowie der Tagespresse, durch wissenschaftliche Vorträge und Radio-Interviews zugänglich gemacht. hervorzuheben ist die Zulassung des Demonstrator-Modells zur Ausstellung auf der Woche der Umwelt 2007, die am Amtssitz des Bundespräsidenten stattfand.

Die im Abschlussbericht vorgelegten Ergebnisse belegen, dass sich die Lärmbelastungen in Wohn- und Schlafräumen im Kopfbereich einer Person durch den Einsatz eines aktiven Gegenschallsystems erheblich reduzieren lassen.

In den von den Antragsstellern beabsichtigten zukünftigen Arbeiten auf diesem Gebiet sind folgende technologische und systemtechnische Aufgaben zu lösen:

1. Entwicklung und Erprobung eines Konzeptes zur aktiven Lärminderung instationärer Signalformen

Hierfür sind die in [Zöl08] dargelegten Ansätze weiterzuverfolgen und in der bestehenden Testumgebung zu erproben.

2. Portierung der bestehenden Signalverarbeitung auf eine für den Consumer-Bereich taugliche Hardware (PowerPC oder DSP)

Da der Heimanwender keine hochwertige Hard- und Software für Laboruntersuchungen erwerben soll, sind die entwickelten Algorithmen auf geeignete Hardware zur digitalen Signalverarbeitung zu portieren. Hierbei ist nach den zum Projektende vorliegenden Erfahrungen darauf zu achten, dass diese in der Lage ist, große Filterlängen in Echtzeit verarbeiten zu können und nur geringe Latenzzeiten in der AD/DA-Wandlung verursacht.

3. Integration von Sensorik, Aktorik und Signalverarbeitung in ein kompaktes Modul, das einem existierenden Ruhebereich mechanisch hinzugefügt werden kann.

Die für den Betrieb des ANC-Systems benötigten Komponenten sind in ein geeignetes Modul zu integrieren, das dem Ruhebereich nur noch durch mechanische Montage hinzugefügt werden muss. Im Anschluss ist die Leistungsfähigkeit zu prüfen.

Literaturverzeichnis

- [Ano08] Anocsys AG: "anocsys - island of silence - Lärmberuhigung". <http://www.anocsys.com/cms/>, 08.01.2008
- [Blm02] N.N.: Gesetz zum Schutz vor schädlichen Umwelteinwirkungen durch Luftverunreinigungen, Geräusche, Erschütterungen und ähnliche Vorgänge (Bundes-Immissionsschutzgesetz – BImSchG) vom 26.09.2002.
- [Dou97] Douglas, S., C.: Fast exact filtered-X LMS and LMS algorithms for multichannel active noise control. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing, Munich, Germany, Vol. 1, pp. 399-402, 1997
- [DtAB05] N.N.: Herz-Kreislauf-Erkrankungen häufigste Todesursache in Deutschland. Deutsches Ärzteblatt, www.aerzteblatt.de/v4/news/news.asp?id=21908, 2005.
- [Eli92] Elliott, S., J., David, A.: A virtual microphone arrangement for local active sound control. First International Conference on Motion and Vibration Control, pp.1027–1031, 1992.
- [Gar97] Garcia-Bonito, J.; Elliott, S. J.; Boucher, C. C: Generation of zones of quiet using a virtual microphone arrangement. J. Acoust. Soc. Am. 101 (6), 3498-3516, 1997.
- [HSU05] Sachau, D., Sommer, J., Simanowski, K.: Erstuntersuchung zur aktiven Geräuschreduzierung in Schlafräumen. Abschlussbericht, Helmut-Schmidt-Universität/Universität der Bundeswehr Hamburg, 2005.
- [Kle07] Kletschkowski, T.; Sachau, D.: Lokale aktive Lärminderung in Schlafräumen. Lärmbekämpfung - Zeitschrift für Akustik, Schallschutz und Schwingungstechnik 2 (5), 174 - 177, 2007
- [Kle08] Kletschkowski, T.; Sachau, D.: Design Methodology for Active Noise Control Systems. Erscheint im Tagungsband der Movic '08 - The 9th Int. Conf. on Motion and Vibration Control, München, Sept. 15 - 18, 2008
- [Kuo96] Kou, M., S., Morgan, D., R.: Active noise control systems – Algorithms and DSP Implementations. John Wiley & Sons, Inc., Canada, 1996.
- [Mos00] Moschytz, G., Hofbauer, M.: Adaptive Filter. Springer, Berlin, 2000.
- [MCA78] N.N.: Code of Practice for Noise Levels in Ships. Maritime and Coastguard Agency, www.mcga.gov.uk, Großbritannien, 1978.
- [Nel92] Nelson, P., A.; Elliott, S., J.: Active Control of Sound. Academic Press, San Diego, 1992.
- [Pat06] N.N.: Matratze mit einem aktiven Gegenschallsystem. Deutsche Patentanmeldung (10 2006 011 932.0), 2006.
- [Pet05] Petersen, D.; Zander, A. C.; Cazzolato, B. S.; Hansen, C. H: Optimal virtual sensing for active noise control in a rigid-walled acoustic duct. J. Acoust. Soc. Am. 118 (5), 3086-3093, 2005.
- [Sach06] Sachau, D.: Aktive Lärminderung in Schlafräumen. Projektantrag, 2006.
- [Sach08] Sachau, D.; Kletschkowski, T.; Kochan, K.: Active Noise Reduction in Bedrooms. Proc. of IMAC XXVI A Conference and Exposition on Structural Dynamics, Orlando, Florida, USA, February 4-7, (2008)
- [Som08] Sommer, J.: Ökonomische und ökologische Bilanzierung eines experimentellen aktiven Systems zur Lärminderung in Schlafbereichen. Bericht zum Unterauftrag an das Ingenieurbüro Jochen Sommer, 2008.
- [Zöl08] Zölzer, U., P. Riebschläger und M. Holters.: DSP-Implementierung eines 1x2x2 ANC-Systems und Konzeptstudie für ANC bei instationären Signalen. Bericht zum Unterauftrag an Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil Udo Zölzer, 2008.

Anhang

A.1 FxLMS-Verfahren

Um den Schalldruck am Ort der Fehlermikrophone zu minimieren, wurde eine Variante des mehrkanaligen FxLMS-Algorithmus auf die Problemstellung angepasst. Abb. A–1 verdeutlicht den Signalfluss, wobei physikalische Übertragungstrecken mit weißer Farbe gekennzeichnet sind. Farben heben Bestandteile des digitalen Reglers hervor.

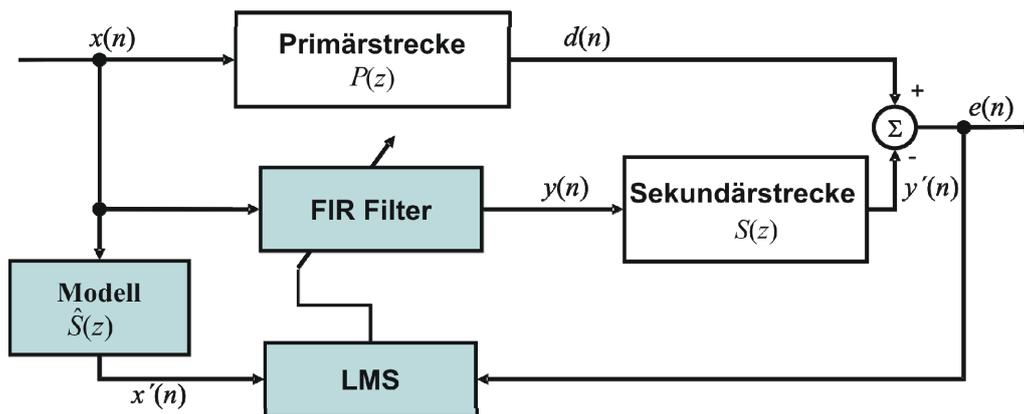


Abb. A–1: Blockschaltbild des FxLMS-Verfahrens [Kle07]

Die an den Fehlermikrofonen infolge primären Störschalls vermessenen Signale $d_1(n)$ und $d_2(n)$ sind in der 2×1 Matrix $\mathbf{d}(n)$ zusammengefasst. Sie resultieren aus der Übertragung des Referenzsignals $x(n)$ über zwei primäre Übertragungspfade $P_1(n)$ und $P_2(n)$, die in der 2×1 Matrix $\mathbf{P}(z)$ zusammengefasst sind. Die 2×1 Matrix $\mathbf{y}'(n)$ beschreibt die jeweiligen Sekundäranteile. Diese ergeben sich aus der Übertragung des vom adaptiven FIR-Filter (engl. Finite Impulse Response) mit Hilfe des LMS-Verfahrens optimierten Ausgleichsignals $\mathbf{y}(n)$ über vier sekundäre Pfade - zusammengefasst in der 2×2 Matrix $\mathbf{S}(z)$. Die Sekundärpfade repräsentieren das Übertragungsverhalten der sich an die Ausgänge der adaptiven Filter anschließenden elektrischen, mechanischen und akustischen Übertragungstrecken. Die Adaption der Filterkoeffizienten der FIR-Filter führt zur Minimierung des im n -ten Zeitschritt vermessenen Momentanwerts des quadrierten Fehlers $e^2(n)$ am Ort der Fehlermikrophone. Die Aktualisierung der Filterkoeffizienten erfolgt durch die Anwendung der Methode des steilsten Abstieges, siehe [3], wobei das Sekundärstreckenmodell $\hat{S}(z)$ auf das Referenzsignal $x(n)$ angewendet wird. Der Algorithmus lässt sich nach [Kuo96], wie folgt zusammenfassen:

1. Adaptive Filterung

$$\mathbf{y}_k(n) = \mathbf{w}_k^T(n) \mathbf{x}(n) \quad (\text{A-1})$$

2. Filterung des Referenzsignals

$$x'_{km}(n) = \sum_{i=0}^{L-1} s_{mk}(n) x(n-i) \quad (\text{A-2})$$

3. Aktualisierung der Filterkoeffizienten

$$\mathbf{w}_k(n+1) = \nu \mathbf{w}_k(n) + \mu \mathbf{x}'_{km}(n) e_m(n) \quad (\text{A-3})$$

In Gleichung (A-4) bezeichnet $x'_{km}(n)$ das mit der s_{mk} -ten Impulsantwort (Antwort am m -ten Mikrofon bei Anregung mit dem k -ten Lautsprecher) gefilterte Referenzsignal zum Zeitpunkt n .

Gleichung (A-3) ist die allgemeine Form des „single-reference/multiple-output“ FxLMS-Algorithmus, ergänzt um einen „Leakage“ Faktor ν . Dieser begrenzt die Leistung des Ausgangssignals. Dadurch kann eine Übersteuerung der Gegenschallquellen vermieden werden. Der Konvergenzfaktor μ kennzeichnet die Schrittweite des Adaptionprozesses. Weitere Details sind in [Kuo96] ausgeführt.

A.2 Frequenzbewertung

Das menschliche Hörempfinden ist frequenzabhängig, es ist bei unterschiedlichen Tonhöhen unterschiedlich empfindlich. Darüber hinaus ist das Hörempfinden nicht linear, also von der Lautstärke abhängig. Als vereinfachte Kompensation wurden Frequenzbewertungskurven definiert, welche in DIN 60651 näher beschrieben werden. In Abb. A-2 ist die üblicherweise verwendete A-Gewichtung dargestellt. Die Dämpfung in dB wurde über der Frequenz aufgetragen. Die Bezugsfrequenz für die Dämpfung ist 1 kHz, das heißt, die Pegel werden mit der bei 1 kHz empfundenen Lautstärke verglichen. Zum Beispiel beträgt die Dämpfung bei 100 Hz 20 dB. Ein Ton von 100 Hz und einem Schalldruckpegel von 70 dB wird so laut wie ein Ton von 1 kHz und 50 dB wahrgenommen.

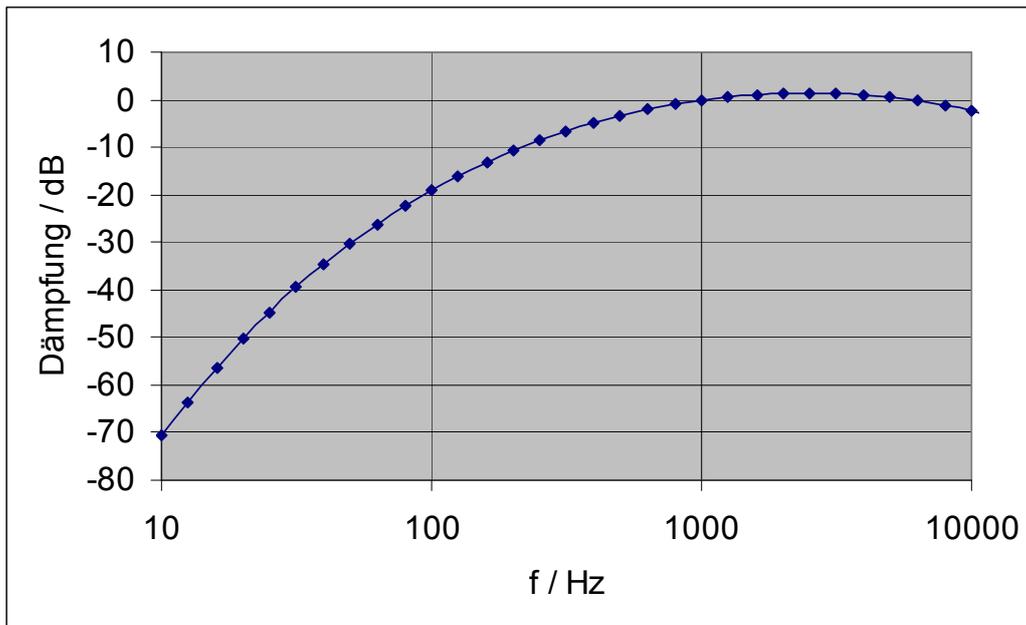


Abb. A-2: Frequenzbewertungskurve A nach DIN 60651

A.3 Kartierung bei tonaler und breitbandiger Anregung

Auch auf der Messebene 126 cm (Abb. A-33 bis Abb. A-38) sieht man für 100 Hz die charakteristische Schwingungsform und die globale Verschiebung bei aktiviertem Lärminderungssystem. Hier ist jedoch der lokale Einfluss des Systems im Bereich von Lautsprechern und Mikrofonen nicht mehr zu erkennen. Ähnlich verhält es sich auch auf der Ebene 176 cm (Abb. A-63 bis Abb. A-68).

Das unregelmäßige Schallfeld bei 200 Hz auf der Ebene 76 cm (Abb. A-9 bis Abb. A-14) lässt sich nicht anhand weniger Charakteristika beschreiben, aber es sind einige lokale Minima und Maxima erkennbar. Die Auswirkungen des Lärminderungssystems sind denen bei 100 Hz vergleichbar. Auf der untersten Messebene sieht man die Position der beiden Gegenschalllautsprecher und vor diesen den lärmreduzierten Bereich an den Fehlermikrofonen. In 126 cm, sowie in 176 cm Höhe wird es stellenweise um bis zu 6 dB lauter.

Mit größer werdender Frequenz steigt auch die Komplexität des Schallfeldes. Während mit 400 Hz wieder Ruhe zonen im Bereich des Kopfkissens entstehen, verändert sich das restliche Erscheinungsbild geringfügig, ohne eindeutige Aussagen zuzulassen.

Ähnlich den Messungen mit tonalem Störschall, sind auch bei den Kartierungen mit breitbandigem Störschall die lokalen und globalen Auswirkungen des Lärminderungssystems erkennbar. Das Schallfeld sieht insgesamt gleichmäßiger aus.

8.1.1

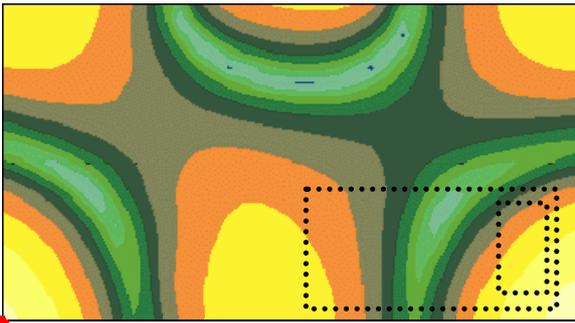


Abb. A-3: 76 cm, 100 Hz, kipp, unregelt

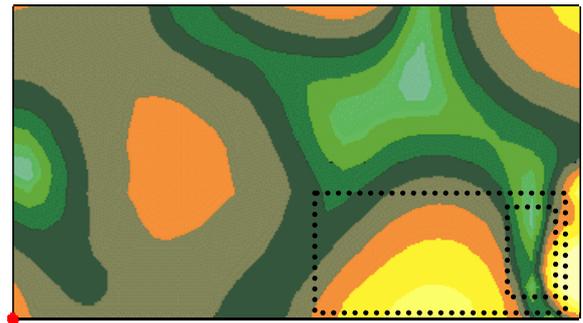


Abb. A-6: 76 cm, 100 Hz, kipp, geregelt

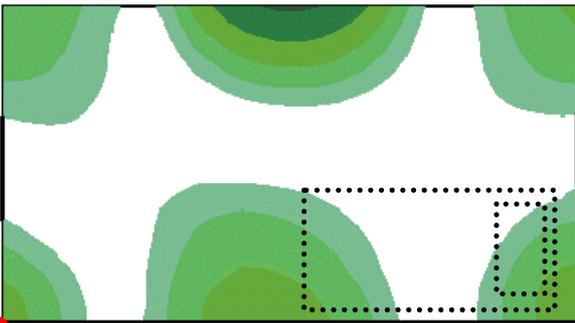


Abb. A-4: 76 cm, 100 Hz, zu, unregelt

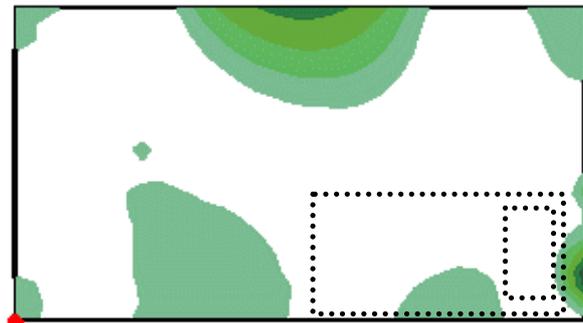


Abb. A-7: 76 cm, 100 Hz, zu, geregelt

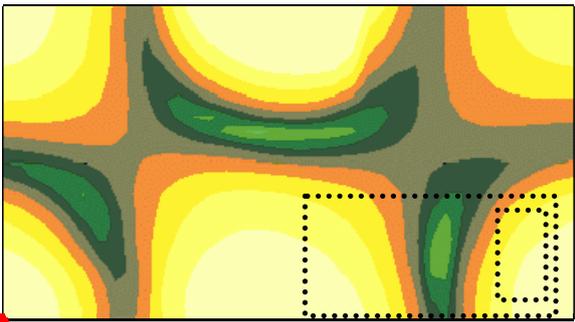


Abb. A-5: 76 cm, 100 Hz, auf, unregelt

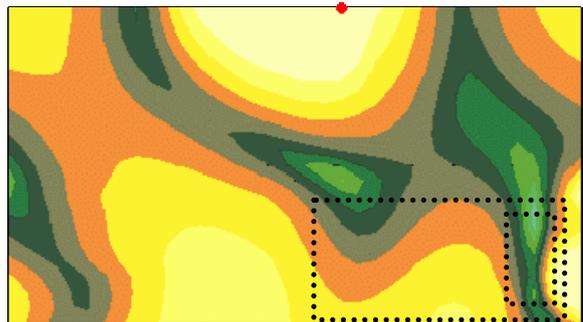


Abb. A-8: 76 cm, 100 Hz, auf, geregelt



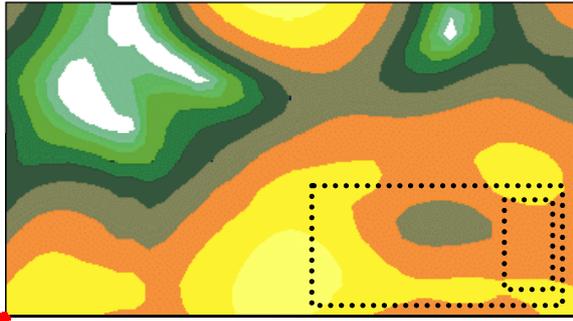


Abb. A-9: 76 cm, 200 Hz, kipp, ungergelt

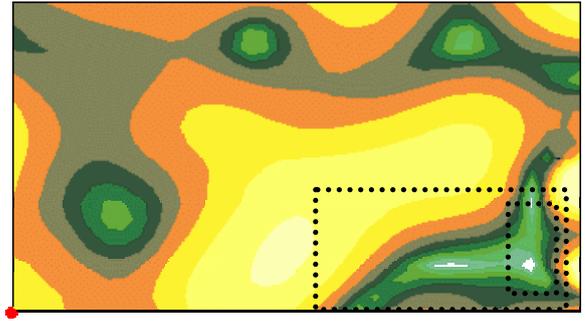


Abb. A-12: 76 cm, 200 Hz, kipp, geregelt

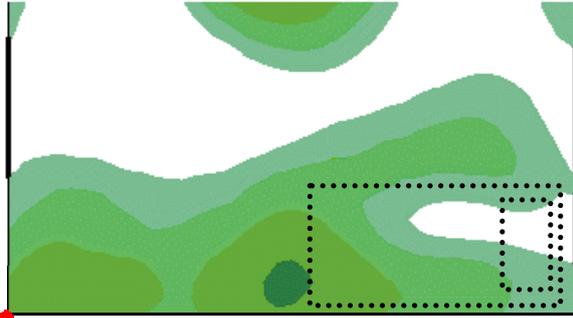


Abb. A-10: 76 cm, 200 Hz, zu, ungergelt

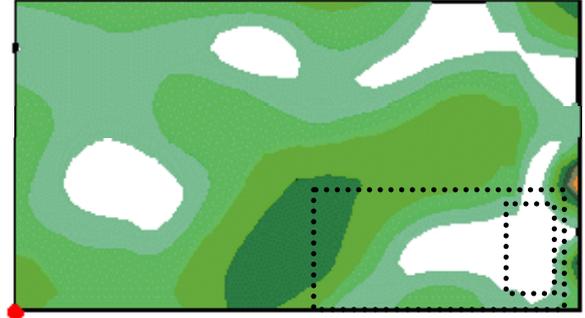


Abb. A-13: 76 cm, 200 Hz, zu, geregelt

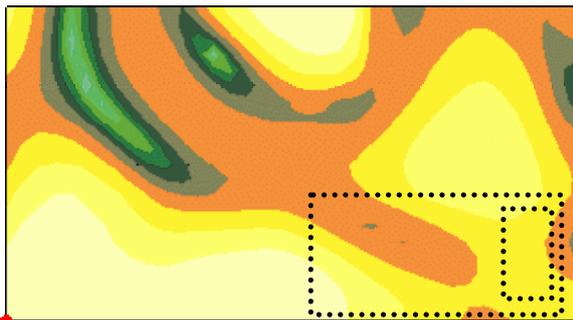


Abb. A-11: 76 cm, 200 Hz, auf, ungergelt

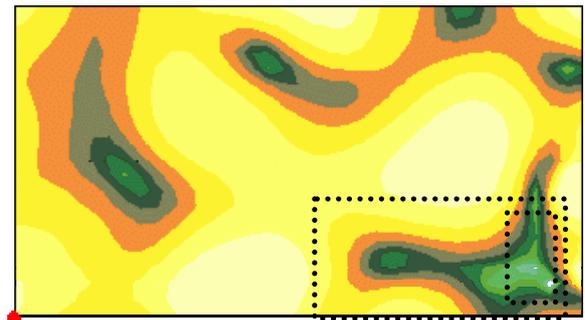
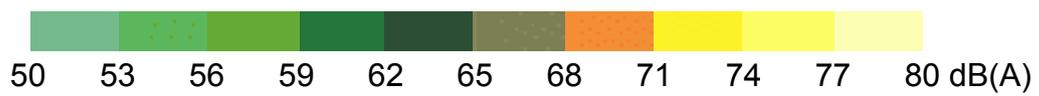


Abb. A-14: 76 cm, 200 Hz, auf, geregelt



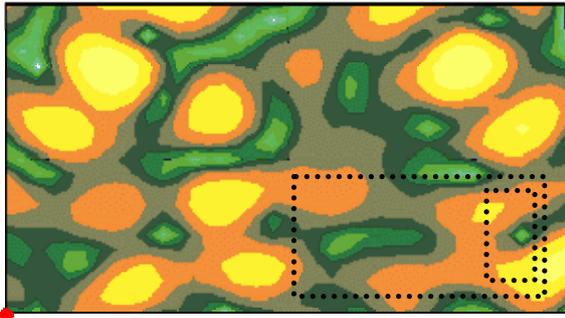


Abb. A-15: 76 cm, 400 Hz, kipp, unregelt

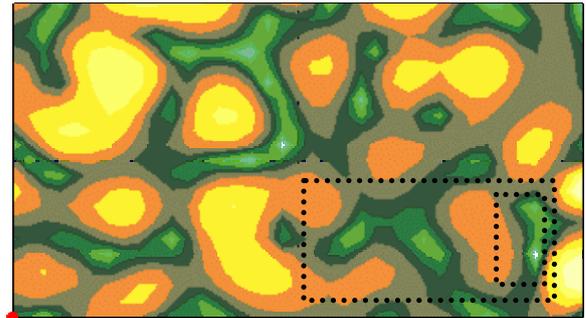


Abb. A-18: 76 cm, 400 Hz, kipp, geregelt

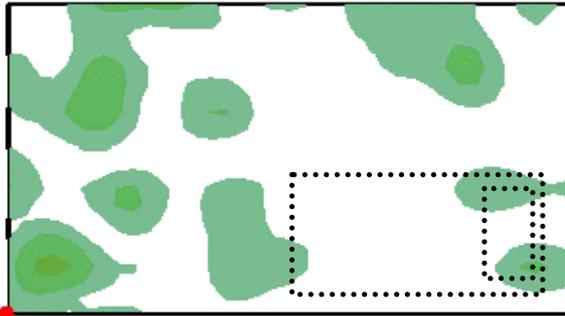


Abb. A-16: 76 cm, 400 Hz, zu, unregelt

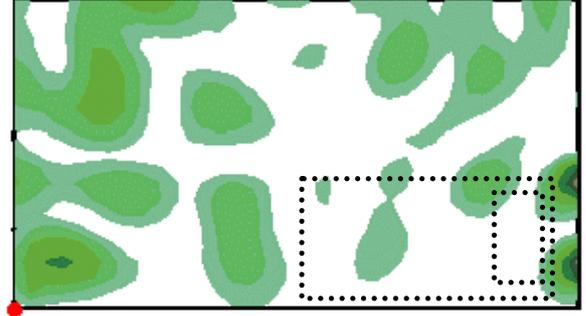


Abb. A-19: 76 cm, 400 Hz, zu, geregelt

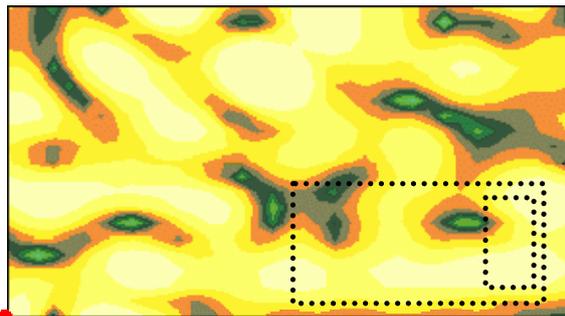


Abb. A-17: 76 cm, 400 Hz, auf, unregelt

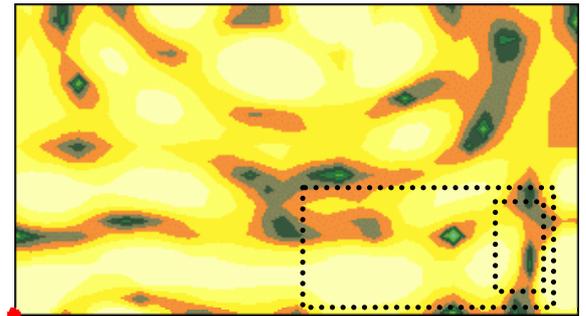
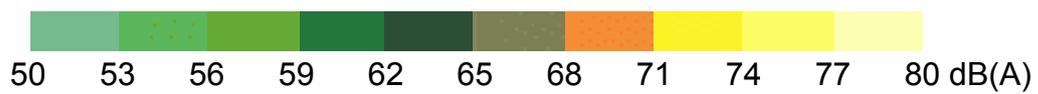


Abb. A-20: 76 cm, 400 Hz, auf, geregelt



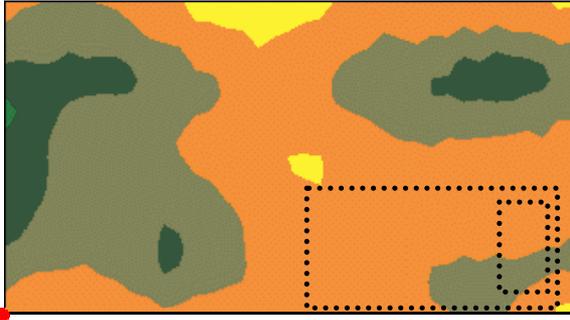


Abb. A-21: 76 cm, 80 – 280 Hz, kipp, unger.

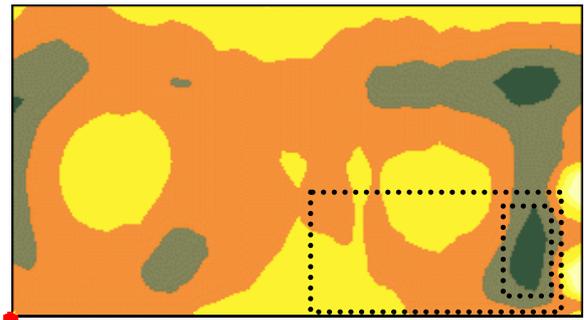


Abb. A-24: 76 cm, 80 – 280 Hz, kipp, ger.

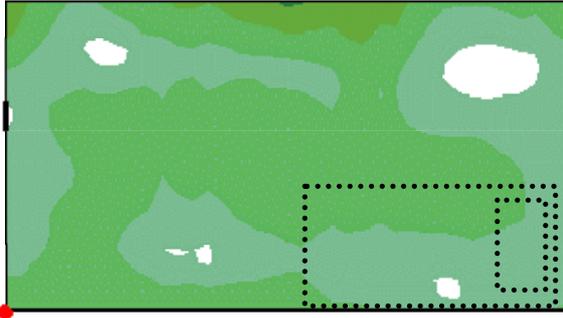


Abb. A-22: 76 cm, 80 – 280 Hz, zu, unger.

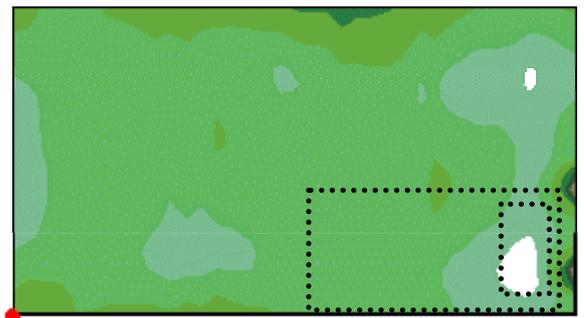


Abb. A-25: 76 cm, 80 – 280 Hz, zu, geregelt

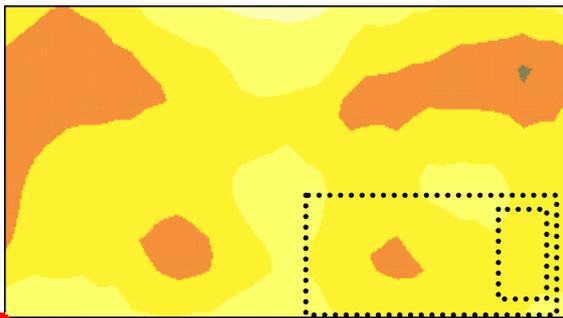


Abb. A-23: 76 cm, 80 – 280 Hz, auf, unger.

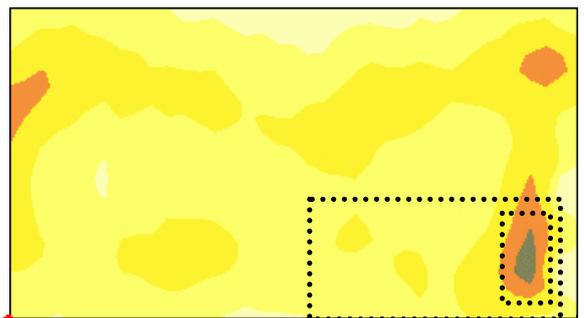
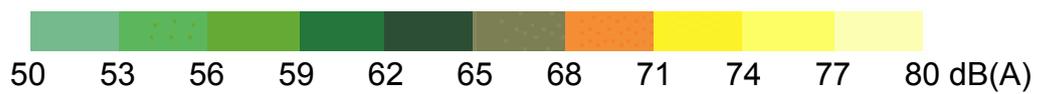


Abb. A-26: 76 cm, 80 – 280 Hz, auf, ger.



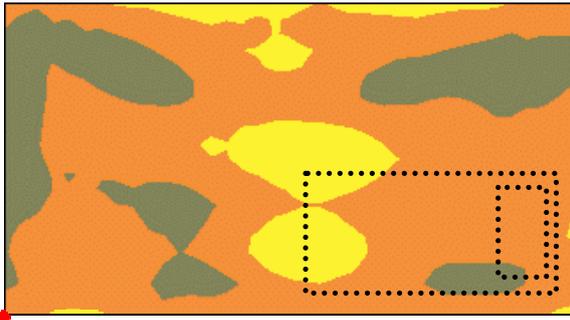


Abb. A-27: 76 cm, 80 – 480 Hz, kipp, unger.

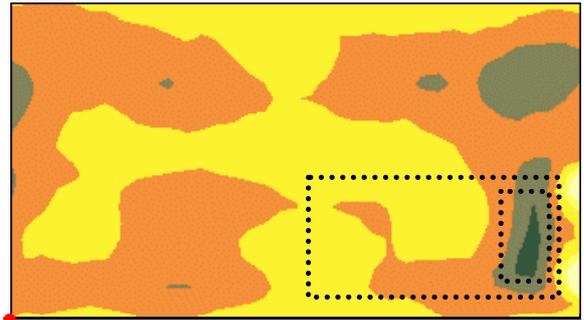


Abb. A-30: 76 cm, 80 – 480 Hz, kipp, ger.

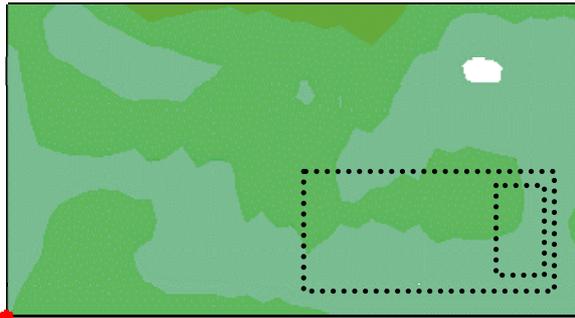


Abb. A-28: 76 cm, 80 – 480 Hz, zu, unger.

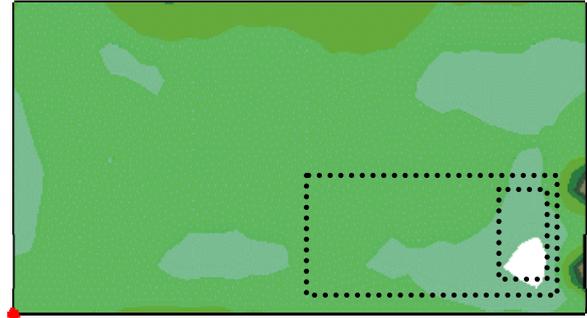


Abb. A-31: 76 cm, 80 – 480 Hz, zu, geregelt



Abb. A-29: 76 cm, 80 – 480 Hz, auf, unger.

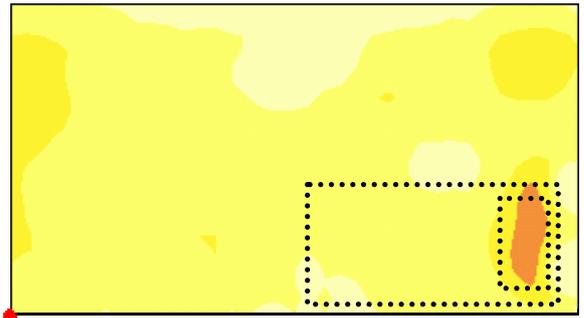
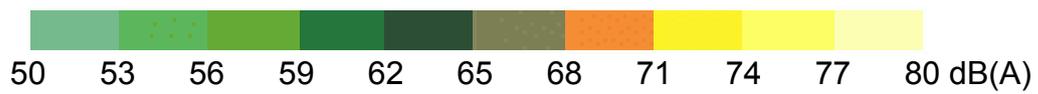


Abb. A-32: 76 cm, 80 – 480 Hz, auf, geregelt



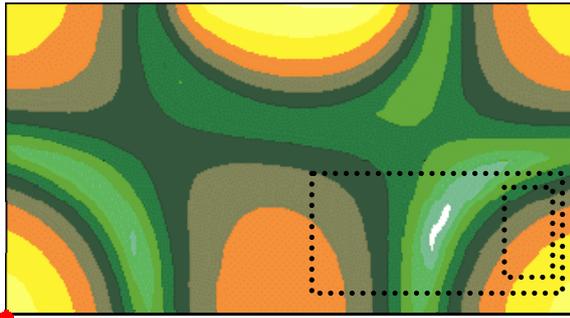


Abb. A-33: 126 cm, 100 Hz, kipp, unregelt

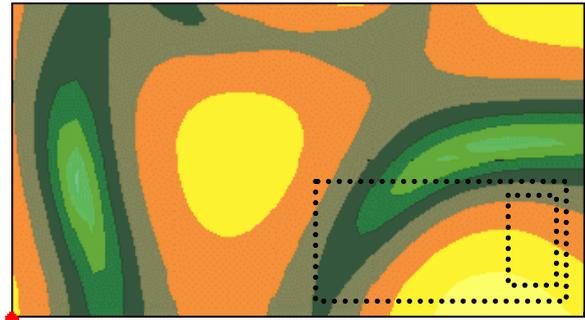


Abb. A-36: 126 cm, 100 Hz, kipp, geregelt

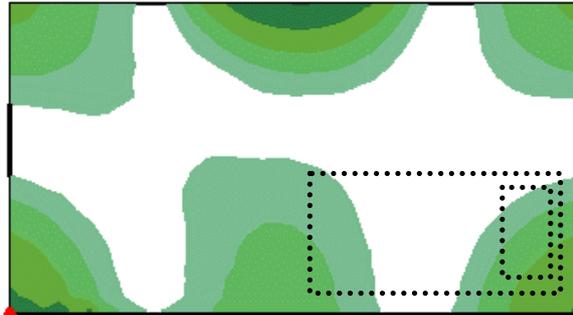


Abb. A-34: 126 cm, 100 Hz, zu, unregelt

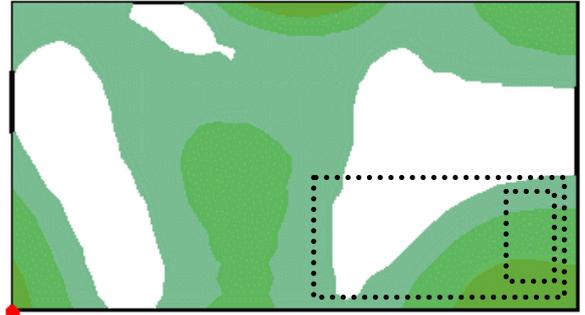


Abb. A-37: 126 cm, 100 Hz, zu, geregelt

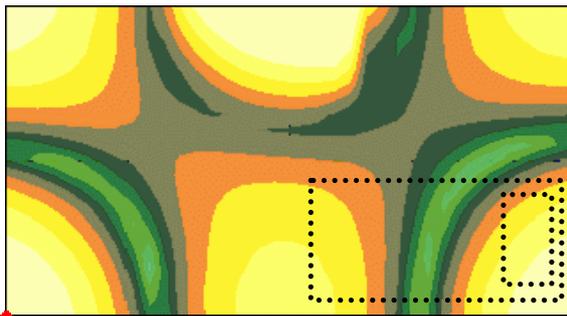


Abb. A-35: 126 cm, 100 Hz, auf, unregelt

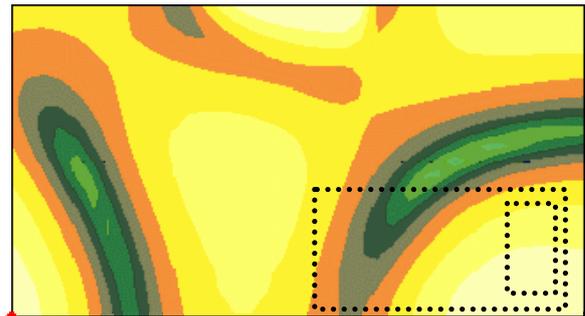
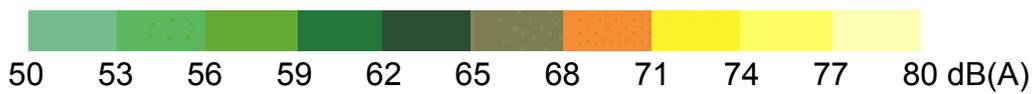


Abb. A-38: 126 cm, 100 Hz, auf, geregelt



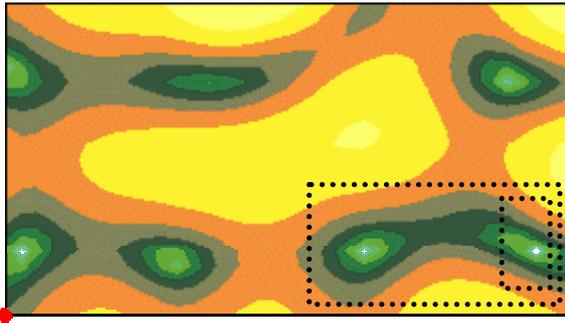


Abb. A-39: 126 cm, 200 Hz, kipp, unregelt

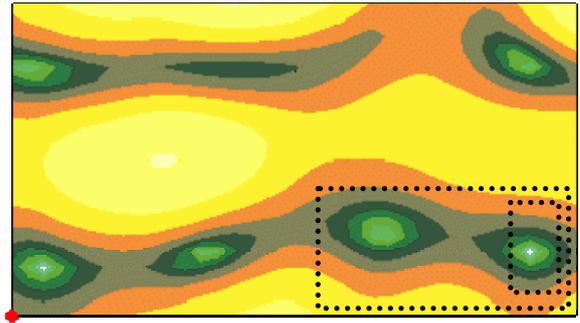


Abb. A-42: 126 cm, 200 Hz, kipp, geregelt

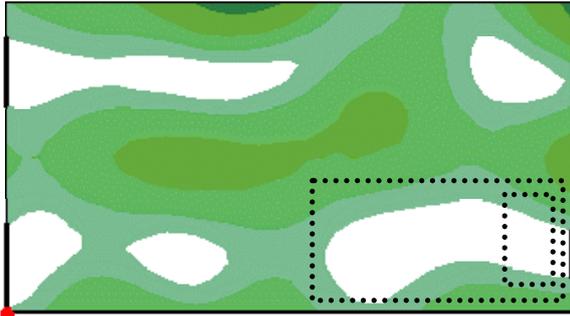


Abb. A-40: 126 cm, 200 Hz, zu, unregelt

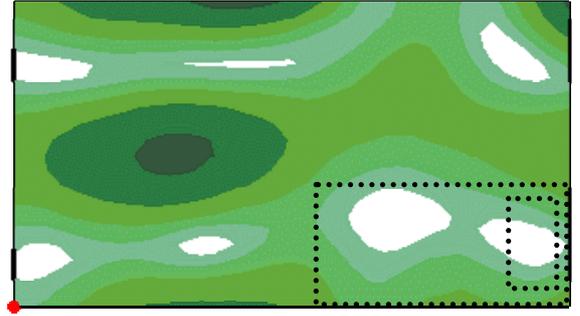


Abb. A-43: 126 cm, 200 Hz, zu, geregelt

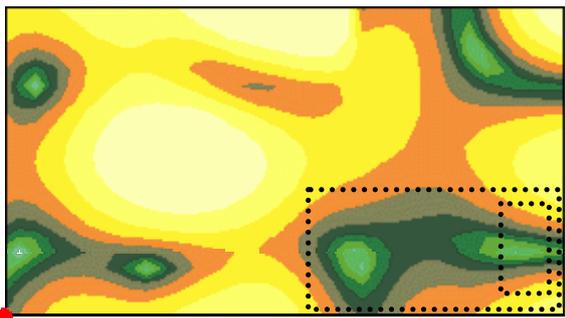


Abb. A-41: 126 cm, 200 Hz, auf, unregelt

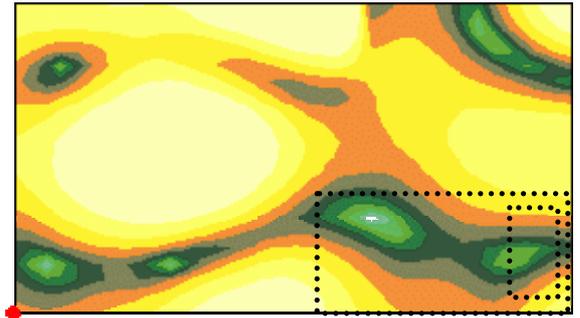
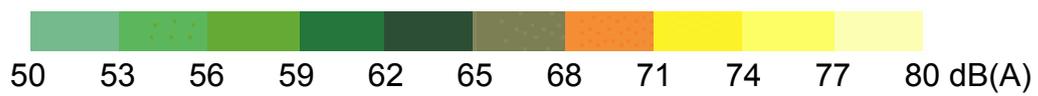


Abb. A-44: 126 cm, 200 Hz, auf, geregelt



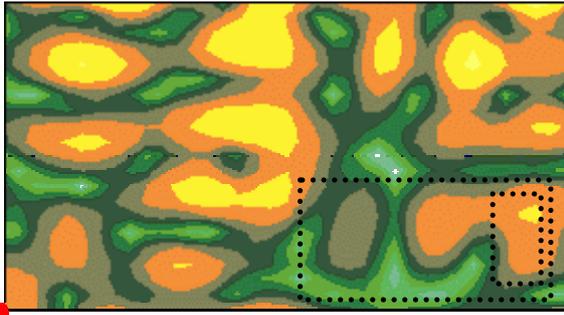


Abb. A-45: 126 cm, 400 Hz, kipp, unregelt

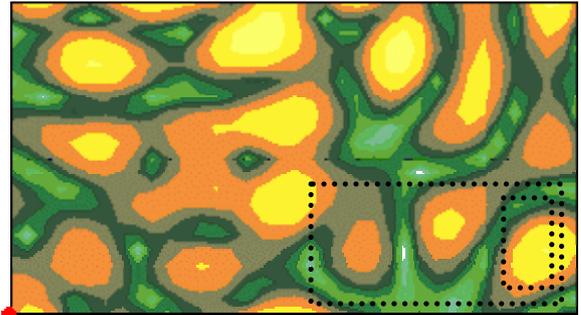


Abb. A-48: 126 cm, 400 Hz, kipp, geregelt

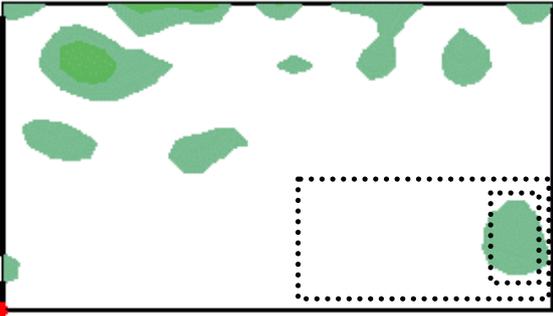


Abb. A-46: 126 cm, 400 Hz, zu, unregelt



Abb. A-49: 126 cm, 400 Hz, zu, geregelt

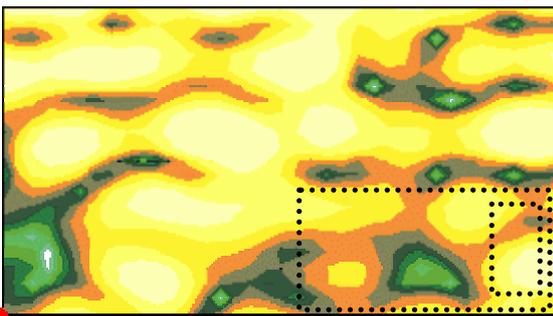


Abb. A-47: 126 cm, 400 Hz, auf, unregelt

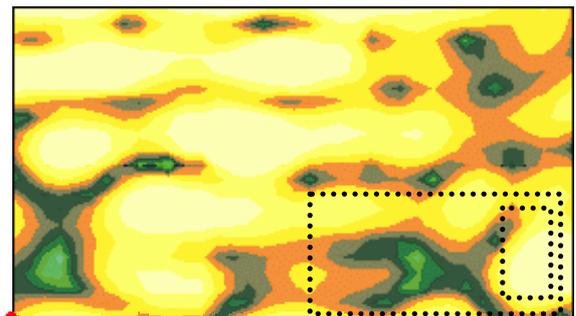
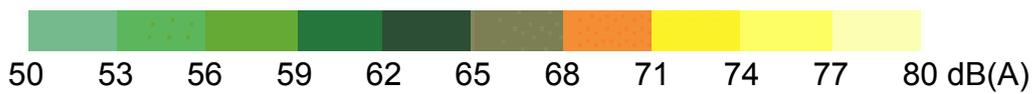


Abb. A-50: 126 cm, 400 Hz, auf, geregelt



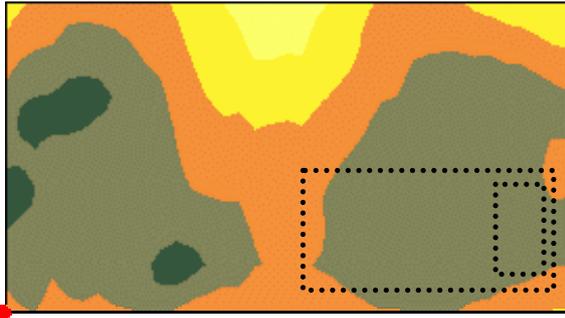


Abb. A-51: 126 cm, 80 - 280 Hz, kipp, unger.

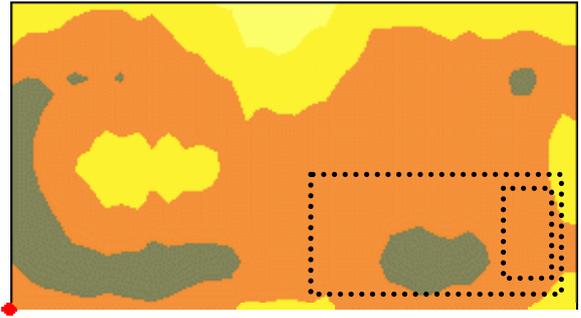


Abb. A-54: 126 cm, 80 - 280 Hz, kipp, ger.

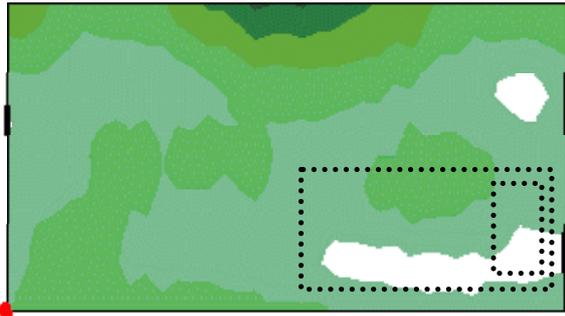


Abb. A-52: 126 cm, 80 - 280 Hz, zu, unger.

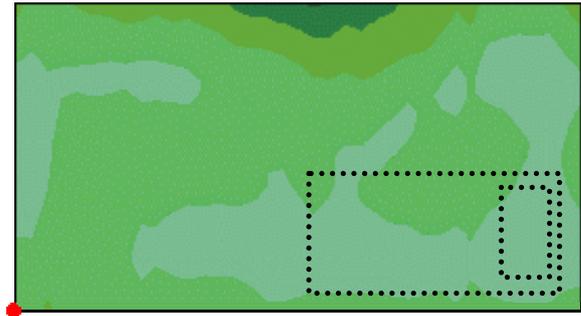


Abb. A-55: 126 cm, 80 - 280 Hz, zu, geregelt

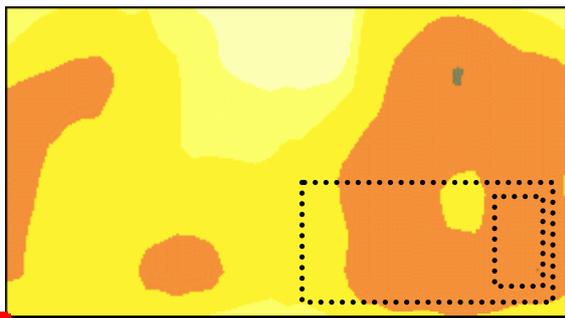


Abb. A-53: 126 cm, 80 - 280 Hz, auf, unger.

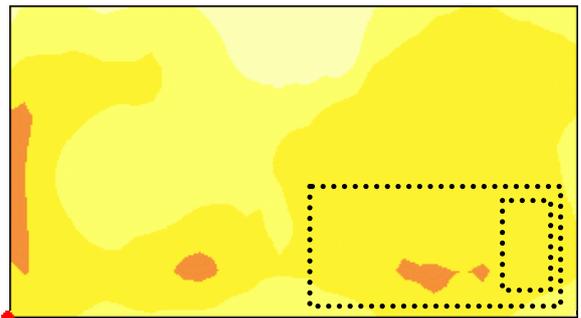
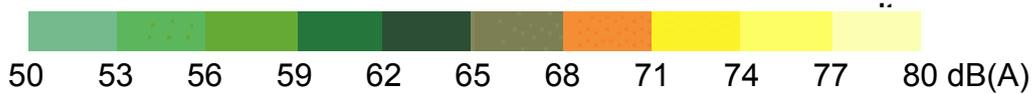


Abb. A-56: 126 cm, 80 - 280 Hz, auf, gere-



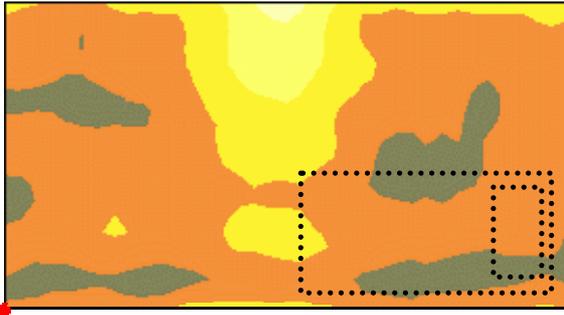


Abb. A-57: 126 cm, 80 - 480 Hz, kipp, unger.

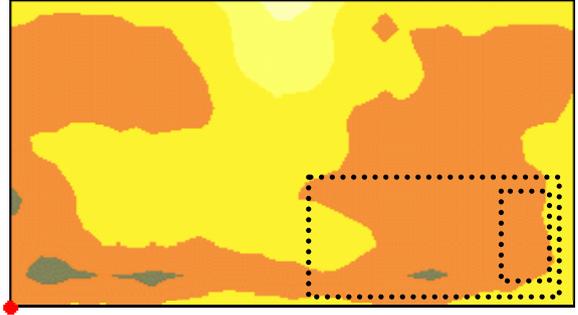


Abb. A-60: 126 cm, 80 - 480 Hz, kipp, ger.

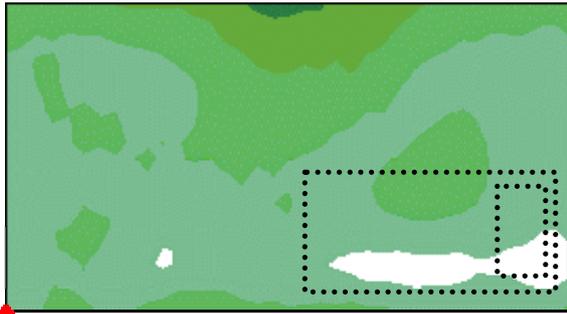


Abb. A-58: 126 cm, 80 - 480 Hz, zu, unger.

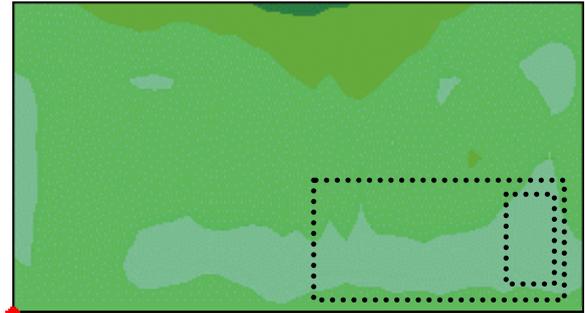


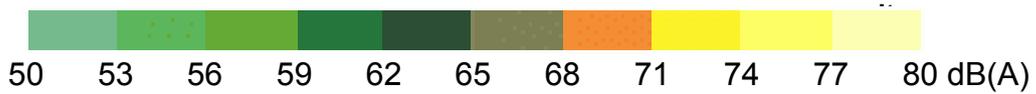
Abb. A-61: 126 cm, 80 - 480 Hz, zu, geregelt



Abb. A-59: 126 cm, 80 - 480 Hz, auf, unger.



Abb. A-62: 126 cm, 80 - 480 Hz, auf, gere-



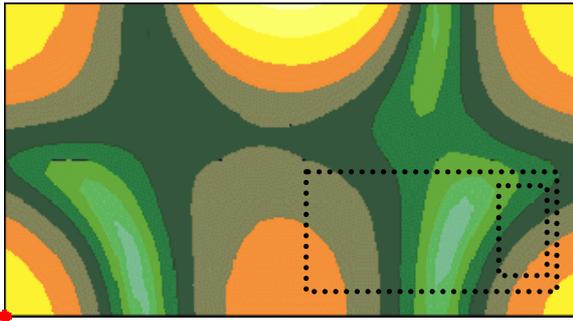


Abb. A-63: 176 cm, 100 Hz, kipp, unregelt

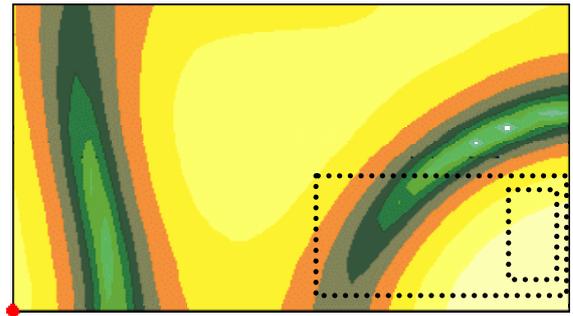


Abb. A-66: 176 cm, 100 Hz, kipp, geregelt

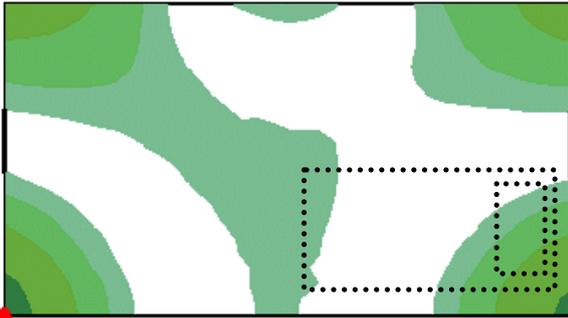


Abb. A-64: 176 cm, 100 Hz, zu, unregelt

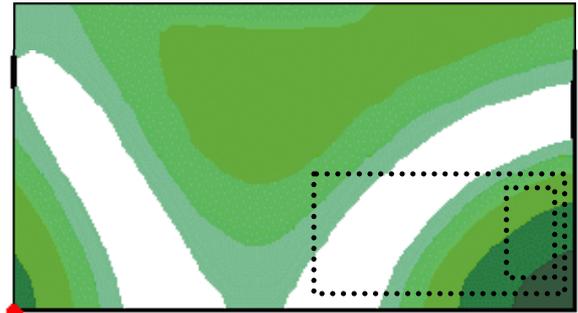


Abb. A-67: 176 cm, 100 Hz, zu, geregelt

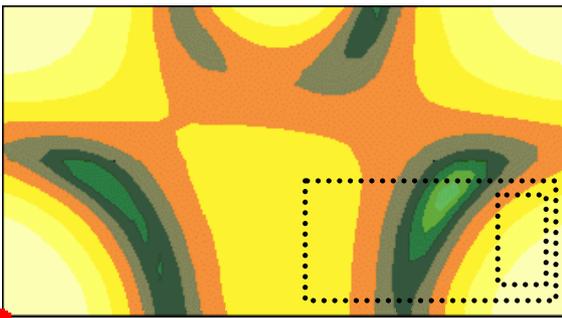


Abb. A-65: 176 cm, 100 Hz, auf, unregelt

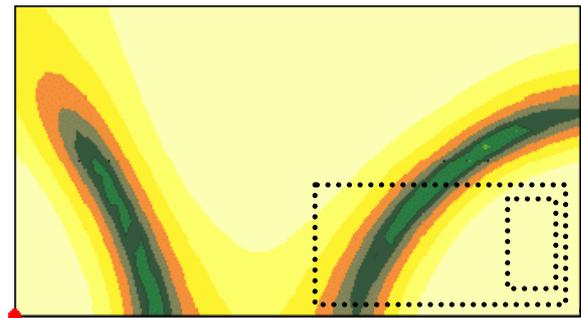
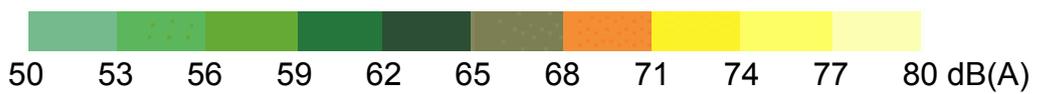


Abb. A-68: 176 cm, 100 Hz, auf, geregelt



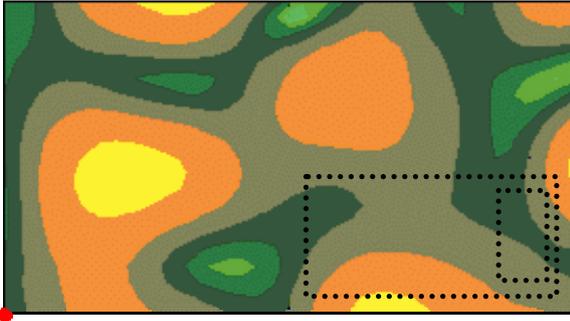


Abb. A-69: 176 cm, 200 Hz, kipp, unger.

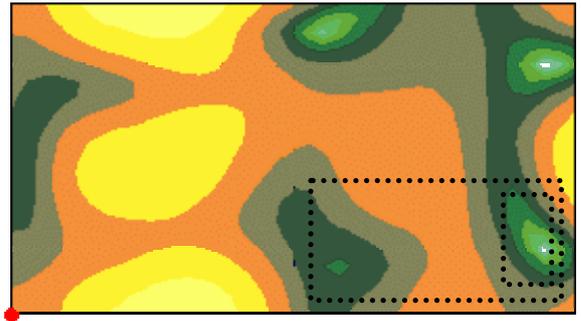


Abb. A-72: 176 cm, 200 Hz, kipp, geregelt

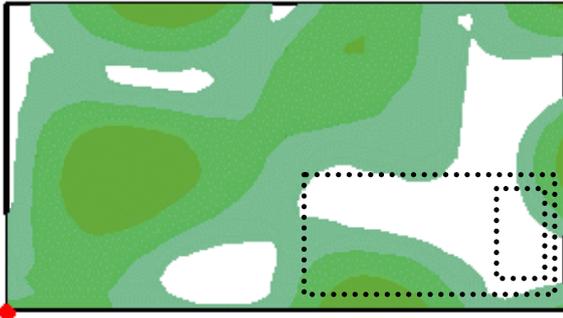


Abb. A-70: 176 cm, 200 Hz, zu, unger.

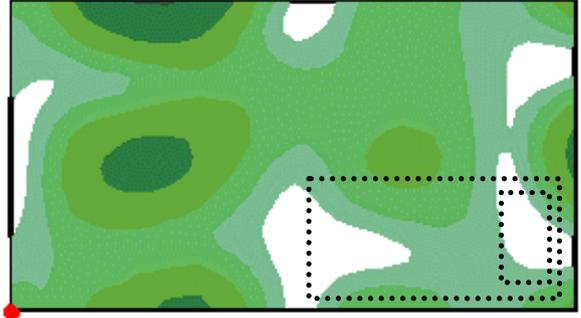


Abb. A-73: 176 cm, 200 Hz, zu, geregelt

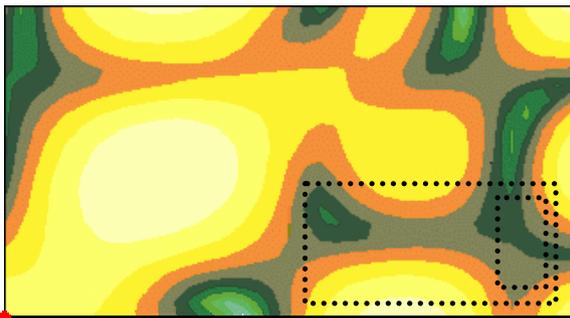


Abb. A-71: 176 cm, 200 Hz, auf, unger.

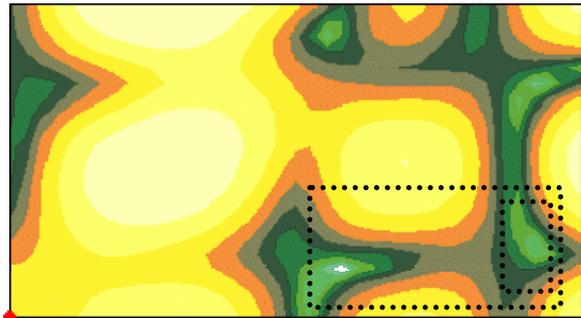
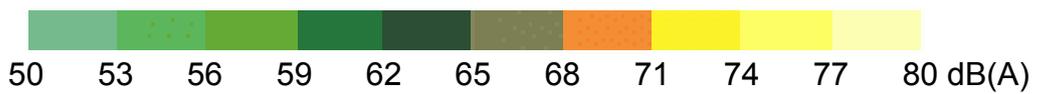


Abb. A-74: 176 cm, 200 Hz, auf, geregelt



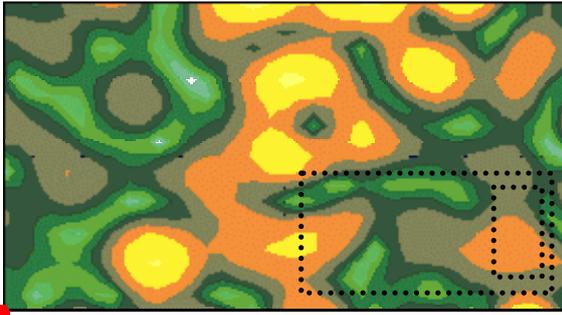


Abb. A-75: 176 cm, 400 Hz, kipp, unger.

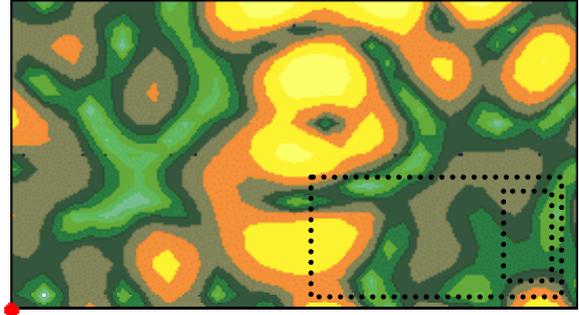


Abb. A-78: 176 cm, 400 Hz, kipp, geregelt

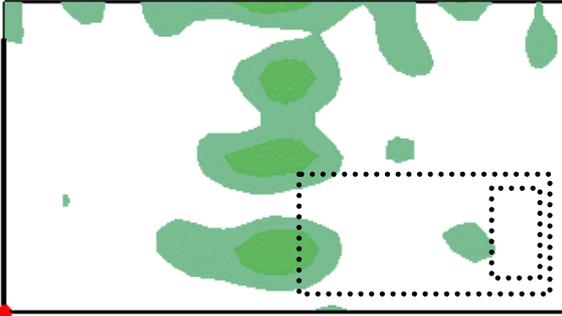


Abb. A-76: 176 cm, 400 Hz, zu, ungergelt

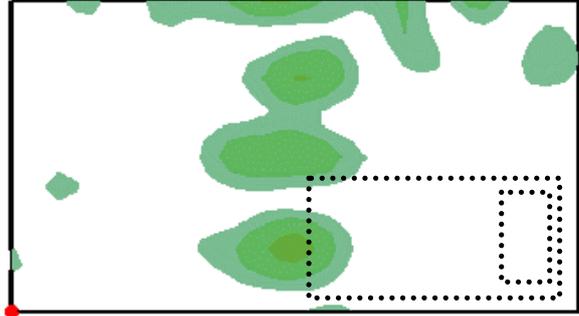


Abb. A-79: 176 cm, 400 Hz, zu, geregelt

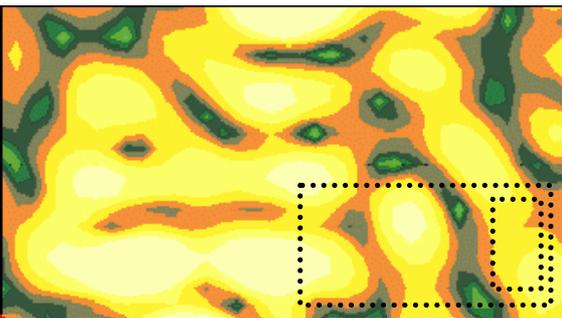


Abb. A-77: 176 cm, 400 Hz, auf, ungergelt

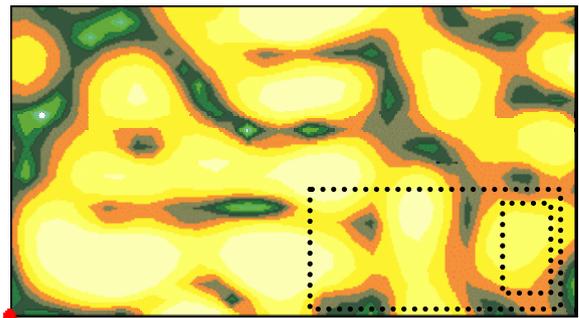
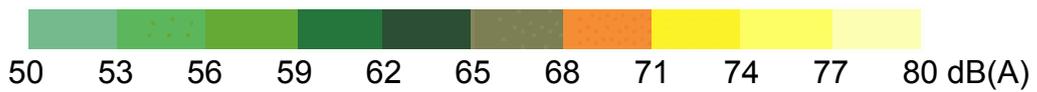


Abb. A-80: 176 cm, 400 Hz, auf, geregelt



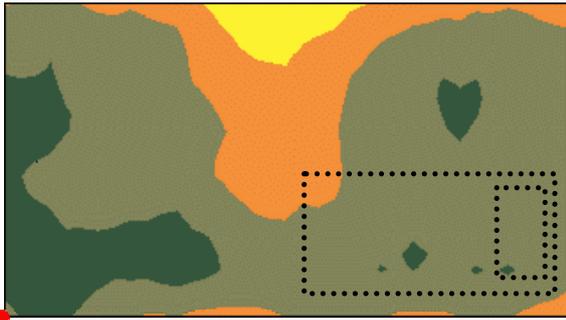


Abb. A-81: 176 cm, 80- 280 Hz, kipp, unger.

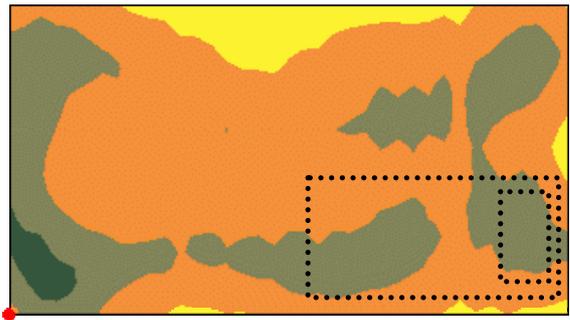


Abb. A-84: 176 cm, 80 - 280 Hz, kipp, ger.

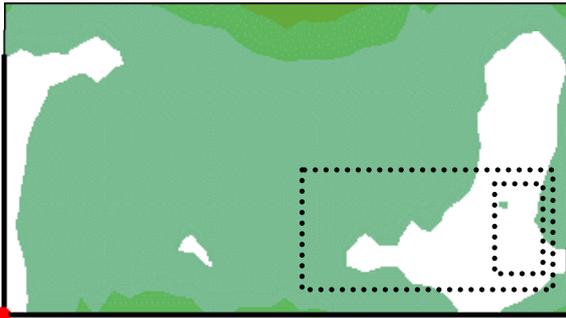


Abb. A-82: 176 cm, 80 - 280 Hz, zu, unger.

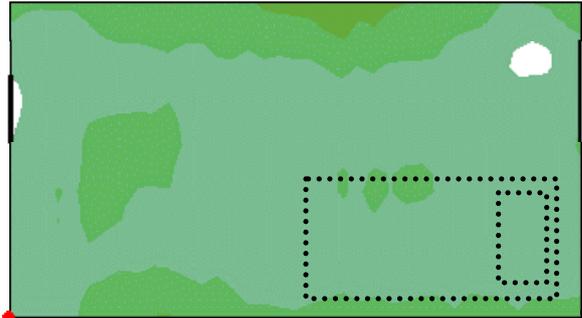


Abb. A-85: 176 cm, 80 - 280 Hz, zu, geregelt

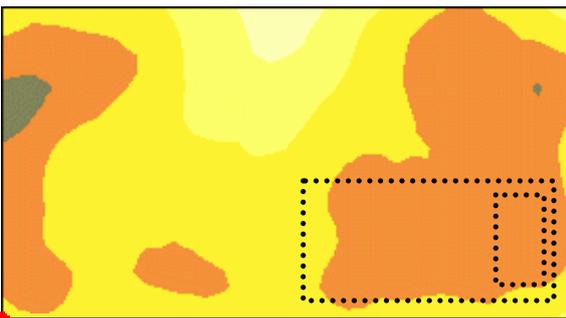
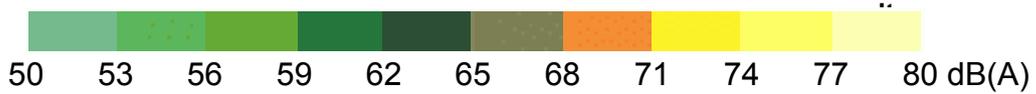


Abb. A-83: 176 cm, 80 - 280 Hz, auf, unger.



Abb. A-86: 176 cm, 80 - 280 Hz, auf, gere-



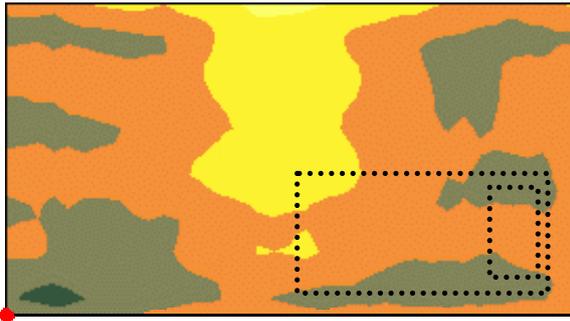


Abb. A-87: 176 cm, 80- 480 Hz, kipp, unger.

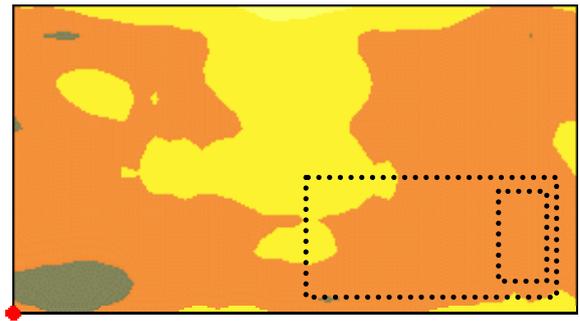


Abb. A-90: 176 cm, 80 - 480 Hz, kipp, ger.

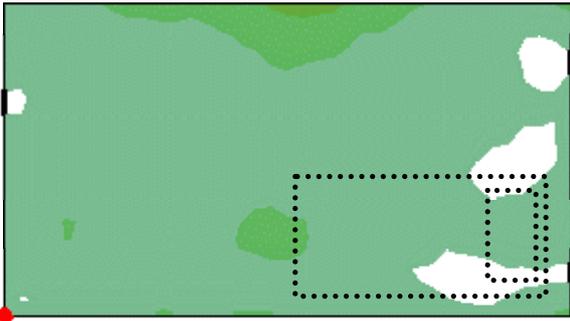


Abb. A-88: 176 cm, 80 - 480 Hz, zu, unger.

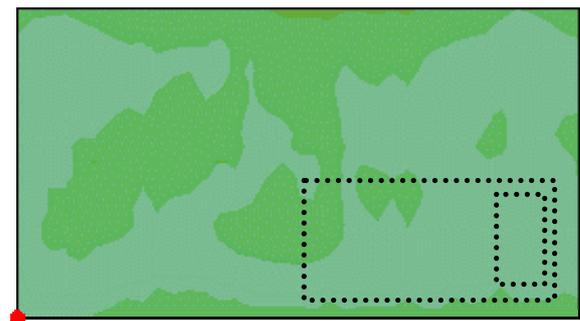


Abb. A-91: 176 cm, 80 - 480 Hz, zu, geregelt



Abb. A-89: 176 cm, 80 - 480 Hz, auf, unger.

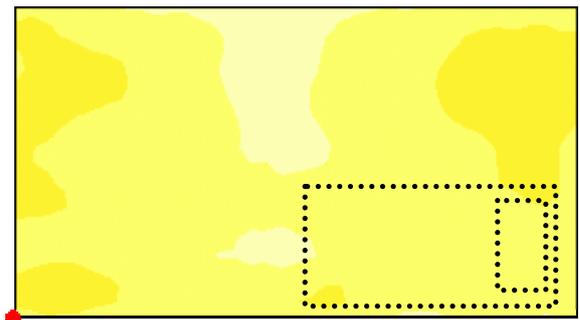
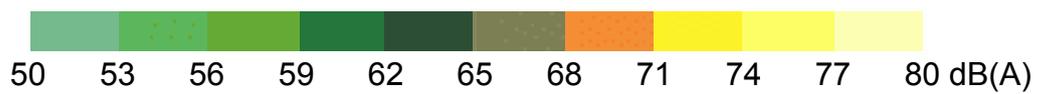


Abb. A-92: 176 cm, 80 - 480 Hz, auf, ger



A.4 Regler-Parameter für Versuche mit erweiterten Filterlängen

Für die Experimente zur Aktiven Lärminderung mit erweiterten Filterlängen wurden folgende Regler-Parameter verwendet:

- dimensionslose Schrittweite nach (2-11): $\alpha = 0,005$
- minimale Leistung des Referenzsignals nach (2-11): $\varepsilon = 0,02$
- Leakage-Faktor nach (2-9): $\nu = 0$
- Faktor für rekursive Leistungsberechnung nach (2-10): $\beta = 0,999$.

Verzeichnis der Anlagen zum Abschlußbericht

Projektantrag

Berichte zu Unteraufträgen

- [Som08] Sommer; J.: *Ökonomische und ökologische Bilanzierung eines experimentellen aktiven Systems zur Lärminderung in Schlafbereichen*. Bericht zum Unterauftrag der Helmut-Schmidt-Universität/Universität der Bundeswehr Hamburg an das Ingenieurbüro Jochen Sommer im Rahmen des von der Deutschen Bundesstiftung Umwelt geförderten Forschungsvorhabens „Aktive Lärminderung in Wohn- und Schlafräumen“, 2008.
- [Zöl08] Zölzer, U., P. Riebschläger und M. Holters.: *DSP-Implementierung eines 1x2x2 ANC-Systems und Konzeptstudie für ANC bei stationären Signalen*. Bericht zum Unterauftrag der Helmut-Schmidt-Universität/Universität der Bundeswehr Hamburg an Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil Udo Zölzer im Rahmen des von der Deutschen Bundesstiftung Umwelt geförderten Forschungsvorhabens „Aktive Lärminderung in Wohn- und Schlafräumen“, 2008.

Beigefügten Publikationen

1. Erwähnungen in der Tagespresse:

- N. N.: „Dank Lärm endlich Ruhe im Schlafzimmer“, Presseinformation der DBU, 2006
- Czycholl, H.: „Mit Schall gegen den Krach“, Die WELT, 16.6.2006
- Hirnich, M, Schrein, M., Wisniewski, L, Dummer, B.: „Das ist die perfekte Welle“, FAS, 24. JUNI 2007

2. Veröffentlichungen in populärwissenschaftlichen Zeitschriften:

- Honsel, G.: „Verkehrsberuhigte Kopfkissen“, Technology Review, März 2007

3. Veröffentlichungen in wissenschaftlichen Schriften:

- Kletschkowski, T.; Sachau, D.; Böhme, S.: Erholsamer Schlaf dank aktiven Gegenschalls. Tagungsband Mechatronik 2007 – Innovative Produktentwicklung, Wiesloch bei Heidelberg, Mai 23 - 24, VDI-Berichte Nr. 1971, 2007
- Kletschkowski, T.; Sachau, D.: Aktive Lärminderung in Schlafräumen mit realen und virtuellen Fehlersensoren. Tagungsband DAGA '07 - 33. Deutsche Jahrestagung für Akustik, Stuttgart, März 19 - 22, 2007
- Kletschkowski, T.; Sachau, D.: Lokale aktive Lärminderung in Schlafräumen. Lärmbekämpfung - Zeitschrift für Akustik, Schallschutz und Schwingungstechnik 2 (5), 174 - 177, 2007

- Sachau, D.; Kletschkowski, T.: Active Noise Control Applied To Daybeds. Proc. of 8th Conference on Active Noise and Vibration Control Methods, Krakow-Krasiczyn, June 11-14, Poland, 2007
- Rümmele, S.: Aktive Lärminderung. Flyer zur Ausstellung auf der Woche der Umwelt, Deutsche Bundesstiftung Umwelt, 2007
- Sachau, D.; Kletschkowski, T.; Kochan, K.: Active Noise Reduction in Bedrooms. Proc. of IMAC XXVI A Conference and Exposition on Structural Dynamics, Orlando, Florida, USA, February 4-7, 2008
- Simanowski, K.; Kletschkowski, T.; Sachau, D.: Räumliche Schalldruckverteilung bei lokaler aktiver Lärminderung in Schlafräumen. Tagungsband DAGA '08 - 34. erscheint im Tagungsband der 34. Deutschen Jahrestagung für Akustik, Dresden, März 10 - 13, 2008
- Kletschkowski, T.; Sachau, D.: Design Methodology for Active Noise Control Systems. Erscheint im Tagungsband der Movic '08 - The 9th Int. Conf. on Motion and Vibration Control, München, Sept. 15 - 18, 2008

Unterauftrag zum Forschungsvorhaben

Aktive Lärminderung in Wohn- und Schlafräumen

der Deutschen Bundesstiftung Umwelt

1. DSP-Implementierung eines 1x2x2 ANC-Systems
2. Konzeptstudie für ANC bei instationären Signalen

Abschlussbericht

von

Dipl.-Ing. Martin Holters
Prof. Dr.-Ing. Udo Zölzer

Mai 2008



26.6.2008

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	v
Tabellenverzeichnis	vii
Quellcodeverzeichnis	ix
Symbolverzeichnis	xi
Zusammenfassung	1
1 Einleitung	3
2 DSP-Implementierung eines 1x2x2 ANC-Systems	5
2.1 Verwendete DSP-Plattform	5
2.1.1 Auswahl der DSP-Plattform	5
2.1.2 Der TMS320C6727	7
2.2 1x2x2 ANC-System mit FXLMS-Algorithmus	9
2.3 DSP-Implementierung	11
2.4 Untersuchung an der Schlafcouch für stationäre Signale	14
2.5 Theoretisch erreichbare Reduktion	17
3 Konzeptstudie für ANC bei instationären Signalen	21
3.1 Einführung und Motivation	21
3.2 Komplexitätsbetrachtungen	22
3.3 Delayless Partitioned Block Frequency-Domain Adaptive Filter DPBFDAF	26
3.4 Matlab-Simulation	30
3.4.1 Weißes Rauschen	31
3.4.2 PKW-Vorbeifahrt	32
3.4.3 Motorrad-Vorbeifahrt	33
3.4.4 LKW-Vorbeifahrt	34
3.4.5 Zug-Vorbeifahrt	35
3.4.6 Zusammenfassung der Ergebnisse	37
4 Fazit und Ausblick	38
Literaturverzeichnis	39
A C-Code der DSP-Implementierung	40
B Matlab-Code	63
B.1 DPBFDAF-Algorithmus	63

B.2	1x1x1 ANC-Systems mit DPBFDAF-Algorithmus	66
C	Komplexität der Algorithmen	69
C.1	Latenzfreie Schnelle Faltung	69
C.2	LMS	70
C.3	Frequenzbereich-LMS (FLMS)	70
C.4	Adaptive Latenzfreie Schnelle Faltung	70

Abbildungsverzeichnis

2.1	Das Professional Audio Development Kit der Firma Lyrttech.	6
2.2	Platine eines kostenoptimierten 2x2 DSP-Systems.	7
2.3	Anbindung der A/D-Wandler (ADC) an den DSP über serielle Verbindungen. .	8
2.4	Recheneinheiten des TMS320C6727.	8
2.5	1x1x1 ANC-System.	10
2.6	1x2x2 ANC-System.	10
2.7	Buffer-Struktur.	12
2.8	Impulsantwort der Übertragungsstrecke zwischen Primärlautsprecher und Fehlermikrofon 1	14
2.9	Impulsantwort der Übertragungsstrecke zwischen Sekundärlautsprecher 1 und Fehlermikrofon 1.	14
2.10	Impulsantwort der Übertragungsstrecke zwischen Sekundärlautsprecher 1 und Fehlermikrofon 2.	15
2.11	Impulsantwort der Übertragungsstrecke zwischen Primärlautsprecher und Referenzmikrofon.	15
2.12	Spektrum des Fehlermikrofonsignals ohne ANC.	16
2.13	Spektrum des Fehlermikrofonsignals mit 1x1x1 ANC System, interner Referenz, 4 kHz, Länge $N_w = 2048$ und Länge $N_{\hat{s}} = 256$	16
2.14	Mit optimalem w erreichbare Dämpfung an Fehlermikrofon 1 und vom realen System erreichte Dämpfung in Abhängigkeit von der Länge N_w des adaptiven Filters.	19
2.15	Mit optimalen w_1, w_2 erreichbare Dämpfung und vom realen System erreichte Dämpfung in Abhängigkeit von der Länge N_w der adaptiven Filter.	20
3.1	ANC-System mit FXLMS-Algorithmus und einer Variante mit Entzerrung der Sekundärstrecke mit Hilfe eines inversen Filters $S^{-1}(z)$. Das Filter $\hat{S}(z)$ im linken Signalflussgraph des FXLMS-Algorithmus und das Filter $S^{-1}(z)$ im rechten Signalflussgraph des LMS-Algorithmus können mit der Schnellen Faltung realisiert werden.	22
3.2	Komplexität der Faltung, Schnellen Faltung und verzögerungsfreien Schnellen Faltung in Abhängigkeit von der Filterlänge N bei Blockanzahl $M = 8$	23

3.3	Komplexität der adaptiven Zeitbereichsfaltung (LMS), der Adaptiven Schnellen Faltung (Faltung im Frequenzbereich, FLMS) und der Adaptiven Latenzfreien Schnellen Faltung (Faltung im Zeit- und Frequenzbereich, DPBFDAF) in Abhängigkeit von der Filterlänge N bei Blockanzahl $M = 8$	24
3.4	Vergleich der Komplexitäten von LMS, RLS, AP, FLMS.	25
3.5	Impulsantwort eines Sekundärpfades.	26
3.6	Identifikation der Impulsantwort eines Sekundärpfades mit unterschiedlichen Adaptionsverfahren.	27
3.7	Partitionierung einer Impulsantwort [Zöl08].	27
3.8	Parallele Filterung [Zöl08]: Das Teilsystem $W_0(z)$ wird mit einer Zeitbereichsfaltung realisiert und die grau dargestellten Teilsysteme $W_1(z) \dots W_{M-1}(z)$ können durch eine Schnelle Faltung im Frequenzbereich durchgeführt werden.	28
3.9	Verzögerungsfreie schnelle Faltung [Zöl08].	28
3.10	ANC-System mit DPBFDAF: Die Adaption des Filters $W(z)$ erfolgt für die ersten 128 Abtastwerte im Zeit- oder Frequenzbereich und die restlichen 14×64 Abtastwerte im Frequenzbereich. Die Gesamtlänge der Impulsantwort des adaptiven Filters $W(z)$ ist $N = 1024 = 128 + 64 \cdot 14$	30
3.11	Weißes Rauschen mit FXLMS.	31
3.12	Weißes Rauschen mit DPBFDAF.	32
3.13	PKW-Vorbeifahrt mit FXLMS.	32
3.14	PKW-Vorbeifahrt mit DPBFDAF.	33
3.15	Motorrad-Vorbeifahrt mit FXLMS.	33
3.16	Motorrad-Vorbeifahrt mit DPBFDAF.	34
3.17	LKW-Vorbeifahrt mit FXLMS.	35
3.18	LKW-Vorbeifahrt mit DPBFDAF.	35
3.19	Zug-Vorbeifahrt mit FXLMS.	36
3.20	Zug-Vorbeifahrt mit DPBFDAF.	36
C.1	Partitionierung einer Impulsantwort für die Latenzfreie Schnelle Faltung.	69
C.2	Komplexität der Adaptiven Latenzfreien Schnellen Faltung DPBFDAF in Abhängigkeit von der Blockanzahl M bei vorgegebener Filterlänge N	71

Tabellenverzeichnis

2.1	Eckdaten des Lyrtech PADK.	6
2.2	Anschluss der Peripherie an das PADK.	12
2.3	Messergebnisse: 1x1x1 ANC-System.	16
2.4	Messergebnisse des 1x2x2 ANC-Systems.	17
2.5	Speicherbedarf (Programm und Daten) und DSP-Auslastung des ANC-Systems incl. Einmessen der Sekundärstrecken. Die letzten beiden Zeilen mit den erhöhten Abtastraten 8 und 16 kHz enthalten die Realisierung der Algorithmen unter Nutzung eines externen Speichers, so dass die DSP-Programmlaufzeiten sich verlängern können und die DSP-Auslastung über den angegebenen, extrapolierten Prozentwerten liegen wird.	18
3.1	Komplexität der Zeitbereichsfaltung, der Schnellen Faltung (Faltung im Frequenzbereich) und der Latenzfreien Schnellen Faltung (Faltung im Zeit- und Frequenzbereich) mit der Filterlänge N und der Blockanzahl M für die blockbasierte, latenzfreie Realisierung	23
3.2	Komplexität der adaptiven Zeitbereichsfaltung (LMS), der Adaptiven Schnellen Faltung (Faltung im Frequenzbereich, FLMS) und der Adaptiven Latenzfreien Schnellen Faltung (Faltung im Zeit- und Frequenzbereich, DPBFDAF) mit der Filterlänge N und der Blockanzahl M für die blockbasierte, latenzfreie Realisierung (Ableitung siehe Anhang C)	24
3.3	Komplexität verschiedener adaptiver Filteralgorithmen [Say03] [SP90]	25
3.4	Komplexität verschiedener adaptiver Filteralgorithmen im Vergleich zu DPBFDAF [Say03] [SP90]	30
3.5	Dämpfung des Fehlersignals.	37

Quellcodeverzeichnis

2.1	Faltung des Eingangssignals mit der ersten Sekundärstrecke.	13
2.2	Adaption W_1 aus x'_{11}	13
A.1	1x2x2-ANC-System mit FXLMS-Algorithmus	40
B.1	DPBFDAF-Algorithmus	63
B.2	1x1x1 ANC-Systems mit DPBFDAF-Algorithmus	66

Symbolverzeichnis

ANC	Active Noise Cancellation
DSP	Digital Signal Processor
TI	Texas Instruments
PADK	Professional Audio Development Kit
LMS	Least Mean Squares
FXLMS	Filtered-X-LMS
DPBFDAF	Delayless Partitioned Block Frequency-Domain Adaptive Filter
FFT	Fast Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
$x(n)$	Eingangssignal des ANC-Systems
$P(z)$	Z-Übertragungsfunktion der Primärstrecke des ANC-Systems
$S(z)$	Z-Übertragungsfunktion der Sekundärstrecke des ANC-Systems
$W(z)$	Adaptives Filter
$\hat{S}(z)$	Z-Übertragungsfunktion der Schätzung der Sekundärstrecke
$S^{-1}(z)$	Z-Übertragungsfunktion der inversen Sekundärstrecke
$d(n)$	Desired-Signal, Ausgangssignal der Primärstrecke
$y(n)$	Ausgangssignal des adaptiven Filters
$y'(n)$	Ausgangssignal der Sekundärstrecke
$e(n)$	Fehlersignal, Error-Signal
$x'(n)$	Ausgangssignal der geschätzten Sekundärstrecke
μ	Schrittweite des adaptiven Filteralgorithmus
μ'	Leistungsabhängige Schrittweite

Zusammenfassung

Im ersten Teil der Studie wurde die **DSP-Implementierung eines 1x2x2 ANC-Systems** auf dem Professional Audio Development Kit der Firma Lyrtech durchgeführt. Es wurde ein FXLMS-Algorithmus implementiert und im Labor verschiedene Messungen durchgeführt. Dabei wurden sowohl die Abtastfrequenz als auch die Filterlängen variiert. Es zeigte sich, dass die erreichte Dämpfung im Wesentlichen von der Länge des adaptiven Filters abhängt. Mit einer größeren Filterlänge geht jedoch ein höherer Rechenaufwand einher. Die Ergebnisse lassen bei einer Erhöhung der Filterlänge über das durch die Rechenleistung der Hardware gegebene Maximum hinaus weitere Gewinne erwarten. Soll dies mit kommerziell verfügbarer Standard-Hardware erreicht werden, sind effizientere Filteralgorithmen zu verwenden.

Die erreichten Ergebnisse und Schlussfolgerungen des ersten Teils der Studie sind im Folgenden zusammengefasst:

- Auswahl einer kostenreduzierten DSP-Hardware mit 8x8 Ein- und Ausgängen für ANC-Anwendungen
- Vorschlag für ein problemangepasstes einfaches DSP-System für eine kostengünstige Prototyprealisierung eines ANC-Systems
- C-Implementierung von FxLMS-Algorithmen und Optimierung und Anpassung der Abtastraten an die ANC-Anwendung
- Nachweis der Funktionsfähigkeit eines 1x2x2 ANC-Systems mit 4 kHz Abtastrate am Schlafsofa
- Die C-Implementierung des DSP-Systems erbringt keine Rechenleistungsvorteile gegenüber dem in der Professur Mechatronik eingesetzten DSpace-System mit einer SIMULINK-Programmierung. Hier zeigt sich, dass der C-Compiler für das DSP-System ähnliche Ergebnisse wie der DSpace-Compiler für das DSpace-System liefert. Die erweiterten Adaptionsalgorithmen wie Affine Projektionen (AP) und Recursive Least Squares (RLS) können aufgrund der hohen Rechenanforderungen basierend auf den langen Impulsantworten für die ANC-Anwendung nicht direkt eingesetzt werden. Eine C-Portierung dieser Algorithmen auf das DSP-System wurde aus diesem Grund nicht durchgeführt.
- Recheneffizientere Adaptionsalgorithmen sind für die auftretenden langen Impulsantworten in Schlaf- und Wohnräumen zu untersuchen und zu entwickeln.
- Zur Bewertung der mit dem DSP-System erreichten Störreduktionen wurde eine theoretisch mögliche maximale Störreduktion bei gegebenen Filterlängen des ANC-Systems abgeleitet und daraus maximale erreichbare Dämpfungen errechnet.

Für die **Konzeptstudie für ANC bei instationären Signalen** wurde daher zunächst der Delayless Partitioned Block Frequency-Domain Adaptive Filtering Algorithmus (DPBFDAF) untersucht. Dieser zerlegt das adaptive Filter in mehrere Blöcke. Der erste Block wird im Zeitbereich belassen, um die Verzögerungsfreiheit, die bei einem ANC-System dringend erforderlich ist, zu gewährleisten. Alle weiteren Filter-Blöcke werden mittels Schneller Faltung im Frequenzbereich berechnet. Gerade bei langen Filterimpulsantworten ist dieses Verfahren hinsichtlich des Rechenaufwands deutlich effizienter. Zusätzlich ergab die Matlab-Simulation mit verschiedenen instationären Audiosignalen, dass das Frequenzbereichsverfahren im Vergleich zum FXLMS bei gleicher Filterlänge höhere Dämpfungen ermöglicht. Es ist daher zu empfehlen, auch den DPBFDAF-Algorithmus auf dem DSP zu implementieren, um so weitere Untersuchungen unter realen Bedingungen durchführen zu können.

Die erreichten Ergebnisse des zweiten Teils der Studie sind:

- Komplexitätsbetrachtungen für ANC-Systeme für unterschiedliche adaptive Algorithmen
- Matlab-Implementierung eines Delayless Partitioned Block Frequency-Domain Adaptive Filtering Algorithmus (DPBFDAF)
- Nachweis der Funktionsfähigkeit für instationäre Störsignale
- Ausblick auf eine Kombination des DPBFDAF-Algorithmus mit einer schnellen Adaption des kurzen Zeitbereichsanteils des adaptiven Gesamtfilters.

Kapitel 1

Einleitung

An der Professur für Mechatronik an der Helmut-Schmidt-Universität in Hamburg werden derzeit universell einsetzbare PowerPCs der Firma dSpace für die Implementierung und den Test von ANC-Algorithmen eingesetzt. Für eine aktive Lärminderung in Schlafräumen ist es in Hinblick auf eine realitätsnahe Umsetzung jedoch sinnvoll, eine speziell auf die Anforderungen des ANC-Systems abgestimmte Hardwareplattform zu nutzen.

Das Kernstück eines ANC-Systems bilden ein oder mehrere adaptive Filter. Für eine erfolgreiche Lärminderung müssen diese zwei Eigenschaften erfüllen: Erstens muss die Länge der Filter hinreichend groß sein, um die Übertragungsstrecke zwischen der Lärmquelle und dem Ort der Lärminderung nachbilden zu können. Zweitens muss die Adaption besonders bei instationären Störsignalen sehr schnell erfolgen.

Da die Lärminderung in Echtzeit erfolgen soll, stellen sowohl die eigentliche Filterung als auch die Adaption der Filter eine hohe Anforderung an die Rechenleistung der verwendeten Hardware. Die Komplexität wird neben den gegebenen Randbedingungen wie Räumlichkeiten und Art des Störsignals auch durch die verwendeten Algorithmen beeinflusst.

Für die Verarbeitung von Signalen sind Digitale Signalprozessoren (DSP) weit verbreitet. Diese besitzen eine spezielle Architektur, die es ihnen ermöglicht, Rechenoperationen in hoher Geschwindigkeit auszuführen und Daten schnell einzulesen und auszugeben. Ihre Vielseitigkeit erlaubt zudem eine Produktion von DSPs in hohen Stückzahlen, was letztendlich zu einem günstigen Einkaufspreis führt. Somit ist der Einsatz eines DSPs in dem ANC-System sowohl aus wirtschaftlichen Gründen als auch im Hinblick auf die Rechenleistung sehr sinnvoll.

Die Auswahl effizienter Algorithmen spielt in zweierlei Hinsicht eine wichtige Rolle. Zum einen müssen die Filterung und Adaption der Filter effizient durchgeführt werden, damit die Echtzeitanforderung erfüllt wird. Darüber hinaus ist sehr wichtig, dass die Adaption sehr schnell erfolgt, damit sich das ANC-System auch an instationäre Störsignale anpassen kann.

Der vorliegende Abschlussbericht befasst sich mit den zwei durchgeführten Teilprojekten:

- Implementierung eines 1x2x2 ANC-Systems auf einer DSP-Plattform
- Konzeptstudie für ANC bei instationären Signalen.

Für die DSP-Implementierung war zunächst die Auswahl einer geeigneten DSP-Plattform nötig. Auf dieser sollten verschiedene Algorithmen zur adaptiven Filterung implementiert und für stationäre Signale an der Schlafcouch getestet werden.

Die Konzeptstudie für ANC bei instationären Signalen befasst sich mit der Untersuchung von adaptiven Filtern bei Störsignalen, wie sie bei realistischen Bedingungen auftreten können, beispielsweise die Vorbeifahrt eines PKW. Dafür wurden verschiedene Verfahren in Matlab implementiert und getestet.

Die einzelnen durchgeführten Arbeitsschritte, aufgetretenen Probleme und erzielten Ergebnisse der beiden Teilprojekte werden in den beiden folgenden Kapiteln beschrieben. Abschließend folgt ein Fazit und ein Ausblick.

Kapitel 2

DSP-Implementierung eines 1x2x2 ANC-Systems

2.1 Verwendete DSP-Plattform

Im Hinblick auf eine praktische Nutzbarkeit des ANC-Systems soll eine Realisierung auf einer Hardwareplattform erfolgen, die als Grundlage für eine Kommerzialisierung geeignet wäre. Dazu ist der Einsatz eines DSP sinnvoll, der ein für die Signalverarbeitung angepasstes Rechenwerk besitzt und über die notwendigen Schnittstellen zur einfachen Anbindung von Analog-Digital- und Digital-Analog-Wandlern verfügt.

2.1.1 Auswahl der DSP-Plattform

Bei der Auswahl einer konkreten DSP-Plattform ist jedoch zu berücksichtigen, dass auch die Algorithmen noch weiterentwickelt werden. Es soll daher nicht einfach der kostengünstigste DSP verwendet werden, der die für den derzeitigen Entwicklungsstand notwendige Rechenleistung bietet. Es stehen vielmehr Flexibilität und einfache Programmierbarkeit im Vordergrund, um die Realisierung eines Prototyp-Systems so einfach wie möglich zu halten. Insbesondere wird Wert gelegt auf

- kommerzielle Verfügbarkeit einer Evaluations-Hardware mit ausreichender Anzahl an Audio-Ein- und Ausgängen, um keine eigene Hardware aufbauen zu müssen,
- einen DSP mit Fließkommaeinheit, da eine Programmierung in Festkommaarithmetik vermeidbaren Mehraufwand bedeuten würde,
- Verfügbarkeit eines optimierenden C-Compilers und
- hohe Leistungsfähigkeit, um Leistungsreserven für den Vergleich verschiedener Algorithmen zu haben.

Da in der Arbeitsgruppe der Professur Allgemeine Nachrichtentechnik aus anderen Projekten bereits Erfahrungen mit Signalprozessoren von Texas Instruments (TI) und der zugehörigen



Bild 2.1: Das Professional Audio Development Kit der Firma Lyrtech.

DSP-Takt	300 MHz
max. Multiplikationen pro Sekunde	600 000 000
On-Chip Speicher	256 kB
Off-Chip Speicher	128 MB
Audio Ein-/Ausgänge	je acht analoge und ein digitaler (SPDIF)
Abtastrate	32 kHz – 192 kHz
minimale Latenz ADC+DSP+DAC	69 Abtastintervalle (2,16 ms bei 32 kHz)

Tabelle 2.1: Eckdaten des Lyrtech PADK.

Entwicklungsumgebung vorlagen, sollte nach Möglichkeit wieder ein DSP von TI benutzt werden, um Synergie-Effekte nutzen zu können. Die Wahl fiel auf den TMS320C6727 [Tex], der in der 300 MHz-Version einer der schnellsten derzeit von TI verfügbaren Fließkomma-DSP ist. Mit seiner superskalaren Architektur kann er bis zu 600 Millionen Multiplizier-Akkumulier-Operationen pro Sekunde ausführen, während er parallel dazu Daten zwischen Hauptspeicher und Registersatz transferiert. Der interne Speicher von 256 kB Größe, auf den innerhalb eines Taktes zugegriffen werden kann, lässt sich über ein External Memory Interface mit externem SDRAM erweitern.

Mit dem Lyrtech Professional Audio Development Kit (PADK) [Lyr] (siehe Bild 2.1) existiert eine Evaluations-Plattform für den TMS320C6727, die mit diversen Schnittstellen, insbesondere je acht analogen Audio-Ein- und Ausgängen ausgestattet ist. Die Tiefpassfilter der verwendeten Delta-Sigma-Wandler haben eine Gruppenlaufzeit von 37 (ADC) und 29 (DAC) Abtastintervallen, was auf eine Gesamtlatenz des Systems von etwa 2 ms bei einer Abtastrate von 32 kHz führt. Nicht zu unterschätzender Vorteil des PADK ist auch der für eine Entwicklungsplattform ungewöhnlich robuste Aufbau. Die wichtigsten Leistungsdaten sind in Tabelle 2.1 zusammengefasst.

Das PADK ist ein DSP-Entwicklungssystem, das für den Einsatz im Labor ausgelegt ist. Die Erweiterung dieses DSP-Entwicklungssystems zu einem kostenoptimierten 2x2 DSP-System mit zwei Eingangs- und Ausgangskanälen ist in Bild 2.2 aufgezeigt. Der Entwurf einer kostengünstigen, angepassten DSP-Hardware für ein 1x2x2 ANC-System ist auf Basis dieses 2x2 DSP-Systems relativ einfach möglich.

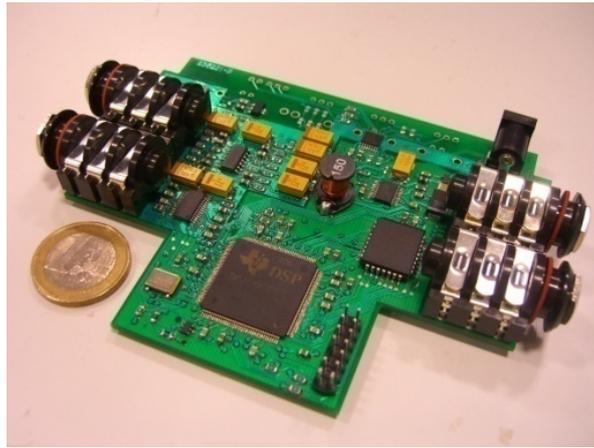


Bild 2.2: Platine eines kostenoptimierten 2x2 DSP-Systems.

Aus diesen Gründen wurde das PADK der Firma Lyrtech als DSP-Plattform gewählt.

2.1.2 Der TMS320C6727

Der TI TMS320C6727 ist aus diversen Funktionsblöcken für die verschiedenen Ein- und Ausgänge sowie dem eigentlichen Prozessorkern aufgebaut. Im Folgenden sollen die für die Kommunikation mit den A/D- und D/A-Wandlern benötigten Einheiten, der Multi-Channel Asynchronous Serial Port (McASP) und der Dual Data Movement Accelerator (dMAX), sowie der Aufbau des Rechenkerns kurz beschrieben werden.

Die A/D- und D/A-Wandler sind über serielle Verbindungen an den DSP angebunden, die für die beiden Vier-Kanal-A/D-Wandler exemplarisch in Bild 2.3 dargestellt sind. Die Verbindungen verfügen über eine Taktleitung für den Abtasttakt (32 kHz), für den Bittakt ($64 \cdot 32 \text{ kHz} = 2,048 \text{ MHz}$) und für einen hohen Referenztakt ($768 \cdot 32 \text{ kHz} = 24,576 \text{ MHz}$) sowie je eine Datenleitung für zwei Kanäle. Pro Abtastintervall werden auf jeder Datenleitung 64 bit übertragen, je 32 bit pro Kanal.

Der McASP generiert zum einen aus dem Referenztakt den Bit- und Abtasttakt, wobei diese Asynchron zum Prozessortakt sein können. Zum anderen serialisiert bzw. deserialisiert er die Daten am Aus- bzw. Eingang. Die empfangenen und zu sendenden Daten tauscht der McASP mit dem Rechenkern oder dem dMAX über Register aus, die in den Adressraum des DSP eingebündelt sind. Wenn neue Daten zur Verfügung stehen oder benötigt werden, löst der McASP dazu im dMAX ein sogenanntes Event aus, das entweder von diesem bearbeitet oder als Interrupt an den Rechenkern gemeldet werden kann.

Zweckmäßig ist die Bearbeitung der Events durch den dMAX, der die Daten zwischen dem McASP und Buffern im Hauptspeicher des DSP kopieren kann. Dabei ermöglicht er dreidimensionale Transfers, das heißt, er kann sowohl im Quell-, als auch im Zielbuffer mit drei voneinander unabhängigen Indizes adressieren, wodurch die Daten auf vielfältige Weise umsortiert werden können.

Der Rechenkern des TMS320C6727 besteht wie in Bild 2.4 dargestellt aus insgesamt acht Recheneinheiten, die auf 64 je 32 bit breite Register Zugriff haben. Die Register sind in zwei Bänke

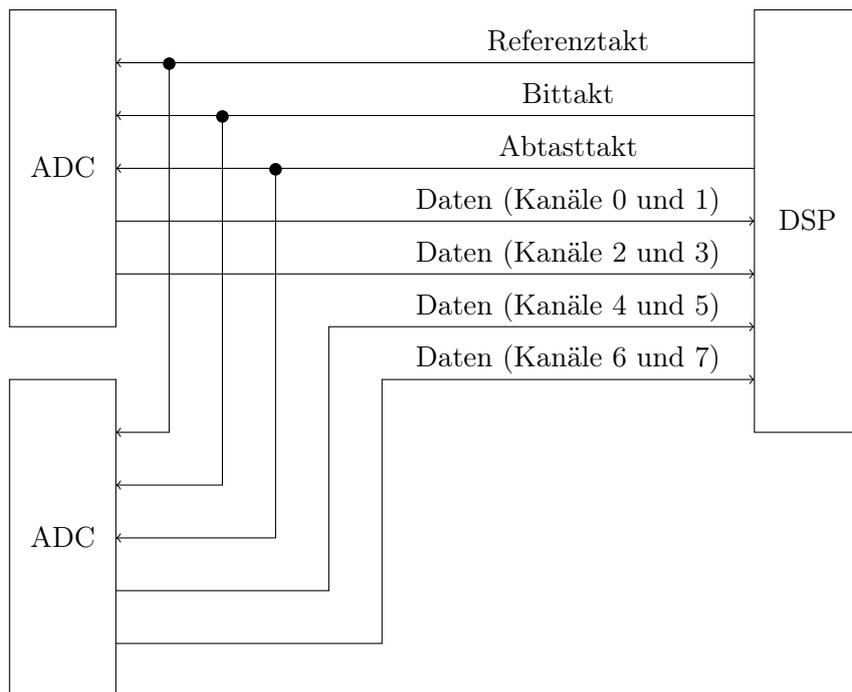


Bild 2.3: Anbindung der A/D-Wandler (ADC) an den DSP über serielle Verbindungen.

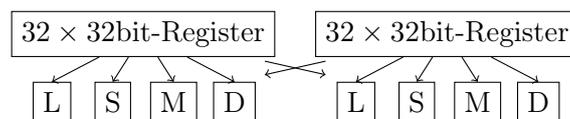


Bild 2.4: Recheneinheiten des TMS320C6727.

unterteilt, denen jeweils vier Recheneinheiten zugeordnet sind; Zugriffe einer Recheneinheit auf Register der jeweils anderen Bank sind nur begrenzt möglich. Die Recheneinheiten verfügen jeweils über einen unterschiedlichen Funktionsumfang. Es gibt

- Logikeinheiten (L), die logische und Vergleichsoperationen ausführen können,
- Additionseinheiten (S), die neben Additionen auch Programmsprünge ausführen und über spezielle Befehle zur Approximation von Kehrbrüchen und Wurzeln verfügen,
- Einheiten zur Multiplikation (M) und
- Datentransfereinheiten (D), die neben Lade- und Speicheroperationen auch Additionen ausführen können.

Der Programmcode besteht aus Very Long Instruction Word (VLIW)-Instruktionen, die jeweils Befehle für jede der acht Einheiten enthalten. Diese werden in einer Pipeline ausgeführt, sodass das Ergebnis eines Befehls erst einige Zyklen nach Ausführungsbeginn zur Verfügung steht, in dieser Zeit jedoch bereits die nächsten Instruktionen zur Ausführung gebracht werden. Die Beachtung der Latenzzeiten und Datenabhängigkeiten obliegt dabei dem Programmcode, im Gegensatz zu PC-Prozessoren, die das Pipelining für die Software transparent durchführen. Der von TI zur Verfügung gestellte C-Compiler berücksichtigt dieses Eigenarten natürlich, um einen effizienten Code zu erzeugen. Überdies kann der Anwender Rückmeldung zu schlecht optimierbaren Programmsegmenten erhalten.

2.2 1x2x2 ANC-System mit FXLMS-Algorithmus

Das betrachtete ANC-System besteht aus dem Referenzmikrofon vor dem Fenster des Schlafraums, zwei im Bett installierten Fehlermikrofonen und zwei am Kopfende des Bettes aufgestellten Sekundärlautsprechern. Das auf dem DSP implementierte System muss durch adaptive Filterung des aufgenommenen Referenzsignals die Sekundärlautsprecher derart ansteuern, dass die Signalleistung an den Fehlermikrofonen minimiert wird.

Bei einem adaptiven Filter werden die Filterkoeffizienten während der Laufzeit anhand eines Algorithmus dahingehend verändert, dass sich bei einem gegebenen Eingangssignal $x(n)$ das Ausgangssignal $y(n)$ einem auszulöschenden Signal $d(n)$ anpasst. Dazu wird eine Kostenfunktion $\xi(n)$ minimiert.

Der FXLMS-Algorithmus verwendet für die Kostenfunktion das Least-Mean-Squares-Kriterium (LMS). Dazu wird das Fehlersignal $e(n)$ betrachtet, das sich bei einem ANC-System als Summe von Ausgangssignal und auszulöschendem Signal

$$e(n) = d(n) + y(n) \quad (2.1)$$

ergibt. Als einfache Abschätzung für die Kostenfunktion wird das Fehlerquadrat

$$\xi(n) = e^2(n) \quad (2.2)$$

verwendet. Für die Adaption der Filterkoeffizienten lässt sich daraus die Gleichung

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

herleiten. Dabei ist μ die Schrittweite des Algorithmus, $\mathbf{w}(n)$ der Vektor der L Filterkoeffizienten

$$\mathbf{w}(n) = [w_0(n) \quad w_1(n) \quad \dots \quad w_{L-1}(n)]^T \quad (2.4)$$

und $\mathbf{x}(n)$ der Vektor mit der L letzten Eingangswerten

$$\mathbf{x}(n) = [x(n) \quad x(n-1) \quad \dots \quad x(n-L+1)]^T. \quad (2.5)$$

Der Filtered-X-LMS-Algorithmus (FXLMS) berücksichtigt zusätzlich den Sachverhalt, dass bei einem realen System eine Übertragungsstrecke zwischen dem Filterausgang und dem Mikrofon, welches das Fehlersignal aufzeichnet, existiert. Diese wird als Sekundärstrecke bezeichnet.

Bild 2.5 zeigt das Blockschaltbild eines 1x1x1 ANC-Systems mit dem FXLMS Algorithmus. Das Eingangssignal $x(n)$ gelangt über die Primärstrecke $P(z)$ zum Fehlermikrofon, wo es mit dem Ausgangssignal des Filters, welches die Sekundärstrecke $S(z)$ durchlaufen hat, überlagert wird. Das sich ergebende Fehlersignal $e(n)$ wird vom Fehlermikrofon aufgenommen und in den LMS-Block geleitet, dessen Eingangssignal $x'(n)$ aus dem Eingangssignal gefiltert mit der Schätzung der Sekundärstrecke $\hat{S}(z)$ besteht.

Für die Adaption der Filterkoeffizienten ergibt sich

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \mathbf{x}'(n) e(n). \quad (2.6)$$

Zusätzlich ist es ratsam die Leistung des Störsignals bei der Adaption zu berücksichtigen. So soll die Änderung der Filterkoeffizienten unempfindlich gegenüber Schwankungen der Signalleistung sein. Dafür wird die variable Schrittweite

$$\mu'(n) = \frac{\mu}{\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n) + \alpha} \quad (2.7)$$

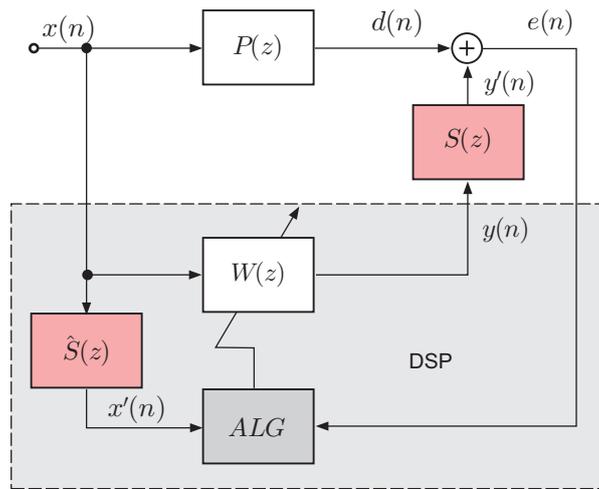


Bild 2.5: 1x1x1 ANC-System.

definiert. Der Wert α wird verwendet, um zu verhindern, dass μ' bei sehr geringer Signalleistung extrem groß wird.

Mit variabler Schrittweite ergibt sich schließlich die Adaptionsvorschrift

$$\mathbf{w}(n + 1) = \mathbf{w}(n) - \mu'(n)\mathbf{x}'(n)e(n). \tag{2.8}$$

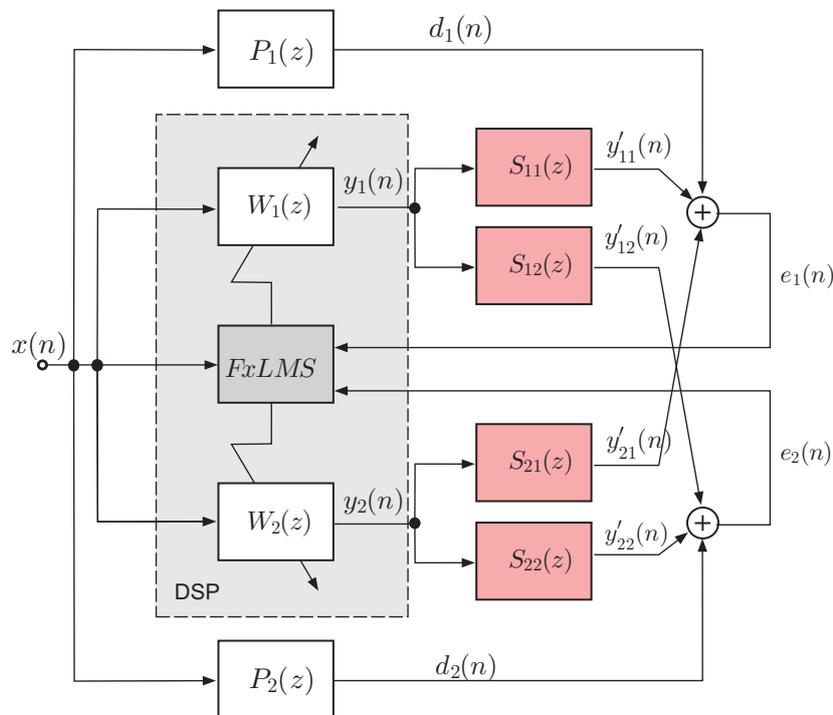


Bild 2.6: 1x2x2 ANC-System.

Bei einem 1x2x2 ANC-System gibt es zwei Primärstrecken und somit auch zwei adaptive Filter, um diese zu kompensieren. Von den zwei Filterausgängen zu den zwei Fehlermikrofon gibt es

insgesamt vier Sekundärstrecken (siehe Bild 2.6). Die Adaptionvorschrift lautet

$$\mathbf{w}_1(n+1) = \mathbf{w}_1(n) - \mu'_{11}(n)\mathbf{x}_{11}'(n)e_1(n) - \mu'_{12}(n)\mathbf{x}_{12}'(n)e_2(n) \quad (2.9)$$

$$\mathbf{w}_2(n+1) = \mathbf{w}_2(n) - \mu'_{21}(n)\mathbf{x}_{21}'(n)e_1(n) - \mu'_{22}(n)\mathbf{x}_{22}'(n)e_2(n). \quad (2.10)$$

Die Gleichungen (2.9) und (2.10) sind die Grundlage der Implementierung auf dem DSP. Von ihnen ausgehend wurde in der Programmiersprache C ein Programm für den DSP geschrieben. Um dieses näher zu erläutern, wird im Folgenden zunächst ein Überblick über den Programmablauf gegeben und darauf folgend einzelne verwendete Funktionen und Programmstrukturen näher erläutert.

2.3 DSP-Implementierung

Das DSP-Programm hat während der Laufzeit folgende Aufgaben zu erfüllen:

- Einlesen der Eingangsdaten der Mikrofone von den AD-Wandlern
- Ausgeben der Filterausgangssignale an die DA-Wandler für die Sekundärlautsprecher
- Messung der Sekundärstrecken
- Berechnung der Filterausgangssignale
- Adaption der Filterkoeffizienten mittels FXLMS.

Hinzu kommen noch Initialisierungsaufgaben für den DSP, auf die hier aber nicht weiter eingegangen werden soll. Da die Messung der Sekundärstrecken mit einem einfachen LMS-Algorithmus durchgeführt wird und von der Programmierung der adaptiven Filterung mit FXLMS stark ähnelt, wird auch diese im folgenden nicht weiter erläutert.

Das Bedienen des McASP wird vom dMAX übernommen, der nach jedem abgeschlossenen Transfer die Interrupt-Service-Routine `dmax_isr()` aufruft. Dabei erfolgt noch eine Abtastratenumsetzung von dem 32 kHz Abtasttakt, mit dem der McASP betrieben wird, zu einem reduzierten Takt, mit dem der eigentliche Algorithmus läuft. Dazu wird der dMAX so programmiert, dass nicht nach jedem Abtastwert der Interrupt aufgerufen wird, sondern erst nach einer mittels der Variablen `freq_divider` konfigurierbaren Anzahl. Eingangsseitig werden die dazwischenliegenden Abtastwerte verworfen, am Ausgang werden dieselben Daten über mehrere Takte gehalten. Die fehlende digitale Tiefpassfilterung bei der Abtastratenumsetzung ist durch entsprechende analoge Tiefpassfilter auszugleichen.

Bei jedem Aufruf von `dmax_isr()` werden zunächst die Variablen `referenz`, `error1` und `error2` beschrieben mit den Eingangswerten der AD-Wandler, an die das Referenzmikrofon sowie die beiden Fehlermikrofone angeschlossen sind. Dann werden die DA-Ausgangswerte für die beiden Sekundärlautsprecher sowie den Primärlautsprecher aus den variablen `sek1`, `sek2` und `prim1` ausgelesen. Im Anschluss wird die Funktion `void do_work(void)` aufgerufen. Tabelle 2.2 fasst die Anschlüsse des PADK und die zugehörigen Variablen zusammen.

Peripherie	Variable	PADK-Anschluss
Referenzmikrofon	referenz	ANALOG IN 1
Fehlermikrofon 1	error1	ANALOG IN 5
Fehlermikrofon 2	error2	ANALOG IN 7
Primärlautsprecher	prim1	ANALOG OUT 1
Sekundärlautsprecher 1	sek1	ANALOG OUT 5
Sekundärlautsprecher 2	sek2	ANALOG OUT 7

Tabelle 2.2: Anschluss der Peripherie an das PADK.

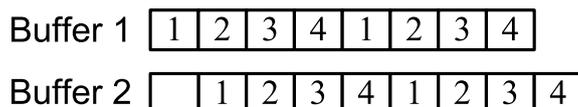


Bild 2.7: Buffer-Struktur.

In der `do_work`-Funktion wird das Eingangssignal mit den adaptiven Filtern sowie mit den eingemessenen Sekundärstrecken gefiltert. Im Anschluss werden die Koeffizienten des adaptiven Filters mittels FXLMS aktualisiert.

Für die Durchführung der Faltung wird die Bibliotheksfunktion

- `float DSPF_sp_dotprod (const float* x, const float* y, const int nx)`

verwendet, die das Skalarprodukt der beiden Vektoren x und y der Länge n_x berechnet. Die Funktion ist hoch optimiert und benötigt lediglich $n_x/2 + 25$ Zyklen.

Dazu müssen die Daten jedoch auf 8 Byte-Grenzen ausgerichtet sein. Um dies in jedem Schritt zu gewährleisten, wird eine spezielle Bufferstruktur verwendet. Das Eingangssignal für einen Filter der Länge N wird dabei in zwei Buffern mit $2N$ und $(2N + 1)$ 4-Byte-Elementen gespeichert. Die beiden Buffer haben dabei ein Alignment von 8 Byte. Das erste Element des zweiten Buffers ist leer, danach folgt eine Kopie des ersten Buffers, der aus zwei aufeinander folgenden Ringbuffern mit gleichem Inhalt besteht. Dadurch liegen die letzten N Eingangswerte immer aufeinander folgend im ersten und damit auch im zweiten Buffer. Zusätzlich liegen diese N Werte immer mit einem Alignment von 8 Byte in einem der beiden Buffer. Somit können die Filtereingangswerte zu jedem Zeitpunkt mit 8-Byte-Alignment hintereinander aus dem Speicher ausgelesen werden.

Bild 2.7 soll diesen Sachverhalt verdeutlichen. Die Filterlänge beträgt hier 4. Liegen die letzten 4 Eingangswerte beispielsweise an den Stellen 2,3,4,1, so wird Buffer 2 zum Auslesen verwendet, da die zweite Speicherstelle hier auf einer 8-Byte-Grenze liegt. Mit dem nächsten Eingangswert wird die zweite Speicherstelle überschrieben. Folglich sollen dann die Speicherstellen 3,4,1,2 hintereinander ausgelesen werden. Hierfür wird nun das erste Array verwendet, da dort die dritte Speicherstelle ein 8-Byte-Alignment aufweist.

Exemplarisch gibt Quellcode 2.1 die Faltung des Referenzsignals (`referenz`) mit der zuvor gemessenen Sekundärstrecke (`s_11_hat`) wieder. Die Daten des Eingangssignals werden wie beschrieben in den beiden Buffern `x_s_hat_a` und `x_s_hat_b` gespeichert.

```

x_S_hat_a[x_S_hat_cnt] = referenz;
x_S_hat_a[x_S_hat_cnt+S_LENGTH] = referenz;
x_S_hat_b[x_S_hat_cnt+1] = referenz;
x_S_hat_b[x_S_hat_cnt+1+S_LENGTH] = referenz;
if (x_S_hat_cnt % 2)
    px_S_hat = &x_S_hat_b[x_S_hat_cnt+1];
else
    px_S_hat = &x_S_hat_a[x_S_hat_cnt];

x_11_strich = DSPF_sp_dotprod(px_S_hat, S_11_hat, S_LENGTH);

x_S_hat_cnt = (x_S_hat_cnt - 1) & (S_LENGTH - 1);

```

Quellcode 2.1: Faltung des Eingangssignals mit der ersten Sekundärstrecke.

```

prefactor_11 = weight_11*(-step_size*e_1
    / (DSPF_sp_dotprod(px_11_strich, px_11_strich, W_LENGTH)
    +FLT_EPSILON +1));
DSPF_sp_w_vec(px_11_strich, pW_1, prefactor_11, pW_1neu, W_LENGTH);

```

Quellcode 2.2: Adaption W_1 aus x'_{11} .

Das so gewonnene Signal $x'_{11}(n)$ wird dann zur Adaption der Filter gemäß (2.9) verwendet. Für die dabei durchzuführende Addition zweier Vektoren mit skalarer Gewichtung des einen Vektors steht mit

- `void DSPF_sp_w_vec (const float* x, const float* y, float m, float* restrict r, int nr)`

ebenfalls eine hoch optimierte Bibliotheksfunktion bereit. Diese addiert die Vektoren x und y , wobei letzterer mit m gewichtet wird, und speichert das Ergebnis in r ; die Vektoren haben die Länge nr . Die Funktion benötigt $2\lfloor \frac{nr-1}{2} \rfloor + 19$ Zyklen.

Für die erste Teilsumme von (2.9) ist der Vorgang in Quellcode 2.2 dargestellt. Zunächst wird $-\mu'_{11}(n)e_1(n)$ bestimmt, wobei die Berechnung der Leistung $\mathbf{x}'_{11}{}^T(n)\mathbf{x}'_{11}(n)$ mit der schon diskutierten Funktion `DSPF_sp_dotprod` geschieht. Anschließend erfolgt die Aufdatierung der Filterkoeffizienten `pW_1` zu `pW_1neu`.

Die Berechnung der eigentlichen Sekundärsignale erfolgt analog zur Faltung mit der Sekundärstrecke durch Faltung des Referenzsignals mit den adaptierten Filtern. Der vollständige Programmcode hierzu befindet sich im Anhang A.

Den wesentlichen Anteil der benötigten Rechenzeit machen die aufgerufenen Bibliotheksfunktionen aus. Für ein $1 \times 1 \times 1$ -System wird eine Faltung mit der Sekundärstrecke ($N_s/2 + 25$ Zyklen), eine Faltung mit dem adaptiven Filter ($N_w/2 + 25$ Zyklen), die Bestimmung der Leistung zur Schrittweitenormalisierung ($N_w/2 + 25$ Zyklen) und die Aufdatierung des Koeffizientenvektors ($N_w + 17$ Zyklen für gerades N_w) durchgeführt. Insgesamt werden also $N_s/2 + 2N_w + C$ Zyklen benötigt, wobei C eine von den Filterlängen unabhängige Konstante ist. Bei einem $1 \times 2 \times 2$ -System vervierfachen sich die Aufwände für die Filterung mit den Sekundärstrecken und die Filteradaption und verdoppelt sich der Aufwand für die Filterung mit den adaptiven Filtern, so dass insgesamt $2N_s + 7N_w + C$ Zyklen benötigt werden.

Durch die vierfache Speicherung der Filtereingangsdaten ergibt sich auch ein nicht zu unterschätzender Speicherbedarf. Für ein 1x1x1-System werden $5N_s \cdot 4$ B für Koeffizienten und Eingangsbuffer, weitere $5N_w \cdot 4$ B für die Filterung mit dem adaptiven Filter sowie $5N_w \cdot 4$ B für eine Kopie der Koeffizienten während der Aufdatierung und die Eingangsbuffer zur Bestimmung der Leistung, insgesamt also $(5N_s + 10N_w) \cdot 4$ B benötigt. Für ein 1x2x2-System verdoppeln oder vervierfachen sich die Bedarfe auf insgesamt $(8N_s + 24N_w) \cdot 4$ B.

2.4 Untersuchung an der Schlafcouch für stationäre Signale

Die im vorherigen Kapitel beschriebene DSP-Implementierung des FXLMS-Algorithmus für ein 1x2x2 ANC-System wurde im Labor der Professur Mechatronik an der Schlafcouch getestet. Als Störsignal wurde weißes Rauschen verwendet. Das Referenzsignal wurde dabei entweder im DSP erzeugt und dort direkt zur Adaption verwendet (interne Referenz) oder mit dem Referenzmikrofon aufgezeichnet (externe Referenz).

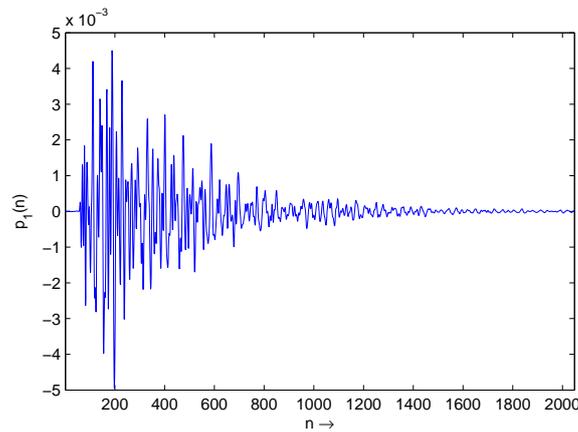


Bild 2.8: Impulsantwort der Übertragungstrecke zwischen Primärlautsprecher und Fehlermikrofon 1 .

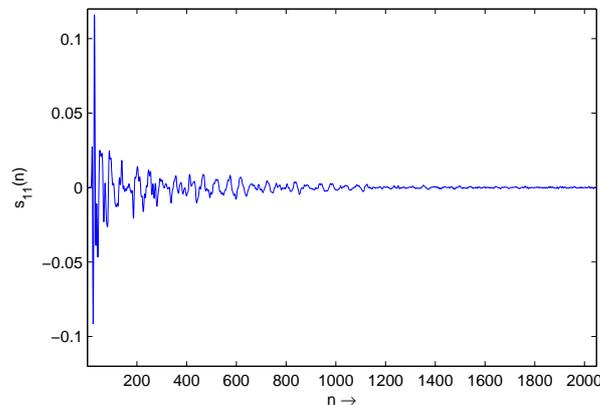


Bild 2.9: Impulsantwort der Übertragungstrecke zwischen Sekundärlautsprecher 1 und Fehlermikrofon 1.

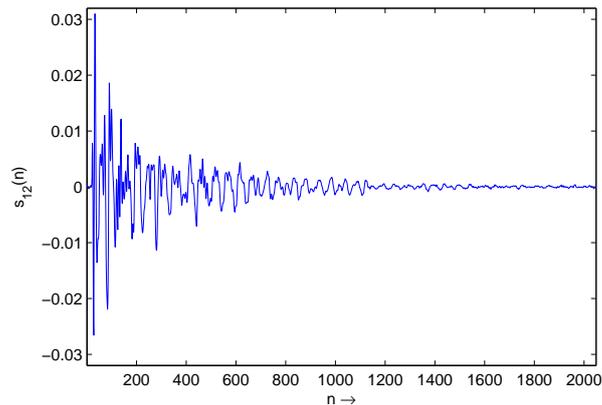


Bild 2.10: Impulsantwort der Übertragungsstrecke zwischen Sekundärlautsprecher 1 und Fehlermikrofon 2.

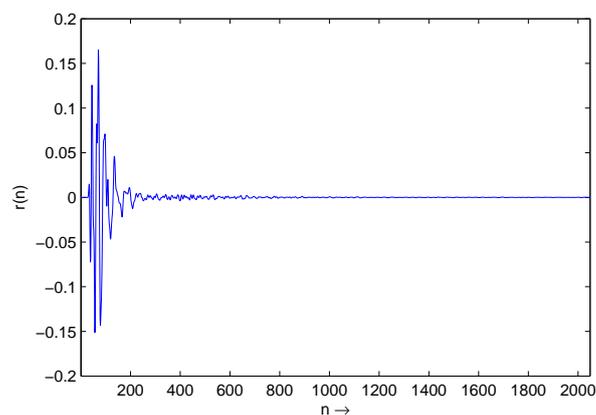


Bild 2.11: Impulsantwort der Übertragungsstrecke zwischen Primärlautsprecher und Referenzmikrofon.

Die Bilder 2.8 bis 2.11 zeigen die gemessenen Impulsantworten der relevanten Übertragungsstrecken des Testaufbaus bei einer Abtastfrequenz von 4 kHz.

Getestet wurde zunächst ein 1x1x1 ANC-System bei verschiedenen Abtastfrequenzen und bei verschiedenen Filterlängen für w und \hat{s} . Die Messergebnisse sind in Tabelle 2.3 zusammengefasst.

Die Ergebnisse zeigen, dass der wesentliche Faktor, der die zu erreichende Dämpfung beeinflusst, die Länge des adaptiven Filters w ist. Dabei ist die gewählte Abtastfrequenz miteinzubeziehen. So entsprechen 512 Filtertaps bei einer Abtastfrequenz von 4 kHz einer Impulsantwortlänge von 0,128 sec, bei 2 kHz 0,256 sec. Je länger w gewählt wird, desto besser kann sich das Filter an die Primärübertragungsstrecke anpassen. Da die Sekundärstrecken-Impulsantwort wesentlich weniger Zeit benötigt um abzuklingen als die Primärstrecken-Impulsantwort, spielt die Länge von \hat{s} bei den getesteten Parametern keine große Rolle. Einen wesentlichen Einfluss hat auch die Übertragungsstrecke zwischen Primärquelle und Referenzmikrofon. Bei Verwendung des internen Referenzsignals wird diese zu einem Dirac-Impuls und es werden deutlich

Referenz	Abtastfrequenz	Länge w	Länge \hat{s}	Reduktion e_1
extern	2 kHz	512	256	10,4 dBA
extern	2 kHz	1024	256	9,7 dBA
extern	2 kHz	1024	512	9,8 dBA
extern	4 kHz	256	256	5,6 dBA
extern	4 kHz	512	256	9,2 dBA
extern	4 kHz	512	512	9,2 dBA
extern	4 kHz	1024	256	10,3 dBA
extern	4 kHz	1024	512	10,1 dBA
extern	4 kHz	2048	256	10,3 dBA
extern	8 kHz	512	512	5,6 dBA
extern	8 kHz	1024	512	9,5 dBA
intern	4 kHz	512	256	12,9 dBA
intern	4 kHz	1024	256	22,5 dBA
intern	4 kHz	2048	256	27,3 dBA

Tabelle 2.3: Messergebnisse: 1x1x1 ANC-System.

höhere Dämpfungen erzielt. Dabei erreicht man sogar so gute Ergebnisse, dass das Störsignal annähernd vollständig gedämpft wird.

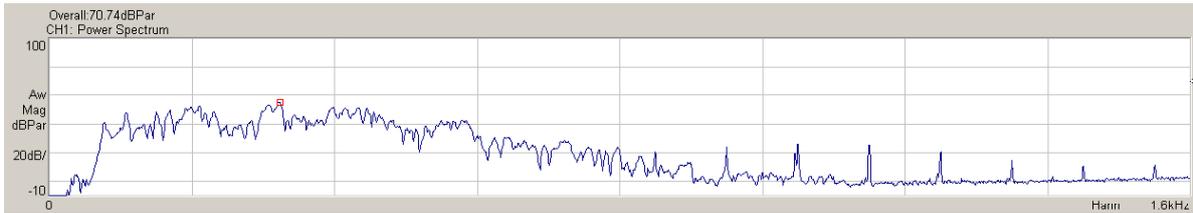


Bild 2.12: Spektrum des Fehlermikrofonsignals ohne ANC.

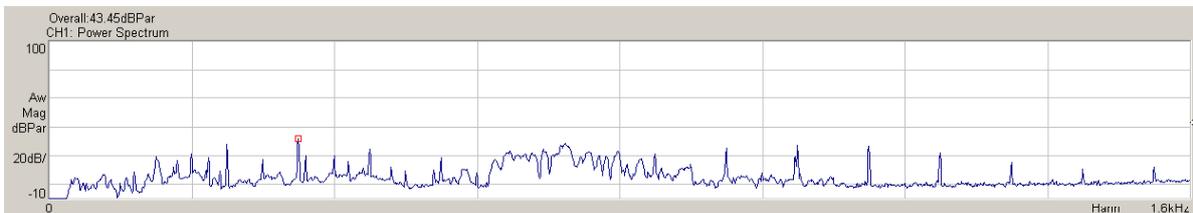


Bild 2.13: Spektrum des Fehlermikrofonsignals mit 1x1x1 ANC System, interner Referenz, 4 kHz, Länge $N_w = 2048$ und Länge $N_{\hat{s}} = 256$.

Bild 2.12 zeigt das Störspektrum am Fehlermikrofon ohne ANC-System, Bild 2.13 zeigt das Ergebnis des ANC-Systems bei interner Referenz, einer Abtastfrequenz von 4 kHz und einer Filterlänge von 2048 Taps für w und 256 für \hat{s} . Man erkennt, dass im Vergleich zu Bild 2.12 das Fehlersignal weitestgehend im Bereich des Hintergrundrauschens liegt. Dabei werden die auftretenden Spitzen vom Grundrauschen der Sekundärlautsprecher hervorgerufen und können somit gar nicht weiter durch ANC gedämpft werden.

Wie schon aus den Bildern 2.9 und 2.10 zu erkennen ist, besitzen die überkreuzten Sekundärübertragungstrecken $s_{12}(n)$ und $s_{21}(n)$, im Vergleich zu direkten Strecken $s_{11}(n)$ und $s_{22}(n)$ eine viel größere Dämpfung. Der Einfluss von $s_{12}(n)$ und $s_{21}(n)$ bei der Adaption der Filterkoeffizienten ist so gering, dass er im konkreten Testszenario vernachlässigt werden kann. Somit wird das 1x2x2 ANC-System zu zwei 1x1x1 Systemen.

Referenz	Abtastfrequenz	Länge w	Länge \hat{s}	Reduktion e_1	Reduktion e_2
extern	4 kHz	512	256	9,2 dBA	7,7 dBA
extern	4 kHz	512	512	9,7 dBA	8,2 dBA
extern	4 kHz	1024	256	9,4 dBA	7,9 dBA
extern	4 kHz	1024	512	9,1 dBA	7,5 dBA
intern	4 kHz	512	256	11,5 dBA	10,4 dBA
intern	4 kHz	1024	256	22,1 dBA	21,7 dBA

Tabelle 2.4: Messergebnisse des 1x2x2 ANC-Systems.

Die Messergebnisse des 1x2x2 ANC-Systems in Tabelle 2.4 ähneln denen des 1x1x1 ANC-Systems aus Tabelle 2.3. Hierbei wurde der Einfluss der überkreuzten Übertragungstrecken bei der Adaption auf Null gesetzt. Bei Fehlermikrofon 1 ist die Dämpfung ca. 1 dBA geringer, da hier der zweite Sekundärlautsprecher ein zusätzliches Störsignal erzeugt. Am zweiten Fehlermikrofon ist die Rauschreduktion bei externer Referenz konstant ca. 1,5 dBA schlechter als am ersten. Der Grund hierfür liegt in den räumlichen Gegebenheiten. So liegt das zweite Fehlermikrofon näher am Primärlautsprecher als das erste.

Es wurden keine längeren Filter verwendet, da lediglich der interne Speicher von 256 kB des DSP verwendet wurde. Von diesem sind bei dem 1x1x1-System mit adaptivem Filter der Länge 2048 und Sekundärstreckenfilter der Länge 256 insgesamt 200 kB belegt, bei dem 1x2x2-System mit adaptivem Filter der Länge 1024 und Sekundärstreckenfilter der Länge 512 sogar 227 kB verwendet, siehe Tabelle 2.5. Das PADK bietet zwar externen Speicher, der Zugriff auf diesen ist jedoch erheblich langsamer als auf den internen. Die durchaus noch vorhandenen Rechenleistungsreserven des DSP wären daher durch eine Auslagerung von Daten in den externen Speicher schnell erschöpft worden, was seinerseits zu einer Begrenzung der Filterlängen geführt hätte.

2.5 Theoretisch erreichbare Reduktion

Um die mit dem DSP-System erreichten Reduktionen bewerten zu können soll die mit gegebener Filterlänge maximal erreichbare Reduktion ermittelt werden. Dazu ist zunächst die Signalleistung am Fehlermikrofon ohne ANC-System zu betrachten. Für diese ergibt sich

$$E[d^2(n)] = E \left[\left(\sum_k p(k)x(n-k) \right)^2 \right] \quad (2.11)$$

$$= \sum_l \sum_k p(l)p(k)E[x(n-k)x(n-l)] \quad (2.12)$$

$$= \sigma_x^2 \sum_k p^2(k) = \sigma_x^2 \mathbf{p}^T \mathbf{p}, \quad (2.13)$$

System	Abtastrate	Länge w	Länge s	Speicherbedarf	DSP-Auslastung
1x1x1	4 kHz	256	256	102 kB	4.8%
1x1x1	4 kHz	512	256	116 kB	5.8%
1x1x1	4 kHz	512	512	125 kB	6.0%
1x1x1	4 kHz	1024	256	144 kB	7.9%
1x1x1	4 kHz	1024	512	153 kB	8.1%
1x1x1	4 kHz	2048	256	200 kB	12.0%
1x2x2	4 kHz	512	256	155 kB	12.5%
1x2x2	4 kHz	512	512	171 kB	13.8%
1x2x2	4 kHz	1024	256	211 kB	19.6%
1x2x2	4 kHz	1024	512	227 kB	20.3%
1x2x2	8 kHz	2048	512	347 kB(ext)	69.3%
1x2x2	16 kHz	4096	1024	609 kB(ext)	258.8%

Tabelle 2.5: Speicherbedarf (Programm und Daten) und DSP-Auslastung des ANC-Systems incl. Einmessen der Sekundärstrecken. Die letzten beiden Zeilen mit den erhöhten Abtastraten 8 und 16 kHz enthalten die Realisierung der Algorithmen unter Nutzung eines externen Speichers, so dass die DSP-Programmlaufzeiten sich verlängern können und die DSP-Auslastung über den angegebenen, extrapolierten Prozentwerten liegen wird.

wenn als Primärsignal weißes Rauschen der Leistung σ_x^2 angenommen wird, womit

$$E[x(n-k)x(n-l)] = \begin{cases} \sigma_x^2 & \text{falls } k = l \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (2.14)$$

Mit aktiviertem ANC-System ergibt sich im eingeschwungenen Zustand

$$E[e^2(n)] = E \left[\left(\sum_k h(k)x(n-k) \right)^2 \right] \quad (2.15)$$

$$= \sum_l \sum_k h(l)h(k)E[x(n-k)x(n-l)] \quad (2.16)$$

$$= \sigma_x^2 \sum_k h^2(k), \quad (2.17)$$

wobei sich

$$h(n) = p(n) + r(n) * w(n) * s(n) \quad (2.18)$$

$$= p(n) + w(n) * \underbrace{r(n) * s(n)}_{\tilde{s}(n)} \quad (2.19)$$

$$= p(n) + \sum_k \tilde{s}(n-k)w(n) \quad (2.20)$$

aus der Überlagerung von Primärstrecke $p(n)$ von der Primärquelle zum Fehlermikrofon und ANC-System ergibt, das neben dem adaptiven Filter $w(n)$ die Übertragungsstrecke $r(n)$ von der Primärquelle zum Referenzmikrofon und die Sekundärstrecke $s(n)$ vom Sekundärlautsprecher

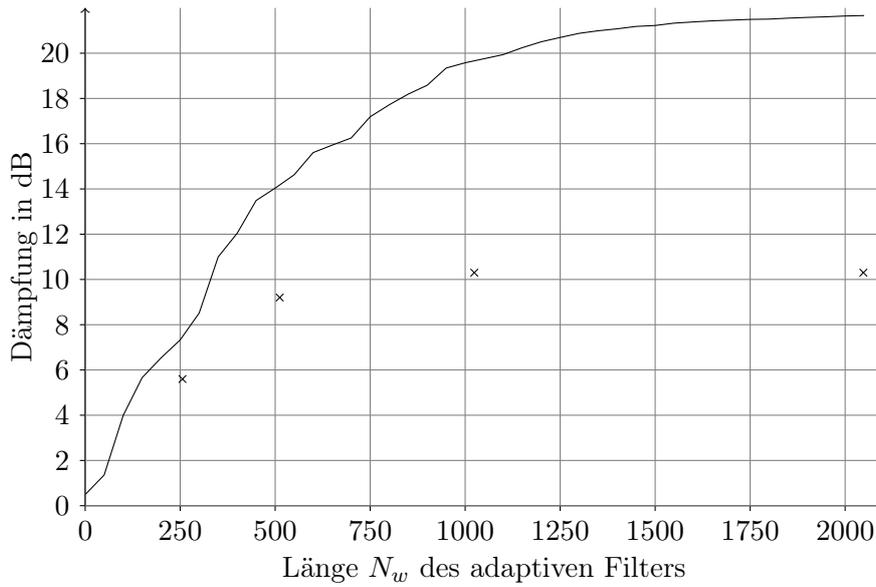


Bild 2.14: Mit optimalem w erreichbare Dämpfung an Fehlermikrofon 1 und vom realen System erreichte Dämpfung in Abhängigkeit von der Länge N_w des adaptiven Filters.

zum Fehlermikrofon enthält. Mit

$$\tilde{\mathbf{S}} = \begin{pmatrix} \tilde{s}(0) & 0 & \cdots & 0 \\ \tilde{s}(1) & \tilde{s}(0) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{s}(N_w - 1) & \tilde{s}(N_w - 2) & \cdots & \tilde{s}(0) \\ \tilde{s}(N_w) & \tilde{s}(N_w - 1) & \cdots & \tilde{s}(1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \tilde{s}(N_{\tilde{s}} - 1) \end{pmatrix} \in R^{(N_w + N_{\tilde{s}} - 1) \times N_w} \quad (2.21)$$

lässt sich

$$E[e^2(n)] = \sigma_x^2 (\mathbf{p} + \tilde{\mathbf{S}}\mathbf{w})^T (\mathbf{p} + \tilde{\mathbf{S}}\mathbf{w}) \quad (2.22)$$

schreiben. Der Vektor \mathbf{p} der Primärstreckenimpulsantwort ist ggfs. mit Nullen auf die erforderliche Länge $N_w + N_{\tilde{s}} - 1$ aufzufüllen.

Die Minimierung von $E[e^2(n)]$ führt damit unmittelbar auf das lineare Ausgleichsproblem

$$\|\mathbf{p} + \tilde{\mathbf{S}}\mathbf{w}\| = \min!, \quad (2.23)$$

das sich beispielsweise mittels der QR-Zerlegung lösen lässt, um das optimale Filter \mathbf{w} zu bestimmen. Wird das so ermittelte minimale $E[e^2(n)]$ mit $E[d^2(n)]$ ins Verhältnis gesetzt, so ergibt sich die für eine gegebene Filterlänge N_w des adaptiven Filters bestmögliche Dämpfung.

In Bild 2.14 ist diese optimale Dämpfung für die mit 4 kHz Abtastrate gemessenen Impulsantworten aufgetragen. Zum Vergleich sind die mit dem realen System erreichten Dämpfungen markiert. Diese fallen deutlich geringer aus, was auf die Verkürzung der Sekundärstreckenimpulsantworten, auf den Restfehler des LMS-Algorithmus und auf im Laboraufbau auftretende, vom Primärlärm unabhängige Störgeräusche zurückzuführen ist.

Eine Erweiterung dieses Ansatzes zur Bestimmung der maximal möglichen Dämpfung auf ein 1x2x2-System ist ohne weiteres möglich. Die Leistungen an den Fehlermikrofonen lassen sich

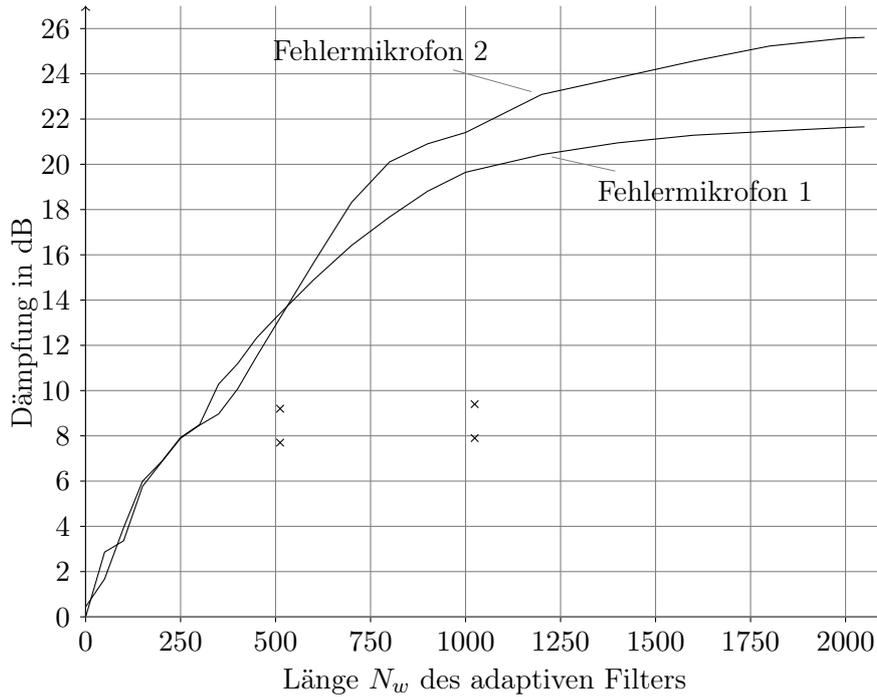


Bild 2.15: Mit optimalen w_1, w_2 erreichbare Dämpfung und vom realen System erreichte Dämpfung in Abhängigkeit von der Länge N_w der adaptiven Filter.

gemäß

$$E[e_1^2(n)] = \sigma_x^2 \|\mathbf{p}_1 + \tilde{\mathbf{S}}_{11} \mathbf{w}_1 + \tilde{\mathbf{S}}_{21} \mathbf{w}_2\|^2 \quad (2.24)$$

$$E[e_2^2(n)] = \sigma_x^2 \|\mathbf{p}_2 + \tilde{\mathbf{S}}_{12} \mathbf{w}_1 + \tilde{\mathbf{S}}_{22} \mathbf{w}_2\|^2 \quad (2.25)$$

bestimmen. Wird nun die Summe der Leistungen minimiert, so ergibt sich

$$E[e_1^2(n)] + E[e_2^2(n)] = \sigma_x^2 \|\mathbf{p}_1 + \tilde{\mathbf{S}}_{11} \mathbf{w}_1 + \tilde{\mathbf{S}}_{21} \mathbf{w}_2\|^2 + \sigma_x^2 \|\mathbf{p}_2 + \tilde{\mathbf{S}}_{12} \mathbf{w}_1 + \tilde{\mathbf{S}}_{22} \mathbf{w}_2\|^2 \quad (2.26)$$

$$= \sigma_x^2 \left\| \begin{pmatrix} \mathbf{p}_1 \\ \mathbf{p}_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{S}}_{11} & \tilde{\mathbf{S}}_{21} \\ \tilde{\mathbf{S}}_{12} & \tilde{\mathbf{S}}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{w}_1 \\ \mathbf{w}_2 \end{pmatrix} \right\|^2 = \min!, \quad (2.27)$$

also wieder ein lineares Ausgleichsproblem.

Auch dieses lässt sich lösen und so die erreichbare Dämpfung an beiden Fehlermikrofonen einzeln bestimmen. Das Ergebnis in Abhängigkeit von der Länge N_w der adaptiven Filter ist in Bild 2.15 aufgetragen. Die Ergebnisse ähneln denen des 1x1x1-Systems stark, jedoch ist der Unterschied zum realen System noch etwas größer. Dies mag in der vereinfachten Adaption begründet liegen, bei der die überkreuzten Sekundärstrecken ignoriert wurden.

Die theoretischen wie auch die praktisch erreichten Ergebnisse verdeutlichen, dass eine hohe Rauschreduktion einhergeht mit einer hohen Anzahl an Filtertaps der adaptiven Filter. Allerdings wird der Rechenaufwand umso höher, je länger die verwendeten Filter sind. Infolgedessen wurde im Rahmen dieses Projektes auf eine Implementierung von weiteren Adaptionalgorithmen wie RLS oder Affiner Projektion [Say03] verzichtet. Diese haben einen deutlich höheren Rechenaufwand, was die Länge der adaptiven Filter und somit die maximal erreichbare Reduktion einschränken würde. Daher wird im zweiten Teil dieses Berichts zunächst eine Frequenzbereichsimplementierung des LMS-Algorithmus vorgestellt, welche bei besserem Konvergenzverhalten einen geringeren Rechenaufwand besitzt als der normale FXLMS. Im Anschluss werden beide Verfahren anhand von Matlab-Simulationen miteinander verglichen.

Kapitel 3

Konzeptstudie für ANC bei instationären Signalen

3.1 Einführung und Motivation

Die Ergebnisse der DSP-Implementierung des ANC-Systems zeigen, dass unter den Randbedingungen

- kostengünstige Systemlösung mit einer DSP-Hardware und angepassten AD/DA-Schnittstellen und entsprechenden Mikrofonen, Verstärkern und Lautsprechern,
- C-Programmierung der ANC-Applikation auf der DSP-Hardware und
- kostengünstiger DSP als Gleitkomma- oder Festkomma-Rechner

eine Optimierung der Algorithmen hinsichtlich der Rechenkomplexität in den Vordergrund zu stellen ist. Infolgedessen werden hierzu zunächst Verbesserungen und Varianten des FxLMS-Algorithmus unter Nutzung der Schnellen Faltung vorgestellt.

Hierzu gibt es zwei alternative Ansätze:

1. Die Filterung des Referenzsignals im FxLMS-Algorithmus nach Bild 3.1 kann aufwandseffizienter mit der Schnellen Faltung berechnet werden und reduziert somit die benötigte Rechenleistung.
2. Der ANC-Ansatz aus Bild 3.1 mit dem FxLMS-Algorithmus kann durch inverse Filterung des Sekundärsignals in einen Standard-Adaptionsalgorithmus überführt werden. Hierbei entfällt die Filterung des Referenzsignals und es wird eine Filterung des Sekundärsignals mit dem inversen Filter $S^{-1}(z)$ durchgeführt.

Diese alternativen Ansätze sind für weitere Implementierungsbestrebungen von Interesse, sind aber im Rahmen dieser Studie erst einmal nicht weiter verfolgt worden.

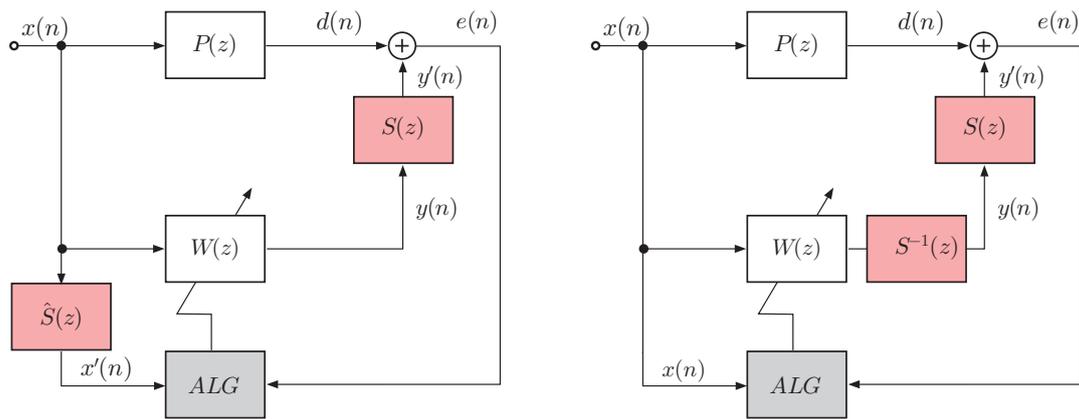


Bild 3.1: ANC-System mit FXLMS-Algorithmus und einer Variante mit Entzerrung der Sekundärstrecke mit Hilfe eines inversen Filters $S^{-1}(z)$. Das Filter $\hat{S}(z)$ im linken Signalflussgraph des FXLMS-Algorithmus und das Filter $S^{-1}(z)$ im rechten Signalflussgraph des LMS-Algorithmus können mit der Schnellen Faltung realisiert werden.

3.2 Komplexitätsbetrachtungen

Aufgrund der beschränkten Rechenleistung der aktuellen DSP-Plattformen und aus den Erkenntnissen und den Erfahrungen mit der DSP-Implementierung aus dem vorhergehenden Kapitel ist zur Verbesserung der Adaptioneigenschaften des ANC-Systems eine recheneffiziente Erweiterung des FxLMS-Algorithmus anzustreben.

Hierzu müssen sämtliche Filteroperationen durch eine sogenannte Schnelle Faltung [Zöl08] realisiert werden. Die Anzahl der mathematischen Operationen für eine FIR-Filterung mit N Koeffizienten besteht aus N Multiplikationen und $N - 1$ Additionen. Im Folgenden werden nur die Anzahl der Multiplikationen zu einer Komplexitätsabschätzung herangezogen. Für die Schnelle Faltung wird das Eingangssignal der Länge N mit einer $2N$ -Punkte FFT (Fast Fourier Transform) in den Frequenzbereich ($2N \cdot \log_2(2N)$ Multiplikationen) transformiert und dort werden die Frequenzstützwerte mit den $2N$ Koeffizienten der FFT der Impulsantwort der Länge N multipliziert. Für die Rücktransformation wird eine IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) genutzt. Es ergibt sich somit eine Komplexität pro Abtastwert (MUL/Abtastwert) von

$$C = (2 \cdot 2N \cdot \log_2(2N) + 2N)/N = 4 \log_2(N) + 6, \quad (3.1)$$

wobei die angegebenen Multiplikationen alle N Abtastwerte ausgeführt werden (Normierung auf N in vorhergehender Gleichung). Die Schnelle Faltung hat eine Verzögerungszeit von N Abtastwerten und ist für eine ANC-Anwendung direkt nicht brauchbar. Durch eine Erweiterung auf eine Latenzfreie (verzögerungsfreie) Schnelle Faltung lässt sich eine latenzfreie schnelle FIR-Realisierung [Zöl08] realisieren, wobei die Impulsantwort der Länge $N = M \cdot L$ in M kurze Teilimpulsantworten der Länge L aufgeteilt wird. Für die Komplexität pro Abtastwert (MUL/Abtastwert) dieser Latenzfreien Schnellen Faltung gilt (Ableitung siehe Anhang C) dann

$$C = 4 \cdot \log_2\left(\frac{N}{M}\right) + 2M + 2\frac{N}{M}. \quad (3.2)$$

Tabelle 3.1 fasst die Komplexitäten im Vergleich zur Zeitbereichsfaltung und der Schnellen Faltung zusammen.

Verfahren	Operationen in MUL/Abtaswert
Zeitbereichsfaltung	N
Schnelle Faltung	$4 \cdot \log_2(N) + 6$
Latenzfreie Schnelle Faltung	$4 \cdot \log_2\left(\frac{N}{M}\right) + 2M + 2\frac{N}{M}$

Tabelle 3.1: Komplexität der Zeitbereichsfaltung, der Schnellen Faltung (Faltung im Frequenzbereich) und der Latenzfreien Schnellen Faltung (Faltung im Zeit- und Frequenzbereich) mit der Filterlänge N und der Blockanzahl M für die blockbasierte, latenzfreie Realisierung

Im Bild 3.2 sieht man die Abhängigkeit der Komplexitäten für die drei Filterrealisierungen. Man erkennt, dass die Schnelle Faltung gegen eine gering ansteigende Komplexität geht und die verzögerungsfreie Schnelle Faltung mit einer gewissen Steigung leicht ansteigt. Beide Algorithmen besitzen aber eine deutlich geringerer Komplexität.

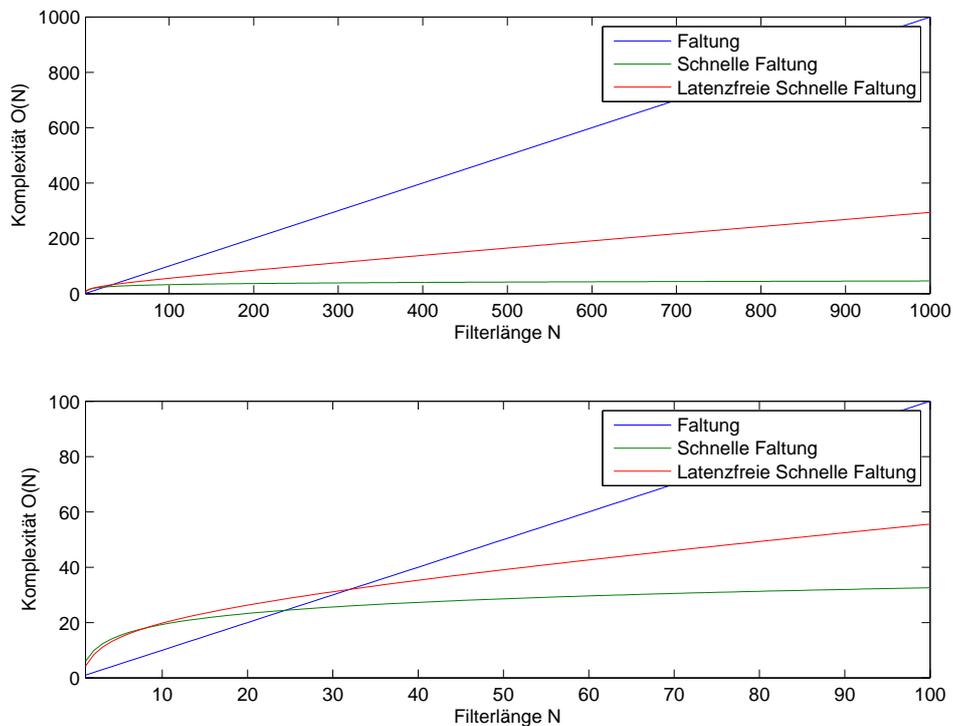


Bild 3.2: Komplexität der Faltung, Schnellen Faltung und verzögerungsfreien Schnellen Faltung in Abhängigkeit von der Filterlänge N bei Blockanzahl $M = 8$.

Die Erweiterung dieser FIR-Filterrealisierungen auf eine Adaption der Filterkoeffizienten führt auf den LMS¹-, FLMS² und DPBFD³-Algorithmus, deren Komplexitäten in Tabelle 3.2 zusammengefasst sind (Ableitung siehe Anhang C).

¹Least Mean Square

²Frequency Domain Least Mean Square

³Delayless Partitioned Block Frequency Domain Adaptive Filter

Verfahren	Operationen in MUL/Abtaswert
LMS	$2N$
FLMS	$10 \cdot \log_2(N) + 12$
DPBFDAF	$(4M + 6) \cdot \log_2\left(\frac{N}{M}\right) + 6M + 2\frac{N}{M} + 2$

Tabelle 3.2: Komplexität der adaptiven Zeitbereichsfaltung (LMS), der Adaptiven Schnellen Faltung (Faltung im Frequenzbereich, FLMS) und der Adaptiven Latenzfreien Schnellen Faltung (Faltung im Zeit- und Frequenzbereich, DPBFDAF) mit der Filterlänge N und der Blockanzahl M für die blockbasierte, latenzfreie Realisierung (Ableitung siehe Anhang C)

Bild 3.3 verdeutlicht noch einmal grafisch die Abhängigkeiten der einzelnen Algorithmen. Man erkennt, dass die beiden Frequenzbereichsverfahren unter der Komplexität des LMS-Algorithmus liegen und somit eine recheneffizientere Realisierung eines adaptiven FIR-Filters darstellen.

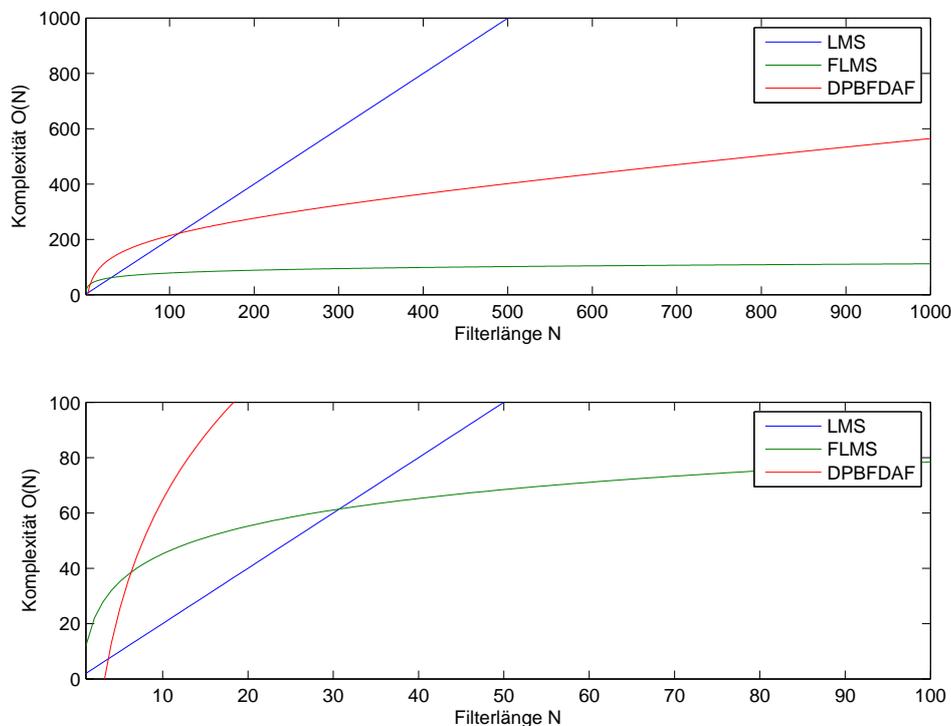


Bild 3.3: Komplexität der adaptiven Zeitbereichsfaltung (LMS), der Adaptiven Schnellen Faltung (Faltung im Frequenzbereich, FLMS) und der Adaptiven Latenzfreien Schnellen Faltung (Faltung im Zeit- und Frequenzbereich, DPBFDAF) in Abhängigkeit von der Filterlänge N bei Blockanzahl $M = 8$.

Zum einfachen Vergleich werden in Tabelle 3.3 die asymptotischen Komplexitäten $O(N)$ von weiteren adaptiven Filteralgorithmen in Abhängigkeit der Filterlänge N betrachtet. Neben dem LMS-Algorithmus ist der RLS⁴-Algorithmus und der AP⁵-Algorithmus in der Literatur intensiv behandelt und analysiert, wobei reale Echtzeitanwendungen hierzu bisher nicht zu sehen sind. Dies begründet sich in der Komplexität der Verfahren, die für den RLS $\Rightarrow O(N^2)$

⁴Recursive Least Squares

⁵Affine Projection

und den AP $\Rightarrow O(NK^2)$ (mit $3 \leq K \leq 10$) doch deutlich höher als der LMS-Algorithmus ausfallen. Einzig der PBFDAF⁶ zeigt eine dem DPBFDAF-Algorithmus ähnliche asymptotische Komplexität $O(M \log(\frac{N}{M}))$.

Adaptiver Filteralgorithmus	Iterationen
LMS	$O(N)$
RLS	$O(N^2)$
Affine Projektion	$O(NK^2)$
PBFDAF	$O(M \log(\frac{N}{M}))$

Tabelle 3.3: Komplexität verschiedener adaptiver Filteralgorithmen [Say03] [SP90]

Zur Verdeutlichung der Komplexitäten in Abhängigkeit der Filterlänge N werden die Verfahren in Bild 3.4 noch einmal gegenübergestellt. Die Adaptionsverfahren RLS und AP sind aufgrund der Filterlängen $N > 1000$ auf einem aktuellen DSP-System für diese Filterlängen nicht realisierbar. Eine Reduktion des Rechenaufwandes gegenüber dem bisher implementierten LMS-Algorithmus kann nur mit einer Adaptiven Verzögerungsfreien Schnellen Faltung erfolgen.

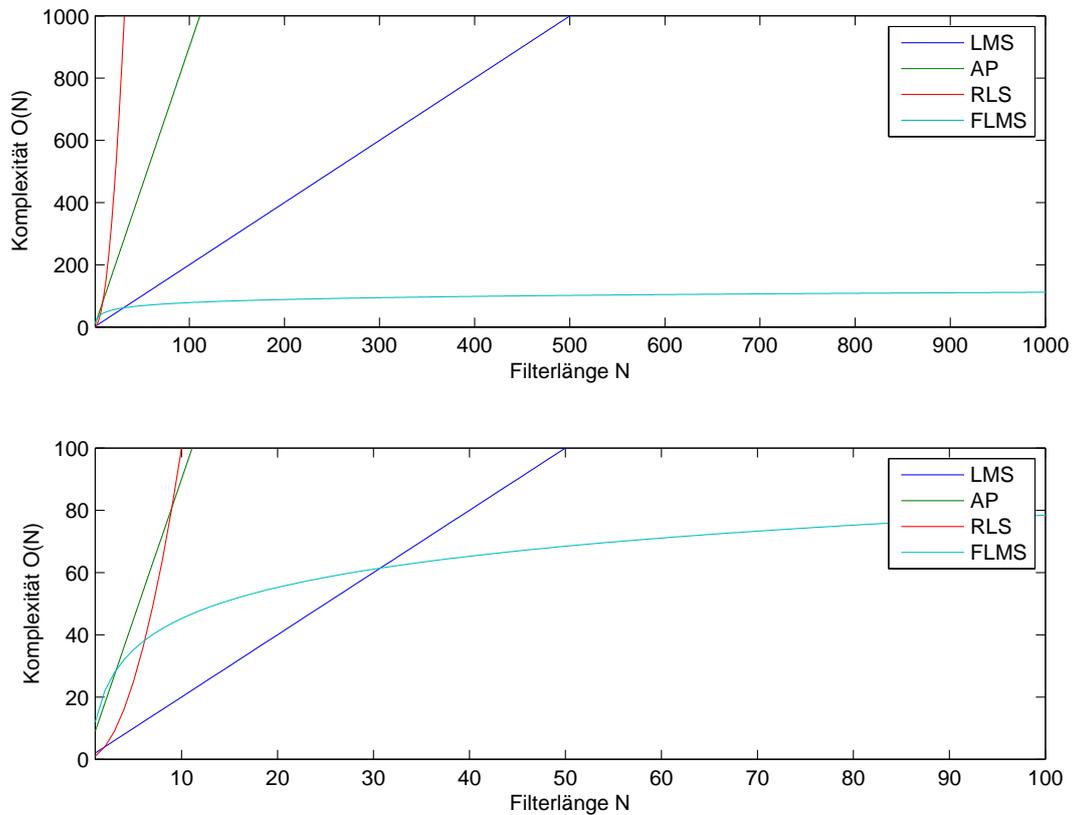


Bild 3.4: Vergleich der Komplexitäten von LMS, RLS, AP, FLMS.

⁶Partitioned Block Frequency Domain Adaptive Filter

Das Verhalten der Frequenzbereichsverfahren hinsichtlich der Konvergenz und der Stabilität ist in der Literatur [Say03] ausführlich dokumentiert. Zur Verdeutlichung der Konvergenz und Stabilität wird das Beispiel einer Systemidentifikation einer Impulsantwort eines Sekundärpfades (siehe Bild 3.5) mit den vier Adaptionsverfahren NMLS⁷, RLS, AP und PBFDAF exemplarisch in Bild 3.6 in Form einer MATLAB-Simulation gezeigt. Der Fehlerverlauf über der Anzahl der

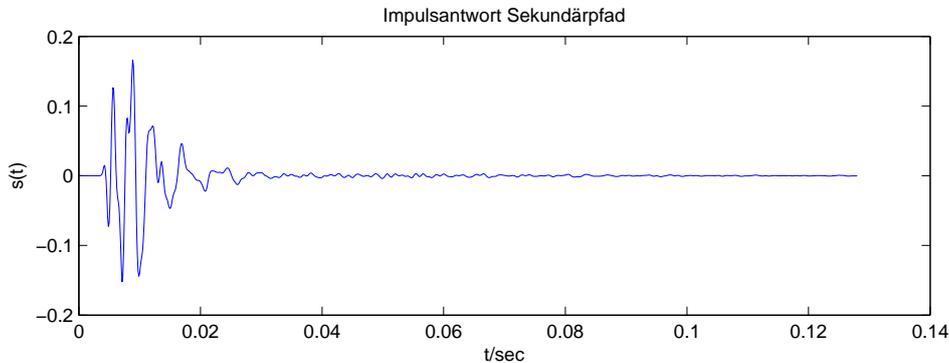


Bild 3.5: Impulsantwort eines Sekundärpfades.

Iterationen zeigt die schnelle Konvergenz und Stabilität des Frequenzbereichansatzes PBFDAF und zeigt gegenüber dem LMS eine Verkürzung der Konvergenzzeit. Im Vergleich zu RLS und AP ist der PBFDAF vergleichbar und das mit einer deutlich geringeren Rechenleistung. Die Frequenzbereichsverfahren erscheinen somit deutlich geeigneter, den Herausforderungen bezüglich einer **Verbesserung der Störreduktion und Recheneffizienz für ANC-Systeme** zu genügen. Aus diesen Gründen wird im folgenden Abschnitt die **Erweiterung der Frequenzbereichsverfahren** hin zu einer **Adaptiven Latenzfreien Schnellen Faltung**⁸ diskutiert.

3.3 Delayless Partitioned Block Frequency-Domain Adaptive Filter DPBFDAF

Die Rechenzeit der Faltung eines Signals mit einer Impulsantwort im Zeitbereich steigt linear mit der Filterlänge. Die Komplexität beträgt also $O(N)$, wobei N für die Filterlänge steht. Eine weitere Realisierungsmöglichkeit der Faltung ist die so genannte Schnelle Faltung. Dabei wird das Signal mittels Fast Fourier Transform (FFT) in den Frequenzbereich transformiert, dort mit der Übertragungsfunktion der Impulsantwort multipliziert und das Ergebnis anschließend mittels Inverser Fast Fourier Transform (IFFT) wieder in den Zeitbereich transformiert. Diese Verfahren besitzt mit $O(\log(N))$ einen deutlich geringeren Rechenaufwand für große Werte von N . Der Nachteil der Schnellen Faltung ist jedoch, dass sie eine Zeitverzögerung aufweist, da für die FFT eine gewisse Anzahl von Eingangswerten abgewartet werden muss. Eine verzögerungsfreie Faltungsgoperation kann durch eine Kombination aus Zeitbereichs- und Frequenzbereichsoperationen erreicht werden [Zöl08].

Eine Impulsantwort kann gemäß Bild 3.7 in mehrere Blöcke aufgeteilt werden. Verzögert man die Blöcke zeitlich entsprechend ihrer Position in der Gesamtimpulsantwort ermöglicht dies eine parallele Filterung mit den einzelnen Blockimpulsantworten wie in Bild 3.8 dargestellt.

⁷Normalized LMS

⁸Delayless Partitioned Block Frequency-Domain Adaptive Filter

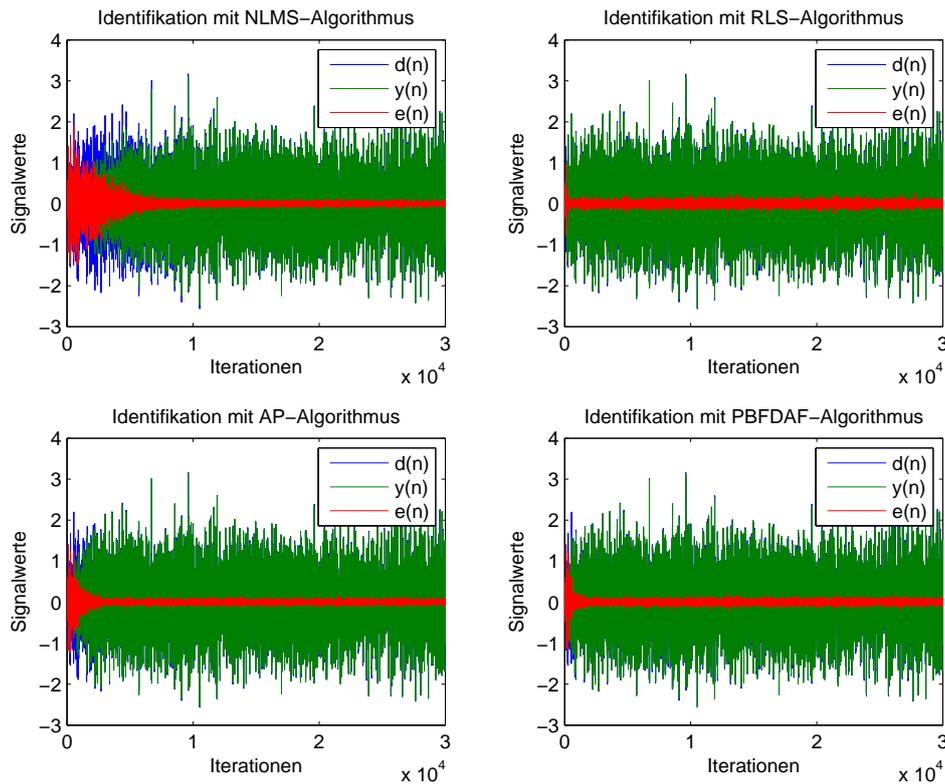


Bild 3.6: Identifikation der Impulsantwort eines Sekundärpfades mit unterschiedlichen Adaptionsverfahren.

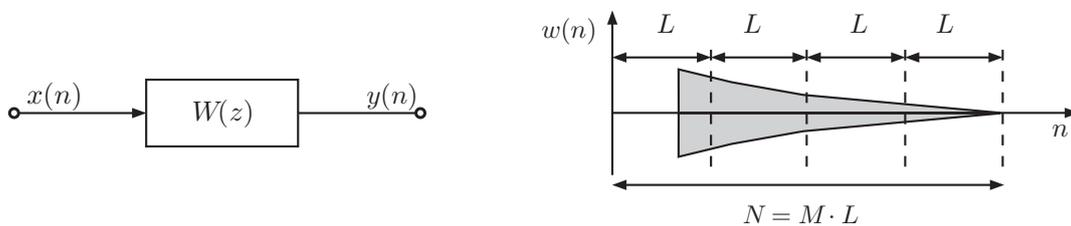


Bild 3.7: Partitionierung einer Impulsantwort [Zöl08].

Würde man nun für das gesamte System die Schnelle Faltung anwenden, würde die Verzögerung der Blocklänge entsprechen. Man kann jedoch auch die Filterung mit der ersten Blockimpulsantwort im Zeitbereich belassen und nur die ohnehin zeitlich verzögerten restlichen Filterungen in den Frequenzbereich verlagern. Das führt zu einer verzögerungsfreien Schnellen Faltung, die in Bild 3.9 dargestellt ist

Es ist zu beachten, dass die Berechnung der FFT und IFFT sowie die Multiplikation im Frequenzbereich eine gewisse Zeit benötigen. Daher kann es nötig sein, die Länge des Zeitbereichsblocks größer zu wählen als die Länge der Blöcke im Frequenzbereich, um die Verzögerungsfreiheit zu garantieren.

Im Folgenden wird die verzögerungsfreie Schnelle Faltung von Bild 3.9 mit dem Adaptionsverfahren von Soo & Pang [SP90] beschrieben. Die Nomenklatur ist an Soo & Pang [SP90] angelehnt.

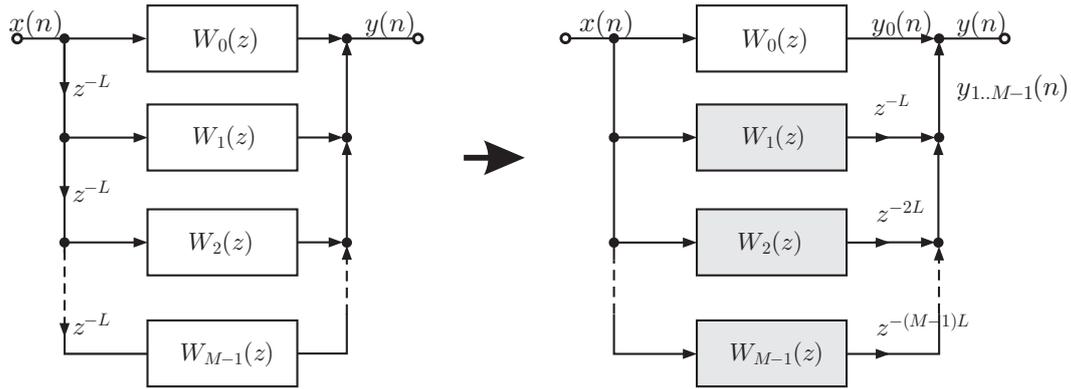


Bild 3.8: Parallele Filterung [Zöl08]: Das Teilsystem $W_0(z)$ wird mit einer Zeitbereichsfaltung realisiert und die grau dargestellten Teilsysteme $W_1(z) \dots W_{M-1}(z)$ können durch eine Schnelle Faltung im Frequenzbereich durchgeführt werden.

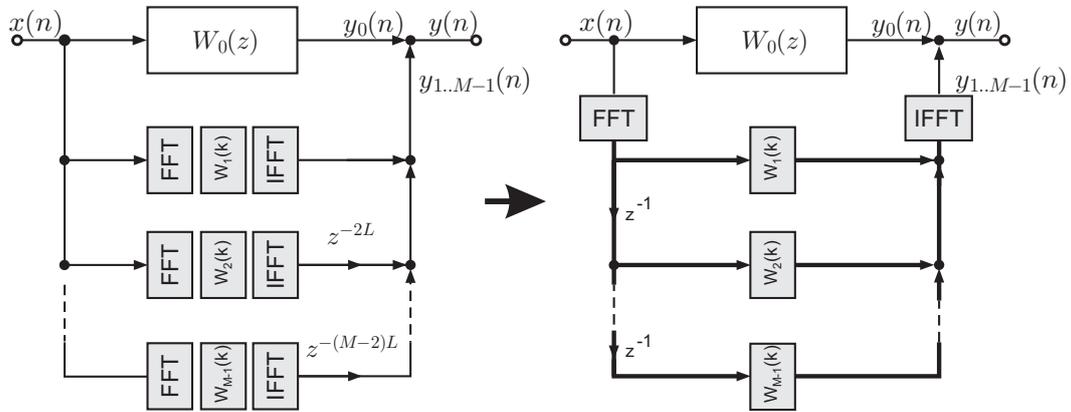


Bild 3.9: Verzögerungsfreie schnelle Faltung [Zöl08].

Das Ausgangssignal $y(n)$ des Gesamtsystems berechnet sich aus Addition des Ausgangssignals des Zeitbereichsblocks $y_0(n)$ und des Ausgangssignals des Frequenzbereichsblocks $y_{1..M-1}(n)$ [CPM83] [Fer80] [Hay96] [Shy92]. Die Schnelle Faltung wird mit der Overlap-Save-Methode durchgeführt. Dabei wird der aktuelle Eingangswerteblock der Länge L zusammen mit dem vorherigen mittels FFT in

$$\mathbf{X}(m,n) = \text{diag} \left\{ \text{FFT} \left[x(n-2L+1) \ x(n-2L+2) \ \dots \ x(n-1) \ x(n) \right]^T \right\} \quad (3.3)$$

transformiert, wobei n der Zeitindex und m der Blockindex ist. Es gilt

$$\mathbf{X}(m,n) = \mathbf{X}(m+1,n+1), \quad m = 1, 2, \dots, M-2. \quad (3.4)$$

Die Eingangsspektren $\mathbf{X}(m,n)$ werden mit den Filterübertragungsfunktionen $\mathbf{W}(m,n)$ multipliziert. Das Ergebnis aller Blöcke wird aufsummiert und mittels IFFT in den Zeitbereich transformiert. Von diesem Vektor werden aufgrund des Overlap-Save-Verfahrens die ersten L Werte verworfen. Hiermit ergibt die Frequenzbereichsfaltung das Summensignal

$$y_{1..M-1}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_L & \mathbf{I}_L \end{bmatrix} \text{IFFT} \left[\sum_{m=1}^{M-1} \mathbf{X}(m,n) \mathbf{W}(m,n) \right]. \quad (3.5)$$

3.3 Delayless Partitioned Block Frequency-Domain Adaptive Filter DPBFDAF 29

Dabei ist \mathbf{I}_L die Einheitsmatrix der Dimension L und $\mathbf{0}_L$ die Nullmatrix der Dimension L . Für die Adaption der Filterübertragungsfunktionen wird das Fehlerspektrum

$$\mathbf{E}(n) = \text{FFT} \left[\underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}}_{L \text{ Nullen}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{d}(n) - \mathbf{y}(n) \end{bmatrix}^T}_{L \text{ Elemente}} \right]^T \quad (3.6)$$

ermittelt. Daraus lassen sich die neuen Filterübertragungsfunktionen anhand folgender Adaptionvorschrift [SP90] berechnen:

$$\boldsymbol{\varphi}(m,n) = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_L & \mathbf{0}_L \end{bmatrix} \text{IFFT} [\mathbf{X}^*(m,n)\mathbf{E}(n)] \quad (3.7)$$

$$\boldsymbol{\Phi}(m,n) = \text{FFT} \left[\boldsymbol{\varphi}(m,n) \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}^T}_{L \text{ Nullen}} \right] \quad (3.8)$$

$$\mathbf{W}(m,n+1) = \mathbf{W}(m,n) + \mu\boldsymbol{\Phi}(m,n). \quad (3.9)$$

Das dargestellte Verfahren wird als Delayless Partitioned Block Frequency-Domain Adaptive Filter (DPBFDAF) bezeichnet. Auch hierbei empfiehlt es sich, die Leistung des Eingangssignals miteinzubeziehen. Dazu wird ein rekursiv gemittelter Leistungsvektor gemäß

$$\mathbf{P}(n) = \beta\mathbf{P}(n-1) + (1-\beta)\mathbf{X}^*(1,n)\mathbf{X}(1,n) \quad (3.10)$$

berechnet, wobei der Parameter β ein Mittelungsfaktor ist. Für die Adaptionvorschrift ändert sich lediglich die Gleichung (3.7) in

$$\boldsymbol{\varphi}(m,n) = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_L & \mathbf{0}_L \end{bmatrix} \text{IFFT} \left[\mathbf{X}^*(m,n)\mathbf{E}(n) [\text{diag} \{\mathbf{P}(n)\}]^{-1} \right]. \quad (3.11)$$

Die Gleichungen (3.8) und (3.9) werden unverändert verwendet.

Für die Adaption des Zeitbereichsblocks lässt sich sowohl eine normaler Zeitbereichs-LMS als auch das hier beschriebene Frequenzbereichs-Verfahren einsetzen. Dabei muss die adaptierte Filterübertragungsfunktion in den Zeitbereich transformiert werden und steht somit erst um die Blocklänge verzögert zur Verfügung.

Den Quellcode einer Matlab-Implementierung des DPBFDAF-Algorithmus befindet sich in Anhang B.

In Tabelle 3.4 sind noch einmal die Komplexitäten verschiedener adaptiver Filteralgorithmen dargestellt. Der LMS-Algorithmus besitzt die Komplexität $O(N)$, da der Rechenaufwand sowohl für die Filterung als auch für die Adaption linear mit der Filterlänge N ansteigt. Die Verfahren RLS [Say03] und Affine Projektion [Say03] besitzen mit $O(N^2)$ und $O(NK^2)$ ($K \leq N$) eine deutlich höhere Komplexität als der LMS-Algorithmus und wurden daher in diesem Projekt nicht weiter betrachtet. Die blockbasierte adaptive Filterung im Frequenzbereich (PBFDAF) besitzt die Komplexität $O(M \log(\frac{N}{M}))$ [SP90], wobei M die Blockanzahl ist. Der für die Komplexität wesentliche Anteil ist dabei die Adaption der einzelnen Filterblöcke, da dabei für jeden Block eine FFT und eine IFFT benötigt werden. Die Filterung besitzt hingegen die Komplexität $O(M)$, was für die Gesamtkomplexität zu vernachlässigen ist. Für den DPBFDAF-Algorithmus muss zusätzlich die Komplexität $O(\frac{N}{M})$ des Zeitbereichsblockes betrachtet werden, so dass das Verfahren insgesamt eine Komplexität von $O(M \log(\frac{N}{M})) + O(\frac{N}{M})$ aufweist. Der Rechenaufwand wird folglich beim DPBFDAF-Algorithmus im Vergleich zum LMS-Algorithmus bei großen Werten für N ungefähr um den Faktor M reduziert.

Adaptiver Filteralgorithmus	Komplexität
LMS	$O(N)$
RLS	$O(N^2)$
Affine Projektion	$O(NK^2)$
PBFDAF	$O(M\log(\frac{N}{M}))$
DPBFDAF	$O(M\log(\frac{N}{M})) + O(\frac{N}{M})$

Tabelle 3.4: Komplexität verschiedener adaptiver Filteralgorithmen im Vergleich zu DPBFDAF [Say03] [SP90]

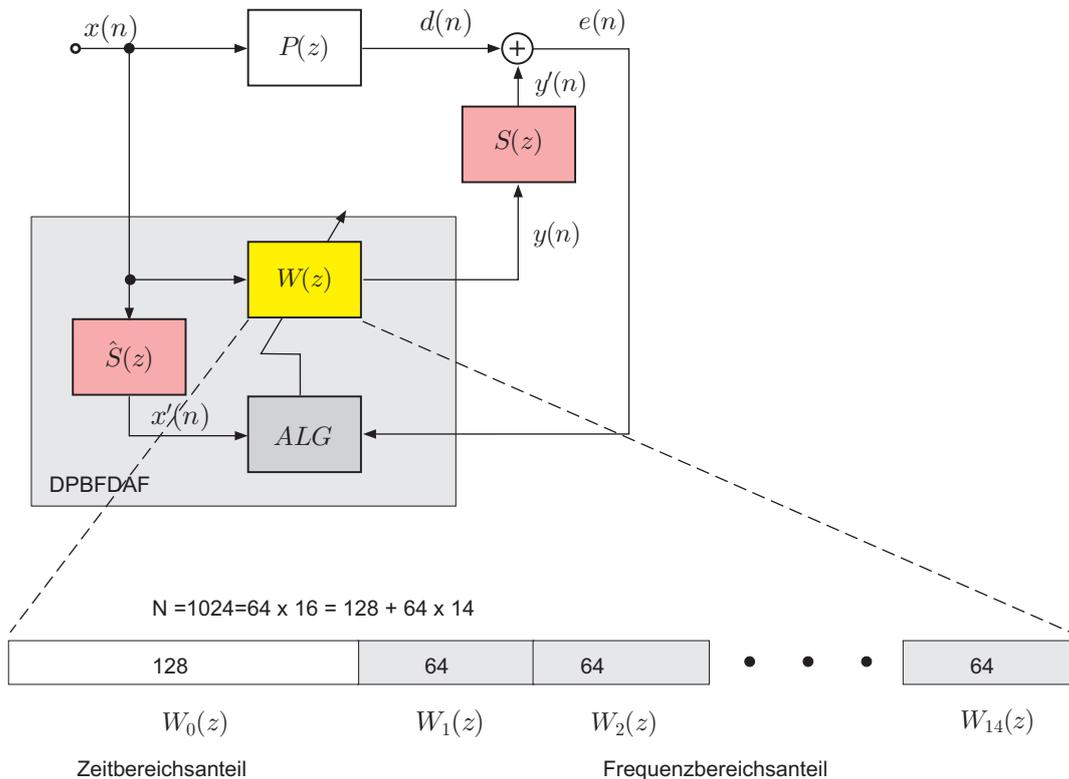


Bild 3.10: ANC-System mit DPBFDAF: Die Adaption des Filters $W(z)$ erfolgt für die ersten 128 Abtastwerte im Zeit- oder Frequenzbereich und die restlichen 14×64 Abtastwerte im Frequenzbereich. Die Gesamtlänge der Impulsantwort des adaptiven Filters $W(z)$ ist $N = 1024 = 128 + 64 \cdot 14$.

3.4 Matlab-Simulation

Für die Matlab-Simulation wird ein 1x1x1 ANC-System nach Bild 3.10 verwendet. Es wird sowohl der FXLMS-Algorithmus als auch der DPBFDAF-Algorithmus bei instationären Signalen getestet. Für Primär- und Sekundärstrecke werden die im Labor mit 4 kHz Abtastrate gemessenen Strecken verwendet (vergleiche Bilder 2.8 und 2.9). Die Primärstrecke hat eine Länge von 1024 Abtastwerte, bei der Sekundärstrecke werden 256 Abtastwerte verwendet. Die Implementierung des DPBFDAF-Algorithmus entspricht fast vollständig dem im vorherigen Abschnitt beschriebenen Verfahren. Nur bei der Berechnung für Gleichung (3.7) gibt es den

Unterschied, dass hierfür nicht das Spektrum des Eingangssignals, sondern das Spektrum des Eingangssignals, gefaltet mit der Sekundärstrecke verwendet wird. Dies führt auf

$$\varphi(m,n) = [\mathbf{I}_L \quad \mathbf{0}_L] \text{IFFT} \left[\mathbf{X}^{*}(m,n) \mathbf{E}(n) [\text{diag} \{ \mathbf{P}(n) \}]^{-1} \right]. \quad (3.12)$$

Das entspricht der Erweiterung des LMS zum FXLMS. Sowohl FXLMS als auch DPBFDAF verwenden ein adaptives Filter $W(z)$ der Länge $N = 1024$. Bei der DPBFDAF-Implementierung teilt sich dieses in einen Zeitbereichsblock mit 128 Taps und 14 Frequenzbereichsblöcke der Länge 64 auf (siehe Bild 3.10). Die Parameter der beiden Implementierung wie z.B die Schrittweite wurden so gewählt, dass bei allen verwendeten Testsignalen gute Ergebnisse erzielt werden und keine Instabilitäten auftreten. Als instationäre Testsignale werden wav-Dateien verwendet. Sie beinhalten Aufnahmen von Vorbeifahrten eines PKW, eines Motorrades, eines LKW und eines Zuges. Die Dateien stammen aus dem Absolute Sound Effects Archive (www.grsites.com/archive/sounds). Zusätzlich wird noch ein stationäres weißes Rauschsignal getestet. Der Quellcode der ANC-Simulation mit DPBFDAF-Algorithmus befindet sich in Anhang B.

Die folgenden Matlab-Simulationen zeigen den Signalpegel von Störsignal und Fehlersignal für die angegebenen Testsignale.

3.4.1 Weißes Rauschen

Die Bilder 3.11 und 3.12 zeigen die Signalleistungen über der Zeit bei weißem Rauschen. Bei dem weißen Rauschsignal kann besonders gut die Adaptionsgeschwindigkeit der beiden Verfahren verglichen werden. So erreichen sowohl FXLMS als auch DPBFDAF am Ende des Signals eine Dämpfung von ca. 10 dB, jedoch ist der DPBFDAF-Algorithmus deutlich schneller und befindet sich bereits nach ein Viertel des Signals in einem eingeschwungenen Zustand.

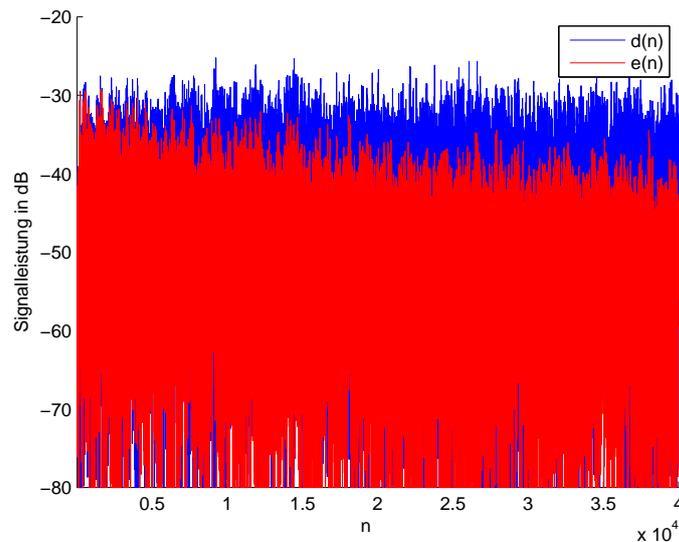


Bild 3.11: Weißes Rauschen mit FXLMS.

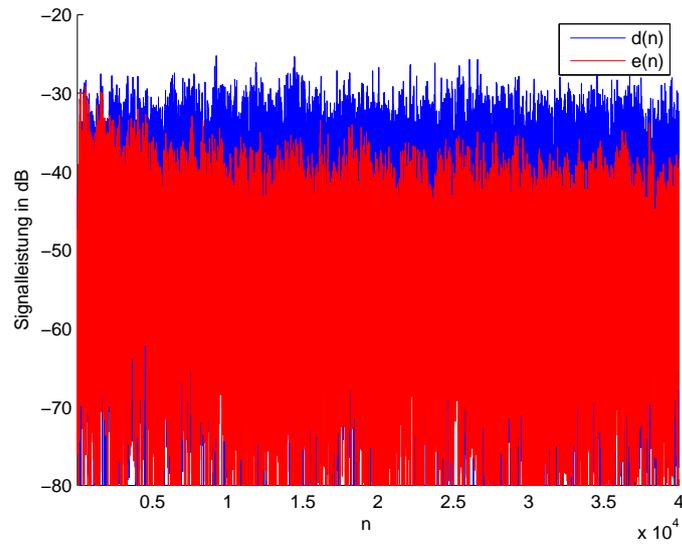


Bild 3.12: Weißen Rauschen mit DPBFDFAF.

3.4.2 PKW-Vorbeifahrt

Die Bilder 3.13 und 3.14 zeigen die Signalleistungen über der Zeit bei einer PKW-Vorbeifahrt.

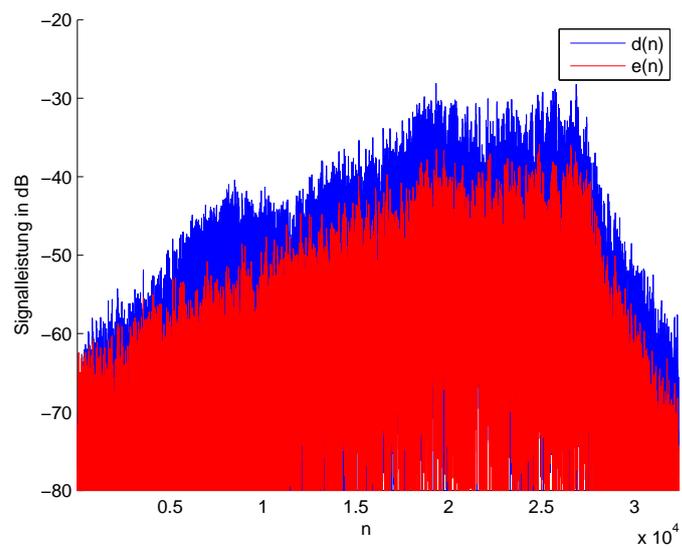


Bild 3.13: PKW-Vorbeifahrt mit FXLMS.

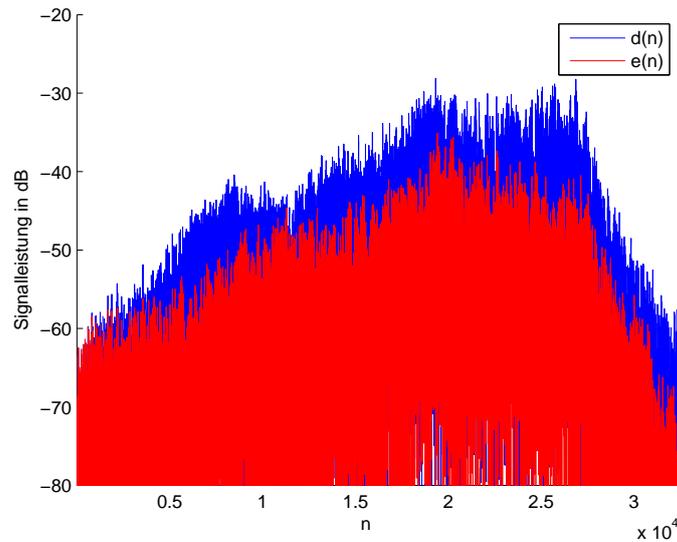


Bild 3.14: PKW-Vorbeifahrt mit DPBFDAF.

Am Anfang der PKW-Vorbeifahrt ist der DPBFDAF schlechter als der FXLMS und zeigt größere Schwankungen. Zum Ende des Signals wird der DPBFDAF jedoch zunehmend besser, so dass beide Verfahren über die gesamte Zeit betrachtet eine ähnliche Störreduktion zeigen.

3.4.3 Motorrad-Vorbeifahrt

Die Bilder 3.15 und 3.16 zeigen die Signalleistungen über der Zeit bei einer Motorrad-Vorbeifahrt.

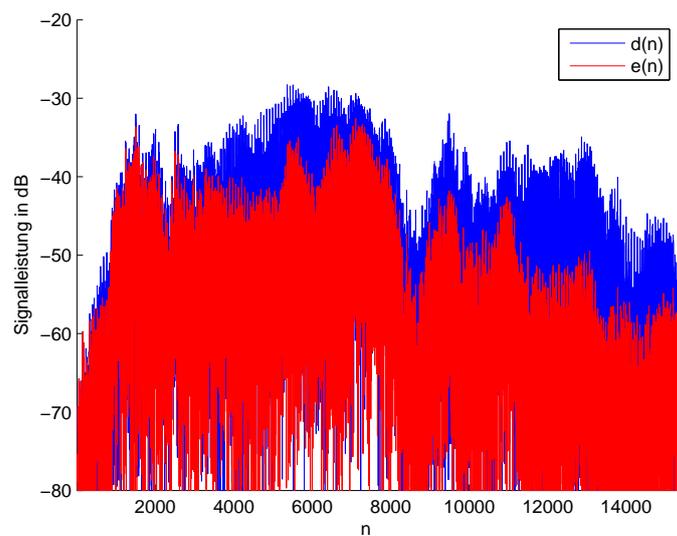


Bild 3.15: Motorrad-Vorbeifahrt mit FXLMS.

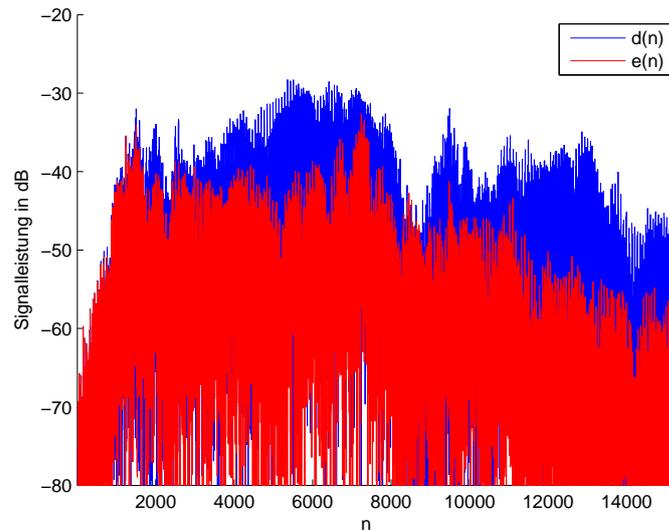


Bild 3.16: Motorrad-Vorbeifahrt mit DPBFDAF.

Die Energie des Motorradsignals weist große Schwankungen auf. Diese übertragen sich auch auf das Ausgangssignal des ANC-Systems bei beiden Verfahren. Bei Betrachten der beiden Bilder ist nur schwer zu erkennen, welcher Algorithmus besser arbeitet, da beide Verfahren an unterschiedlichen Stellen einmal besser und einmal schlechter als das jeweils andere sind. Wenn man jedoch die Gesamtleistung berechnet, zeigt sich, dass der DPBFDAF über das gesamte Signal betrachtet eine höhere Dämpfung besitzt.

3.4.4 LKW-Vorbeifahrt

Die Bilder 3.17 und 3.18 zeigen die Signalleistungen über der Zeit bei einer LKW-Vorbeifahrt.

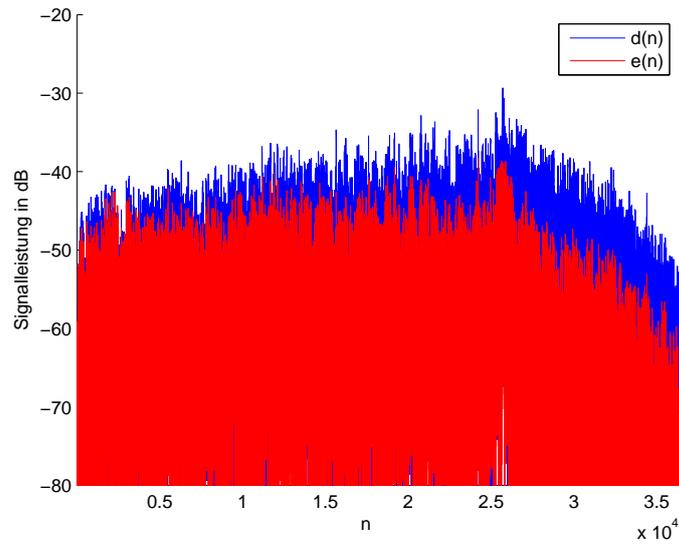


Bild 3.17: LKW-Vorbeifahrt mit FXLMS.

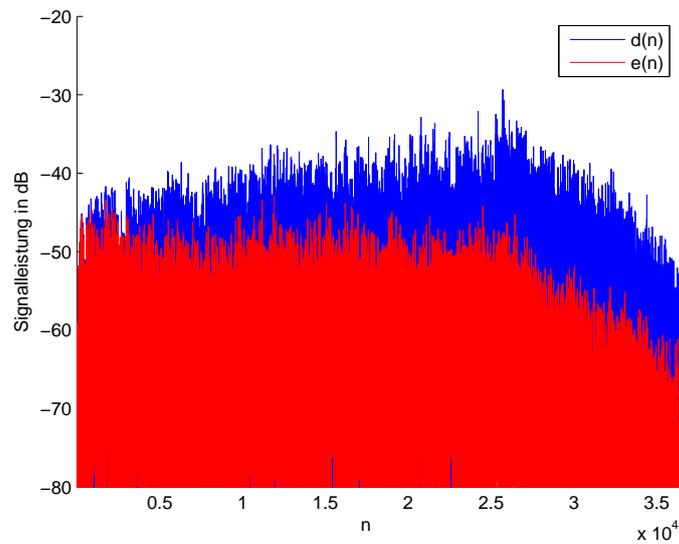


Bild 3.18: LKW-Vorbeifahrt mit DPBFDAF.

Der DPBFDAF-Algorithmus ist während der LKW-Vorbeifahrt deutlich besser als der FXLMS. Über den gesamten Signalverlauf weist er eine höhere Reduktion des Störsignals auf.

3.4.5 Zug-Vorbeifahrt

Die Bilder 3.19 und 3.20 zeigen die Signalleistungen über der Zeit bei einer Zug-Vorbeifahrt.

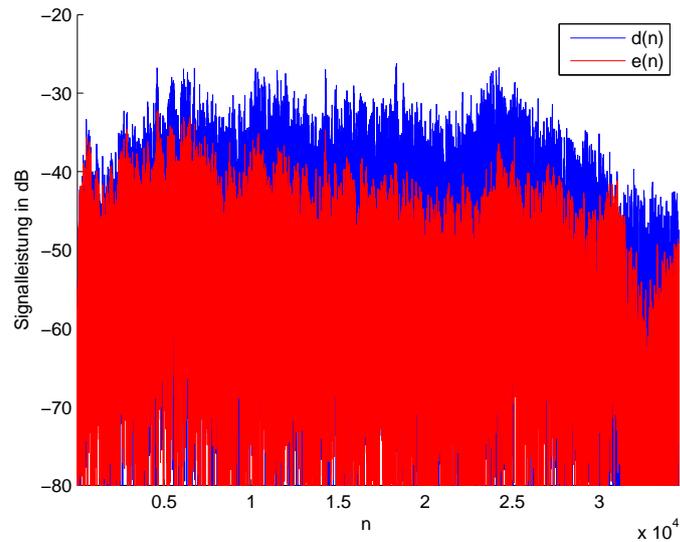


Bild 3.19: Zug-Vorbeifahrt mit FXLMS.

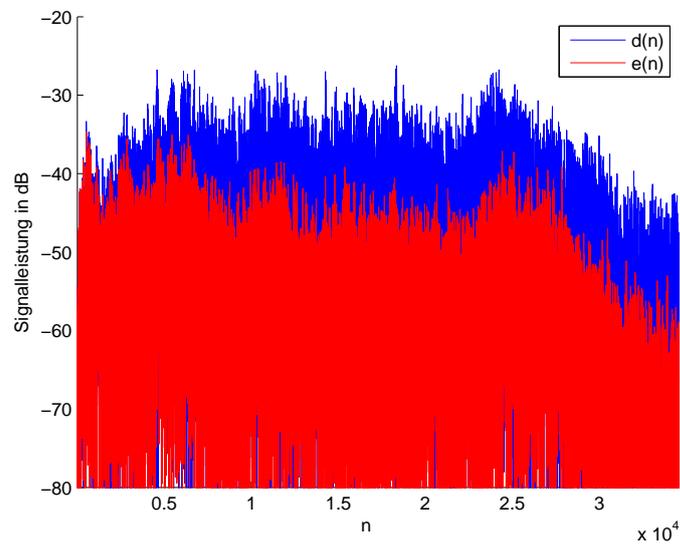


Bild 3.20: Zug-Vorbeifahrt mit DPBFDAF.

Auch bei einer Zug-Vorbeifahrt ist der DPBFDAF-Algorithmus deutlich besser. Im mittleren Teil kann der FXLMS zwar mithalten, doch gerade am Anfang und Ende des Signals, wo die Instationarität am größten ist, zeigt der DPBFDAF eine höhere Störreduktion als der FXLMS.

3.4.6 Zusammenfassung der Ergebnisse

Die Tabelle 3.5 fasst die gezeigten Messergebnisse mit Dämpfungswerten zusammen. Sie zeigt die Dämpfung des Fehlersignals $e(n)$ im Vergleich zur Leistung des Primärsignals $d(n)$ für die Adaptionsalgorithmen FXLMS und DPBFDAF. Hierbei wurde die Dämpfung⁹ anhand des gesamten Signalverlaufs von $d(n)$ und $e(n)$ ermittelt.

Eingangssignal	Dämpfung mit FXLMS	Dämpfung mit DPBFDAF
Weißes Rauschen	6.2750 dB	7.0649 dB
PKW	8.1649 dB	8.6140 dB
Motorrad	5.8456 dB	7.8388 dB
LKW	5.7409 dB	10.0169 dB
Zug	7.5466 dB	9.9433 dB

Tabelle 3.5: Dämpfung des Fehlersignals.

Die Tabelle verdeutlicht die bessere Leistungsfähigkeit des DPBFDAF-Algorithmus. Bei allen Testsignalen weist er eine höhere Dämpfung als der FXLMS auf. Der Unterschied ist besonders bei der Motorrad- und der LKW-Vorbeifahrt beachtlich. Zusätzlich hat das DPBFDAF-Verfahren, wie bereits erwähnt, eine geringere Rechenkomplexität, die in den gezeigten Simulationen jedoch keine Rolle spielt. Bei einer DSP-Implementierung kann diese jedoch längere Filterlängen ermöglichen und so die Leistung des DPBFDAF-Algorithmus im Vergleich zum FXLMS-Algorithmus noch weiter erhöhen. Eine DSP-Implementierung auf dem PADK ist daher durchaus sinnvoll, war aber im Zeitrahmen des Teilprojektes nicht mehr zu realisieren.

⁹ $10 \cdot \log_{10} \frac{\sum_n d^2(n)}{\sum_n e^2(n)}$

Kapitel 4

Fazit und Ausblick

Im Rahmen des ersten Teilprojektes ist ein 1x2x2 ANC-System mit FXLMS-Algorithmus auf einem DSP-Entwicklungssystem mit einer C-Programmierung realisiert worden. Damit wurden im Labor mit einem externen Referenzsignal Dämpfungen bis ca. 10 dBA erzielt. Die Untersuchungen zeigen, dass die Länge des adaptiven Filters der wesentliche Faktor ist, um eine hohe Dämpfung zu erzielen. Theoretisch abgeleitete maximal mögliche Dämpfungen zeigen, dass eine weitere Optimierung der aktuellen DSP-Implementierung zu höheren Dämpfungen führen kann. Die durchgeführte DSP-Implementierung zeigt, dass ein 1x2x2 ANC-System mit einem kostengünstigen DSP realisiert werden kann, wenn die Filter- und Adaptionsalgorithmen einer weiteren Optimierung hinsichtlich ihrer Recheneffizienz unterzogen werden.

Im zweiten Teilprojekt wurden zunächst zwei Erweiterungsvorschläge basierend auf der Schnellen Faltung für die effiziente Realisierung des implementierten 1x2x2 ANC-Systems mit dem FXLMS-Algorithmus gemacht, die eine Reduktion des aktuellen Rechenaufwandes mit sich bringen. Infolgedessen wurde bei der Konzeptstudie für ANC bei instationären Signalen die Reduktion des Rechenaufwandes in den Vordergrund gestellt. Hierzu sind zunächst Komplexitätsanalysen durchgeführt worden, die zur Auswahl und Ableitung einer Adaptiven Latenzfreien Schnellen Faltung DPBFDAF geführt haben. Diese nutzt die Schnelle Faltung und besitzt somit einen geringeren Rechenaufwand als der FXLMS. Bei der Matlab-Simulation eines ANC-Systems mit instationären Störsignalen erreichte der DPBFDAF-Algorithmus neben dem geringeren Rechenaufwand zusätzlich höhere Dämpfungen als der FXLMS-Algorithmus. Eine DSP-Implementierung des DPBFDAF-Algorithmus ist daher zu empfehlen, um das Verfahren unter realen Bedingungen zu testen und weiter zu entwickeln.

Als Ausblick auf weitere Verbesserungen und Optimierungen ist die Kombination des DPBFDAF-Algorithmus mit einer schnellen Adaption des kurzen Zeitbereichsanteils des adaptiven Gesamtfilters zu nennen. Neben den untersuchten FXLMS- oder FLMS-Verfahren für den Zeitbereichsanteil ist eine Nutzung des AP-Algorithmus durchaus denkbar, wenn die DSP-Implementierung des DPBFDAF-Algorithmus auf dem PADK hierzu Rechenkapazitäten übrig lässt.

Literaturverzeichnis

- [CPM83] G. A. Clark, S. R. Parker und S. K. Mitra, “A unified approach to time- and frequency-domain realization of FIR adaptive digital filters”, *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Bd. 31, Nr. 5, S. 1073–1083, Oct. 1983.
- [Fer80] E. Ferrara, “Fast implementations of LMS adaptive filters”, *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Bd. 28, Nr. 4, S. 474–475, Aug 1980.
- [Hay96] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory, Chapter 10, Third Edition*, Prentice Hall, 1996.
- [KM95] Sen M. Kuo und Dennis Morgan, *Active Noise Control Systems: Algorithms and DSP Implementations*, John Wiley & Sons, Inc., New York, NY, USA, 1995.
- [Lyr] Lyrtech, “Professional Audio Development Kit”,
<http://www.lyrtech.com/publications/padk.pdf>.
- [Say03] Ali H. Sayed, *Fundamentals of Adaptive Filtering*, Wiley-IEEE Press, New York, NY, USA, 2003.
- [Shy92] J.J. Shynk, “Frequency-domain and multirate adaptive filtering”, *Signal Processing Magazine, IEEE*, Bd. 9, Nr. 1, S. 14–37, Jan. 1992.
- [SP90] J.-S. Soo und K.K. Pang, “Multidelay block frequency domain adaptive filter”, *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Bd. 38, Nr. 2, S. 373–376, Feb 1990.
- [Tex] Texas Instruments, “TMS320C6727B”,
<http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/tms320c6727b.html>.
- [Zöl08] Udo Zölzer, *Digital Audio Signal Processing, 2nd Edition*, John Wiley & Sons, Inc., New York, NY, USA, 2008.

Anhang A

C-Code der DSP-Implementierung

```

/*****
*****
*   1x2x2 ANC-System with FXLMS and plant modelung for secondary pathes   *
*****
*****/

#define PI 3.14159

// CSL Modules
#include <soc.h>
#include <csl_chip.h>
#include <csl_intc.h>
#include <csl_dmax.h>
#include <csl_mcasp.h>

// PADK Library
#include "PADK.h"

// DSPlib
#include <DSPF_sp_dotprod.h>
#include <DSPF_sp_w_vec.h>

#include <math.h>
#include <float.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>

//
// CSL McASP 0 Module
//
CSL_McaspHandle hMcasp0;
CSL_McaspObj mcasp0Obj;
CSL_McaspHwSetup mcasp0HwCfg = PADK_MCASP0_HWSETUP_DEFAULTS;

//
// CSL dMAX Module

```

```

//
#define ADC_TCC 1
CSL_DmaxHandle          hDmaxAdc;
CSL_DmaxObj             adcDmaxObj;
CSL_DmaxHwSetup         adcDmaxHwSetup;
CSL_DmaxGPTransferEventSetup  adcGpxfrEventSetup;
CSL_DmaxGPXFRParameterSetup  adcGpxfrParameterSetup;

#define DAC_TCC 2
CSL_DmaxHandle          hDmaxDac;
CSL_DmaxObj             dacDmaxObj;
CSL_DmaxHwSetup         dacDmaxHwSetup;
CSL_DmaxGPTransferEventSetup  dacGpxfrEventSetup;
CSL_DmaxGPXFRParameterSetup  dacGpxfrParameterSetup;

//
// CSL INTC Module
//
CSL_IntcObj             intcObj;
CSL_IntcHandle          hIntc;
CSL_IntcEventEnableState  eventStat;

//
// PADK CLKGEN Module
//
CLKGEN_Params clkgenParams = CLKGEN_DEFAULT_PARAMS;

//
// PADK ADC Module
//
ADC_Params adcParams = ADC_DEFAULT_PARAMS;

//
// PADK DAC Module
//
DAC_Params dacParams = DAC_DEFAULT_PARAMS;

// data alignment for DSPLib functions and performance increase
#pragma DATA_ALIGN(x_S_hat_a, 8)
#pragma DATA_ALIGN(x_S_hat_b, 8)
#pragma DATA_ALIGN(x_W_a, 8)
#pragma DATA_ALIGN(x_W_b, 8)
#pragma DATA_ALIGN(W_buf_1a, 8)
#pragma DATA_ALIGN(W_buf_1b, 8)
#pragma DATA_ALIGN(W_buf_2a, 8)
#pragma DATA_ALIGN(W_buf_2b, 8)
#pragma DATA_ALIGN(y_1a, 8)
#pragma DATA_ALIGN(y_1b, 8)
#pragma DATA_ALIGN(y_2a, 8)
#pragma DATA_ALIGN(y_2b, 8)
#pragma DATA_ALIGN(x_11a_strich, 8)
#pragma DATA_ALIGN(x_11b_strich, 8)
#pragma DATA_ALIGN(x_12a_strich, 8)

```

```

#pragma DATA_ALIGN(x_12b_strich, 8)
#pragma DATA_ALIGN(x_21a_strich, 8)
#pragma DATA_ALIGN(x_21b_strich, 8)
#pragma DATA_ALIGN(x_22a_strich, 8)
#pragma DATA_ALIGN(x_22b_strich, 8)

#pragma DATA_ALIGN(S_11_hat, 8)
#pragma DATA_ALIGN(S_12_hat, 8)
#pragma DATA_ALIGN(S_21_hat, 8)
#pragma DATA_ALIGN(S_22_hat, 8)

//
// Forward Declaration
//
int SetupInterrupts();
void do_work( void );
void do_work_einmessen1( void );
void do_work_einmessen2( void );
void copy_sek_impulse_response1( void );
void copy_sek_impulse_response2( void );
interrupt void dmax_isr( void );
interrupt void nmi_isr( void );

//
// Audio Buffers
//
#define NUM_CHANNEL 4
#define STEREO 2
#define PINGPONG 2
int dmaxDacBuffer[PINGPONG][STEREO][NUM_CHANNEL];
int dmaxAdcBuffer[PINGPONG][STEREO][NUM_CHANNEL];

volatile int *pDac = (int *)dmaxDacBuffer[0];
volatile int *pAdc = (int *)dmaxAdcBuffer[0];
unsigned PP;

// sampling rate reducion
int freq_divider = 8; // the sampling rate (32 kHz) is divided by this value
int samplecnt = 0;

// filter length
#define W_LENGTH 512
#define S_LENGTH 512

#define ANC_ON 1
#define REFERENZ_EXTERN 1

// NLMS-Stepsize
float step_size = 0.01; // 0.05;

// program control variables
int programm_status = 0;

// adaption-weights of secondary paths

```

```
float weight_11 = 1.0;
float weight_12 = 0.0;
float weight_21 = 0.0;
float weight_22 = 1.0;

// Analog Input/Output
volatile float prim1 = 0;
volatile float sek1 = 0;
volatile float sek2 = 0;
volatile float referenz = 0;
volatile float error1 = 0;
volatile float error2 = 0;
volatile float debug = 0;

float x_W_a[2*W_LENGTH];
float x_W_b[2*W_LENGTH+1];
float* px_W = NULL;
int x_W_cnt = 0;
float x_S_hat_a[2*S_LENGTH];
float x_S_hat_b[2*S_LENGTH+1];
float* px_S_hat = NULL;
int x_S_hat_cnt = 0;
float e_1 = 0;
float e_1a = 0;
float e_1b = 0;
float e_1c = 0;
float e_2 = 0;
float e_2a = 0;
float e_2b = 0;
float e_2c = 0;

float sinus = 0;
float sinus2 = 0;
float sinus3 = 0;
int L = 0;
float noise = 0;

float S_11_hat[S_LENGTH] ;
float S_21_hat[S_LENGTH] ;
float S_12_hat[S_LENGTH] ;
float S_22_hat[S_LENGTH] ;

float x_11a_strich[2*W_LENGTH];
float x_11b_strich[2*W_LENGTH+1];
float x_12a_strich[2*W_LENGTH];
float x_12b_strich[2*W_LENGTH+1];
float x_21a_strich[2*W_LENGTH];
float x_21b_strich[2*W_LENGTH+1];
float x_22a_strich[2*W_LENGTH];
float x_22b_strich[2*W_LENGTH+1];
float* px_11_strich = NULL;
float x_11_strich = 0;
float* px_12_strich = NULL;
float x_12_strich = 0;
```

```

float* px_21_strich = NULL;
float  x_21_strich = 0;
float* px_22_strich = NULL;
float  x_22_strich = 0;

float y_1a[2*S_LENGTH];
float y_1b[2*S_LENGTH+1];
float* py_1 = NULL;
float  y_1 = 0;
int y_1_gain_cnt=0;
float y_1_gain = 1;
float y_2a[2*S_LENGTH];
float y_2b[2*S_LENGTH+1];
float* py_2 = NULL;
float  y_2 = 0;
int y_2_gain_cnt=0;
int y_2_gain = 1;

// adaptive filter
float W_buf_1a[W_LENGTH];
float W_buf_1b[W_LENGTH];
float *pW_1    = W_buf_1a;
float *pW_1neu = W_buf_1b;
float *pW_1tmp = NULL;
float W_buf_2a[W_LENGTH];
float W_buf_2b[W_LENGTH];
float *pW_2    = W_buf_2a;
float *pW_2neu = W_buf_2b;
float *pW_2tmp = NULL;
float prefactor_11 = 0;
float prefactor_12 = 0;
float prefactor_21 = 0;
float prefactor_22 = 0;

// plant modelling parameters and variables
#define EINMESSEN_TIME 100000
#define EINMESSEN_STEPSIZE 0.1

int einmessen_cnt = 0;

float dotprod_1 = 0;
float dotprod_2 = 0;

#pragma DATA_ALIGN(x1, 8)
#pragma DATA_ALIGN(x2, 8)

float x1[2*W_LENGTH];
float x2[2*W_LENGTH+1];
float* px1 = NULL;
float* px2 = NULL;
float* px = NULL;
int x_cnt = 0;

//

```

```

// Main Functions
//
int main( int argc, char *argv[] )
{
    CSL_Status status;
    CSL_BitMask16 mask;

    ///// INIT
    memset(x_W_a, 0, sizeof(x_W_a));
    memset(x_W_b, 0, sizeof(x_W_b));
    memset(x_S_hat_a, 0, sizeof(x_S_hat_a));
    memset(x_S_hat_b, 0, sizeof(x_S_hat_b));
    memset(x_11a_strich, 0, sizeof(x_11a_strich));
    memset(x_11b_strich, 0, sizeof(x_11b_strich));
    memset(x_12a_strich, 0, sizeof(x_12a_strich));
    memset(x_12b_strich, 0, sizeof(x_12b_strich));
    memset(x_21a_strich, 0, sizeof(x_21a_strich));
    memset(x_21b_strich, 0, sizeof(x_21b_strich));
    memset(x_22a_strich, 0, sizeof(x_22a_strich));
    memset(x_22b_strich, 0, sizeof(x_22b_strich));
    memset(y_1a, 0, sizeof(y_1a));
    memset(y_1b, 0, sizeof(y_1b));
    memset(y_2a, 0, sizeof(y_2a));
    memset(y_2b, 0, sizeof(y_2b));
    memset(W_buf_1a, 0, sizeof(W_buf_1a));
    memset(W_buf_1b, 0, sizeof(W_buf_1b));
    memset(W_buf_2a, 0, sizeof(W_buf_2a));
    memset(W_buf_2b, 0, sizeof(W_buf_2b));
    memset(x1, 0, sizeof(x1));
    memset(x2, 0, sizeof(x2));

    ///// INIT

    /*-----*/
    /* Chip Initialization */
    /*-----*/
    CSL_chipInit( NULL );

    /*-----*/
    /* Output Audio Buffer Initialization */
    /*-----*/
    memset( dmaxDacBuffer, 0, sizeof(dmaxDacBuffer) );

    /*-----*/
    /* Set the base address of the Interrupt Vector Table */
    /*-----*/
    CSL_intcSetVectorPtr( 0x10000000 );

    /*-----*/
    /* Clock Generator Initilization */
    /*-----*/
    clkgenParams.osc_sel = OSC_24_576MHz; // für 32, 48, 96, 192 kHz
    clkgenParams.adc_dir_clk_src = CLK_SRC_OSC;
    clkgenParams.dac_dit_clk_src = CLK_SRC_OSC;

```

```

clkgenParams.adc_scki = CLK_SRC_OSC_1X;
clkgenParams.dac_scki = CLK_SRC_OSC_1X;
CLKGEN_Init( &clkgenParams );

/*-----*/
/* DAC Initilization */
/*-----*/
adcParams.format = ADC_FMT_24B_LEFT_JUST;
adcParams.rate = ADC_RATE_SINGLE;
ADC_Init( &adcParams );

/*-----*/
/* DAC Initilization (use default values) */
/*-----*/
dacParams.fs = DAC_FS_SINGLERATE;
dacParams.mute = DAC_MUTE_OFF;
dacParams.format = DAC_FMT_24B_LEFT_JUST;
dacParams.deemphasis = DAC_DEM_OFF;
DAC_Init( &dacParams );

/*-----*/
/* DMAx Initilization */
/*-----*/
CSL_dmaxInit( NULL );

/*-----*/
/* McASP Initilization */
/*-----*/
CSL_mcasplInit( NULL );

/*-----*/
/* Opening McASP Module */
/*-----*/
hMcaspl0 = CSL_mcasplOpen( &mcasp0Obj, CSL_MCASP_0, NULL, &status );
if ( (hMcaspl0 == NULL) || (status != CSL_SOK) )
{
    fprintf( stderr, "Failed_to_open_the_McASP_Module_\n" );
    return -1;
}

/*-----*/
/* Opening dMAX Module */
/*-----*/
adcDmaxObj.eventUid = CSL_DMAX_HIPRIORITY_MCASP0RX_UID;
adcDmaxObj.paramUid = CSL_DMAX_HIPRIORITY_PARAMETERENTRY_ANY;
hDmaxAdc = CSL_dmaxOpen( &adcDmaxObj, CSL_DMAX, NULL, &status );
if ( (status != CSL_SOK) || (hDmaxAdc == (CSL_DmaxHandle)CSL_DMAX_BADHANDLE) )
{
    fprintf( stderr, "Failed_to_open_the_dMAX_Module_\n" );
    return -1;
}

dacDmaxObj.eventUid = CSL_DMAX_HIPRIORITY_MCASP0TX_UID;
dacDmaxObj.paramUid = CSL_DMAX_HIPRIORITY_PARAMETERENTRY_ANY;
hDmaxDac = CSL_dmaxOpen( &dacDmaxObj, CSL_DMAX, NULL, &status );
if ( (status != CSL_SOK) || (hDmaxDac == (CSL_DmaxHandle)CSL_DMAX_BADHANDLE) )

```

```

{
    fprintf( stderr, "Failed_to_open_the_dMAX_Module_\n" );
    return -1;
}

/*-----*/
/* Event Enable */
/*-----*/

// Dmax Event Disable
CSL_dmaxHwControl( hDmaxAdc, CSL_DMAX_CMD_EVENTDISABLE, NULL );
CSL_dmaxHwControl( hDmaxDac, CSL_DMAX_CMD_EVENTDISABLE, NULL );

// Clear TCC
CSL_dmaxHwControl( hDmaxAdc, CSL_DMAX_CMD_CLEARTCC, NULL );
CSL_dmaxHwControl( hDmaxDac, CSL_DMAX_CMD_CLEARTCC, NULL );

// Dmax Event Enable
CSL_dmaxHwControl( hDmaxAdc, CSL_DMAX_CMD_EVENTENABLE, NULL );
CSL_dmaxHwControl( hDmaxDac, CSL_DMAX_CMD_EVENTENABLE, NULL );

/*-----*/
/* DMAX for data transfer on MCASP0RX DMA REQ - 3D Transfer */
/*-----*/

//
// DMAX Parameter initialization structure
//

// Source Reload Address0
adcGpxfrParameterSetup.srcReloadAddr0 = (Uint32)0x54000000; // McASP0

// Destination Reload Address0
adcGpxfrParameterSetup.dstReloadAddr0 = (Uint32)dmaxAdcBuffer[0];

// Source Reload Address1
adcGpxfrParameterSetup.srcReloadAddr1 = (Uint32)0x54000000; // McASP0

// Destination Reload Address1
adcGpxfrParameterSetup.dstReloadAddr1 = (Uint32)dmaxAdcBuffer[1];

// Source Index0 Value
adcGpxfrParameterSetup.srcIndex0 = (Int16)1;

// Destination Index0 Value
adcGpxfrParameterSetup.dstIndex0 = (Int16)STEREO; //mod

// Source Index1 Value
adcGpxfrParameterSetup.srcIndex1 = (Int16)-(NUM_CHANNEL-1);

// Destination Index1 Value
adcGpxfrParameterSetup.dstIndex1 = (Int16) -(STEREO*(NUM_CHANNEL-1)-1); //mod

// Source Index2 Value
adcGpxfrParameterSetup.srcIndex2 = 0; //mod

```

```

// Destination Index2 Value
//adcGpxfrParameterSetup.dstIndex2 = 0; //mod
adcGpxfrParameterSetup.dstIndex2 = (Int16) -(STEREO*NUM_CHANNEL-1);

// Dimension 0 Count Value
adcGpxfrParameterSetup.count0 = (Uint16) NUM_CHANNEL;

// Dimension 1 Count Value
adcGpxfrParameterSetup.count1 = (Uint16) STEREO;

// Dimension 2 Count Value
//adcGpxfrParameterSetup.count2 = (Uint16) 0; //mod
adcGpxfrParameterSetup.count2 = (Uint16) freq_divider;

//
// DMAX Event initialization structure
//

// Event Type
adcGpxfrEventSetup.etype = CSL_DMAX_EVENT5_ETYPE_GENERALXFR;

// Pointer to parameterSetup
adcGpxfrEventSetup.paramSetup = &adcGpxfrParameterSetup;

// Quantum Transfer Size Limit
adcGpxfrEventSetup.qtsl = CSL_DMAX_EVENT5_QTSL_MOVE8_ELE;

// Transfer Synchronization
adcGpxfrEventSetup.sync = 0;

// Transfer Complete Code
adcGpxfrEventSetup.tcc = ADC_TCC;

// Alternate Transfer Mode Interrupt
adcGpxfrEventSetup.atcint = CSL_DMAX_EVENT5_ATCINT_DISABLE;

// Transfer Completion Interrupt
adcGpxfrEventSetup.tcint = CSL_DMAX_EVENT5_TCINT_ENABLE;

// Reload
adcGpxfrEventSetup.rload = CSL_DMAX_EVENT5_RLOAD_ENABLE;

// Counter Configuration
adcGpxfrEventSetup.cc = CSL_DMAX_EVENT5_CC_COUNT2_15_COUNT1_8_COUNT0_8;

// Element Size
adcGpxfrEventSetup.esize = CSL_DMAX_EVENT5_ESIZE_32BIT;

// Pointer to Transfer Entry (pte)
adcGpxfrEventSetup.pte = hDmaxAdc->paramPtr;

//
// DMAX initialization structure
//

```

```

// DMAX Priority
adcDmaxHwSetup.priority = CSL_DMAX_HI_PRIORITY;

//DMAX Polarity
adcDmaxHwSetup.polarity = CSL_DMAX_POLARITY_RISING_EDGE;

// DMAX Event initialization structure
adcDmaxHwSetup.eventSetup = &adcGpxfrEventSetup;

status = CSL_dmaxHwSetup( hDmaxAdc, &adcDmaxHwSetup );
if ( status != CSL_SOK )
{
    fprintf( stderr, "Failed_to_setup_the_dMAX_Module_\n" );
    return -1;
}

/*-----*/
/* DMAX for data transfer on MCASP0TX DMA REQ - 3D Transfer */
/*-----*/

//
// DMAX Parameter initialization structure
//

// Source Reload Address0
dacGpxfrParameterSetup.srcReloadAddr0 = (Uint32) dmaxDacBuffer[0];

// Destination Reload Address0
dacGpxfrParameterSetup.dstReloadAddr0 = (Uint32) 0x54000000; // McASP0

// Source Reload Address1
dacGpxfrParameterSetup.srcReloadAddr1 = (Uint32) dmaxDacBuffer[1];

// Destination Reload Address1
dacGpxfrParameterSetup.dstReloadAddr1 = (Uint32) 0x54000000; // McASP0

// Source Index0 Value
dacGpxfrParameterSetup.srcIndex0 = (Int16) STEREO;

// Destination Index0 Value
dacGpxfrParameterSetup.dstIndex0 = (Int16) 1;

// Source Index1 Value
dacGpxfrParameterSetup.srcIndex1 = (Int16) - (STEREO * (NUM_CHANNEL - 1) - 1);

// Destination Index1 Value
dacGpxfrParameterSetup.dstIndex1 = (Int16) - (NUM_CHANNEL - 1);

// Source Index2 Value
//dacGpxfrParameterSetup.srcIndex2 = 0;
dacGpxfrParameterSetup.srcIndex2 = (Int16) - (STEREO * NUM_CHANNEL - 1);

// Destination Index2 Value
dacGpxfrParameterSetup.dstIndex2 = 0;

// Dimension 0 Count Value

```

```
dacGpxfrParameterSetup.count0 = (Uint16) NUM_CHANNEL;

// Dimension 1 Count Value
dacGpxfrParameterSetup.count1 = (Uint16) STEREO;

// Dimension 2 Count Value
//dacGpxfrParameterSetup.count2 = 0;
dacGpxfrParameterSetup.count2 = (Uint16) freq_divider;

//
// DMAX Event initialization structure
//

// Event Type
dacGpxfrEventSetup.etype = CSL_DMAX_EVENT4_ETYPE_GENERALXFR;

// Pointer to parameterSetup
dacGpxfrEventSetup.paramSetup = &dacGpxfrParameterSetup;

// Quantum Transfer Size Limit
dacGpxfrEventSetup.qtsl = CSL_DMAX_EVENT4_QTSL_MOVE8_ELE;

// Transfer Synchronization
dacGpxfrEventSetup.sync = 0;

// Transfer Complete Code
dacGpxfrEventSetup.tcc = DAC_TCC;

// Alternate Transfer Mode Interrupt
dacGpxfrEventSetup.atcint = CSL_DMAX_EVENT4_ATCINT_DISABLE;

// Transfer Completion Interrupt
dacGpxfrEventSetup.tcint = CSL_DMAX_EVENT4_TCINT_ENABLE;

// Reload
dacGpxfrEventSetup.rload = CSL_DMAX_EVENT4_RLOAD_ENABLE;

// Counter Configuration
dacGpxfrEventSetup.cc = CSL_DMAX_EVENT4_CC_COUNT2_15_COUNT1_8_COUNT0_8;

// Element Size
dacGpxfrEventSetup.esize = CSL_DMAX_EVENT0_ESIZE_32BIT;

// Pointer to Transfer Entry
dacGpxfrEventSetup.pte = hDmaxDac->paramPtr;

//
// DMAX initialization structure
//

// DMAX Priority
dacDmaxHwSetup.priority = CSL_DMAX_HI_PRIORITY;

//DMAX Polarity
dacDmaxHwSetup.polarity = CSL_DMAX_POLARITY_RISING_EDGE;
```

```

// DMAX Event initialization structure
dacDmaxHwSetup.eventSetup = &dacGpxfrEventSetup;

status = CSL_dmaxHwSetup( hDmaxDac, &dacDmaxHwSetup );
if ( status != CSL_SOK )
{
    fprintf( stderr, "Failed_to_setup_the_dMAX_Module_\n" );
    return -1;
}

/*-----*/
/* McASP0 Setup - (Default PADK values) */
/*-----*/
// Set Mcasp clocks to 96K sample rate
mcasep0HwCfg.rx.clk.clkSetupClk |= ADC_32K_CLK;
mcasep0HwCfg.tx.clk.clkSetupClk |= DAC_32K_CLK;

status = CSL_mcasepHwSetup( hMcasep0, &mcasep0HwCfg );
if ( status != CSL_SOK )
{
    fprintf( stderr, "Failed_to_setup_the_McASP_0\n" );
    return -1;
}

/*-----*/
/* Setup interrupt handler */
/*-----*/
if ( SetupInterrupts() )
{
    fprintf( stderr, "Failed_to_setup_interrupts\n" );
    return -1;
}

/*-----*/
/* Take receive serial clock, high frequency clock and
   * serializer out of reset */
/*-----*/
hMcasep0->regs->RSTAT = 0x1FFF;
mask = CSL_MCASP_GBLCTL_RCLKRST_MASK |
        CSL_MCASP_GBLCTL_RHCLKRST_MASK |
        CSL_MCASP_GBLCTL_RSRCLR_MASK;
CSL_mcasepResetCtrl( hMcasep0, mask );

/*-----*/
/* Take transmit serial clock, high frequency clock and
   * serializer out of reset */
/*-----*/
hMcasep0->regs->XSTAT = 0x1FFF;
mask = CSL_MCASP_GBLCTL_XCLKRST_MASK |
        CSL_MCASP_GBLCTL_XHCLKRST_MASK |
        CSL_MCASP_GBLCTL_XSRCLR_MASK;
CSL_mcasepResetCtrl( hMcasep0, mask );

/*-----*/
/* Verify all transmit buffers are serviced */
/*-----*/

```

```

while ( (hMcas0->regs->XSTAT & 0x0020) == 0x0020 );

/*-----*/
/* Take receive and transmit state machine out of reset */
/*-----*/
CSL_mcas0HwControl( hMcas0, CSL_MCASP_CMD_ACTIVATE_SM_RCV_XMT, NULL );

/*-----*/
/* Take receive and transmit frame sync out of reset */
/*-----*/
CSL_mcas0HwControl( hMcas0, CSL_MCASP_CMD_ACTIVATE_FS_RCV_XMT, NULL );

/*-----*/
/* Unmute audio outputs */
/*-----*/
DAC_RelayUnmute();

/*-----*/
/* Analog audio initialization complete */
/*-----*/
while(1)
{
}

}

int SetupInterrupts()
{
    CSL_Status          status;
    CSL_IntcGlobalEnableState state;

    /*-----*/
    /* INTC Module Initialization */
    /*-----*/
    status = CSL_intcInit( NULL );

    /*-----*/
    /* Hook Transfer completion Notification from DMAX (INT8) */
    /*-----*/
    hIntc = CSL_intcOpen( &intcObj, CSL_INTC_EVENTID_DMAXEVTOUT1, NULL, &status );
    if( (hIntc == NULL) || (status != CSL_SOK) )
    {
        return -1;
    }

    CSL_intcHookIsr( CSL_INTC_EVENTID_DMAXEVTOUT1, (Uint32)dmax_isr );
    CSL_intcEventEnable( CSL_INTC_EVENTID_DMAXEVTOUT1, &eventStat );

    /*-----*/
    /* Hook NMI */
    /*-----*/
    CSL_intcHookIsr( CSL_INTC_EVENTID_NMI, (Uint32)nmi_isr );
    CSL_intcEventEnable( CSL_INTC_EVENTID_NMI, &eventStat );

```

```

/*-----*/
/* Enable Interrupts */
/*-----*/
CSL_intcGlobalEnable( &state );

return 0;
}

interrupt void dmax_isr( void )
{
    unsigned PP;
    volatile unsigned *GPTransferEntry;
    static int *pDac = (int *)dmaxDacBuffer[0];
    static int *pAdc = (int *)dmaxAdcBuffer[0];

    // Verify if a DAC transfer completed
    if( hDmaxDac->regs->DTCR0 & (1<<DAC_TCC) )
    {
        hDmaxDac->regs->DTCR0 = (1<<DAC_TCC);

        // Save the pointer of the audio buffer that has just been transmitted
        GPTransferEntry = (unsigned *)&hDmaxDac->regs->HiPriorityEventTable;
        GPTransferEntry += ((*hDmaxDac->hiTableEventEntryPtr)>>8)&0x07F);
        PP = GPTransferEntry[2] >> 31;
        pDac = (int *)dmaxDacBuffer[!PP];
    }

    // Verify if a ADC transfer completed
    if( hDmaxAdc->regs->DTCR0 & (1<<ADC_TCC) )
    {
        hDmaxAdc->regs->DTCR0 = (1<<ADC_TCC);

        // Save the pointer of the audio buffer that has just been filled
        GPTransferEntry = (unsigned *)&hDmaxAdc->regs->HiPriorityEventTable;
        GPTransferEntry += ((*hDmaxAdc->hiTableEventEntryPtr)>>8)&0x07F);
        PP = GPTransferEntry[2] >> 31;
        pAdc = (int *)dmaxAdcBuffer[!PP];

        //input and output signals
        referenz = (float)(pAdc[0] >> 8) / 8388607; //PADK ANALOG IN 1
        error1 = (float)(pAdc[4] >> 8) / 8388607; //PADK ANALOG IN 5
        error2 = (float)(pAdc[6] >> 8) / 8388607; //PADK ANALOG IN 7
        pDac[0] = (int)(prim1 * 8388607) << 8; //PADK ANALOG OUT 1
        pDac[4] = (int)(sek1 * 8388607) << 8; //PADK ANALOG OUT 5
        pDac[6] = (int)(sek2 * 8388607) << 8; //PADK ANALOG OUT 7

        if (programm_status == 0)
        {
            do_work_einmessen1(); //messure S_11_hat and S_12_hat
            if(!ANC_ON)
            {
                programm_status = 6;
            }
        }
    }
}

```

```

else if (programm_status == 1)
{
    copy_sek_impulse_responsel(); //copy coefficient of S_11_hat
                                //and S_12_hat and reset
}
else if (programm_status == 2)
{
    //wait a few seconds
    einmessen_cnt++;
    if (einmessen_cnt == 5000)
    {
        programm_status = 3;
        einmessen_cnt = 0;
    }
}
else if (programm_status == 3)
{
    do_work_einmessen2(); //messure S_21_hat and S_22_hat
}
else if (programm_status == 4)
{
    copy_sek_impulse_response2(); //copy coefficient of S_21_hat
                                //and S_22_hat and reset
}
else if (programm_status == 5)
{
    //wait a few seconds
    einmessen_cnt++;
    if (einmessen_cnt == 5000)
    {
        programm_status = 6;
        einmessen_cnt = 0;
    }
}
else if (programm_status == 6)
{
    sinus2 = 0.8 * sin(2*PI*samplecnt/((32000.0/freq_divider)/120.0));
    noise = ((float)RAND_MAX - 2.0*rand()) / ((float)RAND_MAX/0.8);
    prim1 = noise;

    if(ANC_ON)
    {
        do_work(); // do ANC
    }

    if (samplecnt == (32000/freq_divider)*1)
    {
        samplecnt = 0;
    }
    else
        samplecnt++;
}
else

```

```
        {
        }
    }
}

interrupt void nmi_isr( void )
{
    while(1);
}

void do_work( void )
{
    if (REFERENZ_EXTERN)
    {
        // generate reference signal for adaptive filter
        x_W_a[x_W_cnt] = referenz;
        x_W_a[x_W_cnt+W_LENGTH] = referenz;
        x_W_b[x_W_cnt+1] = referenz;
        x_W_b[x_W_cnt+1+W_LENGTH] = referenz;
        if (x_W_cnt % 2)
            px_W = &x_W_b[x_W_cnt+1];
        else
            px_W = &x_W_a[x_W_cnt];

        // generate reference signal for secondary path
        x_S_hat_a[x_S_hat_cnt] = referenz;
        x_S_hat_a[x_S_hat_cnt+S_LENGTH] = referenz;
        x_S_hat_b[x_S_hat_cnt+1] = referenz;
        x_S_hat_b[x_S_hat_cnt+1+S_LENGTH] = referenz;
        if (x_S_hat_cnt % 2)
            px_S_hat = &x_S_hat_b[x_S_hat_cnt+1];
        else
            px_S_hat = &x_S_hat_a[x_S_hat_cnt];
    }
    else
    {
        // generate reference signal for adaptive filter
        x_W_a[x_W_cnt] = prim1;
        x_W_a[x_W_cnt+W_LENGTH] = prim1;
        x_W_b[x_W_cnt+1] = prim1;
        x_W_b[x_W_cnt+1+W_LENGTH] = prim1;
        if (x_W_cnt % 2)
            px_W = &x_W_b[x_W_cnt+1];
        else
            px_W = &x_W_a[x_W_cnt];

        // generate reference signal for secondary path
        x_S_hat_a[x_S_hat_cnt] = prim1;
        x_S_hat_a[x_S_hat_cnt+S_LENGTH] = prim1;
        x_S_hat_b[x_S_hat_cnt+1] = prim1;
        x_S_hat_b[x_S_hat_cnt+1+S_LENGTH] = prim1;
    }
}
```

```

    if (x_S_hat_cnt % 2)
        px_S_hat = &x_S_hat_b[x_S_hat_cnt+1];
    else
        px_S_hat = &x_S_hat_a[x_S_hat_cnt];
}

// generate x_strich signals
x_11_strich = DSPF_sp_dotprod(px_S_hat, S_11_hat, S_LENGTH);
x_11a_strich[x_W_cnt] = x_11_strich;
x_11a_strich[x_W_cnt+W_LENGTH] = x_11_strich;
x_11b_strich[x_W_cnt+1] = x_11_strich;
x_11b_strich[x_W_cnt+1+W_LENGTH] = x_11_strich;
if (x_W_cnt % 2)
    px_11_strich = &x_11b_strich[x_W_cnt+1];
else
    px_11_strich = &x_11a_strich[x_W_cnt];

x_21_strich = DSPF_sp_dotprod(px_S_hat, S_21_hat, S_LENGTH);
x_21a_strich[x_W_cnt] = x_21_strich;
x_21a_strich[x_W_cnt+W_LENGTH] = x_21_strich;
x_21b_strich[x_W_cnt+1] = x_21_strich;
x_21b_strich[x_W_cnt+1+W_LENGTH] = x_21_strich;
if (x_W_cnt % 2)
    px_21_strich = &x_21b_strich[x_W_cnt+1];
else
    px_21_strich = &x_21a_strich[x_W_cnt];

x_12_strich = DSPF_sp_dotprod(px_S_hat, S_12_hat, S_LENGTH);
x_12a_strich[x_W_cnt] = x_12_strich;
x_12a_strich[x_W_cnt+W_LENGTH] = x_12_strich;
x_12b_strich[x_W_cnt+1] = x_12_strich;
x_12b_strich[x_W_cnt+1+W_LENGTH] = x_12_strich;
if (x_W_cnt % 2)
    px_12_strich = &x_12b_strich[x_W_cnt+1];
else
    px_12_strich = &x_12a_strich[x_W_cnt];

x_22_strich = DSPF_sp_dotprod(px_S_hat, S_22_hat, S_LENGTH);
x_22a_strich[x_W_cnt] = x_22_strich;
x_22a_strich[x_W_cnt+W_LENGTH] = x_22_strich;
x_22b_strich[x_W_cnt+1] = x_22_strich;
x_22b_strich[x_W_cnt+1+W_LENGTH] = x_22_strich;
if (x_W_cnt % 2)
    px_22_strich = &x_22b_strich[x_W_cnt+1];
else
    px_22_strich = &x_22a_strich[x_W_cnt];

// generate control signals
y_1 = DSPF_sp_dotprod(px_W, pW_1, W_LENGTH);
y_1 = y_1/y_1_gain;
sek1 = y_1;

y_2 = DSPF_sp_dotprod(px_W, pW_2, W_LENGTH);
y_2 = y_2/y_2_gain;

```

```

sek2 = y_2;

//get error
e_1 = (float)error1;
e_2 = (float)error2;

// decrement counter for circular buffering
x_W_cnt      = (x_W_cnt      - 1) & (W_LENGTH - 1);
x_S_hat_cnt  = (x_S_hat_cnt - 1) & (S_LENGTH - 1);

// NLMS weighted prefactors
prefactor_11 = weight_11*(-step_size*e_1
    / (DSPF_sp_dotprod(px_11_strich, px_11_strich, W_LENGTH)+FLT_EPSILON +1));
prefactor_12 = weight_12*(-step_size*e_2
    / (DSPF_sp_dotprod(px_12_strich, px_12_strich, W_LENGTH)+FLT_EPSILON +1));
prefactor_21 = weight_21*(-step_size*e_1
    / (DSPF_sp_dotprod(px_21_strich, px_21_strich, W_LENGTH)+FLT_EPSILON +1));
prefactor_22 = weight_22*(-step_size*e_2
    / (DSPF_sp_dotprod(px_22_strich, px_22_strich, W_LENGTH)+FLT_EPSILON +1));

//Adaption
DSPF_sp_w_vec(px_11_strich, pW_1, prefactor_11, pW_1neu, W_LENGTH);
pW_1tmp = pW_1;
pW_1    = pW_1neu;
pW_1neu = pW_1tmp;

DSPF_sp_w_vec(px_12_strich, pW_1, prefactor_12, pW_1neu, W_LENGTH);
pW_1tmp = pW_1;
pW_1    = pW_1neu;
pW_1neu = pW_1tmp;

DSPF_sp_w_vec(px_21_strich, pW_2, prefactor_21, pW_2neu, W_LENGTH);
pW_2tmp = pW_2;
pW_2    = pW_2neu;
pW_2neu = pW_2tmp;

DSPF_sp_w_vec(px_22_strich, pW_2, prefactor_22, pW_2neu, W_LENGTH);
pW_2tmp = pW_2;
pW_2    = pW_2neu;
pW_2neu = pW_2tmp;
}

void do_work_einmessen1( void )
{
    //generate output signal
    sek1 = ((float)RAND_MAX - 2.0*rand()) / ((float)RAND_MAX/0.8);

    // generate reference signal for adaptive filter

```

```

x1[x_cnt] = sek1;
x1[x_cnt+W_LENGTH] = sek1;
px1 = &x1[x_cnt];
x2[x_cnt+1] = sek1;
x2[x_cnt+1+W_LENGTH] = sek1;
px2 = &x2[x_cnt+1];
if (x_cnt % 2)
    px = px2;
else
    px = px1;

// generate control signals
dotprod_1 = DSPF_sp_dotprod(px, pW_1, W_LENGTH);
dotprod_2 = DSPF_sp_dotprod(px, pW_2, W_LENGTH);

// compute errors
e_1 = (float)error1 - dotprod_1;
e_2 = (float)error2 - dotprod_2;

// decrement counter for circular buffering
x_cnt = (x_cnt - 1) & (W_LENGTH - 1);

// NLMS prefactors
prefactor_11 = (EINMESSEN_STEPSIZE * e_1)
    / (DSPF_sp_dotprod(px, px, W_LENGTH) + FLT_EPSILON);
prefactor_12 = (EINMESSEN_STEPSIZE * e_2)
    / (DSPF_sp_dotprod(px, px, W_LENGTH) + FLT_EPSILON);

// adaption
DSPF_sp_w_vec(px, pW_1, prefactor_11, pW_1neu, W_LENGTH);
pW_1tmp = pW_1;
pW_1 = pW_1neu;
pW_1neu = pW_1tmp;

DSPF_sp_w_vec(px, pW_2, prefactor_12, pW_2neu, W_LENGTH);
pW_2tmp = pW_2;
pW_2 = pW_2neu;
pW_2neu = pW_2tmp;

// increment and check einmessen counter
einmessen_cnt++;
if (einmessen_cnt == EINMESSEN_TIME)
{
    programm_status = 1;
    einmessen_cnt = 0;
}
}

void copy_sek_impulse_response1( void )

{
    memcpy(S_11_hat, pW_1, sizeof(S_11_hat));
    memcpy(S_12_hat, pW_2, sizeof(S_12_hat));
}

```

```

//RESET SIGNALS
memset(x_W_a, 0, sizeof(x_W_a));
memset(x_W_b, 0, sizeof(x_W_b));
memset(x_S_hat_a, 0, sizeof(x_S_hat_a));
memset(x_S_hat_b, 0, sizeof(x_S_hat_b));
memset(x_11a_strich, 0, sizeof(x_11a_strich));
memset(x_11b_strich, 0, sizeof(x_11b_strich));
memset(x_12a_strich, 0, sizeof(x_12a_strich));
memset(x_12b_strich, 0, sizeof(x_12b_strich));
memset(x_21a_strich, 0, sizeof(x_21a_strich));
memset(x_21b_strich, 0, sizeof(x_21b_strich));
memset(x_22a_strich, 0, sizeof(x_22a_strich));
memset(x_22b_strich, 0, sizeof(x_22b_strich));
memset(y_1a, 0, sizeof(y_1a));
memset(y_1b, 0, sizeof(y_1b));
memset(y_2a, 0, sizeof(y_2a));
memset(y_2b, 0, sizeof(y_2b));
memset(W_buf_1a, 0, sizeof(W_buf_1a));
memset(W_buf_1b, 0, sizeof(W_buf_1b));
memset(W_buf_2a, 0, sizeof(W_buf_2a));
memset(W_buf_2b, 0, sizeof(W_buf_2b));

sek1 = 0;
sek2 = 0;
referenz = 0;
einmessen_cnt = 0;
programm_status = 2;
}

```

```

void do_work_einmessen2( void )
{
    // generate output signal
    sek2 = ((float)RAND_MAX - 2.0*rand()) / ((float)RAND_MAX/0.8);

    // generate reference signal for adaptive filter
    x1[x_cnt] = sek2;
    x1[x_cnt+W_LENGTH] = sek2;
    px1 = &x1[x_cnt];
    x2[x_cnt+1] = sek2;
    x2[x_cnt+1+W_LENGTH] = sek2;
    px2 = &x2[x_cnt+1];
    if (x_cnt % 2)
        px = px2;
    else
        px = px1;

    // generate control signals
    dotprod_1 = DSPF_sp_dotprod(px, pW_1, W_LENGTH);
    dotprod_2 = DSPF_sp_dotprod(px, pW_2, W_LENGTH);
}

```

```

// compute error2
e_1 = (float)error1 - dotprod_1;
e_2 = (float)error2 - dotprod_2;

// decrement counter for circular buffering
x_cnt = (x_cnt - 1) & (W_LENGTH - 1);

// NLMS prefactors
prefactor_21 = (EINMESSEN_STEPSIZE * e_1)
    / (DSPF_sp_dotprod(px, px, W_LENGTH) + FLT_EPSILON);
prefactor_22 = (EINMESSEN_STEPSIZE * e_2)
    / (DSPF_sp_dotprod(px, px, W_LENGTH) + FLT_EPSILON);

// adaption
DSPF_sp_w_vec(px, pW_1, prefactor_21, pW_1neu, W_LENGTH);
pW_1tmp = pW_1;
pW_1     = pW_1neu;
pW_1neu  = pW_1tmp;

DSPF_sp_w_vec(px, pW_2, prefactor_22, pW_2neu, W_LENGTH);
pW_2tmp = pW_2;
pW_2     = pW_2neu;
pW_2neu  = pW_2tmp;

// increment and check einmessen counter
einmessen_cnt++;
if (einmessen_cnt == EINMESSEN_TIME)
{
    programm_status = 4;
    einmessen_cnt = 0;
}
}

void copy_sek_impulse_response2( void )

{
    memcpy(S_21_hat, pW_1, sizeof(S_21_hat));
    memcpy(S_22_hat, pW_2, sizeof(S_22_hat));

    //RESET SIGNALS
    memset(x_W_a, 0, sizeof(x_W_a));
    memset(x_W_b, 0, sizeof(x_W_b));
    memset(x_S_hat_a, 0, sizeof(x_S_hat_a));
    memset(x_S_hat_b, 0, sizeof(x_S_hat_b));
    memset(x_11a_strich, 0, sizeof(x_11a_strich));
    memset(x_11b_strich, 0, sizeof(x_11b_strich));
    memset(x_12a_strich, 0, sizeof(x_12a_strich));
    memset(x_12b_strich, 0, sizeof(x_12b_strich));
    memset(x_21a_strich, 0, sizeof(x_21a_strich));
    memset(x_21b_strich, 0, sizeof(x_21b_strich));
    memset(x_22a_strich, 0, sizeof(x_22a_strich));
    memset(x_22b_strich, 0, sizeof(x_22b_strich));
    memset(y_1a, 0, sizeof(y_1a));

```

```
memset (y_1b, 0, sizeof (y_1b));
memset (y_2a, 0, sizeof (y_2a));
memset (y_2b, 0, sizeof (y_2b));

memset (W_buf_1a, 0, sizeof (W_buf_1a));
memset (W_buf_1b, 0, sizeof (W_buf_1b));
memset (W_buf_2a, 0, sizeof (W_buf_2a));
memset (W_buf_2b, 0, sizeof (W_buf_2b));

sek1 = 0;
sek2 = 0;
referenz = 0;
einmessen_cnt = 0;
programm_status = 5;
}
```

Quellcode A.1: *1x2x2-ANC-System mit FXLMS-Algorithmus*

Anhang B

Matlab-Code

B.1 DPBFDAF-Algorithmus

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%% DPBFDAF system identification
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear all;
close all;
clc;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%% settings

load('impulsantworten_2048.mat')
load('wnoise.mat')

L_w      = 1024;  %length of w
L_blocks = 64;   %length of blocks

L_p      = 1024;  %length of p

mu1      = 0.2;   %stepsize for time domain lms
mu2      = 0.1;   %stepsize forDPBFDAF
lamda    = 0.9;   %averaging factor for power-vector

% Input signal
x        = wnoise;

%%% primary path
p        = h_PE1(1:L_p);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%% init

L_x      = length(x);  %length of input signal

```

```

L_w1      = 2*L_blocks;    %first two blocks in time domain
N_blocks  = L_w/L_blocks; %number of blocks

w1_buf    = zeros(L_w1      , 1);
x_w_buf   = zeros(2*L_blocks , 1);
p_buf     = zeros(L_p       , 1);

y2_buf    = zeros(2*L_blocks , 1);
Y2_buf    = zeros(2*L_blocks , N_blocks-2);

e_buf     = zeros(L_blocks   , 1);

power     = ones(2*L_blocks  , 1);

w1        = zeros(L_w1      , 1);
W         = zeros(2*L_blocks , N_blocks);

X_buf     = zeros(2*L_blocks , N_blocks );

y         = [];
E         = [];
D         = [];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%% run
for i=1:L_x

    %%% Store input signal in buffers
    p_buf = [x(i); p_buf(1:end-1)];
    w1_buf = [x(i); w1_buf(1:end-1)];
    x_w_buf = [ x_w_buf(2:end) ; x(i)];

    %%% Compute an store desired signal
    d      = p' * p_buf;
    D      = [D d];

    %%% Compute an store output signal
    y1     = w1' * w1_buf;
    y(i)   = y1 + y2_buf(mod(i-1,L_blocks)+1);

    %%% Compute and store error signal
    e      = d - y(i);
    e_buf  = [e_buf(2:end) ; e];
    E      = [E e];

    %%% time domain lms for w1
    %   prefactor1 = mul *e / (w1_buf'*w1_buf + eps);
    %   w1= w1 + prefactor1*w1_buf;

    %%% Fast convolution and filter adaption
    if ( mod(i,L_blocks) == 0 )

```

```

% Actual 2N-FFT block for first row of buffer
X      = fft( x_w_buf , 2*L_blocks );
% Shift of 2N-FFT input blocks and add new first row
X_buf  = [X X_buf(:,1:end-1)];

% Multiplication in frequency domain
Y2_buf = X_buf(:,2:end-1).*W(:,3:end);
% 2N-IFFT of sum of each column (sum of individual frequency bins)
y2_new = real(ifft(sum(Y2_buf,2)));

% Take second half of y2_new (overlap save)
y2_buf = y2_new(L_blocks+1:end);

% Error spectrum
E_fft  = fft( [ zeros(L_blocks,1) ; e_buf ] );

% Stepsize-Matrix
MU      = mu2*ones(2*L_blocks,1);

% Recursive computation on power-vector
power   = lamda*power + (1-lamda)* ( X_buf(:,1) .*conj(X_buf(:,1)) );
% Power-Matrix
POWER   = power*ones(1,N_blocks);

%%% Adaption of W
phi     = [eye(L_blocks) zeros(L_blocks)] ...
          * ifft( conj(X_buf./POWER) ...
                .* (E_fft * ones(1,N_blocks)));
PHI     = (fft(phi,2*L_blocks));
W       = W + MU * ones(1,N_blocks) .* PHI;

%%% frequency domain lms for w1
h1_1    = real (ifft(W(:,1)));
h1_2    = real (ifft(W(:,2)));
w1      = [ h1_1(1:L_blocks) ; h1_2(1:L_blocks) ];

end

end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%plot

figure()
hold on;
plot(db(abs(D)))
plot(db(abs(E)), 'r')
xlim([1 L_x])
ylim([-300 -20])
legend('d(n)', 'e(n)')
xlabel('n_\rightarrow')
ylabel('Signalleistung_in_dB')

```

B.2 1x1x1 ANC-Systems mit DPBFDAF-Algorithmus

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%% 1x1x1 ANC System with DPBFDAF
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear all;
close all;
clc;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%% settings

load('impulsantworten_2048.mat')
load('wnoise.mat')

[wav, fs] = wavread('wav\car_4khz');
% [wav, fs] = wavread('wav\train_4khz');
% [wav, fs] = wavread('wav\moto_4khz');
% [wav, fs] = wavread('wav\truck_4khz');

L_w      = 1024; %length of w
L_s      = 256;  %length of s
L_p      = 1024; %length of p

L_blocks = 64;   %length of blocks

mu       = 0.04; %stepsize
lamda    = 0.90; %averaging factor for power-vector

%%% input signal
x        = wav;
% x      = wnoise;

%%% primary and secondary pathes
p = h_RE1(1:L_p);
s = h_S1E1(1:L_s);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%% init
L_x      = length(x);    %length of input signal

L_w1     = 2*L_blocks;   %first two blocks in time domain
N_blocks = L_w/L_blocks; %number of blocks

p_buf    = zeros(L_p, 1);
s_buf    = zeros(L_s, 1);

x_s_buf  = zeros(2*L_blocks, 1);

y_buf    = zeros(L_s, 1);
y2_buf   = zeros(2*L_blocks, 1);

w1_buf   = zeros(L_w1, 1);
x_w_buf  = zeros(2*L_blocks, 1);

```

```

e_buf      = zeros(L_blocks , 1);

power      = ones (2*L_blocks, 1);

w1         = zeros(L_w1, 1);
W          = zeros(2*L_blocks, N_blocks);

X_buf      = zeros(2*L_blocks, N_blocks );
X_s_buf    = zeros(2*L_blocks, N_blocks );
Y2_buf     = zeros(2*L_blocks, N_blocks-2);

E          = [];
D          = [];
Y          = [];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%% run

for i=1:L_x

    %%% Store input signal in buffers
    p_buf   = [ x(i) ; p_buf(1:end-1)];
    w1_buf  = [ x(i) ; w1_buf(1:end-1)];
    x_w_buf = [ x_w_buf(2:end) ; x(i)];

    %%% Compute an store desired signal
    d       = p' * p_buf;
    D       = [D d];

    %%% Compute an store output signal
    y1      = w1'*w1_buf; % Output signal of time domain block
    y2      = y2_buf(mod(i-1,L_blocks)+1); % Output sig. of frequ. domain blocks
    y       = y1 + y2;
    y_buf   = [y ; y_buf(1:end-1)];

    %%% Output signal after passing secondary path
    y_s     = s' * y_buf;

    %%% Compute and store error signal
    e       = d - y_s;
    e_buf   = [e_buf(2:end) ; e];
    E       = [E e];

    %%% Compute and store x_s signal for adaption
    s_buf   = [ x(i) ; s_buf(1:end-1)];
    x_s     = s' * s_buf;
    x_s_buf = [ x_s_buf(2:end) ; x_s];

    %%% Fast convolution and filter adaption
    if ( mod(i,L_blocks) == 0 )

        %%% Actual 2N-FFT block for first row of buffer
        X    = fft( x_w_buf , 2*L_blocks );
        %%% Shift of 2N-FFT input blocks and add new first row
        X_buf = [X X_buf(:,1:end-1)];
    end
end

```

```

%%% Multiplication in frequency domain
Y2_buf = X_buf(:,2:end-1).*W(:,3:end);
%%% 2N-IFFT of sum of each column (sum of individual frequency bins)
y2_new = real(iffft(sum(Y2_buf,2)));

%%% Take second half of y2_new (overlap save)
y2_buf = y2_new(L_blocks+1:end);

%%% Spectrum of input signal filtered with s for adaption input
X_s = fft(x_s_buf, 2*L_blocks);
%%% Shift adaption input blocks and add new first row
X_s_buf = [X_s X_s_buf(:,1:end-1)];

%%% Error spectrum
E_fft = fft([zeros(L_blocks,1); e_buf]);

%%% Stepsize-Matrix
MU = mu*ones(2*L_blocks,1);

%%% Recursive computation on power-vector
power = lamda*power + (1-lamda)*(X_s.*conj(X_s));
%%% Power-Matrix
POWER = power*ones(1,N_blocks);

%%% Adaption of W
phi = [eye(L_blocks) zeros(L_blocks)] ...
      * ifft(conj(X_s_buf./POWER) ...
            .* (E_fft * ones(1,N_blocks)));
PHI = fft(phi,2*L_blocks);
W = W + MU * ones(1,N_blocks) .* PHI;

%%% Frequency domain adaption of w1
w1_1 = real(iffft(W(:,1)));
w1_2 = real(iffft(W(:,2)));
w1 = [w1_1(1:L_blocks); w1_2(1:L_blocks)];

end

end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%% plot

figure()
hold on;
plot(db(abs(D)))
plot(db(abs(E)),'r')
xlim([1 L_x])
ylim([-80 -20])
legend('d(n)', 'e(n)')
xlabel('n_\rightarrow')
ylabel('Signalleistung_in_dB')

```

Quellcode B.2: 1x1x1 ANC-Systems mit DPBFDFAF-Algorithmus

Anhang C

Komplexität der Algorithmen

C.1 Latenzfreie Schnelle Faltung

Für die Latenzfreie Schnelle Faltung wird die Impulsantwort der Länge $N = ML$ in M Blöcke der Länge L aufgeteilt (s. Bild C.1). Die ersten beiden Blöcke werden im Zeitbereich berechnet und die restlichen $M - 2$ Blöcke werden im Frequenzbereich berechnet. Zur Berechnung der Latenzfreien Schnellen Faltung sind drei Algorithmen notwendig:

1. das Zeitbereich-Filter mit der Komplexität (MUL/Abtastwert) $\Rightarrow 2L$,
2. 2 x FFT/IFFT mit der Komplexität $\Rightarrow 2 \cdot 2L \log_2(2L)/L$ und
3. den Frequenzbereich-Subfiltern $2 \dots M - 1$ mit der Komplexität $\Rightarrow 2L \cdot (M - 2)/L$.

Somit folgt für die Komplexität

$$\begin{aligned}
 C &= 2L + 2 \cdot 2L \log_2(2L)/L + 2L \cdot (M - 2)/L = 2L + 4 \log_2(2L) + 2(M - 2) \\
 &= 2 \frac{N}{M} + 4 \log_2 \left(2 \frac{N}{M} \right) + 2(M - 2) \\
 &= 4 \log_2 \left(\frac{N}{M} \right) + 2M + 2 \frac{N}{M}.
 \end{aligned} \tag{C.1}$$



Bild C.1: Partitionierung einer Impulsantwort für die Latenzfreie Schnelle Faltung.

C.2 LMS

Für ein adaptives Filter mit dem LMS-Algorithmus sind N Multiplikationen für jeden Abtastwert notwendig und N Multiplikationen zur Adaption jedes Koeffizienten. Es folgt somit für die Komplexität

$$C = 2N. \quad (\text{C.2})$$

C.3 Frequenzbereich-LMS (FLMS)

Zur Berechnung eines FLMS sind drei Algorithmen notwendig:

1. 3 x FFT/IFFT (für $x(n), y(n), e(n)$) mit der Komplexität $\Rightarrow 3 \cdot 2N \log_2(2N)/N$,
2. eine Frequenzbereich-Multiplikation mit der Komplexität $\Rightarrow 2N/N$ und
3. eine Adaption der Koeffizienten mit 2 x IFFT/FFT und der Komplexität $\Rightarrow 2 \cdot 2N \log_2(2N)/N$.

Somit gilt für die Komplexität

$$C = 5 \cdot 2N \log_2(2N)/N + 2N/N = 10 \cdot \log_2(2N) + 2 = 10 \cdot \log_2(N) + 12. \quad (\text{C.3})$$

C.4 Adaptive Latenzfreie Schnelle Faltung

Zur Berechnung der Komplexität der Adaptiven Latenzfreien Schnellen Faltung werden die folgenden fünf Algorithmen benötigt:

1. das Zeitbereich-Filter mit der Komplexität (MUL/Abtastwert) $\Rightarrow 2L$,
2. 2 x FFT/IFFT für Eingang und Ausgang mit der Komplexität $\Rightarrow 2 \cdot 2L \log_2(2L)/L$,
3. die Frequenzbereich-Subfiltern $1 \dots (M-1)$ mit der Komplexität $\Rightarrow 2L \cdot (M-2)/L$,
4. 1 x FFT für das Fehlersignal $\Rightarrow 2L \log_2(2L)/L = 2 \log_2(\frac{N}{M}) + 2$ und
5. die Adaption der M Blöcke mit IFFT/FFT $\Rightarrow M \cdot 2 \cdot 2L \log_2(2L)/L = 4M \log_2(\frac{N}{M}) + 4M$.

Die Gesamtkomplexität ergibt sich hiermit zu

$$\begin{aligned} C &= 6 \log_2 \left(\frac{N}{M} \right) + 4M \log_2 \left(\frac{N}{M} \right) + 6M + 2 \frac{N}{M} + 2 \\ &= (4M + 6) \cdot \log_2 \left(\frac{N}{M} \right) + 6M + 2 \frac{N}{M} + 2. \end{aligned} \quad (\text{C.4})$$

In Bild C.2 wird die Komplexität für den DPBFDFAF-Algorithmus in Abhängigkeit der Blockanzahl M wiedergegeben. Man erkennt, dass für jede Filterlänge N eine optimale Blockanzahl für eine minimale Komplexität genutzt werden kann.

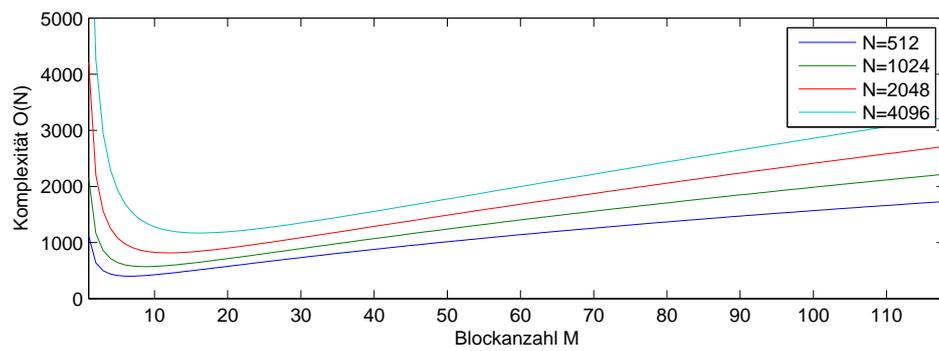


Bild C.2: Komplexität der Adaptiven Latenzfreien Schnellen Faltung DPBFDAF in Abhängigkeit von der Blockanzahl M bei vorgegebener Filterlänge N .

Ingenieurbüro
Jochen Sommer (Dipl.-Ing. univ.)
Wrangelstr. 115
20253 Hamburg

Ökonomische und ökologische Bilanzierung eines experimentellen aktiven Systems zur Lärminderung in Schlafbereichen

27.05.08 
Datum, Unterschrift

Unterauftrag der Helmut-Schmidt-Universität im Rahmen des von der Deutschen Bundesstiftung
Umwelt geförderten Forschungsvorhabens „Aktive Lärminderung in Schlafräumen“

Inhaltsverzeichnis

Zusammenfassung.....	2
Nomenklatur.....	3
Abbildungsverzeichnis.....	3
Tabellenverzeichnis.....	3
1 Einleitung.....	4
1.1 Gliederung.....	4
2 Lärminderung in Schlafbereichen – Stand der Technik.....	5
2.1 Passive Verfahren.....	5
2.1.1 Schallschutzfenster.....	5
2.1.2 Persönlicher Gehörschutz.....	6
2.1.3 Raumakustische Maßnahmen	6
2.2 Aktive Verfahren.....	6
2.2.1 ANR-Kopfhörer.....	6
2.2.2 Anocsys ANR-System.....	7
2.2.3 Demonstrator der Professur für Mechatronik.....	7
3 Untersuchung des Demonstrationssystems.....	8
3.1 Erreichbare Lärminderung.....	8
3.2 Leistungsaufnahme (Energieverbrauch).....	9
3.3 Kostenabschätzung.....	11
3.3.1 Anschaffung.....	11
3.3.2 Betrieb.....	11
3.4 Ökologische Aspekte.....	12
4 Bewertung der Untersuchungsergebnisse.....	13
4.1 Ökonomische Bilanzierung.....	13
4.1.1 Nutzspektrum.....	13
4.1.2 Lärminderung.....	14
4.1.3 Kosten.....	14
4.2 Ökologische Bilanzierung.....	14
5 Fazit und Ausblick.....	16
Literaturverzeichnis.....	17

Zusammenfassung

Dieser Bericht dokumentiert die ökonomische und ökologische Bilanzierung eines Demonstrators zur aktiven Lärminderung in Schlafbereichen. Das Demonstrationssystem wird hinsichtlich verschiedener Aspekte – Energieverbrauch, Anschaffungs- und Betriebskosten, Grad der Lärmreduzierung – mehreren alternativen Ansätzen gegenübergestellt. Die Untersuchungen zeigen, dass das System besonders für tonale Störungen bereits sehr leistungsfähig ist. Gleichzeitig ist der Energieverbrauch geringer als der spezifische Verbrauch vieler anderer im Haushalt verwendeter Elektrogeräte und es werden auch sonst keine negativen Rückwirkungen auf die Umwelt festgestellt. Das System ist speziell für ein besonders wichtiges Anwendungsfeld konzipiert, die Lärminderung in Ruhe- und Schlafbereichen. Es ist eine vergleichsweise teure Alternative zur Bekämpfung von Lärm, bietet allerdings eine Reihe von Vorteilen gegenüber anderen Maßnahmen: Es ermöglicht trotz Lärmbelastung bei offenem Fenster zu schlafen, es kommt ohne personengebundene Mittel aus und ist besonders im niederfrequenten Bereich wirksam, wo die Leistungsfähigkeit anderer Maßnahmen bereits nachlässt. Das Demonstrationssystem stellt einen guten Ansatz zur Bekämpfung der Umweltbelastung durch Lärm dar.

Nomenklatur

Formelzeichen:

C	Spektrum-Anpassungswert (A-bewertetes rosa Rauschen) in dB
C_{tr}	Spektrum-Anpassungswert (A-bewerteter städtischer Straßenverkehrslärm) in dB
f	Frequenz in Hz
L_A	A-gewichteter Schalldruckpegel in dB(A)
L(f)	Schalldruckpegel (A-gewichtet) bei einer bestimmten Frequenz in dB(A)
ΔL	Schalldruckpegeldifferenz in dB
$\Delta L(f)$	Schalldruckpegeldifferenz bei einer bestimmten Frequenz in dB
P	Leistung in W
R_w	Bewertetes Schalldämm-Maß von Bauteilen in dB
SNR	Schalldämmung von Gehörschutzstöpseln in dB

Abkürzungen:

ANR	Active Noise Reduction (Aktive Geräuschreduzierung)
APUG	Aktionsprogramm Umwelt und Gesundheit
APV	Assumed Protection Value (Angenommene Schutzwirkung)
BMWi	Bundesministerium für Wirtschaft und Technologie
CHF	Schweizer Franken
COTS	Commercial of-the-shelf (Kommerzielle Produkte aus dem Regal)
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
HSU	Helmut-Schmidt-Universität / Universität der Bundeswehr Hamburg
RoHS	Restriction of the use of certain hazardous substances in electrical and electronic equipment (Beschränkung der Verwendung bestimmter gefährlicher Stoffe in Elektro- und Elektronikgeräten)
SPL	Sound Pressure Level (Schalldruckpegel)
WHO	World Health Organization (Weltgesundheitsorganisation)

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Thematische Zuordnung der Maßnahmen zur Lärminderung.....	4
Abbildung 2: Komponenten des Versuchsaufbaus.....	7
Abbildung 3: Leistungsaufnahme vs. Primärschallpegel.....	9

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: SPL-Reduzierung für tonale Störungen.....	7
Tabelle 2: SPL-Reduzierung für bandbegrenzte Störungen.....	8
Tabelle 3: Ruheleistung des ANR-Systems.....	8
Tabelle 4: Leistungsaufnahme im Betrieb.....	9
Tabelle 5: Kennwerte der Maßnahmen zur Lärminderung.....	12

1 Einleitung

Dieser Bericht dokumentiert die ökonomische und ökologische Bilanzierung eines Demonstrators zur aktiven Lärminderung in Schlafbereichen, das Gegenstand zurückliegender und aktueller Forschungsaktivitäten in der Professur für Mechatronik an der Helmut-Schmidt-Universität / Universität der Bundeswehr Hamburg (HSU) war bzw. ist. Das Demonstrationssystem wird hinsichtlich verschiedener Aspekte – Energieverbrauch, Anschaffungs- und Betriebskosten, Grad der Lärmreduzierung – mehreren alternativen Ansätzen gegenübergestellt, die den gegenwärtigen Stand der Technik repräsentieren. Dabei werden Produkte berücksichtigt, die für den privaten Endverbraucher im Handel erhältlich sind. Spezielle Lösungen für professionelle Verwendungen, z.B. Schallschutz-Kopfhörer für den Einsatz auf Flughafen-Rollfeldern, werden hier außer Acht gelassen, da sie nicht für den persönlichen Gebrauch in Schlafbereichen geeignet sind.

1.1 Gliederung

In Kapitel 2 werden zunächst verschiedene Maßnahmen zur Lärminderung in Schlafbereichen vorgestellt. Anschließend wird in Kapitel 3 der Demonstrator hinsichtlich ökonomischer und ökologischer Aspekte untersucht. Die Ergebnisse werden in Kapitel 4 unter Berücksichtigung der übrigen Ansätze bewertet. Kapitel 5 enthält ein Fazit der hier durchgeführten Untersuchungen und einen Ausblick.

2 Lärminderung in Schlafbereichen – Stand der Technik

Die verschiedenen Maßnahmen zur Lärmreduzierung werden wie in Abbildung 1 dargestellt kategorisiert. Zunächst erfolgt eine Einteilung in aktive und passive Verfahren. Aktive Systeme werden dabei nachfolgend als ANR-Systeme¹ bezeichnet. In beiden Fällen wird weiterhin zwischen lokalen² und globalen³ Maßnahmen unterschieden.

Kopfhörer mit integrierten ANR-Systemen kombinieren aktive und passive Maßnahmen. Sie werden im Folgenden den aktiven Verfahren zugerechnet.

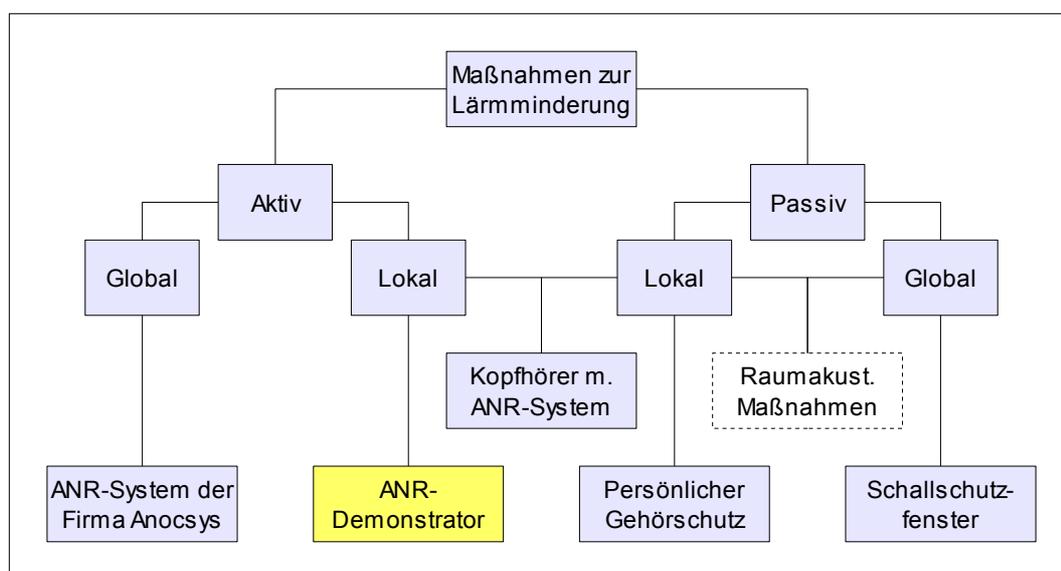


Abbildung 1: Thematische Zuordnung der Maßnahmen zur Lärminderung

2.1 Passive Verfahren

2.1.1 Schallschutzfenster

Bei Schallschutzfenstern wird die Lärmreduzierung durch eine Kombination aus einem speziellen Profilsystem für den Fensterrahmen und einer entsprechenden Isolierverglasung erreicht. Es werden Schalldämm-Maße von $R_w(C;C_{tr}) = 34(-2;-5)$ dB bis $R_w(C;C_{tr}) = 48(-2;-5)$ dB erreicht. Für ein Standard-Rahmenmaß (1230 x 1480 mm) beträgt der Preis 550,- bis 950,- € [1][2].

Die Verfahren zur Ermittlung der R_w -Werte und der Korrekturfaktoren C bzw. C_{tr} sind in den Normen DIN EN ISO 140-3 und DIN EN ISO 717-1 angegeben [3][4]. Die Messung der Schalldämmung erfolgt dabei üblicherweise in den Terzbändern von 100 Hz bis 5 kHz [3]. Die Einzahlangabe R_w ist der Wert einer verschobenen Bezugskurve bei 500 Hz. Für eher mittel- und hochfrequenten Lärm (z.B. Wohnaktivitäten, Autobahnverkehr, schneller Schienenverkehr) ist der Korrekturfaktor C anzuwenden, für eher tief- und mittelfrequenten Lärm (z.B. städtischer Straßenverkehr, langsamer Schienenverkehr, Discomusik) C_{tr} [4].

Die oben genannten Schalldämm-Maße gelten nur für ein geschlossenes Fenster. Dadurch wird jedoch die Zufuhr von Außenluft in den Schlafraum behindert. Um dies zu vermeiden, können Klimageräte installiert werden, die ebenfalls über eine entsprechende Schalldämmung verfügen müssen. Sie verursachen zusätzliche Anschaffungs- und Betriebskosten (Energieverbrauch, Kältemittel).

1 ANR: Active Noise Reduction

2 Lokal: Erzeugung einer räumlich begrenzten Ruhezone im Bereich der Ohren der schlafenden Person (hier)

3 Global: Lärmreduzierung im (gesamten) Schlafbereich (hier)

Die Emissionspegel von Standard-Geräten für eine Raumgröße bis 20 m² ohne speziellen Schallschutz betragen ca. 45 bis 60 dB(A). Sie haben eine maximale Leistungsaufnahme von etwa 1 kW und einen Preis ab ca. 800,- € [5][6].

2.1.2 Persönlicher Gehörschutz

Es gibt eine Vielzahl von Produkten zur Lärminderung, die direkt im Ohr getragen werden. Die nachfolgende Auswahl verfügt über eine besonders hohe Schalldämmung bzw. einen speziellen Tragekomfort.

Die allgemeinen Anforderungen an Gehörschutzstöpsel sind in DIN EN 352-2 enthalten [7]; DIN EN ISO 4869-2 legt drei Verfahren zur Abschätzung des beim Tragen von Gehörschützern wirksamen A-bewerteten Schalldruckpegels (SPL⁴) fest [8]. Die folgenden Angaben beziehen sich auf das dort genannte SNR-Verfahren. Dieses beruht auf einem Bezugsgeräuschspektrum (A-bewertete Oktavband-Schalldruckpegel zwischen 63 Hz und 8 kHz eines rosa Rauschens, dessen C-bewerteter Gesamtschalldruckpegel 100 dB(C) beträgt) und den APV-Werten⁵ eines Gehörschützers. Der SNR-Wert ist unabhängig von der tatsächlichen Geräuschsituation, in der er angewendet wird [8].

OHROPAX classic: Einmal-Ohrstöpsel aus plastisch beliebig formbarem, hautfreundlichem Wachsmaterial. SNR > 18 dB. Preis ca. 0,80 € je Paar [9].

Cord Max (extrem): Anatomisch geformter, schmutzabweisender Schaumstoff-Ohrstöpsel, bis zu drei Mal wiederverwendbar. SNR > 37 dB. Preis ca. 0,70- € je Paar [10].

SleepSoft: Für den Schlaf entwickelter, belüfteter Schaumstoff-Ohrstöpsel, etwa ein Jahr verwendbar. Filter für Umgebungsgeräusche optimiert, mittlere Schalldämmung 18 dB. Preis ca. 17,- € je Paar [11].

2.1.3 Raumakustische Maßnahmen

Raumakustische Maßnahmen (poröse Absorber, Platten- und Helmholtz-Resonatoren) werden in Abbildung 1 der Vollständigkeit halber aufgeführt, darüber hinaus jedoch nicht weiter berücksichtigt. Sie eignen sich ebenfalls zur Lärmreduzierung, ihre Wirksamkeit ist allerdings sehr stark von der individuellen Raumsituation abhängig [12]. Aufgrund der komplexen Zusammenhänge ist ein Vergleich mit den übrigen hier genannten Verfahren im Rahmen dieses Berichts nicht möglich.

2.2 Aktive Verfahren

2.2.1 ANR-Kopfhörer

Bei Kopfhörern wird unterschieden zwischen Modellen, die auf dem Ohr getragen werden (A) und solchen, die in den Gehörgang eingeführt werden (In-Ear, B). Modelle der Kategorie A erreichen im Allgemeinen eine größere Lärmreduzierung, allerdings kann bei ihrem Gebrauch der Kopf zum Schlafen nicht auf die Seite gelegt werden. Modelle der Kategorie B stellen diesbezüglich eine geringere Einschränkung für den Benutzer dar.

BOSE QuietComfort 3 (A): Offenes Kopfhörer-Design mit BOSE Acoustic Noise Cancelling Technologie (keine Angaben zu tatsächlicher Schalldämmung). Spezieller Akku für 20 Stunden Betriebsdauer. Gewicht 159 g, Preis ca. 400,- € [13].

Sennheiser PXC 250 (A): Geschlossener Kopfhörer mit NoiseGard Geräuschkompensation. Passive Schallisolierung 15-25 dB (> 1,2 kHz), aktive Schallkompensation bis 15 dB (< 1 kHz). 2 AAA-Batterien für 80 Stunden Betriebsdauer. Gewicht 68 g. Preis ca. 130,- € [14].

4 SPL: Sound Pressure Level

5 APV: Assumed Protection Value

Philips SBCHN060 (B): Offener In-Ear-Kopfhörer. Aktive Schalldämmung zwischen 50 Hz und 1,5 kHz (> 10 dB bei 300 Hz). 1 AAA-Batterie. Gewicht 42 g. Preis ca. 55,- € [15].

Sony MDR-NC22 (B): Geschlossener In-Ear-Kopfhörer. Aktive Schalldämmung zwischen 50 Hz und 1,5 kHz (> 12 dB bei 300 Hz). 1 AAA-Batterie für 50 Stunden Betriebsdauer. Gewicht 39 g. Preis ca. 80,- € [16].

2.2.2 Anocsys ANR-System

Das Schweizer Unternehmen Anocsys vertreibt ein selbst entwickeltes ANR-System zur globalen Lärminderung in Innenräumen. Dieses umfasst üblicherweise einen Rechner zur Signalverarbeitung, ein bis zwei Innenlautsprecher, mehrere Außenmikrofone sowie eine Zeitschaltuhr. Mit dieser wird der Betriebszeitraum des Systems festgelegt, eine weitere Bedienung ist nicht erforderlich.

Die erreichbare Lärmreduzierung des Systems wird vom Hersteller mit maximal 24 dB im bandbegrenzten Betrieb ($f < 900$ Hz) angegeben. Besonders Verkehrs- und Industrielärm sollen wirksam bekämpft werden. Da jedoch die Randbedingungen nicht dokumentiert sind, unter denen dieser Maximalwert erreicht wird, ist ein direkter Vergleich z.B. mit dem Demonstrationssystem der HSU nicht möglich. Das System von Anocsys wird an die herkömmliche 230 V-Stromversorgung angeschlossen (keine Angaben zur Leistungsaufnahme). Der Preis richtet sich nach der jeweiligen Systemkonfiguration, für einen 17 m² großen Raum werden als Richtwert 8.000,- CHF (≈ 5.000 €) ohne Installation genannt [17].

2.2.3 Demonstrator der Professur für Mechatronik

Im Gegensatz zu dem System der Firma Anocsys wird bei dem Demonstrator der Professur für Mechatronik ein lokaler Regelungsansatz verfolgt. Die gegenwärtigen Forschungsergebnisse liegen dem Autor in Form eines Konferenzbeitrags vor [18]. Es wird ein Regler mit einer 1x2x2-Struktur⁶ verwendet, der einen FxLMS-Algorithmus⁷ in der „fast exact“-Ausführung implementiert (vgl. [18]).

Das Referenzsignal wird bei dem aktuellen System extern durch ein entsprechendes Mikrofon gewonnen. Dies führt zu einer durch die Übertragungseigenschaften des Raumes bedingten spektralen Färbung des Signals und dadurch zu einer verlängerten Adaptionszeit des Reglers. Der daraus resultierende Performance-Verlust gegenüber dem bei ersten Voruntersuchungen verwendeten Regler mit interner Referenz (vgl. [19]) ist bisher noch nicht kompensiert.

Für eine umfassendere Erläuterung der Komponenten und der Funktionsweise dieses Systems wird auf die Dokumentation des Gesamtprojekts verwiesen. Weitere Informationen zu bestimmten Teilaspekten des Systems sind – soweit notwendig – im folgenden Kapitel enthalten.

⁶ 1x2x2: Ein Referenzsignal, zwei Fehlersignale, zwei Sekundärquellen zur Erzeugung des Gegenschalls

⁷ FxLMS: Filtered Reference Least Mean Square

3 Untersuchung des Demonstrationssystems

Abbildung 2 zeigt schematisch die im Versuchsaufbau verwendeten Geräte. Die Komponenten des eigentlichen ANR-Systems werden in der Abbildung hervorgehoben. Sie sind für eine spätere Produktentwicklung relevant und stehen somit im Fokus der in den folgenden Abschnitten dokumentierten Untersuchungen.

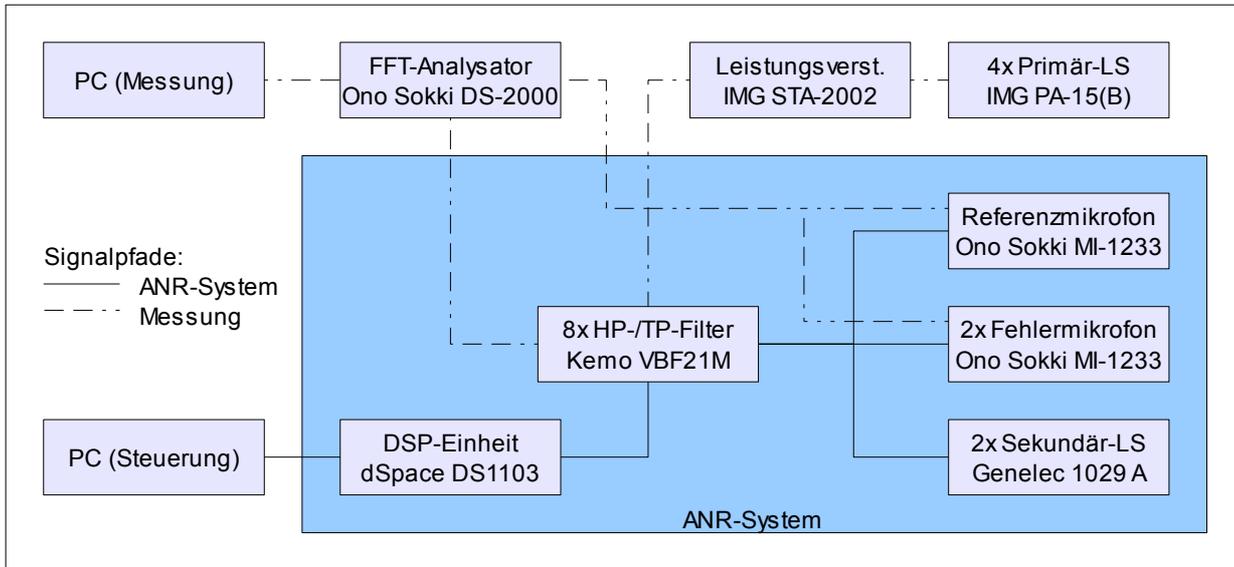


Abbildung 2: Komponenten des Versuchsaufbaus

3.1 Erreichbare Lärminderung

Der Demonstrator wurde bisher tonal für $f = 100$ Hz, $f = 200$ Hz und $f = 400$ Hz untersucht, sowie bandbegrenzt für die Frequenzbereiche $80 \text{ Hz} \leq f \leq 280 \text{ Hz}$ bzw. $80 \text{ Hz} \leq f \leq 480 \text{ Hz}$ [18]. In der Versuchsanordnung mit einem gekippten Fenster wurde dabei – ausgehend von einem unregulierten SPL von mind. 70 dB(A) am linken Fehlermikrofon – eine SPL-Reduzierung von 20-30 dB für tonale Störungen und etwa 6 dB für bandbegrenzte Signale erreicht. Diese Ergebnisse wurden bei den Messungen zur Leistungsaufnahme des Systems verifiziert. Bei bandbegrenzten Anregungen werden sie knapp erreicht, bei tonalen Anregungen deutlich überschritten.⁸

	f = 100 Hz		f = 200 Hz		f = 400 Hz	
	L (Ohr re.)	R (Ohr li.)	L	R	L	R
$L_{A, \text{unger.}}$ / dB(A)	72,16	66,19	72,65	73,04	70,34	79,04
$L_{A, \text{ger.}}$ / dB(A)	49,32	50,29	34,00	37,75	35,49	35,23
ΔL / dB	22,84	15,89	38,65	35,29	34,86	43,81
$L(f)_{\text{unger.}}$ / dB(A)	72,12	66,07	72,65	73,04	70,34	79,04
$L(f)_{\text{ger.}}$ / dB(A)	25,01	22,26	24,74	21,98	32,54	33,36
$\Delta L(f)$ / dB	47,11	43,81	47,90	51,06	37,81	45,68

Tabelle 1: SPL-Reduzierung für tonale Störungen

⁸ Eine systematische Abweichung zu den in [18] dokumentierten Ergebnissen ergibt sich aus den unterschiedlichen Messparametern: Während in [18] der Summenpegel für Frequenzen $< 1,6$ kHz mit einer Auflösung von $\Delta f = 4$ Hz betrachtet wird, werden bei diesen Messungen Frequenzen bis zu 16 kHz mit $\Delta f = 1$ Hz berücksichtigt. Dadurch hat aber das Hintergrundrauschen im Messraum einen größeren Einfluss auf den Gesamtpegel und der Regelungserfolg ist gerade bei bandbegrenzter Anregung tendenziell etwas geringer.

	80 Hz ≤ f ≤ 280 Hz		80 Hz ≤ f ≤ 480 Hz	
	L (Ohr re.)	R (Ohr li.)	L	R
$L_{A,unger.} / \text{dB(A)}$	72,60	73,86	70,11	70,39
$L_{A,ger.} / \text{dB(A)}$	67,27	67,82	66,06	66,06
$\Delta L / \text{dB}$	5,34	6,04	4,05	4,34

Tabelle 2: SPL-Reduzierung für bandbegrenzte Störungen

Die unteren drei Zeilen in Tabelle 1 geben den SPL bei der jeweiligen Anregungsfrequenz an. Daran ist zu erkennen, dass das Demonstrationssystem besonders für tonale Störungen bereits äußerst leistungsfähig ist. Ein Vergleich mit den in den oberen drei Zeilen aufgeführten Werten für den totalen SPL zeigt, dass die Bekämpfung einer einzelnen Störfrequenz nicht zwangsläufig zu einer ebenso deutlichen Reduzierung des Gesamtpegels führt.

Perspektivisch muss ein hoher Regelungserfolg auch für bandbegrenzte Störungen angestrebt werden. Die in Tabelle 2 dargestellten Ergebnisse zeigen, dass von dem Demonstrationssystem in diesem Bereich unter den vorliegenden Bedingungen bisher nur eine geringe SPL-Reduzierung erreicht wird. Allerdings war der Fokus bei den hier durchgeführten Messungen nicht eine möglichst ideale Abstimmung aller Regelparameter zur Maximierung der Lärmreduzierung, sondern die Bestimmung der Leistungsaufnahme des Systems im geregelten Zustand. Und nach Angaben des Oberingenieurs der Professur für Mechatronik haben Anfang Februar durchgeführte Versuche mit einem leistungsfähigeren Regler bereits eine verbesserte Lärmreduzierung von bis zu 9,5 dB im Frequenzbereich zwischen 80 und 480 Hz erbracht.

3.2 Leistungsaufnahme (Energieverbrauch)

Die Leistungsaufnahme des ANR-Systems wurde mit einem Siemens Wattmeter Typ B4302 gemessen (Messgenauigkeit entspricht Anforderungen lt. IEC 62301 [20]). In Tabelle 3 wird zunächst die Ruheleistung der einzelnen Komponenten angegeben. Die Phantomspeisung für das Referenz- und die Fehlermikrofone wird von dem FFT-Analysator bereitgestellt und somit bei der Leistungsmessung nicht erfasst. Die daraus resultierende systematische Abweichung ist jedoch zu vernachlässigen.

	P_M / W	P_K / W	$\Delta P / \text{W}$
DSP-Einheit	31,2	31,2	0,0
HP-/TP-Filter	31,6	23,7	7,9
Sekundär-LS	19,8	9,9	9,9
Gesamt	82,6	64,8	17,8

Tabelle 3: Ruheleistung des ANR-Systems

Die erste Spalte enthält die gemessenen Werte P_M , in der mittleren Spalte werden die korrigierten Werte P_K angegeben und in der letzten Spalte die sich daraus ergebenden Differenzwerte ΔP , von denen besonders der für die Gesamtleistung relevant ist. Um diesen Wert (17,8 W) werden die nachfolgenden Messungen nach unten korrigiert. Die Korrektur ist wie folgt begründet:

HP-/TP-Filter: Als analoge Hoch- bzw. Tiefpass-Filter werden 8 Module des Typs Kemo VBF21M in einer 19"-Einheit mit gemeinsamer Spannungsversorgung verwendet. Zwei dieser Module werden zur Filterung des Primärsignals verwendet, so dass diese Einheit nur zu 75 % dem ANR-System zuzurechnen ist.

Sekundär-LS: Als Sekundärquellen kommen zwei Lautsprecher des Typs Genelec 1029A mit integrierter Leistungselektronik zum Einsatz. Es handelt sich dabei um aktiv getrennte 2-Weg-Systeme mit separaten Endstufen gleicher Leistung für Tief- bzw. Hochtontreiber. Die Übernahmefrequenz des Hochtonwegs beträgt 3,3 kHz, so dass für die hier durchgeführten Untersuchungen nur der Tieftonweg relevant ist.

f / Hz	100	200	400	80-280	80-480
P_M / W	85,7	87,7	83,8	84,7	83,6
P_K / W	67,9	69,9	66,0	66,9	65,8

Tabelle 4: Leistungsaufnahme im Betrieb

Tabelle 4 gibt die Leistungsaufnahme des ANR-Systems im Betrieb an. Die Daten wurden bei den Versuchen aufgenommen, bei denen die Lärminderungen gemäß Tabelle 1 und 2 erreicht wurden. Unter den vorliegenden Versuchsbedingungen ist der Energieverbrauch des Systems im Betrieb nur unwesentlich höher als im Ruhezustand und insgesamt etwas höher als der einer konventionellen 60 Watt-Glühbirne.

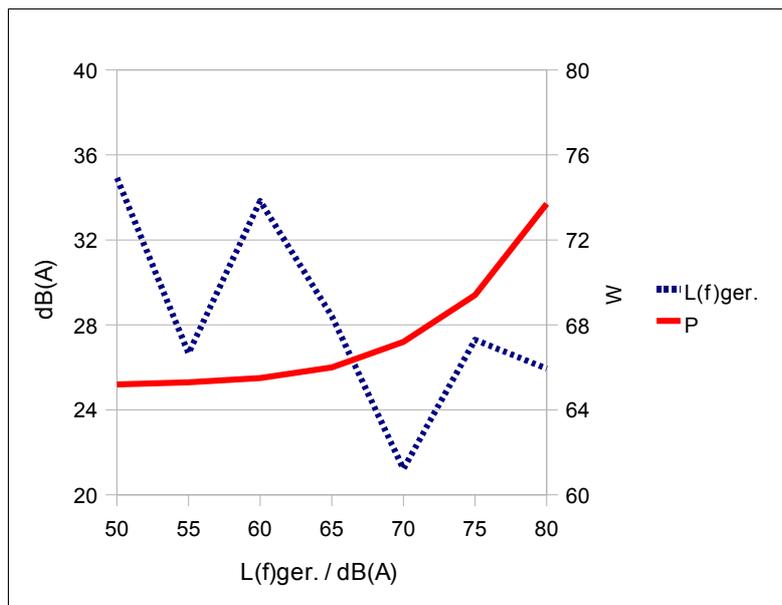


Abbildung 3: Leistungsaufnahme vs. Primärschallpegel

Abbildung 3 zeigt die Abhängigkeit der Leistungsaufnahme vom Primärschallpegel. Bei dieser Messreihe wurde der SPL am linken Fehlermikrofon (rechtes Ohr) für ein tonales Primärsignal ($f = 100$ Hz) in 5 dB-Schritten von 50 dB(A) bis 80 dB(A) erhöht.⁹ Das ANR-System wurde so eingestellt, dass es den SPL bei dieser Frequenz auf unter 35 dB(A) absenkt.¹⁰ In halb logarithmischer Darstellung ergibt sich für die korrigierte Leistungsaufnahme P_K ein exponentieller Verlauf.¹¹ Daher ist für hohe Lärmbelastungen ein stark ansteigender Energieverbrauch des ANR-Systems zu erwarten.

⁹ Bei diesem Pegel wurde die Leistungsgrenze der Primärlautsprecher erreicht.

¹⁰ Unterhalb von 35 dB(A) hat die Anregungsfrequenz nicht mehr den höchsten Einzelpegel im Spektrum des Fehlermikrofonsignals.

¹¹ Die halb logarithmische Darstellung wird aufgrund der üblicherweise verwendeten Einheiten für den Schalldruckpegel (dB) bzw. die Leistungsaufnahme (W) gewählt.

Zu beachten ist, dass es sich bei den Komponenten des Demonstrators fast ausschließlich um Laborgeräte handelt. Besonders die DSP-Einheit und die analogen Filter verfügen über deutlich mehr Kapazitäten, als speziell für diese Anwendung benötigt werden. Sie haben daher auch eine höhere Leistungsaufnahme, die bei einer Produktentwicklung reduziert werden kann. Ein Wert von etwa 40 W bei Betrieb des ANR-Systems erscheint realistisch.

3.3 Kostenabschätzung

3.3.1 Anschaffung

Der Preis der für den Demonstrator verwendeten Komponenten ist für ein späteres Produkt nicht repräsentativ. Sie werden nachfolgend durch heute erhältliche COTS-Produkte¹² substituiert, die zur Abschätzung des Anschaffungspreises herangezogen werden.

DSP-Einheit, HP-/TP-Filter: Die DSP-Entwicklungsumgebung dSPACE DS1103 verfügt u.a. über einen 400 MHz PowerPC-Prozessor sowie AD- und DA-Wandler mit einer Auflösung von 12 bzw. 16 Bit (es werden mind. 3 AD- und 2 DA-Kanäle benötigt). Die vor bzw. nach der Wandlung erforderliche analoge Filterung der Ein- und Ausgangssignale wird mit den Kemo Filtermodulen (Flankensteilheit 40 dB/Oct.) realisiert.

Das Motu Traveler Firewire Audiointerface verfügt u.a. über 4 Mikrofoneingänge mit Phantomspannung und 8 analoge Ausgänge, AD-/DA-Wandler inkl. Filter mit 24-Bit Wortbreite (Abtastfrequenz bis zu 192 kHz) sowie einen integrierten DSP. Preis ca. 800,- € [21]. Eine günstigere Alternative ist die in der Professur für Mechatronik verwendete DSP-Entwicklungsumgebung TMS320C6713 von Texas Instruments für ca. 350,- €. Sie verfügt jedoch nicht über alle zur Signalverarbeitung notwendigen Komponenten (keine Mikrofon-Vorverstärker, insgesamt nur 4 analoge Ein- bzw. Ausgangskanäle integriert). Entsprechende Erweiterungen sind möglich, verursachen aber Zusatzkosten.

Referenz- und Fehlermikrofone: Derzeit werden Mikrofone des Typs Ono Sokki MI-1233 verwendet, Kondensator-Messmikrofone mit 1/2"-Kapsel und einem sehr linearen Frequenzgang. Da das ANR-System für Frequenzen < 1 kHz einzusetzen ist, sind die Anforderungen an die Mikrofone gering.

Das Modell Behringer ECM8000 ist ebenfalls ein Kondensator-Messmikrofon, das direkt an das Motu Interface angeschlossen werden kann. Preis ca. 60,- € [21]. Darüber hinaus gibt es eine große Vielzahl von Mikrofon-Kapseln, deren Preis noch deutlich geringer ist, z.T. sogar nur im Cent-Bereich. Ihre Eignung für das System und die zusätzlich notwendigen Maßnahmen, um sie mit der DSP-Einheit zu verbinden, sind im Einzelfall zu überprüfen.

Sekundär-LS: Die aktiven Nahfeld-Monitorlautsprecher Genelec 1029A verwenden im Tieftonbereich ein 5"-Chassis (Ø 130 mm) in einem Bassreflex-Gehäuse mit 4.5 l Volumen. Die zugehörige Endstufe hat eine Leistung von 40 W an 8 Ω. Der Übertragungsbereich beträgt 65 Hz bis 3,3 kHz.

Ein aktiver Lautsprecher für den Übertragungsbereich 50 Hz bis 1 kHz ist nicht als COTS-Produkt erhältlich, da die vorliegende Anwendung unüblich ist. Es kann jedoch durchaus sinnvoll sein, einen Lautsprechertyp zu verwenden, der den gesamten hörbaren Frequenzbereich wiedergeben kann, wenn z.B. neben der Erzeugung des Antischalls auch Musik wiedergegeben werden soll. Die aktiven Monitorboxen M-Audio BX8A verwenden einen 8"-Tieftöner (Ø 200 mm) mit einer 70 W-Endstufe. Die untere Grenze des Übertragungsbereichs beträgt 40 Hz. Preis pro Paar ca. 400,- € [21].

Der Preis der Komponenten für eine Systemkonfiguration gemäß Abbildung 2 auf Seite 8 beträgt demnach etwa 750,- bis 1.380,- €. Hinzu kommen die benötigten Anschluß- und Verbindungskabel. Weitere Kostenfaktoren sind die spezielle DSP-Programmierung sowie Maßnahmen um das im Außenbereich anzubringende Referenzmikrofon gegen Witterungseinflüsse zu schützen. Der Anschaffungspreis für das ANR-System wird insgesamt auf ca. 1.400,- bis 2.000,- € geschätzt.

¹² COTS: Commercial off-the-shelf

3.3.2 Betrieb

Als Betriebskosten des ANR-Systems kommen fast ausschließlich die Kosten des Energieverbrauchs zum Tragen. Bei einer Leistungsaufnahme von 40 W, einer Verwendung an 330 Tagen im Jahr und einer täglichen Betriebsdauer von 9 Stunden ergibt sich ein jährlicher Energieverbrauch von 118,8 kWh pro ANR-System. Dies ist weniger als der spezifische Verbrauch vieler anderer im Haushalt verwendeter Elektrogeräte [22].

Der Preis für eine Kilowattstunde in der Grundversorgung eines Musterhaushalts betrug im November 2007 20,8 Cent [23]. Danach ergeben sich jährliche Stromverbrauchskosten von rund 25,- €. Die einzige Komponente des Systems, bei der erhöhte Belastungen zu erwarten sind, die potentiell zu weiteren Kosten führen können, ist das im Außenbereich anzubringende Referenzmikrofon. Angaben zur möglichen Nutzungsdauer dieses Mikrofons sind an dieser Stelle jedoch nicht möglich. Sie sind ggfs. vom jeweiligen Hersteller erhältlich. Ansonsten ist das ANR-System wartungsfrei.

3.4 Ökologische Aspekte

Es wird festgestellt, dass von dem derzeitigen System keine erhöhten Umweltbelastungen ausgehen. Dies gilt ebenfalls für ein zu entwickelndes Produkt.

Die Fertigung elektronischer Geräte muss gemäß EG-Richtlinie 2002/95/EG RoHS-konform erfolgen¹³. Dadurch werden einige höchst umweltgefährdende Substanzen nicht mehr verwendet. Zudem ist das Referenzmikrofon potentiell die einzige Komponente mit erhöhtem Verschleiß, so dass aus der Nutzung des Systems kein zusätzlicher Abfall entsteht.

Bzgl. der elektromagnetischen Umweltverträglichkeit sind ebenfalls keine negativen Auswirkungen zu erwarten. Die Signalübertragung zwischen den verschiedenen Komponenten erfolgt ausschließlich kabelgebunden mit Spannungswerten im Millivolt-Bereich und Frequenzen < 1 kHz. Hochfrequente elektromagnetische Strahlungen sind nur im Bereich der DSP-Einheit sowie der Netzteile der Sekundärquellen möglich und können durch entsprechende Vorkehrungen (z.B. Metallgehäuse) wirksam abgeschirmt werden.

Die Nutzungsdauer des Systems kann zum gegenwärtigen Zeitpunkt nur geschätzt werden. Aufgrund der verwendeten Komponenten sowie den Angaben der Firma Anocsys erscheint bei entsprechender Pflege des Systems eine Verwendung über einen Zeitraum von 10 Jahren und mehr möglich.

¹³ RoHS: Restriction of the use of certain hazardous substances in electrical and electronic equipment

4 Bewertung der Untersuchungsergebnisse

In Tabelle 5 werden noch einmal die Daten der verschiedenen Maßnahmen zur Lärminderung zusammengestellt, die für die nachfolgende Bilanzierung des Demonstrationssystems der HSU relevant sind. Dabei ist zu beachten, dass ein Vergleich der Angaben z.B. zur erreichbaren Lärmreduzierung nur bedingt möglich ist, da diese zum Teil auf unterschiedlichen Mess- und Berechnungsverfahren beruhen. Die in der Zeile für das Demonstrationssystem in eckigen Klammern aufgeführten Werte beziehen sich auf die Abschätzungen für ein zu entwickelndes Produkt.

Maßnahme	Spektrum / Hz	Lärmreduzierung	Preis / €	Nutzungsdauer	Verbrauchsmat.
Schallschutzfenster	100-5000	ca. 35-45 dB (R_w)	500-1000	> 10 Jahre	keine
Gehörschutzstöpsel	63-8000	ca. 18-40 dB (SNR)	0,8-17	Von einmal bis max. 2 Jahre	Stöpsel
ANR-Kopfhörer	> 1200 (passiv) 50-1500 (aktiv)	15-25 dB (passiv) > 10 dB (aktiv)	55-400	> 2 Jahre	Batterie / Akku, (Polster)
Anocsys	< 900 Hz	max. 24 dB (ΔL)	ca. 5000	10 Jahre	Strom (k.A.)
Demonstrator	ca. 65-500 Hz [40-1000 Hz]	> 35 dB (tonal, $\Delta L(f)$) ca. 6 dB (band., ΔL)	[ca. 2000]	[mind. 10 Jahre]	Strom (ca. 70 W) [40 W]

Tabelle 5: Kennwerte der Maßnahmen zur Lärminderung

4.1 Ökonomische Bilanzierung

4.1.1 Nutzspektrum

Das Demonstrationssystem ist, wie die übrigen aktiven Maßnahmen auch, bei tief- bis mittelfrequenterem Lärm einzusetzen. Derzeit wird das System bis zu einer Frequenz von 500 Hz betrieben, eine obere Grenze des nutzbaren Frequenzbereichs von 1 kHz erscheint realistisch. Dies wurde auch in ersten Voruntersuchungen zu diesem Thema an der HSU prinzipiell bestätigt [19]. Es ist somit vornehmlich bei Lärmbelastungen wirksam, für die in der Norm DIN EN ISO 717-1 der Spektrum-Anpassungswert C_{tr} angewendet wird [4]. Dazu zählen:

- Städtischer Straßenverkehr
- Schienenverkehr mit geringer Geschwindigkeit
- Propellerflugzeug
- Düsenflugzeug in großem Abstand
- Discomusik
- Betriebe, die überwiegend tief- und mittelfrequenten Lärm abstrahlen

Nach Informationen des APUG¹⁴ fühlen sich 66% der Bevölkerung in den alten und 79% in den neuen Bundesländern durch Verkehrslärm gestört [24]. Und laut einer Studie des Instituts für Verkehrsplanung und Straßenverkehr an der TU Dresden entfielen ca. 80% der insgesamt 504 Mio. €, die 2001 in Sachsen als externe Kosten aller Verkehrsträger im Bereich Lärm verursacht wurden, auf den Straßenverkehr [25]. Hier ist also ein deutlicher Bedarf für entsprechende Gegenmaßnahmen gegeben.

14 APUG: Aktionsprogramm Umwelt und Gesundheit

4.1.2 Lärminderung

Es ist nicht möglich, allgemein gültige Angaben zur notwendigen SPL-Reduzierung durch Maßnahmen zur Lärmreduzierung zu machen, da ein solcher Wert unmittelbar von der jeweiligen Belastungssituation abhängt. Für die nachfolgende Abschätzung werden die Richtlinien der WHO¹⁵ zugrunde gelegt. Danach ist für einen ungestörten Nachtschlaf ein Mittelungspegel von maximal 30 dB(A) mit vereinzelt Spitzenpegeln von höchstens 45 dB(A) nicht zu überschreiten [26]. In der aktuellen Lärmschutzverordnung werden als Immissionsgrenzwerte für Verkehrsgeräusche von 22 bis 6 Uhr 54 dB(A) in Misch- und Kerngebieten bzw. 49 dB(A) in Wohngebieten vorgegeben [27]. Aus diesen Werten ergibt sich eine insgesamt zu erzielende Lärmreduzierung um 20-25 dB.

Das Demonstrationssystem erreicht für tonale Störungen bereits sehr hohe Werte von mehr als 35 dB. Allerdings treten rein tonale Lärmbelastungen unter realen Bedingungen kaum auf. Möglich sind multitonale Fälle mit wenigen bestimmenden Frequenzkomponenten, die mit dem bestehenden System ebenfalls gut gemindert werden können. Am häufigsten treten jedoch bandbegrenzte Probleme auf, so dass für eine generelle Nutzbarkeit des Systems auch hier eine hohe SPL-Reduzierung anzustreben ist. Die bei bandbegrenzter Anregung erreichbare SPL-Differenz sollte mindestens 10 dB betragen. Dies entspricht einer Halbierung der subjektiv empfundenen Lautstärke. In diesem Bereich ist die Leistungsfähigkeit des aktuellen Systems zu verbessern. Die in [19] dokumentierten Vorstudien zeigen aber, dass dieser Wert mit dem hier gewählten Konzept prinzipiell erreicht werden kann.

4.1.3 Kosten

Eine isolierte Betrachtung der Kosten zeigt das Demonstrationssystem der HSU als vergleichsweise teure Alternative zur Bekämpfung von Lärm. Allerdings haben dieses System und das Anocsys ANR-System einige Vorteile gegenüber anderen Maßnahmen, die an dieser Stelle zu berücksichtigen sind.

Frischlufte stellt ebenfalls einen wichtigen Faktor für einen erholsamen Schlaf dar. Beide Systeme ermöglichen eine beruhigte Schlafumgebung und gleichzeitig die Zufuhr von frischer Außenluft durch ein geöffnetes Fenster. Um dies auch bei geschlossenem Fenster zu erreichen, muss zusätzlich eine schallgedämpfte Belüftungsanlage installiert werden. Diese Variante ist in der Anschaffung mindestens ebenso teuer wie das ANR-System und bedeutet zudem einen größeren baulichen Aufwand sowie höhere Folgekosten durch den Stromverbrauch der Anlage.

Wenn trotz Lärmbelastung das Fenster geöffnet werden soll, können alternativ auch ANR-Kopfhörer oder Gehörschutzstöpsel verwendet werden. Das Tragen von auf dem Ohr aufliegenden Kopfhörern stellt allerdings eine Einschränkung des Schlafkomforts dar. Inwieweit Gehörschutzstöpsel oder In-Ear-Hörer im Gehörgang als Fremdkörper empfunden werden und das individuelle Wohlbefinden beeinträchtigen ist hingegen ausschließlich von der subjektiven Wahrnehmung abhängig. Das Demonstrationssystem ist hier die einzige Maßnahme, die ohne den Einsatz personengebundener Mittel auskommt. Und da das System Außenlärm bekämpft, wird z.B. die Kommunikation mit anderen Menschen innerhalb des Raumes auch nicht beeinträchtigt.

Im direkten Vergleich zu Anocsys ist der an der HSU verfolgte lokale Regelungsansatz einfacher und günstiger. Bis auf das Außenmikrofon können alle Komponenten des Systems immer in der gleichen Art installiert werden. Es ist keine Anpassung der Positionen von Mikrofonen und Sekundärquellen an die jeweiligen raumakustischen Gegebenheiten notwendig, die beim Anocsys ANR-System in jedem Einzelfall erfolgen muss.

4.2 Ökologische Bilanzierung

Das Demonstrationssystem bekämpft Lärm und damit eine Form der Umweltverschmutzung. Die Fertigung des Systems unterliegt u.a. der RoHS-Richtlinie, es gibt keine EMV-Probleme¹⁶ und kei-

¹⁵ WHO: World Health Organization

¹⁶ EMV: Elektromagnetische Verträglichkeit

nen besonderen Verschleiß (vgl. Abschnitt 3.4). Nach dem bisherigen Stand der an der HSU durchgeführten Untersuchungen ist zudem auch im Betrieb des Systems keine negative Rückwirkung auf die Umgebung festzustellen. Diese wäre als generelle Erhöhung des Schalldruckpegels im nicht beruhigten Bereich des Raumes messbar. Ein solcher Effekt wurde bei der Kartierung der Schallfelder mit aktiviertem bzw. deaktiviertem ANR-System nicht festgestellt [18].

Die gegenwärtige Leistungsaufnahme des ANR-Systems ist mit der einer herkömmlichen Glühbirne vergleichbar. Sie ist geringer als die anderer Verbraucher in einem Haushalt wie z.B. Fernseher oder PC. Eine regelmäßige Verwendung des Systems kann jedoch aufgrund der daraus resultierenden großen Anzahl Betriebsstunden (ca. 3.000 / Jahr) zu einem vergleichsweise hohen spezifischen Stromverbrauch des ANR-Systems im Vergleich zu diesen Geräten führen. Für das Jahr 2003 gibt das BMWi¹⁷ den durchschnittlichen Stromverbrauch je Privathaushalt in Deutschland mit rund 3.617 kWh an [28]. Gemessen an dieser Zahl bedeutet der Einsatz eines ANR-Systems eine Steigerung des jährlichen Strombedarfs um 3,3 %. Die Minimierung der Leistungsaufnahme ist daher sowohl aus ökonomischer als auch aus ökologischer Sicht eine sinnvolle Aufgabe für eine Produktentwicklung.

17 BMWi: Bundesministerium für Wirtschaft und Technologie

5 Fazit und Ausblick

Lärm ist schädlich! Die negativen Auswirkungen der auch im Alltag immer weiter zunehmenden Lärmbelastungen sind vielfach dokumentiert, die Folgekosten für die Gesellschaft sind erheblich, Tendenz steigend. Maßnahmen zur Lärmreduzierung sind daher positiv zu bewerten und die Förderung der Erforschung neuer Konzepte und Verfahren in diesem Bereich stellt eine sinnvolle und wichtige Zukunftsinvestition dar.

Mit der fortschreitenden Steigerung der Leistungsfähigkeit von Hard- und Software und der Entwicklung und Implementierung spezieller Algorithmen zur Berechnung des „Antischalls“ beginnen auch aktive Maßnahmen zur Lärmreduzierung den Verbrauchermarkt zu durchdringen. Ein Beispiel hierfür ist die Vielzahl der heute bereits erhältlichen Kopfhörer mit integrierten ANR-Systemen. Und in der Schweiz wird durch das Unternehmen Anocsys bereits ein erstes System zur globalen Lärmreduzierung in Innenräumen angeboten.

Das Demonstrationssystem der Professur für Mechatronik an der HSU stellt in diesem Kontext einen weiteren guten Ansatz zur Verringerung der Lärmbelastung dar. Mit der Erzeugung einer lokalen Ruhezone im Kopfbereich einer liegenden Person ist es speziell für ein besonders wichtiges Anwendungsfeld konzipiert, die Lärmreduzierung in Ruhe- und Schlafbereichen. Für diese Aufgabe bietet es einige systematische Vorteile gegenüber anderen Maßnahmen: Es ermöglicht trotz Lärmbelastung bei offenem Fenster zu schlafen, es kommt ohne personengebundene Mittel aus und ist besonders im niederfrequenten Bereich wirksam, wo die Leistungsfähigkeit anderer Maßnahmen bereits nachlässt. Darüber hinaus benötigt es keine aufwändigen und vom jeweiligen Einzelfall abhängigen raumakustischen Installationen.

Literaturverzeichnis

- 1: H. Buck GmbH: "Angebot Nr. A799200 - Schallschutzfenster". 2007
- 2: La fenêtre - Fenster und Türen: "Angebot Nr. 2353 - Kommission: Schallschutz". 2008
- 3: NMP; NALS; NABau: "DIN EN ISO 140-3: Messung der Schalldämmung in Gebäuden und von Bauteilen". DIN Deutsches Institut für Normung e.V., 2005
- 4: NMP; NALS; NABau: "DIN EN ISO 717-1: Bewertung der Schalldämmung in Gebäuden und von Bauteilen". DIN Deutsches Institut für Normung e.V., 2006
- 5: STULZ GmbH: "GutesKlima.de". http://www.gutesklima.de/raum20_de.html, 27.01.2008
- 6: MJS Air Klima GmbH & Co. KG: "Klimaanlage Shop - MJS Air Klima - klimaanlage.de". <http://shop.klimaanlage.de/index.php>, 27.01.2008
- 7: NPS; NALS: "DIN EN 352-2: Gehörschützer - Allgemeine Anforderungen, Teil 2". DIN Deutsches Institut für Normung e.V., 2003
- 8: NALS; DKE: "DIN EN ISO 4869-2: Gehörschützer, Teil 2". DIN Deutsches Institut für Normung e.V., 1995
- 9: Ohropax GmbH: "OHROPAX.de". <http://www.ohropax.de/9-0-classic.html>, 28.01.2008
- 10: SonicShop GmbH: "Cord Max (extrem) Ohrstöpsel paarweise". <http://www.sonicshop.de/De/Plugs/Cord-Max.asp>, 28.01.2008
- 11: SonicShop GmbH: "SleepSoft Einschlaf-Ohrstöpsel". <http://www.sonicshop.de/De/Plugs/Sleepsoft.asp>, 28.01.2008
- 12: Zilch, K.; Diederichs, C. J.; Katzenbach, R.: "Handbuch für Bauingenieure". Springer, 2001
- 13: Bose GmbH: "BOSE QuietComfort 3 Acoustic Noise Cancelling Headphones: Produktdaten". <http://www.bose.de/DE/de/home-entertainment/>, 28.01.2008
- 14: Sennheiser electronic GmbH & Co. KG: "PXC 250 Kopfhörer | Streetwear-Kopfhörer". Datenblatt, 2008
- 15: Koninklijke Philips Electronics N.V.: "Active noise reduction - Perfect travel headphone". Datenblatt, 2006
- 16: Sony Electronics Inc.: "SonyStyle.com | Noise Cancelling Headphones". <http://www.sonystyle.com>, 28.01.2008
- 17: Anocsys AG: "anocsys - island of silence - Lärmberuhigung". <http://www.anocsys.com/cms/>, 28.01.2008
- 18: Sachau, D.; Kletschkowski, T.; Kochan, K.: "Active Noise Reduction in Bedrooms". IMAC XXVI Conference on Structural Dynamics, Orlando, Florida, USA, 2008
- 19: Sommer, J.; Kletschkowski, T.; Sachau, D.: "First investigations on active noise control applied to daybeds". 13th Int. Congress on Sound and Vibration, Wien, Österreich, 2006
- 20: International Electrotechnical Commission: "Household electrical appliances - Measurement of standby power". IEC (International Electrotechnical Commission), 2005
- 21: Musikhaus Hans Thomann: "Thomann Cyberstore". <http://www.thomann.de>, 30.01.2008
- 22: Fachverband für Energie-Marketing und -Anwendung (HEA) e.V. beim VDEW: "Haushaltsstromverbrauch nach Anwendungsarten 2003". <http://www.hea.de/>, 03.02.2008
- 23: Verivox GmbH: "Strompreise Vergleich". <http://www.verivox.de/strompreise-vergleich.asp>, 30.01.2008
- 24: Umweltbundesamt: "APUG Umwelt und Gesundheit - Was ist Lärm?". <http://www.apug.de/uug/laerm/index.htm>, 13.01.2008
- 25: TU Dresden - Lehrstuhl für Verkehrsökologie: "Was kostet Verkehr? Fragen und Antworten". <http://vpino2.vkw.tu-dresden.de/oeko/forschung.htm>, 05.02.2008
- 26: WHO European Centre for Environment and Health: "WHO/Europe - Noise and health - Noise and Sleep". <http://www.euro.who.int/Noise>, 05.02.2008
- 27: "Sechzehnte Verordnung zur Durchführung des Bundes-Immissionsschutzgesetzes (Verkehrslärmschutzverordnung - 16. BImSchV)". Gewerbeaufsicht Baden-Württemberg, 2007
- 28: Frondel, M. et al.: "Erhebung des Energieverbrauchs der privaten Haushalte für das Jahr 2003". Bundesministerium für Wirtschaft und Technologie, 2005

xx 2006, Nr. xx/2006, AZ 24483

Dank Lärm endlich Ruhe im Schlafzimmer

Forscher wollen „aktives Gegenschallsystem“ für
Wohnräume entwickeln – DBU fördert mit 95.000 Euro

Hamburg. Wer schon einmal versucht hat, bei geöffnetem Fenster an einer befahrenen Straße zu schlafen, kennt das Problem: Entweder mit geöffnetem Fenster den Lärm ertragen oder ruhiger schlafen ohne Frischluft. Keine leichte Wahl, gilt Lärm doch als Umweltproblem ersten Ranges und kann den Körper extrem stressen. Aber für einen gesunden Schlaf ist auch frische Luft notwendig. Das Institut für Mechanik der Universität der Bundeswehr Hamburg arbeitet jetzt an einer möglichen Lösung des Problems: Mit finanzieller Unterstützung der Deutschen Bundesstiftung Umwelt (DBU) will das Forscherteam um Prof. Dr. Delf Sachau ein innovatives „aktives Gegenschallsystem“ entwickeln, das den Straßenlärm im Schlafzimmer neutralisiert und somit Ruhe einkehren lässt. „Klappt unser Vorhaben, könnte es auch in Lesesälen einer Bibliothek oder Schlafwagenabteilen in Nachtzügen eingesetzt werden“, erläutert Sachau.

Ansprechpartner
Franz-Georg Elpers
- Pressesprecher -
Katja Cherouny
Anneliese Grabara

Kontakt DBU:
An der Bornau 2
49090 Osnabrück
Telefon: 0541|9633521
Telefax: 0541|9633198
presse@dbu.de
www.dbu.de

Per Knopfdruck den Lärm einfach auszuschalten, ist natürlich eine verlockende Vorstellung. Das Prinzip ist vergleichsweise einfach: Dem Lärm mit Lärm zu begegnen und damit Gleiches mit Gleichem zu bekämpfen – das funktioniert. „Eine Schallwelle kann mit einer gleichartigen, entgegengesetzten Gegenwelle ausgelöscht werden“, weiß Sachau. Schall setzt Luft in Schwingung. Wird zeitgleich ein Gegendruck gleicher Art erzeugt, bleiben die Moleküle bestenfalls an Ort und Stelle. Die Luft ruht, so auch der Mensch: Lärmende Schallwellen von draußen bleiben fern, auch bei geöffnetem Fenster. Damit das funktioniert, müssen Mikrofone störende Geräusche aufnehmen, ein Computerchip die Tonsignale berechnen und möglichst schnell an entsprechend ausgerichtete Lautsprecher schicken. Die senden dann den Gegenschall aus.

„Ziel des Forschungsprojektes ist es, eine möglichst standardisierbare Anordnung der

Technik am Fenster für beliebige Raumgeometrien zu entwickeln, die Geräusche von draußen auf etwa ein Zehntel der ursprünglichen Lautstärke verringert“, erklärt DBU-Experte Dr. Jörg Lefèvre. In einem zweiten Schritt wollten die Wissenschaftler dann gemeinsam mit einem Hersteller das Produkt entwickeln. Keine einfache Aufgabe: Denn je lauter die Lärmquelle und je größer der zu schützende Bereich – desto schwieriger sei der Lärmschutz. „Verkehrslärm soll draußen bleiben, aber den Wecker soll der schlafende Mensch ja trotzdem hören“, erwähnt Lefèvre weitere Herausforderungen. „Genauso soll eine Unterhaltung an beliebiger Stelle im Raum ungestört bleiben von Einflüssen der aktiven Schalltilgung.“ Um die Probleme zu lösen, wollen die Hamburger Forscher etwa zusätzliche Mikrofone am Bett einsetzen. In vorhergegangenen Versuchen bewiesen sie, dass die Technik funktioniert. Jetzt geht es darum, eine aktive Lärminderung großflächig umzusetzen. „Wo, welche Technik aufgebaut werden muss – darauf richtet sich bei diesem Projekt das Hauptaugenmerk“, bestätigt Sachau.

**Ansprechpartner für
Fragen zum Projekt:**
Prof. Dr. Delf Sachau
Institut für Mechanik der
Helmut Schmidt Universi-
tät/ Universität der Bun-
deswehr Hamburg
Telefon:040/ 6541-2733
sachau@hsuhh.de
www.hsu-hh.de

„Lärm gehört zu den ungelösten Umweltproblemen ersten Ranges“, betont DBU-Generalsekretär Dr. Fritz Brickwedde, und ist nach Aussage des Umweltbundesamtes in den vergangenen Jahrzehnten zu einer ernsten Belastung der Bevölkerung geworden. Die rasche Zunahme der Lärmquellen wirke sich besonders gravierend aus, weil die Bundesrepublik dicht besiedelt sei und große hochverdichtete Siedlungs- und Wirtschaftsräume aufweise. Noch werden etwa in Kraftwerken platzraubende, umweltbelastende und oft energiefressende, konventionelle Passiv-Schalldämpfer eingesetzt. Die Entwicklung „aktiver Gegenschallanlagen“ könne helfen, den Lärm einzudämmen und dabei vor allem Energie und Bauraum zu sparen. Seit über zehn Jahren unterstützt die DBU deshalb entsprechende Forschungsvorhaben. Mit guten Erfolgen: „Bei Industrieschornsteinen, Kompressoren, Lüftungsanlagen und Auspuffanlagen zählen Aktivschalldämpfer inzwischen zum Stand der Technik“, meint Lefèvre. Jetzt erreicht die Methode das Schlafzimmer. Mit finanzieller Hilfe der Deutschen Bundesstiftung Umwelt von 95.000 Euro arbeitet das Forscherteam um Sachau an einer „Insel der Ruhe“.

Lead **903** Zeichen mit Leerzeichen
Resttext **3.102** Zeichen mit Leerzeichen
Fotos zur kostenfreien Veröffentlichung unter www.dbu.de

Hinweis:

Die Professur sucht außerdem Nachwuchswissenschaftler zur Mitarbeit bei einem der aktuellen Projekte.
Kontakt: Prof. D. Sachau, Tel.: (040) 6541 – 2733 oder www.hsu-hh.de/mechatronik



TECHNIK

Mit Schall gegen den Krach

In Hamburg neutralisieren Wissenschaftler Lärm mit Gegenschallwellen - Im Labor funktioniert die Technik schon - Bundesstiftung Umwelt gibt Gelder.

Von Harald Czycholl

Wer schon mal versucht hat, bei offenem Fenster an einer befahrenen Straße zu schlafen, kennt das Problem: entweder mit geöffnetem Fenster den Lärm ertragen oder ruhiger schlafen ohne Frischluft. Keine leichte Wahl, gilt Lärm doch als Umweltproblem ersten Ranges und kann den Körper extrem stressen. Aber für einen gesunden Schlaf ist auch frische Luft notwendig.

Dieses Dilemma glaubt Delf Sachau von der Hamburger Helmut-Schmidt-Universität lösen zu können. Mit finanzieller Unterstützung der Deutschen Bundesstiftung Umwelt (DBU) will das Forscherteam um den Mechatronik-Professor der Bundeswehr-Universität ein "aktives Gegenschallsystem" entwickeln. Das 95 000-Euro-Projekt soll den Straßenlärm im Schlafzimmer neutralisieren und somit Ruhe einkehren lassen.

"Klappt unser Vorhaben, könnte das System auch in Lesesälen einer Bibliothek oder Schlafwagenabteilen von Nachtzügen eingesetzt werden", erläutert Sachau. Ein Projekt, das zu einem gigantischen Geschäft rund um den Globus werden kann - sofern es denn eines Tages in Serie produziert werden sollte.

Das Prinzip ist vergleichsweise einfach: "Eine Schallwelle kann mit einer gleichartigen, entgegengesetzten Gegenwelle ausgelöscht werden", erklärt Sachau. Schall setzt Luft in Schwingung. Wird zeitgleich ein Gegendruck gleicher Art erzeugt, bleiben die Moleküle bestenfalls an Ort und Stelle. Die Luft ruht, so auch der Mensch: Lärmende Schallwellen von draußen bleiben fern, auch bei geöffnetem Fenster.

Damit das funktioniert, müssen Mikrofone störende Geräusche aufnehmen, ein Computerchip die Tonsignale berechnen und möglichst schnell an entsprechend ausgerichtete Lautsprecher schicken. Diese senden dann den Gegenschall aus.

"Ziel des Forschungsprojektes ist es, eine möglichst standardisierbare Anordnung der Technik am Fenster für beliebige Raumgeometrien zu entwickeln, die Geräusche von draußen auf etwa ein Zehntel der ursprünglichen Lautstärke verringert", sagt DBU-Experte Jörg Lefèvre. In einem zweiten Schritt wollten die Wissenschaftler dann gemeinsam mit einem Hersteller das Produkt entwickeln. Keine einfache Aufgabe: Denn je lauter die Lärmquelle und je größer der zu schützende Bereich, desto schwieriger sei der Lärmschutz.

Eine weitere Herausforderung: "Verkehrslärm soll draußen bleiben, aber den Wecker soll der schlafende Mensch ja trotzdem hören", erklärt Lefèvre. "Genauso soll eine Unterhaltung an beliebiger Stelle im Raum ungestört bleiben von Einflüssen der aktiven Schalltilgung."

Um die Probleme zu lösen, wollen die Hamburger Forscher etwa zusätzliche Mikrofone am Bett einsetzen. In vorhergegangenen Versuchen bewiesen sie, dass die Technik funktioniert.

Jetzt soll eine aktive Lärminderung großflächig umgesetzt werden. "Wo welche Technik aufgebaut werden muss, darauf richtet sich das Hauptaugenmerk", sagte Sachau. So soll der Traum von Inseln der Ruhe Wirklichkeit werden. Was die Kosten werden, steht noch in den Sternen. Ein DBU-Sprecher: "Das wird man gegen Ende des Projektes berechnen."

Artikel erschienen am 16.11.2006

[Artikel drucken](#)

WELT.de 1995 - 2006



Deutsche Bundesstiftung Umwelt

Umwelt baut Brücken

Auf dieser Themenseite berichten Schülerinnen und Schüler des Immanuel-Kant-Gymnasiums (Berlin) und des Dath-Gymnasiums (Berlin) über die „Woche der Umwelt“ die vom 5. bis 6. Juni im Schlosspark Bellevue stattfand. Insgesamt beteiligten sich 68 Schulen aus Deutschland, Polen, der Slowakei, Slowenien, Tschechien und Ungarn an dem europäischen Umwelt- und Zeitungsprojekt Umwelt baut Brücken. Die Frankfurter Allgemeine Sonntagszeitung gehört zu den 20 Zeitungen aus diesen Ländern, die den journalistischen Umweltrecherchen der Schülerinnen und Schüler eine publizistische Plattform bereitstellen. Interkultureller europäischer Dialog, Umweltbildung, Leseförderung und Medienkompetenz sind die Eckpfeiler des Projekts. Umwelt baut Brücken steht unter der Schirmherrschaft der Staatspräsidenten Horst Köhler, László Sólyom (Ungarn), Ivan Gašparović (Slowakei), Janez Dromovšek (Slowenien) und Aleksander Kwasniewski (Polen, Staatspräsident a. D.), wird von der Deutschen Bundesstiftung Umwelt (DBU) gefördert und ist als UNESCO-Projekt 2007/2008 ausgezeichnet. Projektmanagement: IZOP-Institut/ZUK Vi.S.d.P.: IZOP, Heidchenberg 11, 52076 Aachen, Tel.: 02408-5889-0

Wenn Drachen zum Zuge kommen

Ein frischer Wind in der Schiffsbranche / SkySails lässt Frachter über die Weltmeere segeln

Es ist kurz nach 11.00 Uhr. Ein lautes Flattern ertönt an Bord der MS Beaufort. Sogleich beginnt sich ein riesiges Segel über das 800 Tonnen schwere Frachtschiff zu erheben. Wie ein gigantischer Drache steigt das mit einem einzigen Seil am Bug befestigte SkySail bis zu 150 Meter in die Höhe. Noch befindet es sich in der Erprobungsphase, doch schon in naher Zukunft soll es die Kraft des Windes für Tanker, Yachten und Frachtschiffe effektiv nutzen.

„Turn Wind into Profit“ ist das Motto der seit 1995 existierenden SkySails GmbH & Co. KG in Hamburg, die sich auf die Entwicklung und Produktion der Zudragensegel spezialisiert hat. Sie sind vom Schiffsrumpf getrennt und bieten so eine höhere Antriebsleistung als traditionelle, an Masten befestigte Segelsysteme.

„Wir rechnen mit Treibstoffeinsparungen von bis zu 35 Prozent. Auf diese Weise rentiert sich die SkySails-Technologie bereits in einem Zeitraum von drei bis fünf Jahren“, verrät Henning Kühl, Marketingleiter bei SkySails.

Diesen Vorteil wollen sich vor allem große Reedereien in Zeiten eines ständig steigenden Ölpreises zu Nutze machen, um ihre Betriebskosten zu senken. Dabei handeln sie nicht nur sparsam, sondern gleichzeitig umweltfreundlich. Durch die Senkung des Treibstoffverbrauches für ihre Schiffe reduzieren sie den Kohlendioxid-Ausstoß erheblich.

Schiffe mit Winddrachen anzutreiben, begeisterte bereits die Chinesen vor rund 3000 Jahren und erlebt nun, dank belastungsfähigerer Zugschiffe und moderner



Halb zieht er sie, halb schleppt sie hin: die MS Beaufort im Schlepptau eines Drachen

Foto: SkySails

Computer-technik, erneut Aufwand. Den Anstoß für die Wiederkehr dieser Technologie gab Unternehmensgründer Stephan Wrage, der schon in jungen Jahren von der enormen Kraft des Windes beeindruckt war. Finanzielle Unterstützung fand er schließlich bei der Oltmann-Gruppe im ostfriesischen Leer.

Vor allem dürfte die Kombination aus Ökonomie und Ökologie überzeugt haben. Denn obwohl die Hochsegele nicht den gesamten Antrieb der Schiffe ausmachen, so sind sie doch eine profitablen Erfindung, die einen großen Teil zum globalen Umweltschutz beitragen könnte und sich spätestens nach Ende der Test-

fahrten auf der MS Beaufort enormer Beliebtheit erfreuen wird.

Nach zwei Stunden wird das Segel eingeholt, das Schiff kehrt von seinem Einsatz in den Hafen zurück – mit erstaunlich vollem Tank.

Jette Haesener, Grovean Bockenhamm, Jana Ihlow

Wir sitzen alle in einem Boot

Bundespräsident Horst Köhler war Gastgeber der dritten „Woche der Umwelt“ im Berliner Schlosspark Bellevue. Die Schülerinnen Christina Burian und Maxi Böhme befragten den Bundespräsidenten

Herr Bundespräsident, warum setzen Sie sich persönlich für die „Woche der Umwelt“ ein?

Horst Köhler: Die „Woche der Umwelt“ macht deutlich: Die Aufgaben, vor denen wir beim Schutz unserer natürlichen Lebensgrundlagen stehen, sind groß. Die Zahl der Ideen und der Willen, diese Aufgaben zu meistern, sind es aber auch. Dafür stehen all die großartigen Erfindungen, Projekte und Initiativen, die sich hier im Park von Schloss Bellevue präsentieren. Sie zeigen Ihnen, den jungen Menschen, die Chancen auf, genauso gut zu leben wie die ältere Generation, ohne verschwenderisch mit unserem Planeten umzugehen. Übrigens hat mein Vorgänger, Bundespräsident Johannes Rau, die „Woche der Umwelt“ eingeführt. Mir war daran gelegen, diese gute Idee weiter zu entwickeln.

Ein deutscher Alleingang wird nicht viel bewirken.

Horst Köhler: Ja, weltweite Kooperation ist unerlässlich. Das heißt nicht, dass jeder alles genau gleich machen muss. Aber wir leben in einer Welt, und wir tragen gemeinsam Verantwortung für unseren Planeten. Daher darf nicht jeder machen, was er will, ohne auf mögliche Folgen Rücksicht zu nehmen. Der Schadstoffausstoß, die Abholzung des Regenwaldes, die Veränderung des Klimas sind Themen, die uns alle betreffen, ob man nun in einem armen oder einem reichen Land lebt. Deshalb müssen wir einen Plan entwickeln, an dem sich alle beteiligen. Es gilt, den Schutz der Umwelt mit einer Politik zu verbinden, die es armen Menschen in den Entwicklungsländern ermöglicht, ihre Lebensbedingungen zu verbessern, ohne die Fehler der Industrienationen zu wiederholen.

In welchem Bereich sehen Sie den Schwerpunkt für den aktuellen Umweltschutz?

Horst Köhler: Der sich abzeichnende Klimawandel verlangt internationale Absprachen, und das G8-Gipfeltreffen in Heiligendamm hat uns in dieser Frage einen Schritt weitergebracht. Mit der „Woche der Umwelt“ im Schloss Bellevue wollten wir zeigen, dass Deutschland in Bezug auf intelligente Umweltechnik, also Einsparung von Ressourcen, bessere Nutzung von Energie, eine führende Position in der Welt einnimmt. Indem wir auf unsere technologischen Stärken hinweisen, können wir Arbeit und Einkommen in Deutschland halten. Doch das Thema Umweltschutz betrifft nicht nur die Vertreter der großen Politik, sondern jeden Einzelnen von uns. Daher sollte auch in jedem Privathaushalt mehr auf sparsamen Energieverbrauch geachtet werden.

Kommt Zeit, kommt Rad

Der City-Cruiser setzt sich langsam durch



Der Radler bekommt ein Dach über den Kopf

Foto: Veloform

Ein City-Cruiser ist ein vielseitig einsetzbares Fahrzeug auf drei Rädern. Als Velotaxi oder als Lastenfahrzeug, zum modernen Eiswagen oder fahrenden LCD-Bildschirm umfunktioniert, begegnet es uns in zahlreichen Metropolen im In- und Ausland. Doch das Fahrzeug ist mehr als nur ein modernes und umweltfreundliches Fahrrad, welches vom Fahrer mit Muskelkraft betrieben wird.

Die Geschwindigkeit liegt bei etwa 20 bis 25 Stundenkilometern. Deshalb bietet sich der City-Cruiser besonders gut als Transportmittel für kurze Entfernungen zwischen einem und zehn Kilometern an. Die moderne Form der Rikscha eignet sich sowohl für Sightseeingtouren als auch für Kurzstrecken im Citybereich. Das muskelbetriebene Fahrzeug ist eine fortschrittliche, umweltfreundliche Ergänzung zum Taxi. Die Veloform GmbH in Berlin hat in dieser Saison zudem ein neues Lasten-

fahrad, den Delivery-Cruiser, auf den Markt gebracht. Es ist mit einem Methanol angetriebenen Motor ausgerüstet und verfügt über die neu entwickelte Efoy-Bremstoffzelle. Dies macht das Aufladen am Stromnetz während des täglichen Betriebes überflüssig und erhöht die Reichweite deutlich. Die Brennstoffzelle bietet zugleich viele Zusatzfunktionen wie etwa ein Kühl- oder Heizsystem sowie beleuchtete Werbeflächen.

Die Hybridfahrzeuge werden in der Straßenverkehrsordnung weiterhin als Fahrräder anerkannt, die somit von jedermann benutzt werden können. Nach einer sechsjährigen Betriebszeit ist kein offizieller Unfall gemeldet worden, und laut DEKRA gilt das Fahrzeug als sehr sicher.

Die Veloform GmbH beabsichtigt, sich in der Zukunft noch mehr auf das Ausland zu spezialisieren und die weltweite Ausbreitung des Taxis auf drei Rädern zu fördern.

Nina Riehmüller, Luise Wenzel

Die Woche der Umwelt ist eine Initiative des Bundespräsidenten in Zusammenarbeit mit der Deutschen Bundesstiftung Umwelt (DBU) und wird seit 2002 im Park von Schloss Bellevue ausgerichtet. 2007 gab es 420 Bewerber auf die Ausstellungsplätze. 187 Aussteller konnten am 5./6. Juni ihre Projekte vorstellen. 300 Experten standen auf 75 Foren zur Verfügung. Es kamen etwa 12.000 Besucher.

Die Deutsche Bundesstiftung Umwelt ist die größte Umweltstiftung der Welt. Sie wurde im März 1991 gegründet. Das Stiftungskapital stammte aus dem Privatisierungserlös der Salzgitte AG und beläuft sich heute auf etwa 1,7 Milliarden Euro. Die DBU fördert Vorhaben zum Schutz der Umwelt mit den Schwerpunkten Umweltechnik und -forschung, Naturschutz sowie Umweltkommunikation. Sie vergibt alljährlich mit 500.000 Euro dotierten Deutschen Umweltpreis. Seit 1991 wurden etwa 6.500 Projekte mit insgesamt über 1,2 Milliarden Euro gefördert, davon rund 40 Prozent in den neuen Bundesländern.

Das ist die perfekte Welle

Aktives Gegenschallsystem schafft eine künstliche Insel der Ruhe

Aktive Lärmreduzierung in Wohn- und vor allem in Schlafräumen verspricht Thomas Kletschkowski von der Professur für Mechatronik der Helmut-Schmidt-Universität der Bundeswehr in Hamburg bei der Vorstellung einer Technik, die Gleiches mit Gleichem bekämpft.

Das Forschungsprojekt wird von der Deutschen Bundesstiftung Umwelt (DBU) mit 95.000 Euro unterstützt, denn „Lärm gehört zu den ungelösten Umweltproblemen ersten Ranges“, sagt Fritz Brickwedde, Generalsekretär der DBU.

Dass Lärm akustische Umweltschutzmaßnahme ist, kann jeder ohne Schwierigkeiten nachvollziehen, der in Hörweite einer mehr oder weniger stark befahrenen Straße schläft und morgens schon oft unangenehm aufgewacht ist. Das alltägliche Szenario in deutschen Schlafzimmern, vor allem in den wärmeren Monaten: Entweder entscheidet man sich für den gesundheitlich bedenklichen Frischluftverzicht oder für ein offenes Fenster in der Hoffnung, dass nicht zu viele Autos den Schlaf stören.

Für diese unangenehme Situation haben die Forscher eine überraschend simple Lösung gefunden: die aktive Schallreduktion. Sie ermöglicht es, auch bei offenem Fenster ruhig und dadurch erholsam zu schlafen.

Eine Schallwelle kann mit einer gleichartigen, entgegengesetzten Welle ausgelöscht werden. Schall setzt Luftmoleküle in Schwingung. Wird zeitgleich ein Gegenschall gleicher Art erzeugt, bleiben die Moleküle im Idealfall an Ort und Stelle.

Ein Referenzmikrofon registriert den Lärm und sendet ein Signal an den Controller, der als Chip in Computer eingebaut werden kann. Dieser informiert den Lautsprecher, welche Schallwellen produziert werden müssen, um die ankommenden Wellen aufzuheben. Das Ergebnis ist eine Neutralisierung der störenden Geräusche – Stille.

Zwar ist die entstehende Ruhezone lediglich 30 Zentimeter groß, doch der Körper gilt, sollte man sich im Schlaf umdrehen, ein Bio-Feedback. Automatisch nimmt man also wieder die ruhigere Schlafposition ein. Höher frequentierte

Geräusche wie beispielsweise Stimmen, das Telefon oder den Wecker kann man immer noch klar und deutlich hören. Das konnten die Besucher auf der „Woche der Umwelt“ selbst ausprobieren. „Ich glaub‘ das nicht“, staunten viele zunächst. Eine Liege- und Hörprobe später wurde mehr als einmal geäußert: „Okay, ich glaub‘ das doch.“

Entwickelt wurde dieses System bereits vor mehr als 70 Jahren. 1936 sicherte sich der deutsche Physiker Paul Lueg die Patentrechte. Ab Mitte der 80er Jahre wurde es mit dem Einsatz der Computertechnologie wiederbelebt. Inzwischen wird das Prinzip unter anderem serienmäßig in Flugzeugen von Saab und in aktiven Kopfhörern angewendet.

Zur lang ersehnten Stille im Schlaf ist dann allerdings noch ein Stückchen Weg zurückzulegen. „Die Forschung ist abgeschlossen, doch ein Investor fehlt. Außerdem muss noch ein endgültiges Design gefunden werden“, sagt Kletschkowski. Vorerst heißt es also weiterhin: Ohren zu und durch.

Maria Hirmich, Maria Schrein, Laura Wisniewski, Benjamin Dummer

GLOSSIERT

Auf drei Beinen steht man besser

Anthropogene Klimakatastrophe, Anstieg der Meeresspiegel, überhöhte Ozonwerte – Ich weigere mich, diese Lasten mit mir umherzuschleppen, denn ich bewege mich nur noch auf dem Fahrrad durch die Stadt und schlafe mich cool durch verstopfte Straßen: kein Platz also für sperrigen Ballast. Spätestens beim Einkaufen durchströmt mich mein gutes Gewissen, allerdings mit einem üblen Beigeschmack. Da ich kaum Platz auf meinem Drahtesel für all die Einkäufe habe, muss ich mehrmals zwischen Wohnung und Supermarkt hin- und heradeln. Und da ich nach dem zweiten Einkauf keine Lust mehr verspüre, mich zum dritten Mal auf den Sattel zu schwingen, bleiben Kühlschrank und Magen halb voll. So nehme ich in kurzer Zeit zehn Kilo ab, mein Beitrag zur Umwelt- und Selbstentlastung.

Während ich die gestärkten Waden an mir betrachte, denke ich daran, was ich mit einem Auto alles tun könnte: bei aufgedrehter Musik klimatisiert durch Kreuzberg brettern, mich mit irgendwem wild auf dem Rücksitz wälzen und meinen vom Radeln ramponierten Hintern bequem durch die Gegend befördern. Okay, ich bin ein Faulpelz. Ja und? Auf dem Radweg zum Autoladen kann mir

dann aber, bei Tempo 25, der Ausweg aus meinem Dilemma entgegen: ein City-Cruiser. Damit muss ich zwar immer noch strampeln, doch das Dreirad pustet mich kühle Luft entgegen, verkürzt mein Weg-Zeit-Diagramm durch seinen Öko-Motor und bietet mir als Lastesel auch noch Platz für eine Tonne Schokolade. Bei der Umweltdenke könnte ich mich mit weißer Weste locker zurücklehnen: Nö, das geht mich alles nichts an.

Ich werde nicht Schuld sein an Kriegen um Erdöl, Wasser und Lebensmittel. Orientierungslose Zugvögel? Na, keine, unruhige Igel? Berge von ausgestorbenen Tieren, die in einer warmen Flut von sauren Wellen über Holland hinwegwülpeln? Nicht meine Schuld. Ich werde mich Hinterrad auf mein dreibeiniges Fahrrad nieder, orientieren in die Pedale treten und nicht umfallen, vorbei an menschlichen und maschinellen Rauchern, Abgasen und Feinstaub. Und ich werde mich wohl dabei fühlen – zumindest so lange, bis meine Lunge fiept, die all die winzigen Staub- und Abgaskörnchen als Halbwarenheiten Platz sparend verpackt in bequemer Größe mit sich trägt.

Anja Braun

Gegen den Strom schwimmen

Eine Brennstoffzelle liefert umweltfreundliche Energie

Mit ihrem Slogan „Immer und überall Strom“ möchte das von Manfred Steffner im Februar 2000 gegründete Unternehmen SFC Smart Fuel Cell AG im bayerischen Brunnthal eine mobile und netzferne Energieversorgung mit Hilfe einer Brennstoffzelle alltagsfähig machen.

Offenbar ist die Brennstoffzelle eine lukrative Investition, die gleichzeitig einen Beitrag zum Klimaschutz leisten kann. Die Brennstoffzelle wandelt flüssiges Methanol direkt in elektrischen Strom um. Der chemische Vorgang läuft geräuschlos und schadstofffrei ab.

Die Energiequelle Methanol entsteht als Abfallprodukt bei der Gewinnung von Erdöl und Erdgas. Außerdem ist eine Herstellung aus Hausmüll möglich. Dies zeigt, dass der Einsatz von Methanol keine zusätzliche Umweltbelastung mit sich bringt. Ebenfalls umweltschonend ist, dass der elektrochemische Vorgang in der Brennstoffzelle emissionsfrei abläuft. Wasser und Kohlendioxid werden bei diesem Prozess an die Umwelt abgegeben. Dabei ähnelt die Konzentration dieser beiden Stoffe der Atemluft eines Kindes.

Die Brennstoffzelle Efoy (Energy for you) 1600, die über eine Leistung von 1,6 Kilowattstunden am Tag verfügt, erzeugt zum Beispiel in einem Wohnmobil genug Energie, um für zehn Stunden zu heizen und nebenbei noch andere elektrische Geräte zu versorgen. Ein Efoy-Brennstoffzellen-System erreichte bei einem Dauertest im Mai 2007 die 10.000-Betriebsstundenmarke. SFC spricht von einem „Meilenstein“ in der Geschichte der Brennstoffzellentechnologie auf Methanolbasis.

Brennstoffzellen leisten ebenfalls einen wichtigen Beitrag für den autarken Betrieb von Leichtelektrofahrzeugen in Innenstädten, Ballungsräumen oder an Knotenpunkten wie Flughäfen und Messen.

Auch im Camping- und Segelbetrieb, in der Industrie sowie im Militär- und Gesundheitswesen werden Brennstoffzellen eingesetzt. Der Einsatz des Gerätes ist umweltfreundlich. Der Anschaffungskosten liegen bei 3.300 Euro.

Die Unabhängigkeit vom Stromnetz hat zwar ihren Preis, ist jedoch eine umweltfreundliche Alternative zum Einsatz von Batterien in der Stromversorgung.

Alexandra Gusman, Julia Penther

Verkehrsberuhigte Kopfkissen

Schallwellen lassen sich durch passende Gegenwellen aufheben – auf diesem einfachen Prinzip basieren Systeme zum aktiven Lärmschutz in Gebäuden

VON GREGOR HONSEL

Diesem Wummern ist keine Dämmmatte und keine Dreifachverglasung gewachsen. Die 105 Hertz, die eine kühlstrankgroße Lautsprecherbox mit mehr als 85 Dezibel in das Akustik-Labor der Bundeswehr-Universität Hamburg drückt, durchdringen einfach Stein und Bein.

Ähnlich basslastig und laut ist auch der Straßenverkehr – und stellt Architekten und Bauherren damit vor große Probleme.

Wirksame Wärmedämmung geht nämlich nicht zwangsläufig mit besserem Schallschutz einher. Oft gibt es sogar Zielkonflikte: „Bei einer Außenwand, die aus Mauerwerk, einer elastischen Isolierschicht und dann wieder einem festen Putz besteht, entsteht ein Resonanzkörper. Die Schalldämmung kann dann, besonders bei niedrigen Frequenzen, sogar geringer sein als bei einer nackten Mauer“, sagt Philip Leistner, Leiter der Abteilung Bauaku-

stik des Fraunhofer-Instituts für Bauphysik in Stuttgart. „Passive Dämmelemente wirken nur bei mehr als tausend Hertz wirklich gut“, sagt auch Kai Simanowski, „bei tieferen Tönen muss man entweder sehr viel Gewicht oder Volumen für die Dämmung in Kauf nehmen – oder man muss ihn aktiv bekämpfen.“

Um das zu demonstrieren, schaltet der Ingenieur am Fachbereich Mechatronik der Bundeswehr-Uni ein Lautsprecherpaar dazu, das den Lärm mit genau berechnetem Gegenschall dämpfen soll. Verblüfft registriert der Besucher, was sich dadurch in seinen Ohren ändert: gar nichts nämlich.

Doch das Antischall-System, das die Forscher am Kopfende eines Ikea-Bettes vom Typ „Dalselv“ installiert haben, funktioniert durchaus. Man merkt es nur nicht. Zumindest nicht, solange man nicht selbst im Bett liegt. Doch dort liegt bereits ein nur aus Kopf und Schultern bestehender Dummy. Über ihm sind an einem Gestell 24 hochpräzise Mikrofone mit einem Stückpreis von rund tausend Euro montiert – das Objekt einer akustischen Kamera, die den Schallpegel im Bereich des Kopfkissens misst und grafisch auf einem Computerbildschirm darstellt. Und tatsächlich: Schaltet Simanowski den Gegenschall ein, weichen die gelben und orangen Felder, die für Lautstärken von über 80 Dezibel stehen, hell- oder dunkelgrünen. Das entspricht einer Geräuschminderung von rund zehn Dezibel, die subjektiv als Halbierung empfunden wird. Über einen Kopfhörer kann man diesen Effekt über Mikrofone im Kopf des Dummys mithören: Das Wummern verwandelt sich in mäßiges Rauschen.

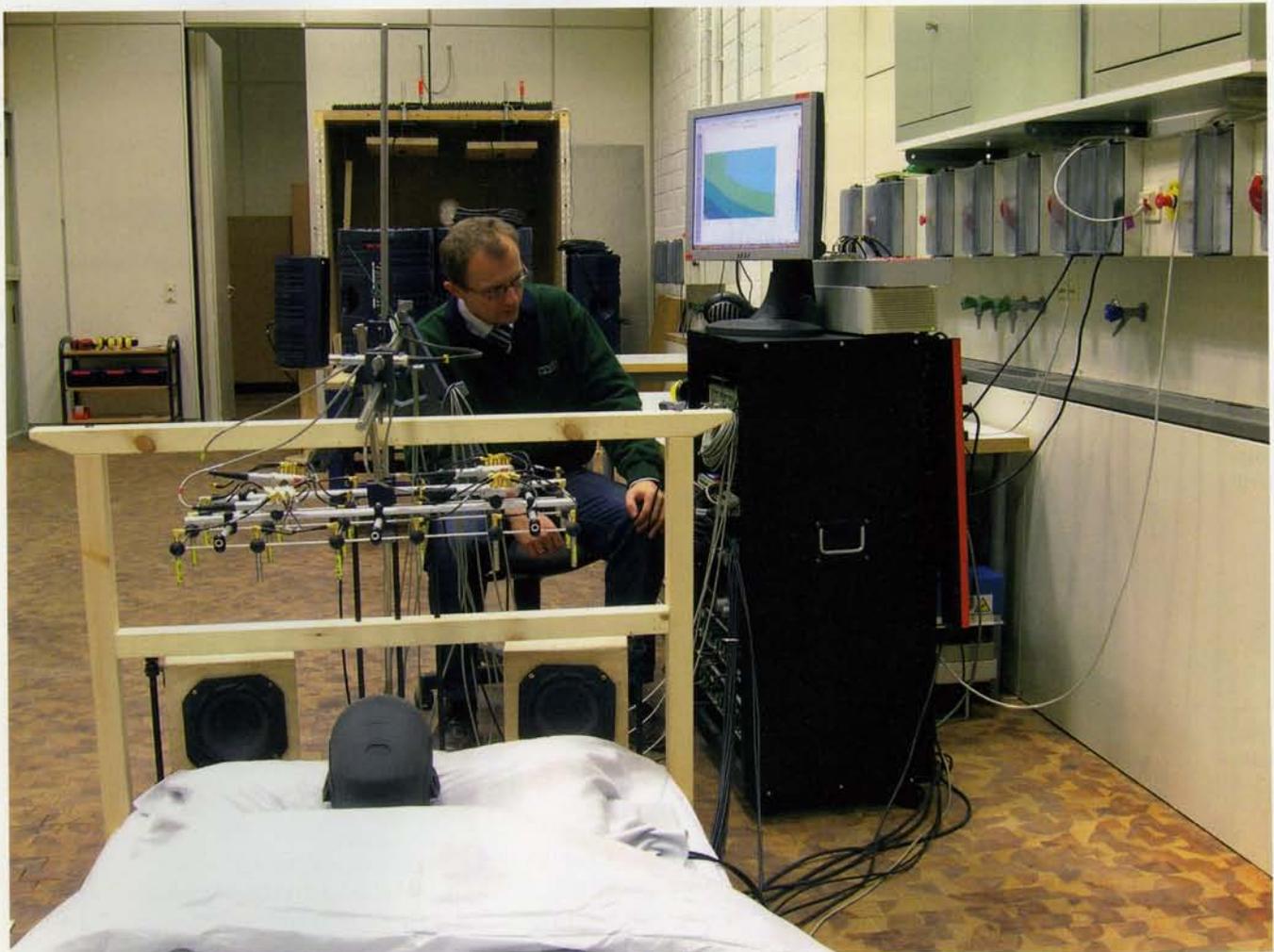
Lärm mit Lärm zu bekämpfen klingt zwar kontraintuitiv, folgt aber einer

schlichten Logik, deren Anwendung der deutsche Physiker Paul Lueg schon 1933 patentieren ließ: Schall besteht aus Luftdruckschwankungen, die sich wellenförmig ausbreiten. Stellt man einer Schallwelle eine zweite Welle zur Seite, die gerade so weit verschoben ist, dass Luftdruckspitzen und -täler einander aufheben, ist das Ergebnis Stille.

Der Knall als Grenzfall

In der Praxis allerdings sind Schallwellen widerspenstig. Zwar gibt es längst Kopfhörer mit aktiver Lärmbekämpfung zu kaufen. Doch die sitzen direkt am Ohr und müssen sich nicht mit Wellen plagen, die in einem Raum hin und her reflektiert werden und sich überlagern. Für die Verkehrsberuhigung von Wohnungen konzentrieren sich die Hamburger Forscher deshalb darauf, den Lärm in einem begrenzten Areal zu dämpfen. Beim Ikea-Bett funktioniert das so: Ein Mikrofon nimmt störende Außengeräusche auf. Eine Regelungssoftware auf einem handelsüblichen Computer berechnet daraus die nötigen Gegenwellen und leitet das Ergebnis über einen normalen Stereo-Verstärker an zwei Lautsprecherboxen am Kopfende des Bettes. Zusätzlich geben zwei Mikrofone im Kopfkissen der Software Feedback für die Feinabstimmung.

Diese Mikrofone sind jeweils die Zentren der Ruheräume. Schon die wenigen Zentimeter, die zwischen den Mikrofonen im Kopfkissen und den Ohren des Dummys liegen, können bei bestimmten Frequenzen einen hörbaren Unterschied ausmachen: „Je höher die Frequenz, desto kleiner der Ruheraum um ein einzelnes Mikrofon“, sagt Thomas Kletschkowski, ebenfalls Ingenieur am Fachbereich Mechatronik. Dazu



Ruhig schlafen: Zwei Lautsprecher neben dem Bett des Plastik-Dummys machen 85-Dezibel-Lärm zu mäßigem Rauschen

kommt, dass Menschen sich im Schlaf hin und her wälzen und ihr Kopfkissen zusammenknutschen können.

Dafür hat der Ansatz der Bundeswehr-Forscher andere Vorzüge. Das System passt sich laufend an die Störgeräusche an. Das geschieht durch die räumliche Trennung vom Mikrofon für Störgeräusche einerseits und Lautsprecher und Feedback-Mikrofonen andererseits: Während die Schallwellen den Weg vom Lärm-Mikrofon zum Ohr des Benutzers zurücklegen, kann die Elektronik die Gegenschwingung erzeugen. „Ein Knall wäre ein Grenzfall. Ansonsten ist es vor allem eine Frage des Aufwandes, wie schnell das System reagiert“, sagt Kletschkowski. Ein weiterer Vorteil dieses Designs besteht darin, dass sich das Mikrofon genau auf die störende Schallquelle ausrichten lässt:

Wird es etwa gegen ein Fenster gerichtet, aus dem Verkehrsrauschen dringt, wird auch nur dieser Lärm unterdrückt. Musik und Gespräche bleiben ungestört.

Lautsprecher im Fenster

Der Hardware-Bedarf für eine solche Lösung ist überschaubar: drei Mikrofone, zwei Lautsprecher, ein Verstärker und ein Prozessor. Eine solche Anlage wäre zum Beispiel ein Segen für verkehrslärmgenerierte Schichtarbeiter. Der Hamburger Fachbereich steht nach Angaben von Kletschkowski bereits in Verhandlungen mit einem deutschen Elektronik-Hersteller, der sich „interessiert“ zeige. Ein Produkt für den Consumer-Markt scheint also in Reichweite.

Eine andere Philosophie verfolgen André Jakob und seine Kollegen vom Institut für Technische Akustik der TU

Berlin: Sie wollen störenden Schall gar nicht erst in die Wohnung lassen. Dazu hat Jakob ein System entwickelt, bei dem bis zu zwanzig Lautsprecher zwischen den Scheiben eines Doppelglasfensters sitzen. Um bis zu zehn Dezibel soll sich dadurch die Lautstärke in einem Raum senken lassen.

In einem weiteren Ansatz baut Jakob die Lautsprecher in die Fensternische ein – so funktioniert das Antischall-Prinzip in gewissem Maß sogar bei gekipptem Fenster. Wegen des geringen Abstandes zwischen Mikrofonen und Lautsprechern reagiert das System allerdings träger auf veränderten Lärm. „Am besten funktioniert das natürlich bei relativ gleichbleibenden Geräuschen“, sagt Jakob, „deshalb gibt es auch keine Chance, Sprache zu dämpfen, weil die viel zu unvorhersehbar ist.“

Erholsamer Schlaf dank aktiven Gegenschalls

Active Noise Control enables Restorative Sleep

Dr.-Ing. **T. Klutschowski**, Prof. Dr.-Ing. **D. Sachau**,
Dipl.-Ing. **S. Böhme**, Helmut-Schmidt-Universität/Universität der
Bundeswehr Hamburg,

Kurzfassung

Zur Lärminderung in Schlafräumen bieten sich aus Sicht der Mechatronik, insbesondere im Bereich niedriger Frequenzen, aktive Maßnahmen an. In der vorliegenden Arbeit wurde ein handelsübliches Bett mit einem die ruhende Person repräsentierenden Kunstkopf als Versuchsumgebung verwendet. Zwei in die Matratze des Bettes integrierte Mikrophone dienten als reale Fehlersensoren. Um die Wirkung der aktiven Schallreduktion zu erhöhen, wurde ein neues, auf verbesserten virtuellen Mikrophonen basierendes, Konzept erprobt. Dieses zeichnet sich im Unterschied zu konventionellen Ansätzen durch seine Fähigkeit aus, unterschiedliche Störschallfelder am Ort des realen und am Ort des virtuellen Mikrophons berücksichtigen zu können. Die Anwendung dieser Methode führte zu einer deutlich verbesserten Schallreduktion von mindestens 15 dB im Bereich niedriger Frequenzen.

Abstract

In order to prevent serious diseases caused by continuous noise pollution and to guarantee a restorative sleep, the concept of active noise control has been applied to daybeds. A conventional daybed with a dummy head microphone has been used to model the sleeping person. Two microphones that have been integrated in the mattress have been used as real error sensors for the active noise control system. In order to improve the performance a new virtual microphone technique has been applied. In contrast to previous publications this approach is capable of correcting differences in the primary sound field between the virtual and the real sensors. The application of this technique led to a significant improvement of the conventional virtual microphone approach. For tonal noise a minimum reduction of 15 dB has been achieved for low frequencies.

1. Einleitung

Für einen gesunden und erholsamen Schlaf ist es notwendig, Schlafräume mit Frischluft zu versorgen. Dies erfolgt im Allgemeinen durch Öffnen von Fenstern. Allerdings dringt durch geöffnete Fenster auch Lärm, z.B. von nahe gelegenen Straßen, in den Schlafraum ein, wodurch der Schlaf erheblich beeinträchtigt wird. Eine Reduktion dieser Geräuschbelastung ist volkswirtschaftlich außerordentlich bedeutsam, da die häufigste Todesursache (Herz-Kreislauf-Erkrankungen) auch auf lärmbedingte Stressbelastung zurückgeführt wird. Folglich besteht die Notwendigkeit, insbesondere den Lärm im Kopfbereich einer schlafenden Person zu reduzieren, ohne dabei den Schlafkomfort oder die Frischluftzufuhr zu beeinträchtigen.

Zur Lärminderung in Schlafräumen bieten sich aus Sicht der Mechatronik, insbesondere im Bereich niedriger Frequenzen, aktive Maßnahmen an, siehe [4]. In der vorliegenden Arbeit wird ausschließlich ein lokales Gegenschallkonzept im Kopfbereich einer schlafenden Person diskutiert, da dieses nicht an eine spezielle Raumgeometrie gebunden ist. Im Einzelnen wird auf folgende Punkte Bezug genommen:

1. Aufbau eines vereinfachten Experimentalsystems
2. Entwicklung eines effektiven Regelalgorithmus auf Basis eines mehrkanaligen adaptiven FxLMS-Verfahrens
3. Bewertung der erreichten Lärminderung.

2. Versuchsaufbau

Um die Situation einer schlafenden Person nachzubilden, wurde eine handelsübliche Liege im Labor platziert, siehe Bild 1 (links). Ein auf dieser befindlicher Kunstkopf (Typ: HEAD Acoustics, HMS III.0) mit Torso-Box diente zum Erfassen der Störungen, die auf eine ruhende Person einwirken. Das Gegenschallsystem bestand weiterhin aus zwei am Kopfende angeordneten Lautsprechern (Typ: Eighteensound, 6ND430) zur Wiedergabe des Gegenschalls, betrieben mittels eines Leistungsverstärker (Typ: IMG Stage Line, STA-322), und zwei in die Matratze unterhalb des Kopfkissens integrierten Mikrofonen (Typ: B&K, 4188). Ein Mikrofonverstärker (Typ: B&K, 2964) diente zur Spannungsversorgung und Signalkonditionierung der Fehlermikrofone.

Der Störschall wurde von einem Tieftöner (Typ: IMG Stage Line, PAB 515/BL) in zwei Metern Entfernung vom Kunstkopf erzeugt, der mit einem Leistungsverstärker des gleichen Herstellers (STA 2002) angesteuert wurde.

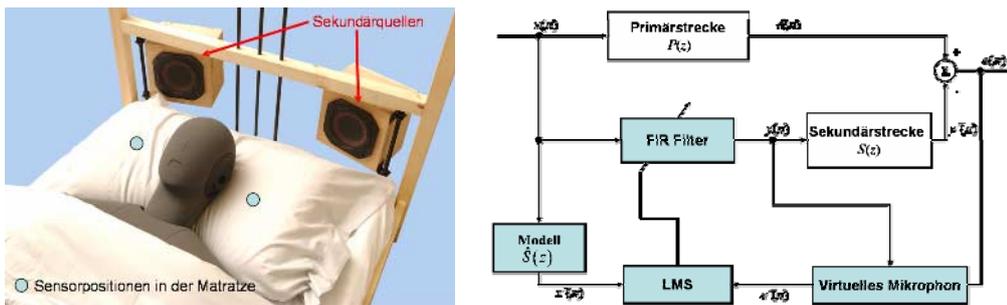


Bild 1 Prüfstand (links) und Reglermodell (rechts)

Die für die Gegenschallquellen benötigten Signale wurden von einem digitalen Prozessor (Typ: dSpace DS1103) erzeugt und in Echtzeit mit Hilfe eines adaptiven FxLMS-Verfahrens (engl. Filtered Reference Least Mean Square), siehe [3], berechnet.

Zur Verhinderung von Aliasing- bzw. Imaging-Effekten bei der A/D- bzw. D/A-Wandlung wurden analoge Tiefpass-Filter (Typ: Kemo, VBF21) mit variabler Eckfrequenz verwendet.

3. Regelung mit verbesserten virtuellen Mikrofonen

Zur Minimierung des Schalldruckes am Ort der Fehlermikrophone wurde eine Variante des mehrkanaligen FxLMS-Algorithmus, auf die Problemstellung angepasst. Bild 1 (rechts) verdeutlicht den Signalfluss, wobei physikalische Übertragungsstecken mit weißer Farbe gekennzeichnet sind. Bestandteile des digitalen Reglers werden farbig hervorgehoben.

Die an den Fehlermikrophenen infolge primären Störschalls vermessenen Signale $d_1(n)$ und $d_2(n)$ sind in der 2×1 Matrix $\mathbf{d}(n)$ zusammengefasst. Sie resultieren aus der Übertragung eines Referenzsignals $x(n)$ über zwei primäre Übertragungspfade $P_1(n)$ und $P_2(n)$, die in der 2×1 Matrix $\mathbf{P}(z)$ zusammengefasst sind. Die 2×1 Matrix $\mathbf{y}'(n)$ beschreibt die jeweiligen Sekundäranteile. Diese ergeben sich aus der Übertragung des vom adaptiven FIR-Filter mit Hilfe des LMS-Verfahrens optimierten Ausgleichsignals $\mathbf{y}(n)$ über vier sekundäre Pfade – zusammengefasst in der 2×2 Matrix $\mathbf{S}(z)$. Die Sekundärpfade repräsentieren das Übertragungsverhalten der sich an die Ausgänge der adaptiven Filter anschließenden elektrischen, mechanischen und akustischen Übertragungsstrecken.

Erfolgt die Regelung direkt mit den in die Matratze integrierten Fehlermikrofonen werden die Koeffizienten der zwei adaptiven FIR-Filter derart optimiert, dass der im n -ten Zeitschritt vermessene Momentanwert des quadrierten Fehlers $e^2(n)$ am Ort der Fehlermikrophone selbst minimiert wird. Die Aktualisierung der Filterkoeffizienten erfolgt durch die Anwendung der Methode des steilsten Abstieges, wobei die Matrix $\hat{S}(z)$ auf das Referenzsignal $x(n)$ angewendet wird, um den Einfluss der Sekundärstrecken zu berücksichtigen

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

Gleichung (1) ist die allgemeine Form des „single-reference/multiple-output“ FxLMS-Algorithmus, ergänzt um einen so genannten „Leakage“ Faktor ν . Durch ein $\nu \neq 1$ wird die Leistung des Ausgangssignals begrenzt. Dadurch kann eine Übersteuerung der Sekundäraktuatoren vermieden werden. Der Konvergenzfaktor μ dient zur Kontrolle der Schrittweite im Adaptionprozess. Weitere Details sind in [2] ausgeführt.

Der oben erläuterte Algorithmus basiert auf der Verwendung realer Fehlersensoren im Zielgebiet. Um jedoch den Schlafkomfort zu gewährleisten und dem möglichen Verdecken von Mikrofonen infolge von Schlafbewegungen vorzubeugen, wurden in der vorliegenden Arbeit virtuelle Fehlersensoren erprobt. Diese erlauben es, den in der Matratze vermessenen Schalldruck auf die Ohrmikrophone des Kunstkopfes umzurechnen.

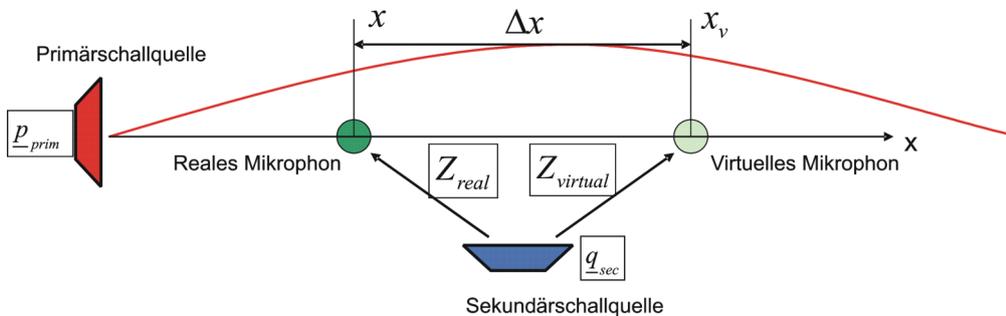


Bild 2: Funktionsprinzip eines virtuellen Mikrophons

Die prinzipielle Funktionsweise eines virtuellen Mikrophons ist in Bild 2 dargestellt. Das reale Mikrofon befindet sich an der Stelle x , das virtuelle an der Stelle x_v . An beiden Orten setzt

sich der Gesamtschalldruck, hier als komplexe Größe mit einem Unterstrich gekennzeichnet, aus dem Schalldruck infolge der primären Anregung und dem Sekundärschall zusammen

$$\underline{p}(x) = \underline{p}_{\text{prim}}(x) + \underline{Z}_{\text{real}} \underline{q}_{\text{sec}} \quad (2)$$

$$\underline{p}(x_v) = \underline{p}_{\text{prim}}(x_v) + \underline{Z}_{\text{virt}} \underline{q}_{\text{sec}} \quad (3)$$

Der Gegenschall wird in (2) und (3) durch das Produkt aus komplexer Übertragungsfunktion ($\underline{Z}_{\text{real}}$ bzw. $\underline{Z}_{\text{virt}}$) und der Ansteuerung der Sekundärschallquelle $\underline{q}_{\text{sec}}$ dargestellt. Für konstante Primärfelder kann die Umrechnung zwischen $\underline{p}_{\text{prim}}(x)$ und $\underline{p}_{\text{prim}}(x_v)$ mit Hilfe der Transmissibilität \underline{T} erfolgen

$$\underline{p}_{\text{prim}}(x_v) = \underline{T} \underline{p}_{\text{prim}}(x) \quad (4)$$

Einsetzen von (4) in (3) und Elimination von $\underline{p}_{\text{prim}}(x)$ mit Hilfe von (2) führt auf die zur Umrechnung des an den realen Fehlermikrofonen in der Matratze gemessenen Schalldruckes auf die Ohren des Kunstkopfes benötigte Gleichung, die, wie in Bild 1 (rechts) dargestellt, als zusätzliches Filter implementiert wurde

$$\underline{p}(x_v) = \underline{T} \underline{p}(x) - \underline{T} \underline{Z}_{\text{real}} \underline{q}_{\text{sec}} + \underline{Z}_{\text{virt}} \underline{q}_{\text{sec}} \quad (5)$$

Gleichung (5) gestattet im Unterschied zu der in [5] für Rohrschallanwendungen vorgeschlagenen Methode die messtechnische Erfassung des Primärschalls am Ort des virtuellen Mikrophons für räumliche Problemstellungen im Echtzeitbetrieb. Im Unterschied zu [5] wird ebenfalls berücksichtigt, dass Unterschiede in der räumlichen Einkopplung von Primär- und Sekundärquellen in das akustische Feld und in den Eigenschaften der elektromechanischen Wandler sowie die verschiedenartige Dämpfung auf den Übertragungstrecken unterschiedliche Filter zur Umrechnung des Primär- und Sekundärschallfeldes erfordern.

Wird vorausgesetzt, dass der Primärschalldruck am Ort des realen Sensors und am Ort des virtuellen Mikrophons identisch sind ($\underline{T} \approx 1$), vereinfacht sich (6) zu der in [1] angegebenen Formulierung, deren Anwendung jedoch nur für hinreichend kleine Abstände zwischen realem und virtuellem Mikrophon statthaft ist

$$\underline{p}(x_v) \approx \underline{p}(x) - (\underline{Z}_{\text{real}} - \underline{Z}_{\text{virt}}) \underline{q}_{\text{sec}} \quad (6)$$

4. Ergebnisse und Diskussion

Um die Wirksamkeit einer aktiven Lärminderung im Kopfbereich einer schlafenden Person zu beurteilen, wurden vier Versuchsreihen durchgeführt. In diesen wurde jeweils die Veränderung des an den Ohren des Kunstkopfes vermessenen Schalldrucks infolge der Regelung bestimmt, wobei das unregulierte Schallfeld tonale Schalldruckpegel von jeweils 90 dB aufwies. Im Einzelnen wurden folgende Situationen analysiert:

- A) Regelung mit den Mikrofonen des Kunstkopfes
- B) Regelung mit den Mikrofonen in der Matratze
- C) Vereinfachte virtuelle Regelung ohne Berücksichtigung von Primärfeldunterschieden
- D) Verbesserte virtuelle Regelung mit Berücksichtigung von Primärfeldunterschieden.

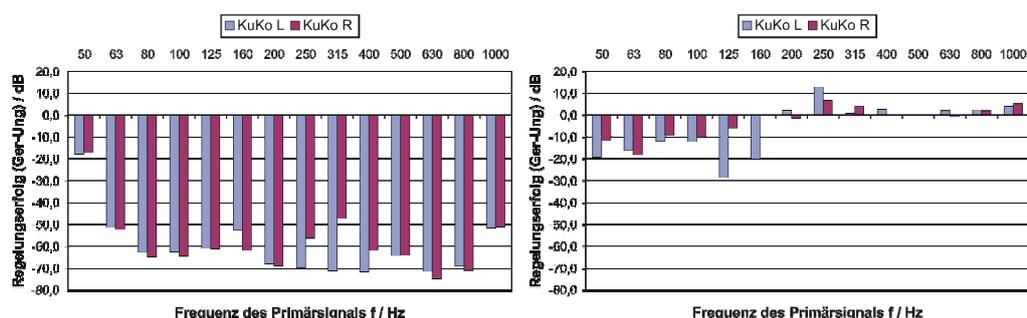


Bild 3: Pegeldifferenz bei realer Regelung mit Kunstkopf (links) und Matratze (rechts)

Die Auswirkungen einer aktiven Lärminderung mit realen Fehlersensoren sind in Bild 3 für die im Frequenzband von 50 Hz bis 1 KHz untersuchten Töne für das linke (KuKo L) und rechte (KuKo R) Mikrofon des Kunstkopfes dargestellt. Die in Bild 3 (links) dargestellten Ergebnisse kennzeichnen die Obergrenze der mit dem verwendeten Versuchsaufbau erreichbaren Pegelreduktionen.

Bild 3 (rechts) dokumentiert die deutliche Verschlechterung des Regelungserfolges am Kunstkopf im Frequenzbereich von 50 Hz bis 160 KHz bei Verwendung der in die Matratze integrierten Mikrophone. Weiterhin belegen die in Bild 3 (rechts) dargestellten Ergebnisse, dass eine aktive Maßnahme die Ausgangssituation sogar verschlechtert, wenn die Fehler-signale nicht im Zielgebiet – im vorliegenden Fall sind dies die Ohren des Kunstkopfes – vermessen werden.

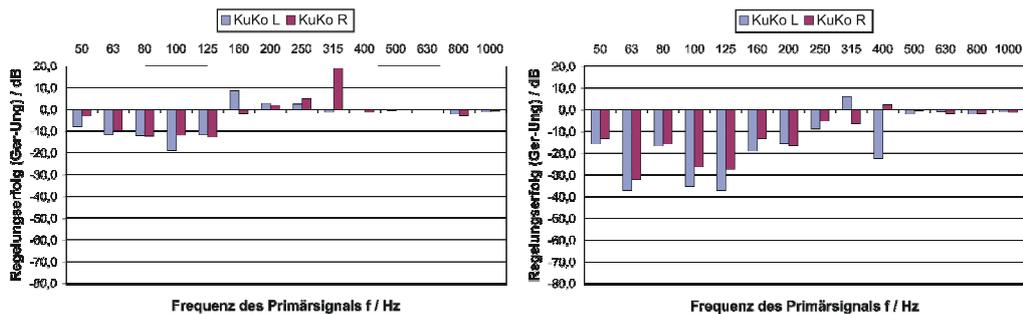


Bild 4: Pegeldifferenz bei vereinfachter (links) und verbesserter (rechts) virtueller Regelung

Bild 4 (links) verdeutlicht, dass dieses Problem auch nicht durch den Einsatz vereinfachter virtueller Mikrophone gelöst werden kann. Vielmehr treten bei der Anwendung dieses vereinfachten Ansatzes bereits ab 125 Hz ungewünschte Erhöhungen der initialen Lärmbelastung auf, die insbesondere mit nahezu 20 dB am rechten Ohr des Kunstkopfes bei einer Anregung mit 315 Hz nicht zu tolerieren sind.

Die Ursache für das Versagen des vereinfachten Ansatzes begründet sich durch die mit der Frequenz zunehmende Lokalisierung des Schallfeldes und die frequenzabhängigen Dämpfungseigenschaften der in Matratze und Kopfkissen verarbeiteten Schaumstoffe. Eine auch nur annähernde Gleichheit des primären Schallfeldes an den Mikrofonen in der Matratze und im Kunstkopf besteht im vorliegenden Fall nachweislich nicht.

Die Anwendung einer auf Gleichung (5) basierenden virtuellen Regelung verbessert den Regelungserfolg merklich, siehe Bild 4 (rechts), da sowohl die Lokalisierung des Schallfeldes als auch die Amplituden- und Phasenunterschiede zwischen realen und virtuellen Sensoren infolge der akustischen und mechanischen Übertragungsstrecken (Kopfkissen und Matratze) berücksichtigt werden. Die in Bild 4 (rechts) dargestellten Ergebnisse verdeutlichen, dass bei verbesserter virtueller Regelung auch noch bei 250 Hz eine signifikante Lärmreduktion an den Ohren des Kunstkopfes erreicht wird. Weiterhin übertreffen die bei Anwendung dieser Methode erzielten Pegelreduktionen im Frequenzband von 63 Hz bis 250 Hz die der Versuchsreihen B und C. Unerwünschte Pegelerhöhungen treten nur bei Anregung mit 315 Hz und 400 Hz auf. Diese fallen mit maximal 7 dB jedoch deutlich geringer aus, als in den Versuchsreihen B und C.

Die in der Versuchsreihe A für den bestehenden Aufbau ermittelte Obergrenze der Pegelreduktion wird auch bei der Anwendung einer verbesserten virtuellen Regelung nicht erreicht. Dies ist durch Approximationsfehler bei der Berechnung der Fehlersignale an den Ohren des Kunstkopfes mit Hilfe von Gleichung (5) bedingt.

5. Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurden Ergebnisse zur aktiven Lärminderung in Schlafräumen vorgestellt, die belegen, dass eine adaptive Regelung die Lärmbelastung im Kopfbereich einer ruhenden Person signifikant zu senken vermag. Um den Schlafkomfort in geplanten Anwendungen gewährleisten zu können, wurden die Fehlermikrophone nicht in unmittelbarer Kopfnähe platziert, sondern in die Matratze des Versuchsaufbaues unterhalb des Kopfkissens integriert. Die Ergebnisse dieser Untersuchungen belegen, dass der Einsatz verbesserter virtueller Mikrophone, insbesondere im tieffrequenten Bereich, zufrieden stellende Reduktionen der initialen Lärmbelastung, auch bei verdeckten realen Sensoren, ermöglicht.

Danksagung

Die Autoren bedanken sich bei der Deutschen Bundesstiftung Umwelt (DBU) für die Förderung dieses Forschungsvorhabens.

Referenzen

- [1] Garcia-Bonito, J.; Elliott, S. J.; Boucher, C. C: Generation of zones of quiet using a virtual microphone arrangement. *J. Acoust. Soc. Am.* 101 (6), 3498-3516, 1997.
- [2] Kuo, S. M.; Morgan, D. R.: *Active noise control systems: algorithms and DSP implementations*. New York, Wiley, 1996.
- [3] Sommer, J.; Kletschkowski, T.; Sachau, D.: *First Investigations on Active Noise Control Applied to Day-beds*. 13th Int. Congress on Sound and Vibration, Wien, 2006.
- [4] N. N.: *Dank Lärm endlich Ruhe im Schlafzimmer*. Pressemeldung DBU, http://www.dbu.de/123artikel26037_106.html, 2006.
- [5] Petersen, D.; Zander, A. C.; Cazzolato, B. S.; Hansen, C. H: Optimal virtual sensing for active noise control in a rigid-walled acoustic duct. *J. Acoust. Soc. Am.* 118 (5), 3086-3093, 2005.

Aktive Lärminderung in Schlafräumen mit realen und virtuellen Fehlersensoren

Thomas Kletschkowski¹, Delf Sachau², Sten Böhme³

¹ Professur für Mechatronik, 22043 Hamburg, Deutschland, Email: kletsch@hsuhh.de

² Professur für Mechatronik, 22043 Hamburg, Deutschland, Email: sachau@hsuhh.de

³ Professur für Mechatronik, 22043 Hamburg, Deutschland, Email: stenboehme@hsuhh.de

Einleitung

Für einen gesunden und erholsamen Schlaf ist es notwendig, Schlafräume mit Frischluft zu versorgen. Dies erfolgt im Allgemeinen durch Öffnen von Fenstern. Allerdings dringt durch geöffnete Fenster auch Lärm, z.B. von nahe gelegenen Straßen, in den Schlafraum ein, wodurch der Schlaf erheblich beeinträchtigt wird. Eine Reduktion dieser Geräuschbelastung ist volkswirtschaftlich außerordentlich bedeutsam, da die häufigste Todesursache (Herz-Kreislauf-Erkrankungen) auch auf lärmbedingte Stressbelastung zurückgeführt wird. Folglich besteht die Notwendigkeit, insbesondere den Lärm im Kopfbereich einer schlafenden Person zu reduzieren, ohne dabei den Schlafkomfort oder die Frischluftzufuhr zu beeinträchtigen.

Zur Lärminderung in Schlafräumen bieten sich aus Sicht der Mechatronik, insbesondere im Bereich niedriger Frequenzen, aktive Maßnahmen an, siehe [3]. In der vorliegenden Arbeit wird ausschließlich ein lokales Gegenschallkonzept im Kopfbereich einer schlafenden Person diskutiert, da dieses nicht an eine spezielle Raumgeometrie gebunden ist. Im Einzelnen wird auf folgende Punkte Bezug genommen:

1. Aufbau eines vereinfachten Experimentalsystems
2. Entwicklung eines effektiven Regelalgorithmus
3. Bewertung der erreichten Lärminderung.

Versuchsaufbau

Um die Situation einer schlafenden Person nachzubilden, wurde eine handelsübliche Liege im Labor platziert, siehe Abbildung 1. Ein auf dieser befindlicher Kunstkopf (Typ: HEAD Acoustics, HMS III.0) mit Torso-Box diente zum Erfassen der Störungen, die auf eine ruhende Person einwirken. Das Gegenschallsystem bestand weiterhin aus zwei am Kopfende angeordneten Lautsprechern (Typ: Eighteensound, 6ND430) zur Wiedergabe des Gegenschalls, betrieben mittels eines Leistungsverstärker (Typ: IMG Stage Line, STA-322), und zwei in die Matratze unterhalb des Kopfkissens integrierten Mikrofonen (Typ: B&K, 4188). Ein Mikrofonverstärker (Typ: B&K, 2964) diente zur Spannungsversorgung und Signalkonditionierung der Fehlermikrofone.

Der Störschall wurde von einem Tieftöner (Typ: IMG Stage Line, PAB 515/BL) in zwei Metern Entfernung vom Kunstkopf erzeugt, der mit einem Leistungsverstärker des gleichen Herstellers (Typ: STA 2002) angesteuert wurde.

Die für die Gegenschallquellen benötigten Signale wurden von einem digitalen Prozessor (Typ: dSpace DS1103) erzeugt und in Echtzeit mit Hilfe eines adaptiven FxLMS-

Verfahrens (engl. Filtered Reference Least Mean Square), siehe [2], berechnet.

Zur Verhinderung von Aliasing- bzw. Imaging-Effekten bei der A/D- bzw. D/A-Wandlung wurden analoge Tiefpassfilter (Typ: Kemo, VBF21) mit variabler Eckfrequenz verwendet.



Abbildung 1: Prüfstand zur Untersuchung eines Gegenschallsystems zur aktiven Lärminderung in Schlafräumen.

Reglerentwicklung

Zur Minimierung des Schalldruckes am Ort der Fehlermikrophone wurde einer Variante des mehrkanaligen FxLMS-Algorithmus auf die Problemstellung angepasst. Details zur Ausführung dieses 1x2x2-Systems sind in [3] dokumentiert.

Erfolgt die Regelung direkt mit den in die Matratze integrierten Fehlermikrophonen werden die Koeffizienten der zwei adaptiven FIR-Filter derart optimiert, dass der im n -ten Zeitschritt vermessene Momentanwert des quadrierten Fehlers am Ort der Fehlermikrophone selbst minimiert wird.

Um jedoch den Schlafkomfort zu gewährleisten und dem möglichen Verdecken von Mikrofonen infolge von Schlafbewegungen vorzubeugen, wurden in der vorliegenden Arbeit ebenfalls virtuelle Fehlersensoren erprobt. Diese erlauben es, den in der Matratze vermessene Schalldruck auf die Ohrmikrophone des Kunstkopfes umzurechnen.

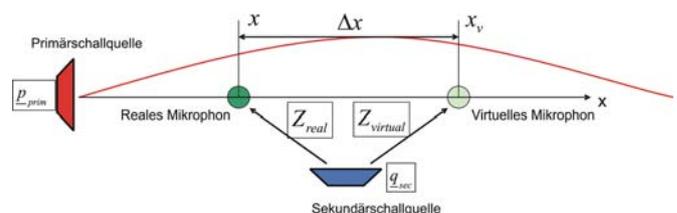


Abbildung 2: Prinzip eines virtuellen Mikrophons.

Die prinzipielle Funktionsweise eines virtuellen Mikrophons ist in Bild 2 dargestellt. Das reale Mikrophon befindet sich an der Stelle x , das virtuelle an der Stelle x_v .

An beiden Orten setzt sich der Gesamtschalldruck, hier als komplexe Größe mit einem Unterstrich gekennzeichnet, aus dem Schalldruck infolge der primären Anregung und des Sekundärschalls zusammen

$$\underline{p}(x) = \underline{p}_{\text{prim}}(x) + \underline{Z}_{\text{real}} \underline{q}_{\text{sec}} \quad (1)$$

$$\underline{p}(x_v) = \underline{p}_{\text{prim}}(x_v) + \underline{Z}_{\text{virt}} \underline{q}_{\text{sec}} \quad (2)$$

Für konstante Primärfelder kann die Umrechnung zwischen $\underline{p}_{\text{prim}}(x)$ und $\underline{p}_{\text{prim}}(x_v)$ mit Hilfe der Transmissibilität \underline{T} erfolgen

$$\underline{p}_{\text{prim}}(x_v) = \underline{T} \underline{p}_{\text{prim}}(x) \quad (3)$$

Einsetzen von (3) in (2) und Elimination des Primärschalls am Ort des realen Sensors mit Hilfe von (1) führt auf die zur Umrechnung des an den realen Fehlermikrophonen in der Matratze gemessenen Schalldruckes auf die Ohren des Kunstkopfes benötigte Gleichung, die als zusätzliches Filter implementiert wurde

$$\underline{p}(x_v) = \underline{T} \underline{p}(x) - \underline{T} \underline{Z}_{\text{real}} \underline{q}_{\text{sec}} + \underline{Z}_{\text{virt}} \underline{q}_{\text{sec}} \quad (4)$$

Wird vorausgesetzt, dass der Primärschalldruck am Ort des realen Sensors und am Ort des virtuellen Mikrophons identisch sind ($\underline{T} \approx 1$), vereinfacht sich (4) zu der in [1] angegebenen Formulierung

$$\underline{p}(x_v) \approx \underline{p}(x) - (\underline{Z}_{\text{real}} - \underline{Z}_{\text{virt}}) \underline{q}_{\text{sec}} \quad (5)$$

Versuchsergebnisse und Diskussion

Die Regelung mit den Kunstkopfmikrophonen ermöglichte jeweils eine nahezu vollständige Elimination der Störung (durchschnittliche Pegelreduktion -50dB). Die Auswirkungen einer aktiven Lärminderung mit realen Sensoren sind in Abbildung 3 für das linke (KuKo L) und rechte (KuKo R) Mikrophon des Kunstkopfes dargestellt.

Abbildung 3A dokumentiert die deutliche Verschlechterung des Regelungserfolges am Kunstkopf bei Verwendung der in die Matratze integrierten Mikrophone. Abbildung 3B verdeutlicht, dass dieses Problem auch nicht durch den Einsatz vereinfachter virtueller Mikrophone gelöst werden kann.

Die Anwendung einer auf Gleichung (4) basierenden virtuellen Regelung verbessert den Regelungserfolg merklich, siehe Abbildung 3C, da sowohl die Lokalisierung des Schallfeldes als auch die Amplituden- und Phasenunterschiede zwischen realen und virtuellen Sensoren infolge der akustischen und mechanischen Übertragungstrecken berücksichtigt werden. Die in Abbildung 3C dargestellten Ergebnisse verdeutlichen, dass bei verbesserter virtueller Regelung auch noch bei 250 Hz eine signifikante Lärmreduktion an den Ohren des Kunstkopfes erreicht wird.

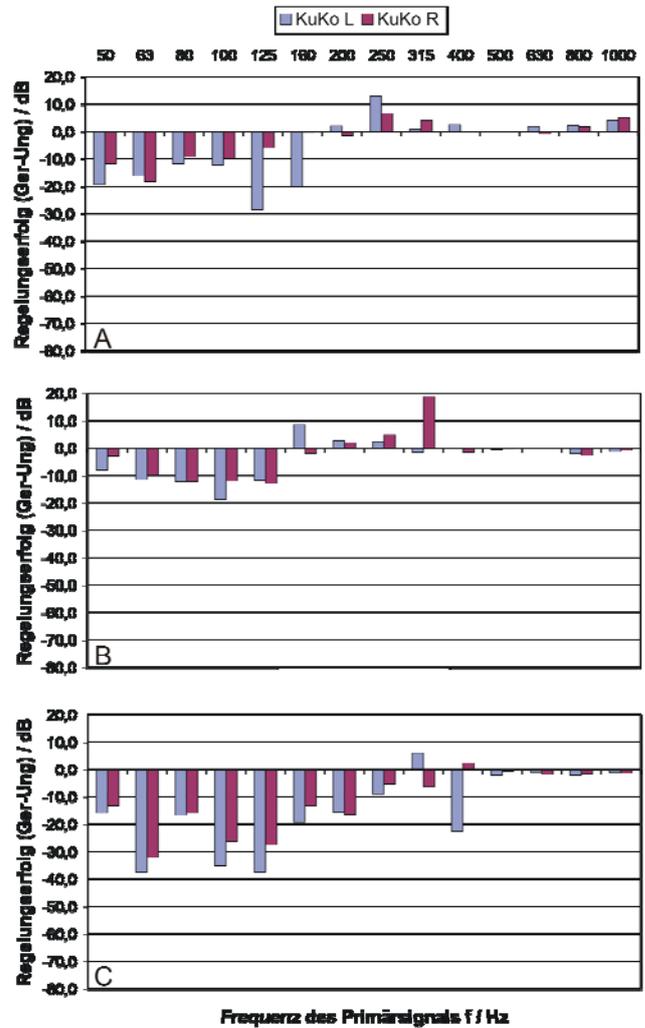


Abbildung 3: Pegelreduktion bei tonaler Anregung.

Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurden Ergebnisse zur aktiven Lärminderung in Schlafräumen vorgestellt. Um den Schlafkomfort gewährleisten zu können, wurden die Fehlermikrophone in die Matratze des Versuchsaufbaues integriert. Die Resultate belegen, dass der Einsatz verbesserter virtueller Mikrophone, insbesondere im tieffrequenten Bereich, zufrieden stellende Reduktionen der initialen Lärmbelastung, ermöglicht.

Danksagung

Die Autoren bedanken sich bei der Deutschen Bundesstiftung Umwelt (DBU) für die Förderung dieses Projektes.

Literatur

- [1] Elliott, S., J., David, A.: A virtual microphone arrangement for local active sound control. 1st Int. Conf. on Motion and Vibration Control (1992), 1027–1031
- [2] Kuo, S. M.; Morgan, D., R.: Active noise control systems: algorithms and DSP implementations. New York, Wiley (1996)
- [3] Sommer, J., Kletschkowski, T., Sachau, D.: First Investigations on Active Noise Control Applied to Day-beds. 13th Int. Congress on Sound and Vibration (2006), Wien

Verlag > Lärmbekämpfung > Artikel

Aktuell

News
aktuelle Ausgabe
Sonderpublikationen
Anlagen zu Beiträgen im Heft
Veranstaltungen
Stellenmarkt
Umweltmarkt A-Z

Links

Archiv

Leser-Service

Media-Service

Kontakt

Impressum

Hinweise für Autoren

Online Recherche

Lärmbekämpfung - Ausgabe 5/2007

Lokale aktive Lärminderung in Schlafräumen

Zur Lärmbekämpfung in Schlafräumen bieten sich, insbesondere im Bereich niedriger Frequenzen, aktive Maßnahmen an. In der vorliegenden Arbeit wurde die Anwendung eines lokal wirksamen Gegenschallsystems an einem handelsüblichen Bett mit einem die ruhende Person repräsentierenden Kunstkopf unter Laborbedingungen analysiert. Zwei, wahlweise in Kopfnähe oder direkt in die Matratze des Bettes integrierte Mikrofone dienten als reale Fehlersensoren. Um die Wirkung der aktiven Schallreduktion im zweiten Fall zu erhöhen, wurde ein neues, auf verbesserten virtuellen Mikrofonen basierendes Konzept erprobt. Dieses zeichnet sich im Unterschied zu konventionellen Ansätzen durch seine Fähigkeit aus, unterschiedliche Störschallfelder am Ort des realen und am Ort des virtuellen Mikrofonen berücksichtigen zu können. Die Anwendung einer adaptiven Vorwärtsführung auf Basis des FxLMS-Algorithmus (engl. Filtered Reference Least Mean Square) ermöglichte für beide Versuchsanordnungen signifikante Pegelreduktionen.

Local active noise control in bedrooms

Summary In order to prevent serious diseases caused by continuous noise pollution and to guarantee a restorative sleep, the concept of active noise control has been applied to daybeds. A conventional daybed with a dummy head microphone was used to model the sleeping person. Two microphones were used as real error sensors for the active noise control system. In a first setup, these microphones were placed close to the dummy head ears. In a second setup, the error microphones were directly integrated in the mattress. To improve the performance of the active noise system in this case, a new virtual microphone technique was applied. In contrast to previous publications this approach was capable of correcting differences in the primary sound field between the positions of the virtual and the real error sensors. The application of this technique led to a significant improvement of the conventional virtual microphone approach. Adaptive feed-forward control based on the FxLMS algorithm was effectively applied to both experimental setups.

Autor(en):

Klitschkowski, T.; Sachau, D.

Der vollständige Beitrag ist erschienen in:
Lärmbekämpfung 5/2007, Seite 174-177
Sie können diese Ausgabe gerne bei uns [bestellen](#).

◀ zurück

IMPRESSUM | © SPRINGER-VDI-VERLAG 2007

**JETZT ZWEI AUSGABEN
KOSTENLOS PROBE LESEN!**



Ja, ich möchte 2 Ausgaben der
"Lärmbekämpfung" kostenlos >>



Lokale aktive Lärminderung in Schlafräumen

T. Kletschkowski (✉), **D. Sachau**

Helmut-Schmidt-Universität/Universität der Bundeswehr Hamburg, Professur für Mechatronik, Holstenhofweg 85, 22043 Hamburg, kletsch@hsuuh.de

Kurzfassung

Zur Lärmbekämpfung in Schlafräumen bieten sich, insbesondere im Bereich niedriger Frequenzen, aktive Maßnahmen an. In der vorliegenden Arbeit wurde die Anwendung eines lokal wirksamen Gegenschallsystems an einem handelsübliches Bett mit einem die ruhende Person repräsentierenden Kunstkopf unter Laborbedingungen analysiert. Zwei, wahlweise in Kopfnähe oder direkt in die Matratze des Bettes integrierte Mikrophone dienten als reale Fehlersensoren. Um die Wirkung der aktiven Schallreduktion im zweiten Fall zu erhöhen, wurde ein neues, auf verbesserten virtuellen Mikrofonen basierendes, Konzept erprobt. Dieses zeichnet sich im Unterschied zu konventionellen Ansätzen durch seine Fähigkeit aus, unterschiedliche Störschallfelder am Ort des realen und am Ort des virtuellen Mikrophons berücksichtigen zu können. Die Anwendung einer adaptiven Vorwärtsführung auf Basis des FxLMS-Algorithmus (engl. Filtered Reference Least Mean Square) ermöglichte für beide Versuchsanordnungen signifikante Pegelreduktionen.

Abstract

In order to prevent serious diseases caused by continuous noise pollution and to guarantee a restorative sleep, the concept of active noise control has been applied to daybeds. A conventional daybed with a dummy head microphone was used to model the sleeping person. Two microphones were used as real error sensors for the active noise control system. In a first setup, these microphones were placed close to the dummy head ears. In a second setup, the error microphones were directly integrated in the mattress. To improve the performance of the active noise system in this case, a new virtual microphone technique was applied. In contrast to previous publications this approach was capable of correcting differences in the primary sound field between the positions of the virtual and the real error sensors. The application of this technique led to a significant improvement of the conventional virtual microphone approach. Adaptive feed-forward control based on the FxLMS algorithm was effectively applied to both experimental setups.

1. Einleitung

Für einen gesunden Schlaf ist es notwendig, Schlafräume mit Frischluft zu versorgen. Dies erfolgt im Allgemeinen durch das Öffnen von Fenstern, wodurch das Einwandern störenden Lärms vielfach begünstigt, jedoch ein erholsamer Schlaf erheblich erschwert wird. Die Geräuschbelastung von Schlafräumen zu reduzieren, ist volkswirtschaftlich sehr bedeutsam, da die häufigste Todesursache (Herz-Kreislauf-Erkrankungen) auch auf lärmbedingte Stressbelastungen zurückgeführt wird. Es ist daher notwendig, störenden Lärm insbesondere im Kopfbereich einer schlafenden Person zu mindern, ohne dabei den Schlafkomfort oder die Frischluftzufuhr zu beeinträchtigen.

Zur lokalen aktiven Lärminderung in Schlafräumen bieten sich aus Sicht der Mechatronik, insbesondere im Bereich niedriger Frequenzen, aktive Maßnahmen an, siehe [1] und [4]. In der vorliegenden Arbeit wird ausschließlich ein lokales Gegenschallkonzept im Kopfbereich einer schlafenden Person diskutiert, da dieses nicht an eine spezielle Raumgeometrie gebunden ist. Im Einzelnen wird auf folgende Punkte Bezug genommen:

- Aufbau eines vereinfachten Experimentalsystems
- Prinzip der adaptiven Vorwärtsführung
- Aktive Lärminderung mit realen Fehlersensoren
- Aktive Lärminderung mit verbesserten virtuellen Fehlersensoren.

2. Versuchsaufbau

Um die Situation einer schlafenden Person nachzubilden, wurde eine handelsübliche Liege im Labor platziert, siehe Bild 1. Ein auf dieser befindlicher Kunstkopf (Typ: HEAD Acoustics, HMS III.0) mit Torso-Box erfasste Störungen, die auf eine ruhende Person einwirken. Das Gegenschallsystem bestand weiterhin aus zwei am Kopfende angeordneten Lautsprechern (Typ: Eighteensound, 6ND430) zur Wiedergabe des Gegenschalls, die in Kombination mit einem Leistungsverstärker (Typ: IMG Stage Line, STA-322) betrieben wurden. Zum Versuchsaufbau gehörten weiterhin zwei Fehlermikrophone (Typ: B&K, 4188). Diese wurden zunächst mit Stativen in unmittelbarer Nähe der Kunstkopfhoren platziert. Die zweite Versuchsreihe sah die Anwendung verbesserter virtueller Mikrophone vor. Hierfür wurden die realen Fehlermikrophone direkt in die Matratze unterhalb des Kopfkissens integriert. Ein Mikrofonverstärker (Typ: B&K, 2964) diente in beiden Fällen zur Spannungsversorgung und Signalkonditionierung der Fehlermikrofone. Der Störschall wurde von einem Tieftöner (Typ: IMG Stage Line, PAB 515/BL) in zwei Metern Entfernung vom Kunstkopf erzeugt, der mit einem Leistungsverstärker des gleichen Herstellers (STA 2002) angesteuert wurde.

Ein Power PC (Typ: dSpace DS1103) errechnete mit Hilfe eines mehrkanaligen adaptiven FxLMS-Verfahrens, siehe [3], in Echtzeit die für die Gegenschallquellen benötigten Signale. Analoge Tiefpass-Filter (Typ: Kemo, VBF21) mit variabler Eckfrequenz verhinderten Aliasing- bzw. Imaging-Effekte bei der A/D- bzw. D/A-Wandlung.

3. Adaptive Vorwärtsführung

Um den Schalldruckes am Ort der Fehlermikrophone zu minimieren, wurde eine Variante des mehrkanaligen FxLMS-Algorithmus auf die Problemstellung angepasst. Bild 2 verdeutlicht den Signalfluss, wobei physikalische Übertragungsstecken mit weißer Farbe gekennzeichnet sind. Farben heben Bestandteile des digitalen Reglers hervor.

Die an den Fehlermikrophenen infolge primären Störschalls vermessenen Signale $d_1(n)$ und $d_2(n)$ sind in der 2×1 Matrix $\mathbf{d}(n)$ zusammengefasst. Sie resultieren aus der Übertragung des Referenzsignals $x(n)$ über zwei primäre Übertragungspfade $P_1(n)$ und $P_2(n)$, die in der 2×1 Matrix $\mathbf{P}(z)$ zusammengefasst sind. Die 2×1 Matrix $\mathbf{y}'(n)$ beschreibt die jeweiligen Sekundäranteile. Diese ergeben sich aus der Übertragung des vom adaptiven FIR-Filter (engl. Finite Impulse Response) mit Hilfe des LMS-Verfahrens optimierten Ausgleichsignals $\mathbf{y}(n)$ über vier sekundäre Pfade - zusammengefasst in der 2×2 Matrix $\mathbf{S}(z)$. Die Sekundärpfade repräsentieren das Übertragungsverhalten der sich an die Ausgänge der adaptiven Filter anschließenden elektrischen, mechanischen und akustischen Übertragungsstrecken. Die Adaption der Filterkoeffizienten der FIR-Filter führt zur Minimierung des im n -ten Zeitschritt vermessenen Momentanwerts des quadrierten Fehlers $e^2(n)$ am Ort der Fehlermikrophone. Die Aktualisierung der Filterkoeffizienten erfolgt durch die Anwendung der Methode des steilsten Abstieges, siehe [3], wobei das Sekundärstreckenmodell $\hat{\mathbf{S}}(z)$ auf das Referenzsignal $x(n)$ angewendet wird

$$\mathbf{w}(n+1) = \nu \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{x}'(n) e(n), \quad \text{wobei} \quad 0 < \nu \leq 1. \quad (1)$$

Gleichung (1) ist die allgemeine Form des „single-reference/multiple-output“ FxLMS-Algorithmus, ergänzt um einen „Leakage“ Faktor ν . Dieser begrenzt die Leistung des Ausgangssignals. Dadurch kann eine Übersteuerung der Gegenschallquellen vermieden werden. Der Konvergenzfaktor μ kennzeichnet die Schrittweite des Adaptionsprozesses. Weitere Details sind in [4] ausgeführt.

4. Aktive Lärminderung mit realen Fehlersensoren

Um die Obergrenze der im bestehenden Versuchsaufbau erzielbaren Lärminderung zu bestimmen, wurden in einem Vorversuch die Mikrophone des Kunstkopfes als Fehlersensoren verwendet. Die Anregung des Schallfeldes erfolgte tonal, mit den Terzbandmittenfrequenzen im Frequenzbereich $50\text{Hz} \leq f \leq 1,6\text{kHz}$. Für die Modellierung der Sekundärstrecken und die adaptive Filterung wurden jeweils vier Koeffizienten verwendet. Die im Vorversuch erreichten Pegelreduktionen sind in Bild 3 für das linke (KuKo L) und rechte (KuKo R) Mikrophon des Kunstkopfes dargestellt. Bild 4 (links) verdeutlicht die räumliche Verteilung des primären Schallfeldes bei einer Anregung mit $f = 100\text{Hz}$. Die Ausbildung der Ruhezone im Kopfbereich ist in Bild 4 (rechts) dargestellt. Diese erstreckt sich nahezu über das gesamte Kopfkissen und weist Pegelreduktionen von durchschnittlich 15dB auf.

Die Erhöhung der Anregungsfrequenz führt zur Verringerung der sich um die Fehlermikrophone ausbildenden Ruhezonen. Bild 5 illustriert diesen Effekt für eine Anregung mit bandbegrenztem weißen Rauschen im Frequenzbereich $50\text{Hz} \leq f \leq 1\text{kHz}$. Die Fehlermikrophone wurden mittels Stativen in unmittelbarer Ohrnähe platziert. Für die Modellierung der Sekundärstrecken und die adaptive Filterung wurden jeweils sechshundert Koeffizienten verwendet. Der Regelungserfolg betrug 8,2dB am linken und 9,1dB am rechten Fehlermikrophon.

5. Aktive Lärminderung mit verbesserten virtuellen Mikrofonen

Der oben erläuterte Algorithmus basiert auf der Verwendung realer Fehlermikrophone im Zielgebiet. Um jedoch den Schlafkomfort zu gewährleisten, können diese nicht in unmittelbarer Ohrnähe platziert werden. Daher dokumentiert die vorliegende Arbeit auch die Erprobung verbesserter virtueller Mikrophone. Diese erlauben es, den in der Matratze vermessenen Schalldruck auf die Ohrmikrophone des Kunstkopfes umzurechnen.

Die prinzipielle Funktionsweise eines virtuellen Mikrophons ist in Bild 6 dargestellt. Das reale Mikrophon befindet sich an der Stelle x , das virtuelle an der Stelle x_v . An beiden Orten setzt sich der komplexe Schalldruck für die Frequenz f aus dem Primär- und dem Sekundärschall zusammen

$$\underline{p}(x) = \underline{p}_{prim}(x) + \underline{Z}_{real}(if) \underline{q}_{sec} \quad (2)$$

$$\underline{p}(x_v) = \underline{p}_{prim}(x_v) + \underline{Z}_{virt}(if) \underline{q}_{sec} \quad (3)$$

Der Sekundärschall wird in (2) und (3) durch das Produkt aus komplexer Übertragungsfunktion (\underline{Z}_{real} bzw. \underline{Z}_{virt}) $- i$ kennzeichnet die imaginäre Einheit - und der Ansteuerung der Sekundärschallquelle \underline{q}_{sec} dargestellt. Für konstante Primärfelder kann die Umrechnung zwischen $\underline{p}_{prim}(x)$ und $\underline{p}_{prim}(x_v)$ mit Hilfe der Transmissibilität \underline{T} erfolgen

$$\underline{p}_{prim}(x_v) = \underline{T}(if) \underline{p}_{prim}(x). \quad (4)$$

Einsetzen von (4) in (3) und Elimination von $\underline{p}_{prim}(x)$ mit Hilfe von (2) führt auf die zur Umrechnung des an den realen Fehlermikrophonen in der Matratze gemessenen Schalldruckes auf die Ohren des Kunstkopfes benötigte Gleichung, die als zusätzliches Filter implementiert wurde

$$\underline{p}(x_v) = \underline{T}\underline{p}(x) - \underline{T}\underline{Z}_{real}\underline{q}_{sec} + \underline{Z}_{virt}\underline{q}_{sec}. \quad (5)$$

Gleichung (5) gestattet im Unterschied zu der in [5] für Rohrschallanwendungen vorgeschlagenen Methode die messtechnische Erfassung des Primärschalls am Ort des virtuellen Mikrophons für räumliche Problemstellungen im Echtzeitbetrieb. Im Unterschied zu [5] wird ebenfalls berücksichtigt, dass im Allgemeinen nicht identische Filter zur Umrechnung des Primär- und Sekundärschallfeldes erforderlich sind, da sich Primär- und Sekundärquellen nicht nur in der räumlichen Einkopplung in das akustische Feld sondern auch in ihren elektro-vibro-akustischen Eigenschaften unterscheiden.

Wird vorausgesetzt, dass der Primärschalldruck am Ort des realen Sensors und am Ort des virtuellen Mikrophons identisch sind ($\underline{T} \approx 1$), vereinfacht sich (5) zu der in [2] angegebenen Formulierung, deren Anwendung jedoch nur für hinreichend kleine Abstände zwischen realem und virtuellem Mikrophon statthaft ist

$$\underline{p}(x_v) \approx \underline{p}(x) - (\underline{Z}_{real} - \underline{Z}_{virt})\underline{q}_{sec}. \quad (6)$$

Um die Wirksamkeit einer aktiven Lärminderung mit virtuellen Mikrophonen zu analysieren, wurden drei Versuchsreihen durchgeführt. In diesen wurde jeweils die Reduktion des an den Ohren des Kunstkopfes vermessenen Schalldruckes infolge der Regelung mit (A) den Mikrophonen in der Matratze, (B) vereinfachten virtuellen Mikrophonen nach Gleichung (6) und (C) verbesserten virtuellen Mikrophonen nach Gleichung (5) bestimmt. Das unregelte Schallfeld wies tonale Störungen von jeweils 90 dB auf. Für die Modellierung der Sekundärstrecken \underline{Z}_{real} und \underline{Z}_{virt} sowie der Transmissibilität \underline{T} wurden stets vier Filterkoeffizienten verwendet.

Bild 7 dokumentiert die deutliche Verschlechterung des Regelungserfolges am Kunstkopf im Frequenzbereich von 50 Hz bis 160 KHz bei Verwendung der in die Matratze integrierten Mikrophone. Weiterhin belegen die in Bild 7 dargestellten Ergebnisse, dass eine aktive Maßnahme die Ausgangssituation sogar verschlechtert, wenn die Fehlersignale nicht im Zielgebiet – im vorliegenden Fall sind dies die Ohren des Kunstkopfes – vermessen werden.

Bild 8 verdeutlicht, dass dieses Problem auch nicht durch den Einsatz vereinfachter virtueller Mikrophone gelöst werden kann. Vielmehr treten bei der Anwendung dieses Ansatzes bereits ab 125 Hz ungewünschte Erhöhungen der initialen Lärmbelastung auf, die insbesondere mit nahezu 20 dB am rechten Ohr des Kunstkopfes bei einer Anregung mit 315 Hz nicht zu tolerieren sind.

Die Anwendung einer auf Gleichung (5) basierenden virtuellen Regelung verbessert den Regelungserfolg merklich, siehe Bild 8, da sowohl die Lokalisierung des Schallfeldes als auch die Amplituden- und Phasenunterschiede zwischen realen und virtuellen Sensoren infolge der akustischen und mechanischen Übertragungstrecken (Kopfkissen und Matratze) berücksichtigt werden. Die in Bild 8 dargestellten Ergebnisse verdeutlichen, dass bei verbesserter virtueller Regelung auch noch bei 250 Hz eine signifikante Lärmreduktion an den Ohren des Kunstkopfes erreicht wird. Weiterhin übertreffen die bei Anwendung dieser Methode erzielten Pegelreduktionen im Frequenzband von 63 Hz bis 250 Hz die der Versuchsreihen A und B. Unerwünschte Pegelerhöhungen treten nur bei Anregung mit 315 Hz und 400 Hz auf. Diese fallen mit maximal 7 dB jedoch deutlich geringer aus, als in den Versuchsreihen A und B. Die im Vorversuch für den bestehenden Aufbau ermittelten Obergrenzen werden aber auch bei der Anwendung verbesserter virtueller Mikrophone nicht erreicht. Dies ist durch Approximationsfehler bei der Berechnung der Fehlersignale an den Ohren des Kunstkopfes bedingt.

5. Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurden Ergebnisse zur aktiven Lärminderung in Schlafräumen vorgestellt, die belegen, dass eine adaptive Regelung die Lärmbelastung im Kopfbereich einer ruhenden Person signifikant zu senken vermag. Um den Schlafkomfort in geplanten Anwendungen gewährleisten zu können, bietet sich die Verwendung verbesserter virtueller Mikrophone an. Die experimentellen Untersuchungen ergeben, dass deren Einsatz, insbesondere im tieffrequenten Bereich, zufriedenstellende Reduktionen der initialen Lärmbelastung, auch bei verdeckten realen Sensoren, ermöglicht.

Danksagung

Die Autoren bedanken sich bei der Deutschen Bundesstiftung Umwelt (DBU) für die Förderung dieses Forschungsvorhabens.

Referenzen

- [1] Diaz, J.; Egana, J. M.; Vinolas, J.: A local active noise control system based on a virtual microphone technique for railway sleeping vehicle applications. *Mechanical Systems and signal processing* 20 (8), 2259-2276, 2006.
- [2] Garcia-Bonito, J.; Elliott, S. J.; Boucher, C. C: Generation of zones of quiet using a virtual microphone arrangement. *J. Acoust. Soc. Am.* 101 (6), 3498-3516, 1997.
- [3] Kuo, S. M.; Morgan, D. R.: *Active noise control systems: algorithms and DSP implementations*. New York, Wiley, 1996.
- [4] Sommer, J.; Kletschkowski, T.; Sachau, D.: First Investigations on Active Noise Control Applied to Day-beds. 13th Int. Congress on Sound and Vibration, Wien, 2006.
- [5] Petersen, D.; Zander, A. C.; Cazzolato, B. S.; Hansen, C. H: Optimal virtual sensing for active noise control in a rigid-walled acoustic duct. *J. Acoust. Soc. Am.* 118 (5), 3086-3093, 2005.

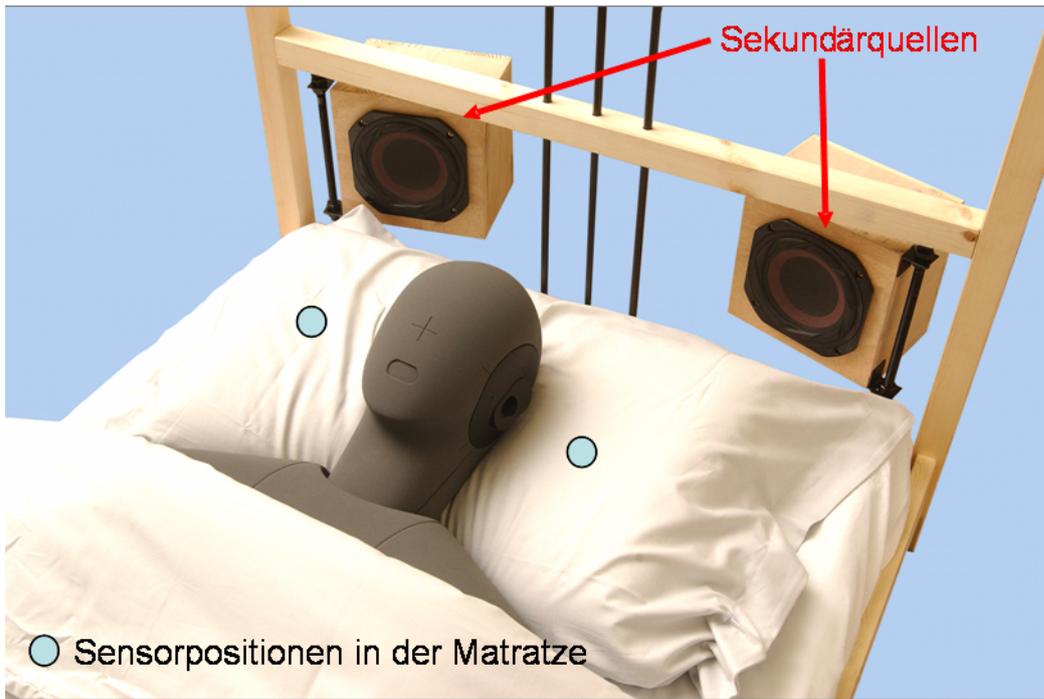


Bild 1: Versuchsaufbau

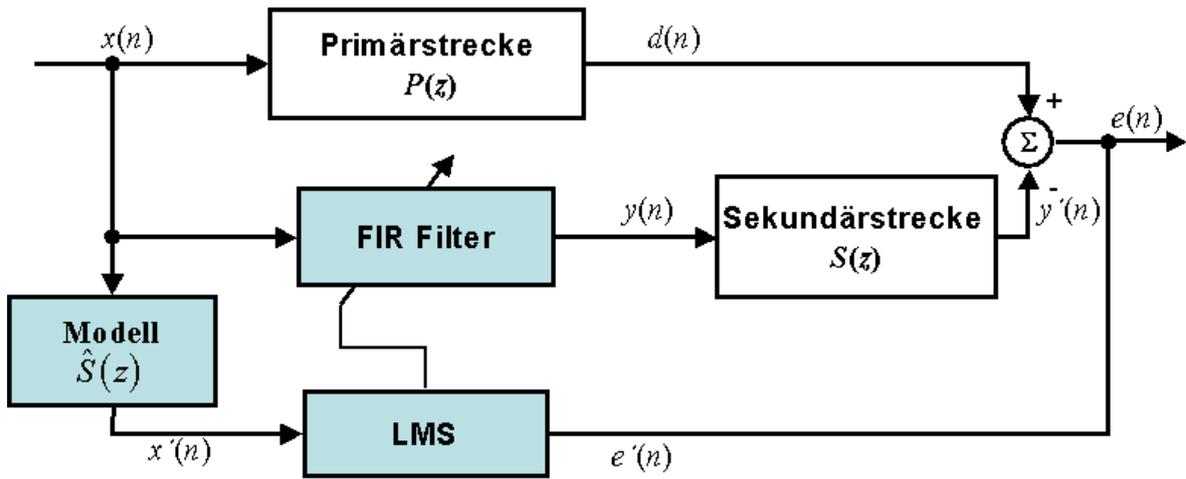


Bild 2: Signalflussbild zur adaptiven Vorwärtsführung

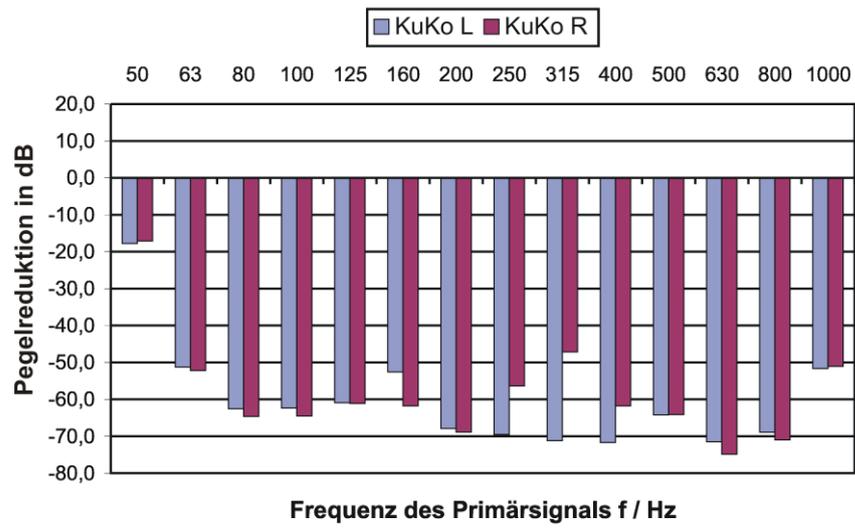


Bild 3: Lärminderung am Kunstkopf bei Verwendung der Kunstkopfmikrophone



Bild 4: Primärfeld (links) und Ruhezone bei Anregung mit 100Hz (Punktabstand 10cm)

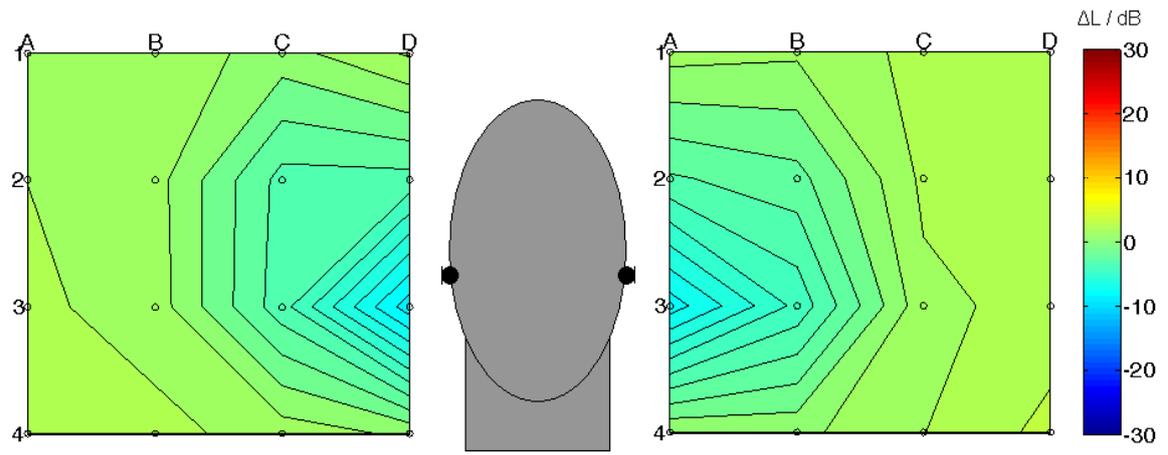


Bild 5: Ruhezone bei Anregung mit bandbegrenztem Rauschen (Punktabstand 10cm)

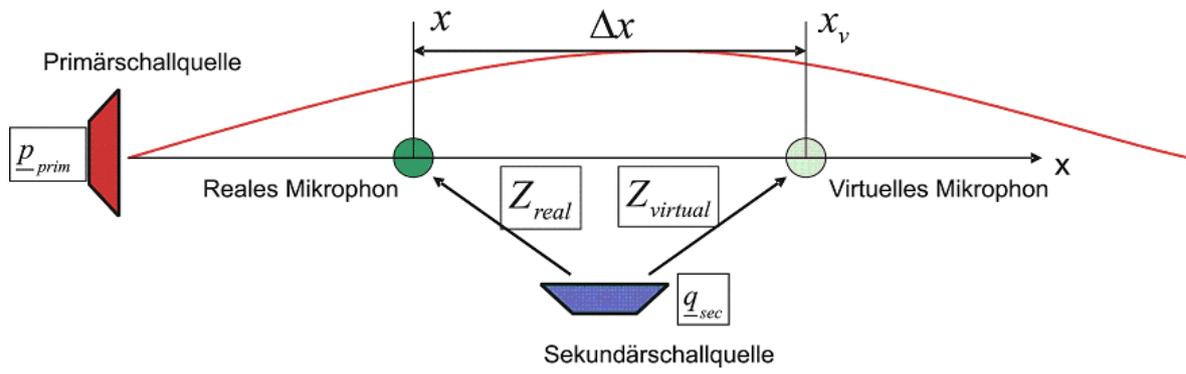


Bild 6: Funktionsprinzip eines virtuellen Mikrophons

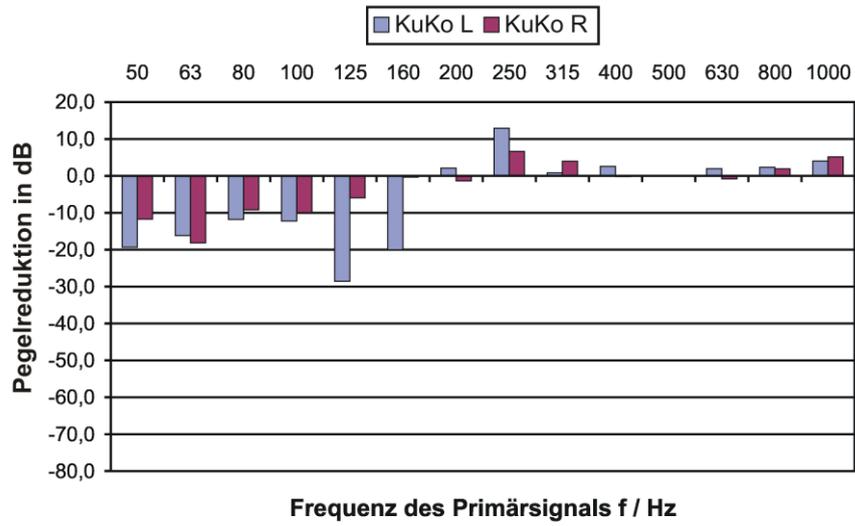


Bild 7: Lärminderung am Kunstkopf bei Verwendung von Mikrofonen in der Matratze

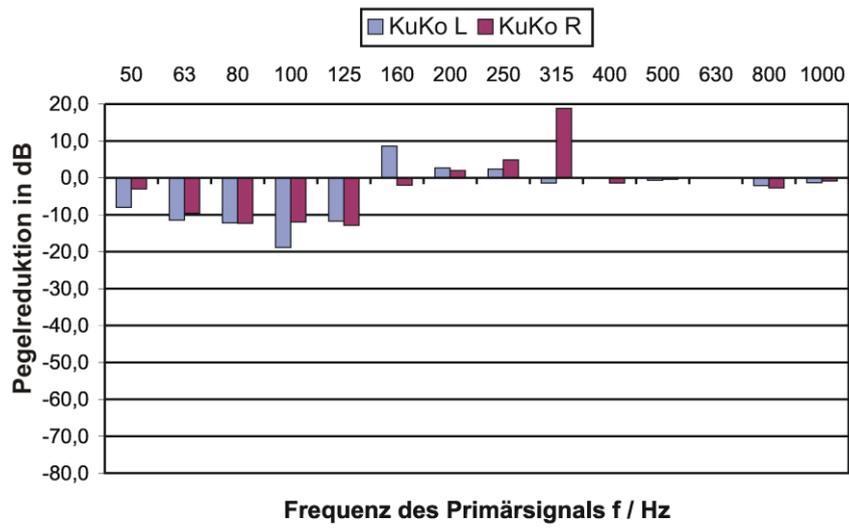


Bild 8: Lärminderung am Kunstkopf bei Verwendung vereinfachter virtueller Mikrophone

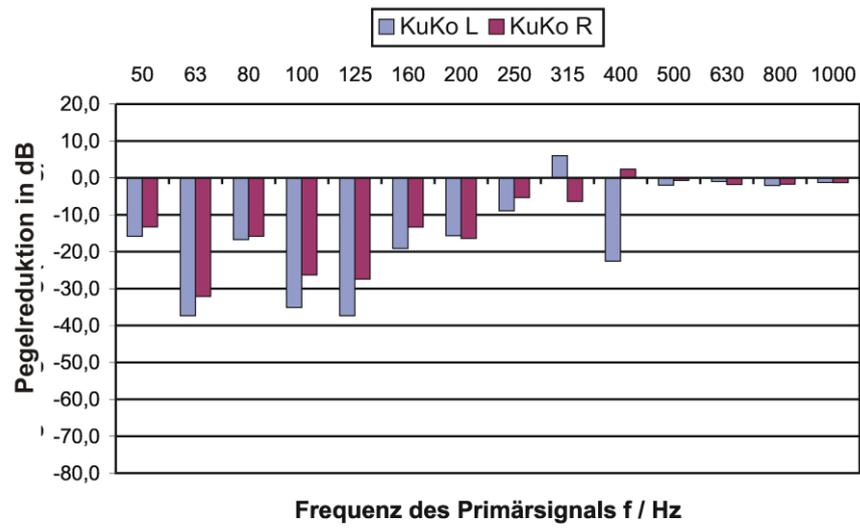
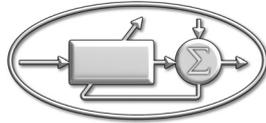


Bild 9: Lärminderung am Kunstkopf bei Verwendung verbesserter virtueller Mikrophone



Active Noise and Vibration Control Methods

Krakow - Krasiczyn, Poland
June, 11 - 14, 2007
www.vibrationcontrol.pl

ACTIVE NOISE CONTROL APPLIED TO DAYBEDS

Delf SACHAU¹, Thomas KLETSCHKOWSKI²

Professorship for Mechatronics

Helmut-Schmidt-University/University of the Federal Armed Forces Hamburg
Hamburg, Germany, ¹sachau@hsuhh.de, ²klentsch@hsuhh.de

Keywords: Active Noise Control, FxLMS-Algorithm, Daybed

1. Introduction

Increasing industrialisation leads to growing noise exposure. Noise can not only make a person deaf at exposures of over 86 dB(A), but it also acts as a factor for stress and can raise systolic blood pressure. Additionally, it can be a factor in work accidents, both by masking warning signals, and by impeding concentration. According to German law, noise is regarded as a form of environmental pollution [1]. An aspect of particular importance is noise that keeps a person off from restorative sleep. In order to reduce an unwanted noise pollution, passive as well as active methods can be applied.

Most passive noise reduction techniques are based on dissipating the sound energy. Therefore, the sound is transferred into porous media. Due to the friction between the air particles and the porous media the kinetic energy is transformed into heat. Passive sound insulation techniques are successfully used for the reduction of high frequency noise ($f > 1$ kHz). However, due to the required amount of sound absorbing material, passive methods can not be applied to reduce the sound pressure level (SPL) in small enclosures at low frequencies.

The application of active noise control (ANC) offers the possibility to reduce the disturbing noise of a primary acoustic source by a secondary source through destructive interference. The idea was patented in the thirties-years of the past century [5]. Today this method is well established and has been applied to several applications in the low frequency range ($f < 1$ kHz) as shown in [6]. Typical examples are the application of active noise systems (ANS) to headrests as presented in [3], [7]-[8].

In contrast to these approaches that have been successfully applied to generate a relatively small zone of quiet around the passenger's ears, the paper presents results of first experimental investigations on ANC applied to daybeds. The motivation for this

arises i.e. from the request to sleep with open windows even in areas with a high volume of traffic. The goal is to create a local zone of silence around the head of a person lying on a bed or daybed. The dimension of such a zone should equal the shoulder length of a person and is therefore of medium size compared to the zone of quiet that has to be generated by an active headrest.

The idea is basically similar to other workings which are described i.e. in [2]. But the long-term objective of this work is to develop a simple, small, portable, and highly effective ANC system to be utilized in a multitude of situations with various noise exposures.

The paper is based on a previous publication [9], and structured in five parts. The first one describes the experimental setup that has been used for the investigations. The second one explains the control strategy. The experimental results are discussed in the third and the fourth part of the paper. A short summary is given in the last section.

2. Experimental set-up

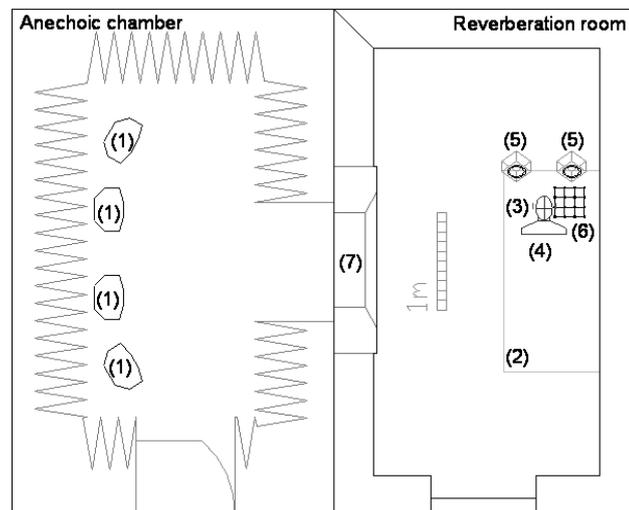


Fig. 1. Experimental setup [9]

Figure 1 displays the transmission test system, which has been used to simulate a bedroom with an open window. The primary noise is generated inside the anechoic chamber with electro-dynamical loudspeakers (1) (type: PAB 515/BL). In the reverberation room two error microphones (3) (type: B&K 4188) have been installed next to a dummy head microphone (4) (type: HMS III.0) that has been placed on a daybed (2). Two small self-made speaker systems (5) have been positioned above the dummy head to generate the anti-noise. An additional microphone array (6) with 24 microphones (type: B&K 4935) has been used to measure the sound pressure level (SPL) around the dummy head. The transmission port (7) represents the open window. A multi-channel FFT-analyzer (type: B&K 3560-B) has been used for the measurements.

The sensors of the microphone array have formed a 4x4 grid with a constant row- and column spacing of 100 mm. Each secondary speaker consists of a 6 inch driver mounted in an enclosure with a volume of only 4 liters and represents an attempt to achieve a high output at low frequencies with a compact box. For the signal processing task an RTI1103 system from dSPACE has been used. It is equipped with a PowerPC processor running at 1 GHz and multiple fast A/D- and D/A-converters (hardware latency $\approx 5 \mu\text{s}$). Furthermore, several analogue high- and low-pass filters respectively (type: Kemo VBF21) and a multi-channel microphone preamplifier (type: B&K 2695) have been applied.

3. Control algorithm

The computation of the drive signals for the secondary sound sources has been performed with a matrix implementation of the multi-channel FxLMS algorithm with adaptive FIR-filters, which is described in great detail i.e. in [6]. Actual work also includes the investigation of newer and maybe more suitable algorithms, but due to the stability and robustness, the famous and widely-used approach of Widrow has been applied. The implementation is based on the multi-channel controller that has been applied for optimized active noise control in semi-closed interiors [4]. Figure 2 shows the top-level Simulink model of the associated control algorithm. The denomination of the signal paths refers to the nomenclature used in [6].

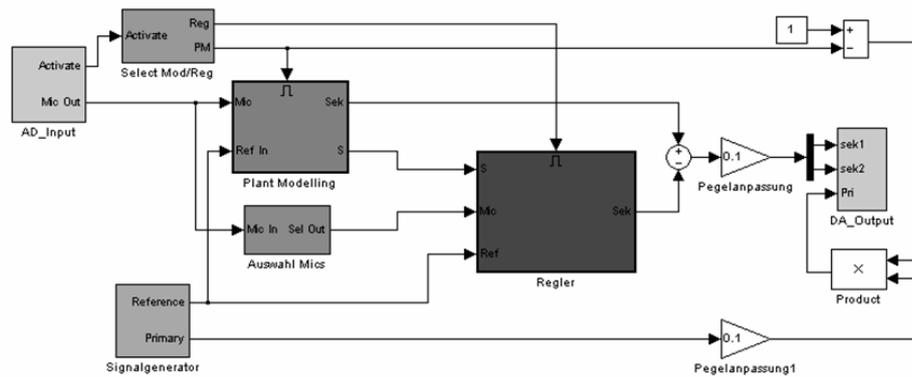


Fig. 2. Block diagram of control algorithm [9]

Access to the physical in- and outputs of the dSPACE hardware is provided via AD_Input and DA_Output respectively. The operations for the underlying FxLMS algorithm are implemented in the Control subsystem and the estimation of the secondary paths takes place in the Plant Modelling block. These subsystems are activated and deactivated respectively with the Select Mod/Reg block. This block also implements an interruption of the active control by pressing an external button to allow A/B-comparisons of the ANC system by real test persons. The primary noise signal, which is at this point also the reference signal for the controller, is generated in the Signal Generator subsystem.

Depending on the actual experiment either a single sinus signal or band-limited white noise can be used as stimulus. The Select Mics block allows to select the error signals to be utilized by the control algorithm.

Table 1 specifies some important parameters that have been used for adaptive control. Values put in parentheses are valid for experiments with broadband excitation. In this case a much higher filter order has been necessary to exactly adapt the signal form. This led to a significant increase of the required calculating capacity. Therefore, the maximum number of error sensors has been limited to 2 for the broadband case.

Table 1: Controller parameters

Parameter	(Start-) Value	
Maximum number of error sensors	4 (2)	
Maximum number of secondary actuators	2	
Sampling Frequency	4 kHz	
Convergence factor for Plant Modelling (PM) and Control (C)	PM	0,01
	C	0,01
Number of coefficients of the adaptive filters for Plant Modelling (PM) and Control (C)	PM	4 (600)
	C	4 (600)
Leakage factor	1	

4. Active noise control at single frequencies

The preliminary test series has been carried out mainly to identify an upper cut-off frequency for the broadband control task. The performance of the ANC system has been successively measured for the ISO centre frequencies of the third octave bands between 50 Hz and 1.6 kHz. The uncontrolled SPL has always been adjusted to a minimum value of 75 dB at the dummy head microphone.

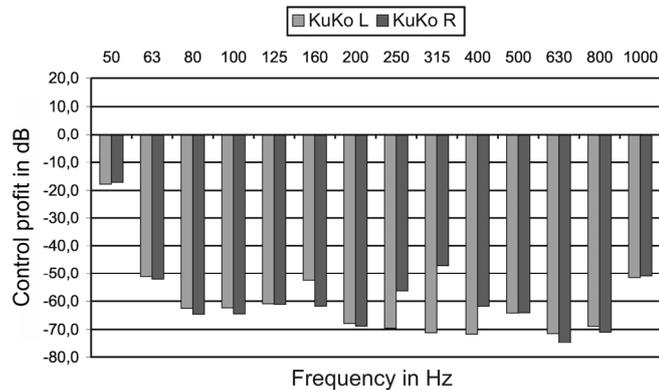


Fig. 3. Control profit at the dummy head microphone for tonal excitation

A test run has been rated as successful if the SPL at the corresponding frequency has been reduced by at least 10 dB at both “ears” of the dummy head when ANC has been applied. This has been achieved for every tested frequency between 63 Hz and 1 kHz. The mean noise reduction in this frequency range has been 24 dB at the left ear and 21 dB at the right ear.

The results of such a test that gives the upper limit for the achievable noise reduction are shown in Fig. 3. The beams represent the reduction the error signals at the left/right ear of the dummy head. They are labeled using the abbreviation KuKo L/KuKo R. Due to the frequency response of the secondary sound sources, the control profit is lowered at 50 Hz.

5. Broadband control of sound

Tonal or multi-tonal noise covers only a small fraction of the possible applications for this ANC system. Therefore, experiments with band-limited white noise have also carried out. Due to the results of the single frequency tests, four different band limits have been chosen for the noise signal.

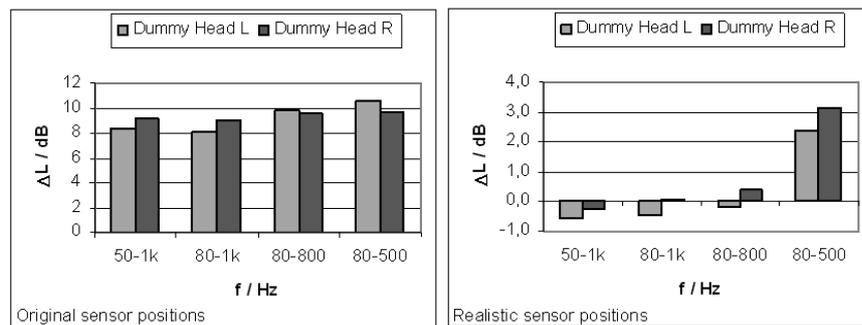


Fig. 4. Control profit at the dummy head microphone for broadband excitation [9]

Figure 4 shows the overall noise reduction at the dummy head microphone for the respective excitation. The uncontrolled SPL has again been adjusted to a minimum value of 75 dB. The left diagram depicts the measurement results for the original positions of the error microphones – very close to the dummy head – as described above. But as the realization of such positions poses a very big challenge under real-life conditions, the experiments are repeated with the sensors moved to a virtual heading section of the daybed, approximately 200 mm above the original positions. The results of these measurements are presented in the right diagram.

For the original sensor locations the noise reduction varies between 8.1 and 10.6 dB at the left ear, and between 9.1 and 9.7 dB at the right ear of the dummy head (a decrease in SPL of 10 dB is sensed as about half of the original volume). It is noteworthy, that there is just a slight increase in noise reduction if the bandwidth of the primary signal is narrowed.

This can be explained by means of the auto-spectra of the dummy head microphone signals. An example is displayed in figure 5 for an excitation between 50 and 1000 Hz. It shows that for the uncontrolled case (upper graph) the frequency components with the

highest SPL are found below 600 Hz. For the controlled case (lower graph) a common reduction in SPL up to 1 kHz is measured.

A higher total attenuation has not been achieved because of individual peaks which have also been located below 600 Hz. These peaks originate from the layout of the secondary loudspeakers and the error microphones, which results in adverse transfer behaviour at these frequencies. And due to their position on the frequency axis a decreased bandwidth cannot significantly improve the control profit.

For the new sensor positions there is virtually no noise reduction at the dummy head any more. Only for an excitation between 80 and 500 Hz a slight attenuation of 2.4 dB at the left ear and 3.1 dB at the right ear could be measured as shown in figure 4. Of course, this has been caused by the increased distance between the error sensors and the dummy head.

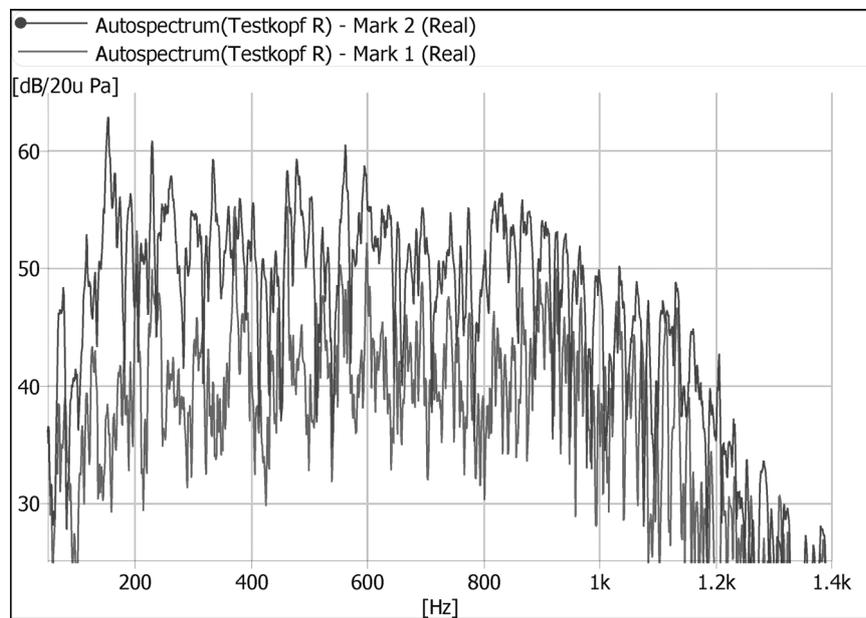


Fig. 5. Auto-spectra of the dummy head microphone signals [9]

The preceding results have been confirmed by the measurements with the microphone array. The results are shown in Figure 6. It contains some contour plots that have been extracted from these measurements. They represent the course of the SPL next to the right ear of the dummy head (excitation bandwidth: 50-1000 Hz). Especially (c) and (f) clearly show a part of the noise reduced areas around the error sensors – the right error microphone has been situated next to array microphone A3 and A1 respectively for the different setups. A3 has also been located next to the right ear of the dummy head and for the new error sensor positions the zone of silence simply does not reach the dummy head.

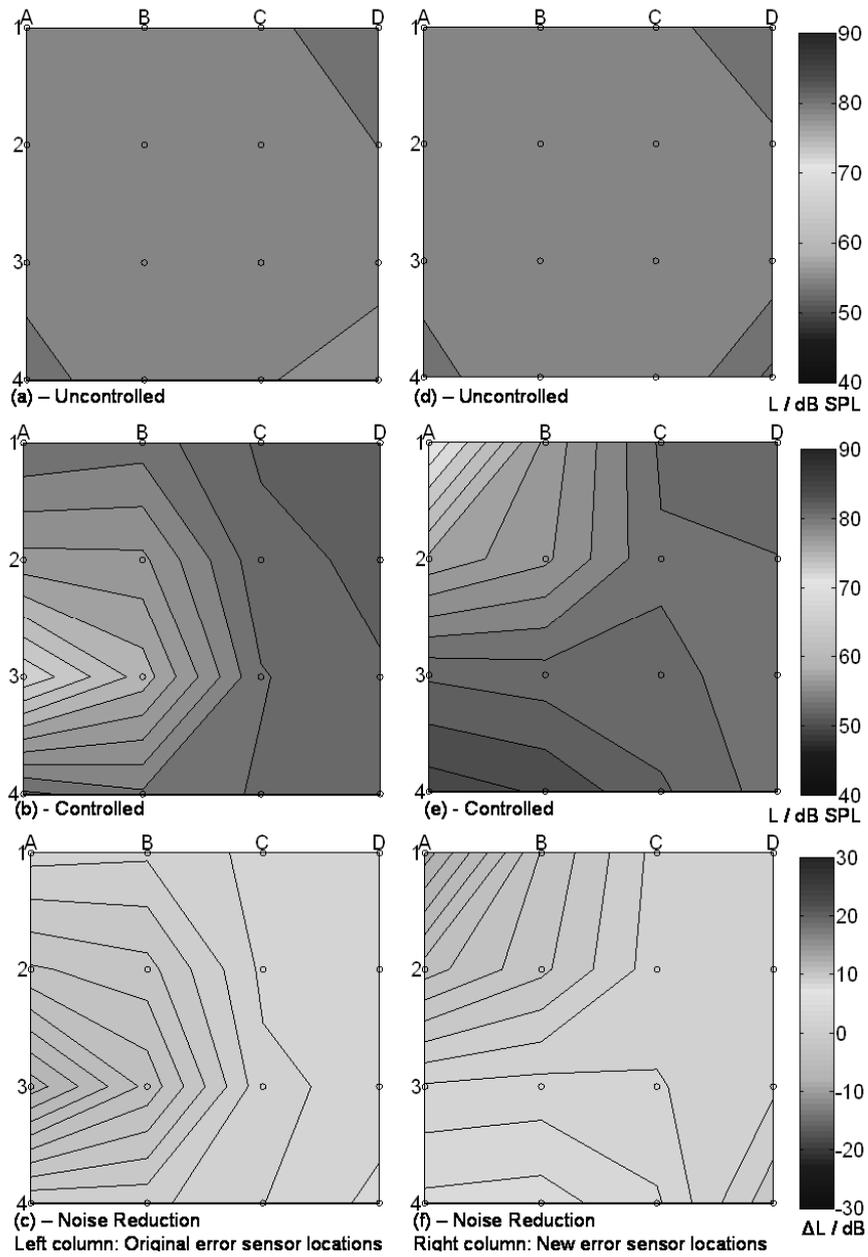


Fig. 6. SPL contour plots on the right side of the dummy head [9]

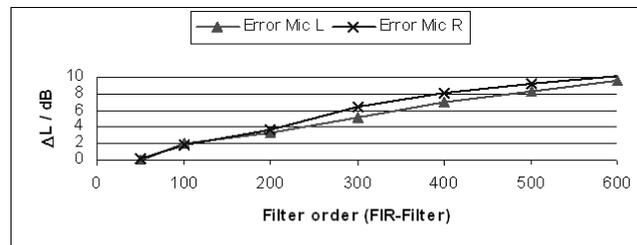


Fig. 7. Influence of the filter length on the controller performance [9]

An aspect that shall only be covered shortly is the impact of the filter order on the controller performance. Regarding the computational demands a small filter length is preferable. But at the same time a higher order is required for an improved spectral resolution of the filter. Figure 7 shows a quasi linear increase in noise reduction for a rising order of each adaptive FIR-filter (4 for the plant modeling stage, 2 for the control stage) within the investigated range.

6. Summary

First investigations on the application of ANC to daybeds have been presented. An ANC system with two error microphones and two secondary loudspeakers has been installed in a test rig to achieve local noise reduction around a dummy head microphone that has been placed on a daybed. The drive signals for the canceling speakers are computed using the FxLMS algorithm.

Tonal noise has been used to specify a reasonable upper cut-off frequency for the ANC task under the present boundary conditions. Between 63 Hz and 1 kHz the noise reduction at the dummy head always exceeds 10 dB (> 20 dB on average). However, drawbacks can arise above 400 Hz. Above this frequency the SPL is increased in the proximity of the dummy head when ANC is applied.

Experiments with band-limited white noise show a control profit of 8 to 10 dB that is only slightly dependant on the excitation bandwidth. Virtually no repercussions are observed. But if the error sensors are moved to a position where they do not handicap a movement of the head the remaining noise reduction at the dummy head is only 3 dB below 500 Hz. The presented ANC system enables a local noise reduction of -10 dB for tonal and broadband primary noise in the frequency range below 1 kHz. To achieve this performance, the error signals have to be sensed very close to the ears of the person lying on the daybed.

Acknowledgement

The authors acknowledge the support of the Deutsche Bundesstiftung Umwelt (DBU).

References

- [1] N. N.: *Gesetz zum Schutz vor schädlichen Umwelteinwirkungen durch Luftverunreinigungen, Geräusche, Erschütterungen und ähnliche Vorgänge (Bundes-Immissionsschutzgesetz - BImSchG)*. Germany, 2002.

- [2] Diaz J., Egana J. M., Vinolas J.: *A local active noise control system based on a virtual-microphone technique for railway sleeping vehicle applications*. Mechanical systems and signal processing, Vol. 20 (8), 2006, pp. 2259-2276
- [3] Elliott S. J., Jones M.: *An active headrest for personal audio*. J. Acoust. Soc. Am., Vol 119 (5), 2006, pp. 2702-2709
- [4] Gerner C.: *Optimale aktive Geräuschreduzierung in Flugzeugkabinen für hohe tonale Lärmpegel*. Dissertation, Helmut-Schmidt-University/University of the Federal Armed Forces Hamburg, Hamburg, 2005
- [5] Lueg P.: *Verfahren zur Dämpfung von Schallschwingungen*. German patent 655508, 1933, Germany
- [6] Kou M. S., Morgan D. R.: *Active noise control systems – Algorithms and DSP Implementations*. New York, John Wiley & Sons Inc., 1996
- [7] Pawelczyk M.: *Polynomial approach to design of feedbackvirtual-microphone active noise control*. 13th Int. Congress on Sound and Vibration 2006, Vienna, Austria, 2006
- [8] Rafaely B., Elliott S. J., Garcia-Bonito J.: *Broadband performance of an active headrest*. J. Acoust. Soc. Am., Vol. 116 (2), 1999, pp. 787-793
- [9] Sommer J., Kletschkowski T., Sachau, D.: *First investigations on active noise control applied to daybeds*. 13th Int. Congress on Sound and Vibration, Vienna, Austria, 2006

Active Lärminderung

DBU – Wir fördern Innovationen

Die Deutsche Bundesstiftung Umwelt (DBU) ist eine der größten Stiftungen in Europa. Sie fördert innovative beispielhafte Projekte zum Umweltschutz. Die DBU unterstützt Projekte aus den Bereichen Umwelttechnik, Umweltforschung und Naturschutz, Umweltkommunikation sowie Umwelt und Kulturgüter.



Allgemeine Voraussetzungen für eine Förderung sind die folgenden drei Kriterien:

- Innovation
- Modellcharakter
- Umweltentlastung

Die Deutsche Bundesstiftung Umwelt setzt bei ihrer Förderungstätigkeit insbesondere auf den produkt- und produktionsintegrierten Umweltschutz. Im Mittelpunkt der Förderung stehen kleine und mittlere Unternehmen.

Herausgeber
Deutsche Bundesstiftung Umwelt
An der Bornau 2
49090 Osnabrück
Telefon 0541 9633-0
www.dbu.de

Englische Zusammenfassung
Antoinette Bismark (ZUK)

Gestaltung
Christina Nieporfte (ZUK)

Verantwortlich
Dr. Markus Große Ophoff

Druck
Steinbacher Druck GmbH, Osnabrück

Text und Redaktion
Stefan Rümmele
Zentrum für Umweltkommunikation der DBU gGmbH (ZUK)

Ausgabe
24483-23|07

Gedruckt mit ÖkoPUS-Druckfarben ohne Mineralöle auf einem Papier das zu 100% aus Altpapier hergestellt wurde.



Deutsche Bundesstiftung Umwelt



Deutsche Bundesstiftung Umwelt

We encourage innovation:

Active Noise Control

Airborne sound consists of air pressure fluctuations, that spread undulating. If soundwaves confluence one on top of the other, the sonic change pressure $p(t)$ accumulates. If two soundwaves of the frequency f have the same sonic change pressure, it doubles (constructive interference). The interference sound can be annihilated with a homogeneous, though oppositely charged wave (destructive interference). The air molecules stay put and everything is silent. Since sound spreads not only in one direction, zones of constructive and destructive interference are built simultaneously (see illustration).

Successful control of tonal interference sound

The success of an active noise control is measured at a demonstrator with help of an artificial head. Thereby, two microphones which are integrated in a mattress are used to the left and right below of artificial head ears and two mutual sonic loudspeakers in the heading section. The measurements document the successful control at tonal interference sound (100 Hz).

Faxantwort Telefax 0541|9633-190

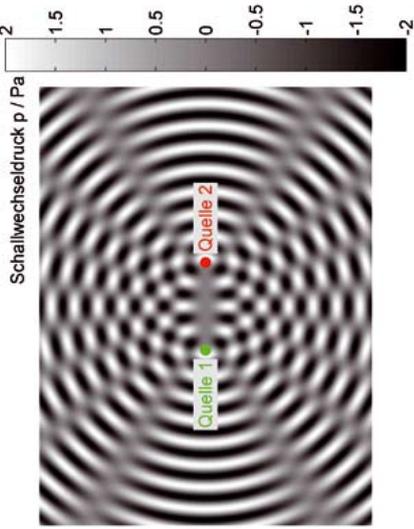
Name	
Vorname	
Firma	
Anschrift	
Telefon	Telefax
E-Mail	

Zu welcher Zielgruppe würden Sie sich zählen?

- bitte ankreuzen*
- Politik/Verwaltung
 - Forschung/Hochschule
 - Wirtschaft/Unternehmen
 - Bildungseinrichtung
 - Mitarbeiterzahl
 - Umweltverband
 - Medien
 - sonstige
 - Privat

Ich möchte mit Ihnen in Kontakt bleiben und habe Interesse an Informationen über die Deutsche Bundesstiftung Umwelt

- Förderleitlinien/Informationen zur Antragstellung
- Aktuelle CD-ROM mit Förderleitlinien, Projektdatenbank, Jahresbericht etc.
- Aktueller Jahresbericht (einmalig)
- Jahresbericht (regelmäßige Zusendung)
- Monatlich erscheinender Newsletter DBU aktuell per Post per E-Mail
- Kurzinformationen zur DBU und zum ZUK
- Informationen zum Deutschen Umweltpreis
- Publikationsliste der Deutschen Bundesstiftung Umwelt
- Informationen zur internationalen Förderfähigkeit der DBU (in englischer Sprache)
- Informationen zu den Stipendienprogrammen der DBU
- Informationen zu Ausstellungen im ZUK
- Einladungen zu Veranstaltungen im ZUK



Die Abbildung zeigt das zweidimensionale Interferenzmuster, das zwei Punktquellen erzeugen, die bei gleicher Frequenz und Phase mit einer Amplitude von 1 Pa (Pascal) sinusförmig pulsieren.

Aktive Lärminderung

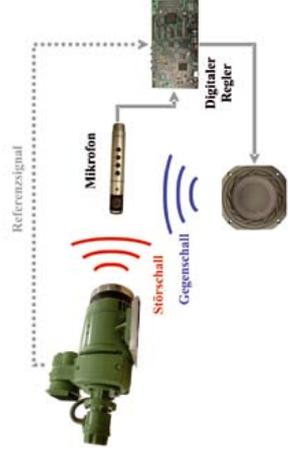
Luftschaall besteht aus Luftdruckschwankungen, die sich wellenförmig ausbreiten. Treffen Schallwellen aufeinander, summiert sich der Schalldruck $p(t)$. Haben hierbei zwei Schallwellen der Frequenz f den gleichen Schalldruck, verdoppelt sich dieser (konstruktive Interferenz). Eine Schallwelle (Störschall) kann mit einer gleichartigen, aber entgegengesetzten Welle (Gegenschall) ausgelöscht werden (destruktive Interferenz).

Die Luftmoleküle bleiben in diesem Fall an Ort und Stelle, es herrscht Stille. Da sich Schall nicht nur in eine Raumrichtung ausbreitet, entstehen gleichzeitig Zonen konstruktiver und destruktiver Interferenz (siehe Bild).

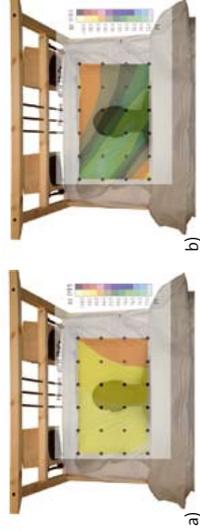
Prinzip bereits 1936 dokumentiert

Bereits im Jahr 1936 hat der deutsche Physiker Paul Lueg das Prinzip der aktiven Lärminderung (engl. active noise cancellation, ANC) veranschaulicht.

Ab Mitte der 1980er Jahre wurde das von Lueg patentierte Prinzip mit dem Einsatz digitaler Regler wieder belebt. Rechnerbasierte Systeme sind in der Lage, die Ansteuerungssignale in Echtzeit zu berechnen. Zusätzlich können auch Referenzsignale für die Regelung herangezogen werden. Dies ist beispielsweise die Drehzahl eines Motors.



Schaltskizze eines ANC-Systems



Die Abbildung dokumentiert den Regelungserfolg bei tonalem Störschall (siehe Text).

Regelungserfolg bei tonalem Störschall

Der Erfolg einer aktiven Lärminderung wird am Demonstrator mit Hilfe eines Kunstkopfes von Mitarbeitern des Instituts für Mechatronik (Fachbereich Maschinenbau) an der Helmut-Schmidt-Universität Hamburg vermessen. Hierfür werden zwei in die Matratze integrierte Mikrofone links und rechts unterhalb der Kunstkopf-Ohren und zwei Gegenschalllautsprecher im Kopfteil verwendet (siehe Titelbild). Die Abbildungen a) und b) dokumentieren den Regelungserfolg bei tonalem Störschall (100 Hz) anhand einer Schallfeldkarte auf der Ebene des Kopfkissens. Teilbild a) zeigt das ungereregte Schallfeld, die gelben Farbtöne repräsentieren Schallpegel von bis zu 90 dB.

Nach Aktivierung des ANC-Systems b) wird der Lärm im Ohrbereich um bis zu 20 dB reduziert, was subjektiv als nahezu vollständige Auslöschung der Störung empfunden wird.



Universität der Bundeswehr Hamburg

Projektthema
Aktive Lärminderung

Projektdurchführung
Helmut-Schmidt-Universität /
Universität der Bundeswehr Hamburg
Institut für Mechatronik
Fachbereich Maschinenbau
Prof. Dr. Delf Sachau
22043 Hamburg
Telefon 040|6541-2746
Telefax 040|6541-2996
sachau@hsu-hh.de

AZ 24483

Active Noise Reduction in Bedrooms

Prof. Dr.-Ing. Delf Sachau, Dr.-Ing. Thomas Kletschkowski and Dipl.-Ing. Kay Kochan

Helmut-Schmidt-University/University of the Federal Armed Forces Hamburg, Mechatronics,
Holstenhofweg 85, D-22043 Hamburg, Germany

sachau@hsu-hh.de, kletsch@hsu-hh.de, kay.kochan@hsu-hh.de

Nomenclature

$\mathbf{a}(n)$	$((M-1) \times 1)$ column matrix, first row of $\mathbf{X}^{(i)}(n)$
$\mathbf{b}(n)$	$((M-1) \times 1)$ column matrix, last row of $\mathbf{X}^{(i)}(n)$
P	Plant – impulse response between the reference signal and the desired signal $d(n)$
$\mathbf{e}(n)$	$(N_e \times 1)$ column matrix containing the error signals $e_k(n)$
$\mathbf{e}^{(j)}(n)$	$(M \times 1)$ column matrix containing the j -th filtered error signals
$\bar{\mathbf{e}}^{(j)}(n)$	First $M-1$ elements of the j -th filtered error matrix $\mathbf{e}^{(j)}(n)$
$e^{(j)}(n)$	last element of the j -th filtered error matrix $\mathbf{e}^{(j)}(n)$ at discrete time step n
$\Delta \mathbf{e}^{(j)}(n)$	$(M \times 1)$ column matrix containing the increments of the filtered error signal matrix
f, f_s	Frequency, sampling frequency
i, j, k, m	Running indices
$\mathbf{H}(n)$	$(MN_e \times N_y)$ secondary path impulse response matrix
$\mathbf{h}^{(j,k)}(n)$	$(M \times 1)$ impulse response between j -th controller and k -th error signal with $h_m^{(j,k)}(n)$
L, M	Adaptive filter length of the controller, filter length for secondary path model
N_e, N_x, N_y	Number of error sensors, reference signals, and canceling loudspeakers
n	n -th discrete time step
$\mathbf{r}(n)$	$((M-1) \times 1)$ column matrix used for recursive update of the filtered reference signal
$\mathbf{w}^{(i,j)}(n), \hat{\mathbf{w}}^{(i,j)}(n)$	$(L \times 1)$ column matrix containing the filter weights $w_l^{(i,j)}(n)$ for j -th adaptive controller according to the i -th reference signal, $(L \times 1)$ column matrix containing the auxiliary filter weights $\hat{w}_l^{(i,j)}(n)$ for j -th adaptive controller according to the i -th reference signal
$\mathbf{x}^{(i)}(n)$	$(L \times 1)$ column matrix containing the buffered i -th reference signal $x^{(i)}(n)$
$\mathbf{x}_k^{(i,j)}(n)$	$(L \times 1)$ column matrix containing the buffered i -th filtered reference signal $x_k^{(i,j)}(n)$
$\mathbf{X}^{(i)}(n)$	$(L \times (M-1))$ matrix containing the last $M-1$ reference signal column matrices $\mathbf{x}^{(i)}(n)$
$y^{(j)}(n)$	Driving signal for the j -th canceling loudspeaker
$\mu, \mu(n)$	Step size of the adaptive controller, Power normalized step size of the adaptive controller
λ, γ	Leakage factor for recursive matrix update, leakage factor for filter weight update

Abstract

The pollution of bedrooms with noise, especially during the nights, results in an unwanted limitation of comfort and causes indispositions. To study the feasibility and efficiency of active noise reduction a transmission test system, consisting of an anechoic chamber and a reverberation room, was used to simulate a bedroom with an open window. The primary noise field was generated inside the anechoic chamber. The reverberation room was equipped with a conventional bed, and its reverberation time was adjusted to realistic values. Two microphones, integrated in the pillow, were used as error sensors, and a fast implementation of the FxLMS-Algorithm was applied to generate the driving signals for two canceling loudspeakers. Tonal as well as broadband noise ($f \leq 0.5$ kHz) was applied to excite the reverberation room. Both, the primary and the controlled sound field were monitored in three planes using a robot. The results of the experiments show that the sound pressure level was significantly reduced around the error microphones. Furthermore, the influence of the active noise control system on the global sound field was observed.

Introduction

Increasing industrialization leads to growing noise exposure. Noise can not only make a person deaf at exposures of over 86 dB(A), but it also acts as a factor for stress and can raise systolic blood pressure. According to German law, noise is regarded as a form of environmental pollution [1]. An aspect of particular importance is noise that keeps a person off from restorative sleep. Especially at low frequencies ($f \leq 0.5$ kHz) the application of active noise control offers the possibility to reduce the disturbing noise of a primary acoustic source by a secondary source through destructive interference. Today this method is well established and was applied to several applications as shown in [5]. Typical examples are the application of active noise control systems to headrests as presented in [6]. In contrast to these approaches that were successfully applied to generate a relatively small zone of quiet around the passenger's ears, the paper presents results of experimental investigations on active noise control applied to bedrooms. The motivation for this arises from the request to sleep with open windows even in areas with a high volume of traffic. The goal is to create a local zone of quiet around the head of a person lying on a bed or daybed. The dimension of such a zone should equal the shoulder length of a person and is therefore of medium size compared to the zone of quiet that has to be generated by an active headrest. The idea is basically similar to other workings which are described in [2]. But, the long-term objective of this work is to develop a simple, small, portable, and highly effective system to be utilized in a multitude of situations with various noise exposures.

In previous publications the feasibility of active noise control applied to daybeds using real [7] and virtual error microphones [8] was discussed. The present paper is based on new experimental investigations that were focused on the control profit as well as on the global feedback of the controller to the bedroom. It is structured in four parts. The first one explains the control strategy. The second one describes the experimental setup that was used for the investigations. Experimental results are discussed in the third part of the paper. A short summary is given in the last section.

Control strategy

At every discrete time step n , the controller of an active noise control system has to digitally process $k = 1, \dots, N_e$ error signals $e^{(k)}(n)$ and $i = 1, \dots, N_x$ reference signals $x^{(i)}(n)$ to calculate $j = 1, \dots, N_y$ driving signals for the canceling loudspeakers. The j -th secondary loudspeaker driving signal $y^{(j)}(n)$ is computed by the matrix product between the components of a finite impulse response filter $\mathbf{w}^{(i,j)}$ with filter length L and the i -th reference signal $\mathbf{x}^{(i)}(n)$, stored in a $(L \times 1)$ column matrix

$$y^{(j)}(n) = \sum_{i=1}^{N_x} \mathbf{x}^{(i)T}(n) \mathbf{w}^{(i,j)}(n) = \sum_{i=1}^{N_x} \sum_{l=0}^{L-1} x^{(i)}(n-l) w_l^{(i,j)}(n). \quad (1)$$

In standard implementations, see [5], $\mathbf{w}^{(i,j)}$ is updated by the LMS algorithm (a block diagram is given in Fig. 1)

$$\mathbf{w}^{(i,j)}(n+1) = \mathbf{w}^{(i,j)}(n) - \mu \sum_{k=1}^{N_e} \mathbf{x}_k^{(i,j)}(n) e_k(n), \quad (2)$$

using the step size μ , the N_e error signals $e_k(n)$, and the i -th filtered reference signal for the j -th adaptive filter

$$\mathbf{x}_k^{(i,j)}(n) = [x_k^{(i,j)}(n) \ x_k^{(i,j)}(n-1) \ \dots \ x_k^{(i,j)}(n-L+1)]^T \text{ with } x_k^{(i,j)}(n) = \mathbf{h}^{(j,k)T} \mathbf{x}^{(i)} = \sum_{m=0}^{M-1} h_m^{(j,k)}(n) x^{(i)}(n-m). \quad (3)$$

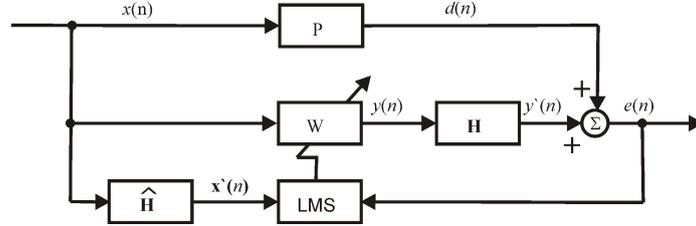


Figure 1: Block diagram of the filtered-x LMS algorithm

The $N_e N_y$ column matrices $\mathbf{h}^{(k,j)}(n) = [h_0^{(k,j)}(n) \ h_1^{(k,j)}(n) \ \dots \ h_{M-1}^{(k,j)}(n)]^T$ used in (3) are the sub matrices of the $(MN_e \times N_y)$ secondary path impulse response matrix

$$\mathbf{H}(n) = \begin{pmatrix} \mathbf{h}^{(1,1)}(n) & \mathbf{h}^{(1,2)}(n) & \dots & \mathbf{h}^{(1,N_y)}(n) \\ \mathbf{h}^{(2,1)}(n) & \mathbf{h}^{(2,2)}(n) & \dots & \mathbf{h}^{(2,N_y)}(n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}^{(N_e,1)}(n) & \mathbf{h}^{(N_e,2)}(n) & \dots & \mathbf{h}^{(N_e,N_y)}(n) \end{pmatrix}. \quad (4)$$

In contrast to previous publications [7, 8], the fast exact implementation of the multi channel filtered-x LMS algorithm - which was originally proposed by Douglas [3, 4] - was tested. As shown in [3] this algorithm is capable of avoiding high control hardware requirements that is needed for multiple-channel applications ($N_x > 1, N_y \geq 2, N_e \geq 2$) that are planned in future research. The algorithm produces the exact output signals and behavior than the standard implementation by much smaller computational complexity. This is due to the fact that the standard implementation of the filtered-x LMS uses the same reference signal sample in successive time steps to update the same value of $\mathbf{w}^{(i,j)}$.

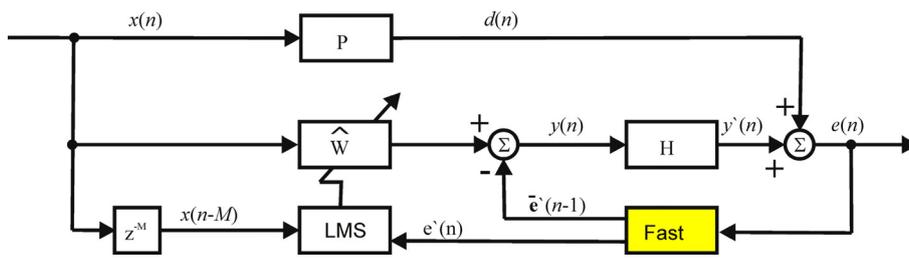


Figure 2: Block diagram of the fast exact filtered-x LMS algorithm

A block diagram for the fast exact implementation of the filtered-x LMS algorithm is shown in Fig. 2. It can be seen that the fast exact implementation is similar to a kind of filtered error LMS algorithm, as described in [5]. But, in contrast to the filter error LMS algorithm that feeds only the LMS block with a filtered error signal $e'(n)$ the second output of the Fast block has to be subtracted from the output of the adaptive filter.

In order to implement the fast exact implementation of the filtered-x LMS algorithm Douglas [3, 4] developed a coefficient update scheme according to the individual reference signal samples. Hereby, instead of updating the

filter coefficient matrix $\mathbf{w}^{(i,j)}(n)$ directly, an auxiliary coefficient matrix $\hat{\mathbf{w}}^{(i,j)}(n)$ is used. The fast update of the auxiliary coefficient matrix $\hat{\mathbf{w}}^{(i,j)}$ is defined as

$$\hat{\mathbf{w}}^{(i,j)}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}^{(i,j)}(n) - \mathbf{x}^{(i)}(n-M) e^{(j)}(n), \quad (5)$$

where $\mathbf{x}^{(i)}(n-M) = [x^{(i)}(n-M), \dots, x^{(i)}(n-M-L+1)]^T$ is the standard reference column matrix, but $e^{(j)}(n)$ is the last element of the $(M \times 1)$ filtered error column matrix for the j -th adaptive filter

$$\begin{aligned} \mathbf{e}^{(j)}(n) &= [e_0^{(j)}(n) \quad e_1^{(j)}(n) \quad \dots \quad e_{M-1}^{(j)}(n)]^T \\ &= \left[\Delta e_0^{(j)}(n) \quad \sum_{m=0}^1 \Delta e_m^{(j)}(n-1+m) \quad \dots \quad \sum_{m=0}^{M-1} \Delta e_m^{(j)}(n-M+1+m) \right]^T \\ &=: \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{e}}^{(j)}(n) \\ e^{(j)}(n) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (6)$$

The M increments $\Delta e_k^{(j)}(n)$ with $k = 0, \dots, M-1$ for the j -th controller are calculated by the multiplication of the step size μ , the impulse response matrices $\mathbf{h}^{(k,j)}$ and the unfiltered $(N_e \times 1)$ error matrix $\mathbf{e}(n)$

$$\Delta \mathbf{e}^{(j)}(n) = \begin{bmatrix} \Delta e_0^{(j)}(n) \\ \Delta e_1^{(j)}(n) \\ \vdots \\ \Delta e_{M-1}^{(j)}(n) \end{bmatrix} = \mu \begin{bmatrix} \mathbf{h}^{(1,j)}(n) & \mathbf{h}^{(2,j)} & \dots & \mathbf{h}^{(N_e,j)} \end{bmatrix} \mathbf{e}(n) = \mu \begin{bmatrix} h_0^{(1,j)} & h_0^{(2,j)} & \dots & h_0^{(N_e,j)} \\ h_1^{(1,j)} & h_1^{(2,j)} & \dots & h_1^{(N_e,j)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M-1}^{(1,j)} & h_{M-1}^{(2,j)} & \dots & h_{M-1}^{(N_e,j)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1(n) \\ e_2(n) \\ \vdots \\ e_{N_e}(n) \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Applying the fast exact implementation of the multi channel filtered-x LMS algorithm, the filtered error matrix, defined in Eqn. (6) is recursively updated as follows

$$\mathbf{e}^{(j)}(n) = \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{\mathbf{e}}^{(j)}(n-1) \end{bmatrix} + \Delta \mathbf{e}^{(j)}(n). \quad (8)$$

The output $y^{(j)}(n)$ of the j -th secondary loudspeaker is then calculated by

$$y^{(j)}(n) = \sum_{i=1}^{N_s} \mathbf{x}^{(i)T}(n) \hat{\mathbf{w}}^{(i,j)}(n) - \sum_{j=1}^{N_s} [\mathbf{x}^{(i)T}(n) \mathbf{X}^{(i)}(n-1)] \bar{\mathbf{e}}^{(j)}(n-1), \quad (9)$$

where $\mathbf{X}^{(i)}(n) = [\mathbf{x}^{(i)}(n-1), \mathbf{x}^{(i)}(n-2), \dots, \mathbf{x}^{(i)}(n-M+1)]$. The matrix multiplication $\mathbf{x}^{(i)T}(n) \mathbf{X}^{(i)}(n-1)$ in (9) can be recursively updated using the first

$$\mathbf{a}(n) = [x^{(i)}(n-1), x^{(i)}(n-2), \dots, x^{(i)}(n-M+1)]^T \quad (10)$$

and the last row of $\mathbf{X}^{(i)}(n)$

$$\mathbf{b}(n) = [x^{(i)}(n-L), x^{(i)}(n-L-1), \dots, x^{(i)}(n-L+1-M)]^T. \quad (11)$$

The recursive update is then given by

$$\mathbf{r}(n) = \mathbf{r}(n-1) + \sum_{i=1}^{N_s} [\mathbf{a}^{(i)}(n-1) x^{(i)}(n) - \mathbf{b}^{(i)}(n-1) x^{(i)}(n-L)]. \quad (12)$$

Eqn. (5), (7) - (12) define the fast multi channel filtered-x LMS algorithm. For the real-time implementation, the leakage factor λ was used for recursive update of $\mathbf{r}(n)$, see Eqn. (13), as proposed by Douglas [3, 4].

In the present work the algorithm was also extended in similar manner to [5] with the weight update leakage factor γ and a power normalized step size $\mu(n)$. The complete update equations of the multi channel filtered-x LMS algorithm are summarized in Tab. 1.

Table 1: Fast exact multi channel power normalized leaky filtered-x LMS algorithm.

$\mathbf{r}(n) = \begin{cases} \lambda \left\{ \mathbf{r}(n-1) - \sum_{i=1}^{N_x} \{ \mathbf{b}^{(i)}(n-1) x^{(i)}(n-L) \} \right\} + \sum_{i=1}^{N_x} \{ \mathbf{a}^{(i)}(n-1) x^{(i)}(n) \}, & \text{if } n \bmod L = 0 \\ \mathbf{r}(n-1) + \sum_{i=1}^{N_x} \{ \mathbf{a}^{(i)}(n-1) x^{(i)}(n) \} - \lambda \sum_{i=1}^{N_x} \{ \mathbf{b}^{(i)}(n-1) x^{(i)}(n-L) \}, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (13)$
$\text{for } j = 1 \text{ to } N_y \text{ do} \quad (14)$
$y^{(j)}(n) = \sum_{i=1}^{N_x} [\mathbf{x}^{(i)T}(n) \hat{\mathbf{w}}^{(i,j)}(n)] - \mathbf{r}^T(n) \bar{\mathbf{e}}^{(j)}(n-1) \quad (15)$
$\Delta \mathbf{e}^{(j)}(n) = \mu(n) [\mathbf{h}^{(1,j)}(n) \quad \mathbf{h}^{(2,j)} \quad \dots \quad \mathbf{h}^{(N_e,j)}] \mathbf{e}(n) \quad (16)$
$\mathbf{e}^{(j)}(n) = \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{\mathbf{e}}^{(j)}(n-1) \end{bmatrix} + \Delta \mathbf{e}^{(j)}(n) \quad (17)$
$\text{for } i = 1 \text{ to } N_x \text{ do} \quad (18)$
$\hat{\mathbf{w}}^{(i,j)}(n+1) = (1-\gamma) \hat{\mathbf{w}}^{(i,j)}(n) - \mathbf{x}^{(i)}(n-M) e^{(j)}(n) \quad (19)$
$\text{end} \quad (20)$
$\text{end} \quad (21)$

Applying the formulas given in [3] the complexity of the applied single-reference/multiple-output controller ($N_x = 1, N_y = 2, N_e = 2, L = M = 256$) is given by 2562 multiply-accumulates (the standard filtered-x LMS algorithm) and 3070 multiply-accumulates (fast exact implementation of the filtered-x LMS algorithm). If a multi-reference/multiple-output-controller ($N_x = 2, N_y = 2, N_e = 2, L = M = 256$) would be used, the complexity of the fast implementation would be reduced down to 90% compared to the complexity of the standard filtered-x LMS algorithm. For a ($N_x = 2, N_y = 8, N_e = 16, L = M = 256$)-controller a reduction down to 39% can be expected. Other methods like partial update algorithms for the filter weights [5] or fast convolution schemes, as described in [9], would also led to a reduction of the computational load. However, these methods would also result in lower convergence speed.

Experimental setup

A transmission test system was used to simulate a bedroom with an open window. It consists of an anechoic chamber and a reverberation room. The dimensions are given in Fig. 3 (left). The primary noise was generated in the anechoic chamber using electro-dynamical loudspeakers (type: PAB 515/BL). The reference signal was picked up by a microphone (type: B&K 4188) in front of the window (1) in the anechoic chamber, as shown in Fig. 3 (left). Two microphones (type: B&K 4188) were integrated in the pillow (2) of the test bed to measure the error signals, and two canceling loudspeaker (type: Genelec 8020) (3) were used to generate the anti-noise. The reverberation room was also equipped with a robot (4) to measure the spatial distribution of the uncontrolled as well as the controlled sound field using an additional microphone array (5) with 21 microphones (type: B&K 4935). These microphones formed a line with a fixed spacing of 10 cm between two sensors, as shown in Fig. 3 (right).

A multi channel FFT-analyzer (type: B&K 3560-B) was used for the measurements. Due to the fast exact implementation of the multi channel filtered-x LMS algorithm a RT1103 system from dSPACE that is (just) equipped with a PowerPC processor running at 400 MHz could be used for the signal processing task. An equivalent system running at 1 GHz was used to control the robot. Furthermore, several analogue high- and low-pass filters respectively (type: Kemo VBF21) and a multi-channel microphone preamplifier (type: B&K 2695) were applied. All these components were mounted in a rack (6).

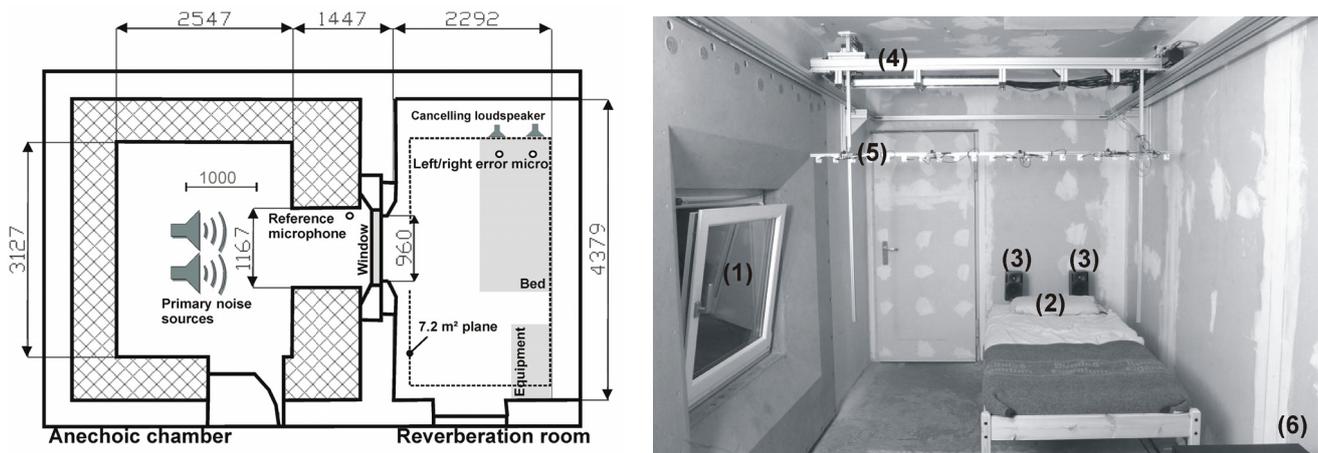


Figure 3: Dimensions (in mm) of transmission test system (left) and experimental setup (right)

Test plan, results and discussion

The experimental investigations were subdivided into two parts. In a preliminary test the reverberation time of the reverberation room was determined for the one-third octave band center frequencies between 100 Hz and 4 KHz. A minimum value of 0.5 s was found at $f = 400$ Hz, and a maximum value of 0.84 s was found at $f = 125$ Hz. A mean value of 0.64 s was determined for the analyzed frequency range.

In addition the ambient noise inside the reverberation room was measured at the error microphones. Using a resolution of 400 lines in the frequency range between 0 Hz and 1.6 KHz a total sound pressure level of 40.1 dB(A) was determined, see Fig. 6. The window (1), shown in Fig. 1 (right), was closed for these preliminary tests.

To analyze the global effect of active noise control on the acoustic response of the reverberation room, both, the primary and the controlled sound field were monitored in three planes (0.76 m, 1.26 m and 1.76 m above the floor). An area of 7.2 m² was scanned in each plane using the microphone array. In each plane the sound pressure was measured at 777 points, according to a microphone spacing of 10 cm and an equivalent spacing in cross-direction. Furthermore, the sound pressure levels at the reference microphone in the anechoic chamber and at the two error microphones in the pillow of the test bed were recorded. Both measurements were performed using a resolution of 400 lines in the frequency range between 0 Hz and 1.6 KHz.

These investigations were performed at tonal ($f = 100$ Hz, $f = 200$ Hz, $f = 400$ Hz) as well as at broadband disturbances ($80 \text{ Hz} \leq f \leq 280$ Hz and $80 \text{ Hz} \leq f \leq 480$ Hz) using three different window positions – tilted (as shown in Fig. 1 (right)), open and closed. For the tilted window the primary noise was adjusted to 70 dB(A) at the left error microphone. The obtained driving signals for the primary noise sources were not changed for the other window positions.

A sampling frequency of $f_s = 4$ KHz was used for the signal processing task. The four secondary paths $\mathbf{h}^{(1,1)}$, $\mathbf{h}^{(1,2)}$, $\mathbf{h}^{(2,1)}$, and $\mathbf{h}^{(2,2)}$ were identified using white noise ($0 \text{ Hz} \leq f \leq 1.0$ KHz). They were approximated by four finite impulse response filter with a filter length of $M = 256$. The same filter length ($L = 256$) was used for each of the two adaptive filters $\hat{\mathbf{w}}^{(1,1)}(n)$, and $\hat{\mathbf{w}}^{(1,2)}(n)$ used to calculate the $N_y = 2$ driving signals for the two canceling loudspeaker according to the single ($N_x = 1$) reference signal and the $N_e = 2$ error signals.

Experimental results for the tilted window position are shown in Fig. 4 and Fig. 5. The first one presents the auto spectra of the reference signals (Fig. 4. A: $f = 200$ Hz, Fig. 4 C: $80 \text{ Hz} \leq f \leq 480$ Hz) as well as the auto spectra of the error signals, measured at the left error microphone inside the pillow. The curves shown in Fig. 4 B and D prove that the applied control strategy was capable of reducing the initial disturbance. As shown in Fig. 4. B, an active reduction of 28 dB could be realized for the total sound pressure level in the observed frequency range. For broadband disturbances a control profit of 5.9 dB was measured.

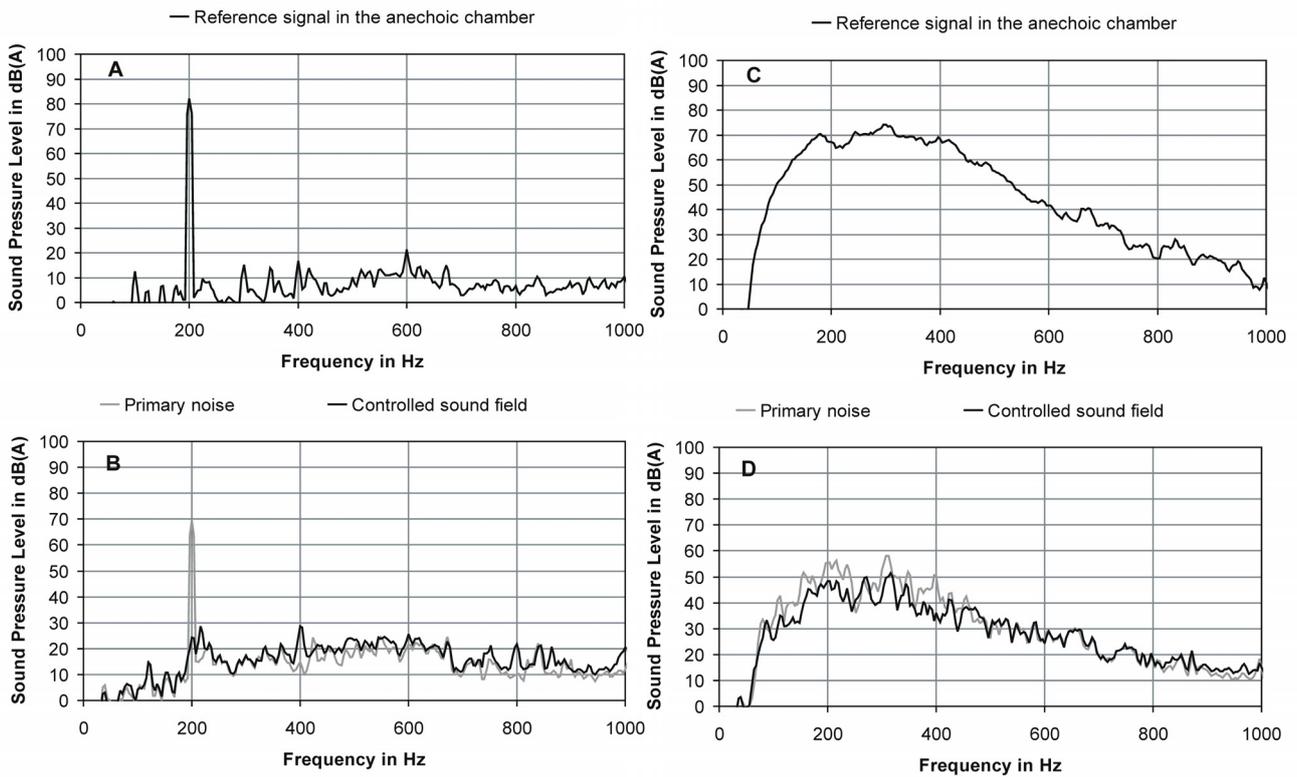


Figure 4: Auto spectra at the left error microphone for tonal (A, B) and broadband disturbances (C, D)

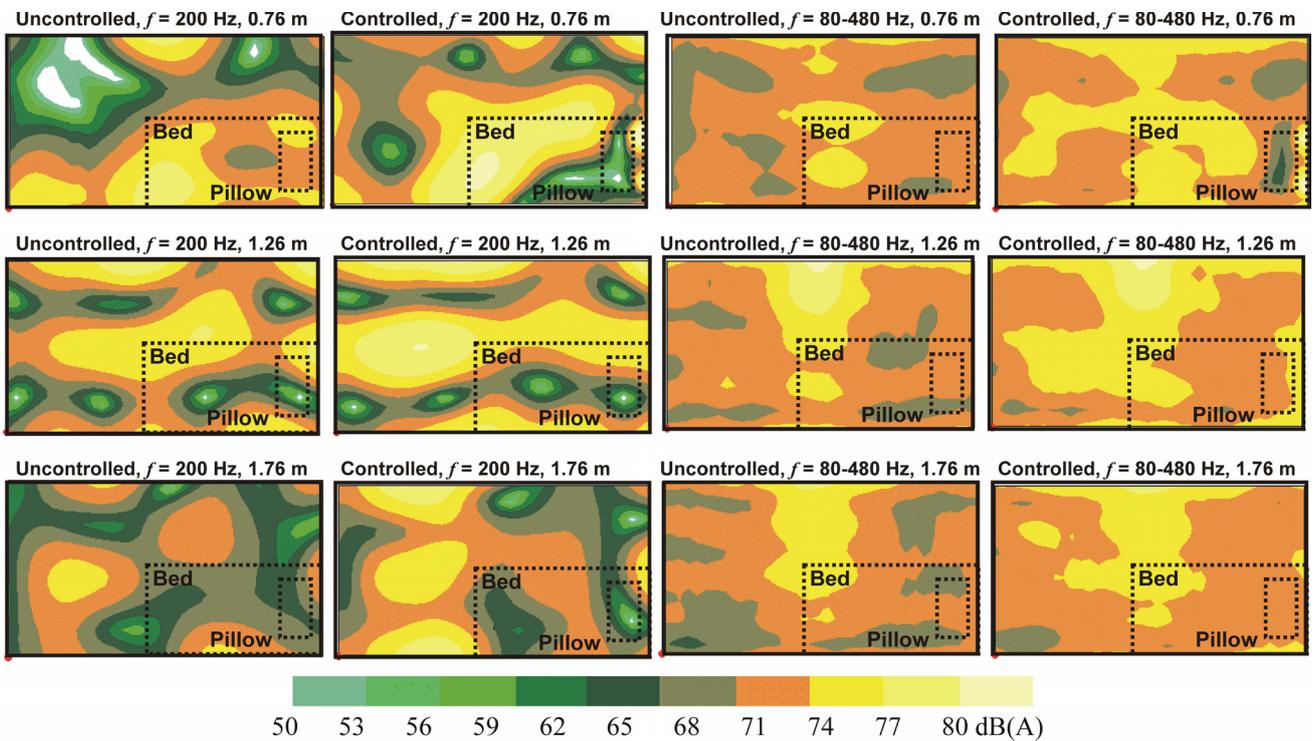


Figure 5: Uncontrolled and controlled sound fields for tonal (left) and broadband disturbances (right)

Fig. 5 that is divided into 12 charts presents the effect of the active control system on the global acoustic response of the reverberation room. The spatial distributions of the primary sound field in the three measurement planes are shown in the first and the third column. The controlled sound fields are presented in the second and the fourth column. The values of the A-weighted sound pressure level between 50 dB(A) and 83 dB(A) are illustrated using different colors in 3 dB-steps. Unfilled areas represent sound pressure levels below 50 dB(A). The results shows in Fig. 5 (first row) prove that the active control system was capable of generating a zone of quiet around the error microphones for tonal as well as broadband disturbances. It was found that the applied control strategy also affects the spatial sound pressure distribution in the reverberation room, especially in the first measurement plane (0.76 m above the floor). Due to the position of the canceling loudspeakers that were mounted close to the error microphones and the absorption of the bedclothes this feedback did not result in a relevant increase of the sound pressure level outside the zone of quiet, see Fig. 5 (second and third row).

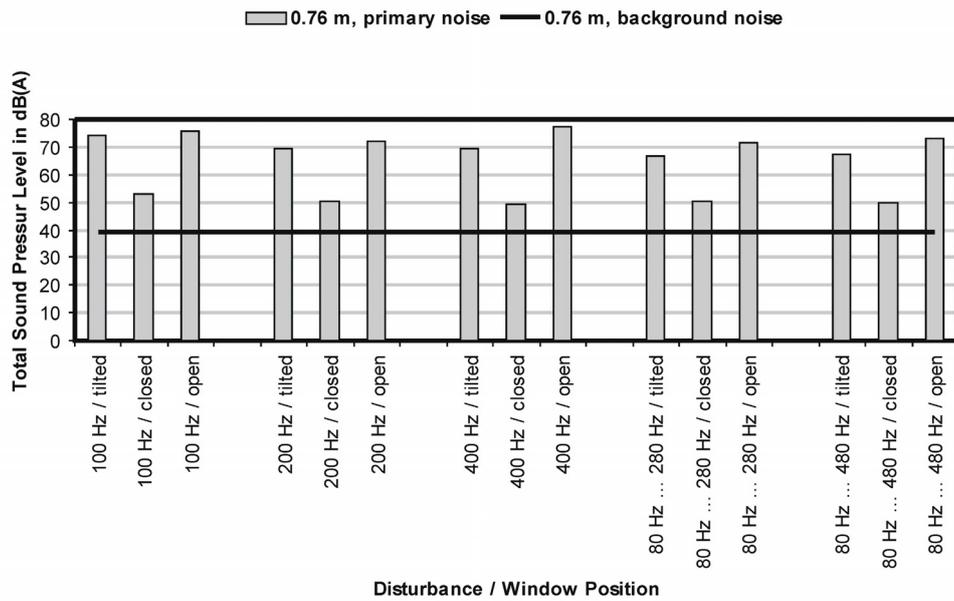


Figure 6: Background noise and primary noise at left error microphone

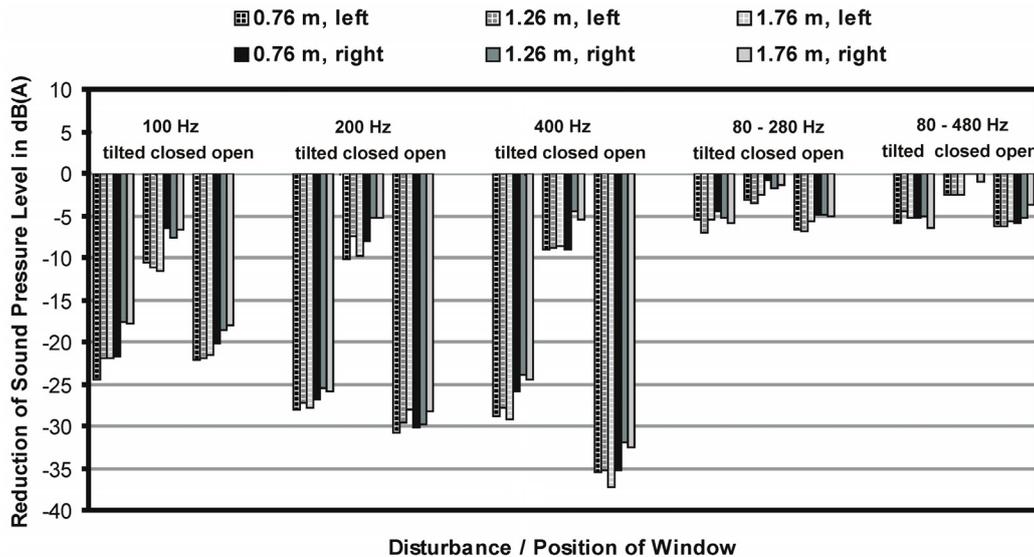


Figure 7: Total sound pressure level at the coordinates of the error microphones in three planes

The noise reduction obtained at every tested frequency and window position is shown in Fig. 7. The values were calculated as the reduction of the total sound pressure level in the frequency range between 0 Hz and 1.6 KHz. Because of perfect transmission, maximum reduction was obtained for the open window position. However, also for the closed window position, it was possible to reduce the sound pressure level by the applied control strategy. Furthermore, it was found that the total sound pressure was not only reduced at the left and right error microphone, but also at the coordinates of the error microphones in the second and third measurement plane.

Summary

A transmission test system was used to study the feasibility and efficiency of active noise control applied to bedrooms. A conventional window was integrated into the transmission channel between the two rooms and the reverberation room was equipped with a customary bed. The primary noise was generated in the anechoic chamber, and active noise control was applied in the reverberation room using two microphones, integrated in the pillow of the bed as error sensors. It was found that the single-reference/multiple output implementation of fast exact filtered-x algorithm, applied to generate the driving signals for the two canceling loudspeaker, was capable of reducing the total sound pressure level for tonal as well as broadband disturbances. The full power this implementation will be needed in planned applications with multiple-reference/multiple-output. Using a local control strategy, the sound pressure level was not only reduced at the error microphones in the first measurement plane, but also at the coordinates of the error microphones in the other measurement planes. The amount of noise reduction was depending on the window position. Maximum reduction was obtained for an open window, minimum reduction for a closed one. Furthermore, it was found that the feedback of the active noise control system on the global acoustic response of the investigated system was small compared to the noise reduction obtained in the zone of quiet.

Acknowledgement

The authors gratefully acknowledge the support of the Deutsche Bundesstiftung Umwelt (DBU).

References

- [1] N. N.: Gesetz zum Schutz vor schädlichen Umwelteinwirkungen durch Luftverunreinigungen, Geräusche, Erschütterungen und ähnliche Vorgänge (Bundes-Immissionsschutzgesetz - BImSchG). Germany, 2002
- [2] Diaz J., Egana J. M., Vinolas J.: A local active noise control system based on a virtual-microphone technique for railway sleeping vehicle applications. *Mechanical systems and signal processing*, Vol. 20 (8), pp. 2259-2276, 2006
- [3] Douglas, S., C.: *Fast exact filtered-X LMS and LMS algorithms for multichannel active noise control*. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing, Munich, Germany, Vol. 1, pp. 399-402, 1997
- [4] Douglas, S., C.: *Fast implementations of the filtered-X LMS and LMS algorithms for multichannel active noise control*. *Speech and Audio Processing*, IEEE Transactions on, Vol. 7(4): p. 454-465, 1999
- [5] Kou M. S., Morgan D. R.: *Active noise control systems – Algorithms and DSP Implementations*. New York, John Wiley & Sons Inc., 1996
- [6] Rafaely B., Elliott S. J., Garcia-Bonito J.: Broadband performance of an active headrest. *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 116 (2), pp. 787-793, 1999
- [7] Sommer J., Kletschkowski T., Sachau, D.: First investigations on active noise control applied to daybeds. 13th Int. Congress on Sound and Vibration, Vienna, Austria, 2006
- [8] Kletschkowski, T., Sachau, D., Böhme, S.: *Erholsamer Schlaf dank aktiven Gegenschalls*. Mechatronik 2007 - Innovative Produktentwicklung, Wiesloch bei Heidelberg, Mai 23 - 24, pp. 735-742, 2007
- [9] Zölzer, U.: *Digitale Audiosignalverarbeitung*. Teubner, Wiesbaden, 2005

Räumliche Schalldruckverteilung bei lokaler aktiver Lärminderung in Schlafräumen

Kai Simanowski¹, Thomas Kletschkowski, Delf Sachau

¹ Professur für Mechatronik, 22043 Hamburg, Deutschland, Email: kaisima@hsuuh.de

Einleitung

Für einen gesunden und erholsamen Schlaf ist es notwendig, Schlafräume mit Frischluft zu versorgen. Dies erfolgt im Allgemeinen durch Öffnen von Fenstern. Allerdings dringt durch geöffnete Fenster auch Lärm, z. B. von nahe gelegenen Straßen, in den Schlafraum ein, wodurch der Schlaf beeinträchtigt werden kann. Folglich besteht die Notwendigkeit, insbesondere den Lärm im Kopfbereich einer schlafenden Person zu reduzieren, ohne dabei den Schlafkomfort oder die Frischluftzufuhr zu beeinträchtigen.

Zur Lärminderung in Schlafräumen bieten sich aus Sicht der Mechatronik, insbesondere im Bereich niedriger Frequenzen, aktive Maßnahmen an [1]. In der vorliegenden Arbeit wurde die Anwendung eines lokal wirksamen, aktiven Lärminderungssystems (Active Noise Cancellation, ANC-System) an einem nachempfundenen Schlafraum analysiert. Die räumliche Schalldruckverteilung im unregelmäßigen und geregelten Zustand wurde unter Verwendung eines Mikrofonfeldes vermessen und als Schallfeldkartierung dargestellt.

Versuchsaufbau

Ziel der Arbeit war es, ein ANC-System in einer realitätsnahen Umgebung zu testen. Die Untersuchungen fanden in einem Transmissionsprüfstand statt. Dieser besteht aus einem reflektionsarmen Raum (RAR) und einem Hallraum (HR). Diese sind über eine Öffnung miteinander verbunden, in welche ein kipp- und schwenkbares Kunststofffenster mit Zweifachverglasung eingebaut wurde. Im RAR dienen Lautsprecher zur Erzeugung von Störschall. Dort wurde am Rahmen des Fensters ein Mikrofon positioniert, welches als Referenzmikrofon für das ANC-System diente. In den HR wurde ein handelsübliches Bett gestellt, an dessen Kopfende zwei Lautsprecher zur Erzeugung des Gegenschalls befestigt waren.

Die Eignung des HR wurde in Anlehnung an DIN 18041 überprüft. Eine mittlere Nachhallzeit von 0,6s bei einem Volumen von ca. 26m³ liegt zwischen den Sollwerten für Musik- und Sprachnutzung. Zwei Mikrofone im Kopfkissen dienten als Fehlersensoren. Der verwendete FxLMS-Regelalgorithmus war auf einer Reglerkarte des Herstellers dSPACE (Typ DS1103) implementiert, Details sind in [2] ausgeführt. Dieser Regler berechnete, abhängig vom Signal am Referenzmikrofon, Ansteuerungssignale für die Gegenschalllautsprecher zur Reduzierung des Schalldrucks an den Fehlermikrofonen.

Mit Hilfe einer automatischen Messwerterfassung konnte die räumliche Schalldruckverteilung im Hallraum in einem 100mm-Raster auf einer Fläche von 7,2m² erfasst werden. Abbildung 1 zeigt eine maßstabsgerechte Draufsicht des

gesamten Transmissionsprüfstandes mit den Positionen der Einbauten. Die kartierte Fläche ist gestrichelt dargestellt. Die Maße sind Millimeter-Angaben.

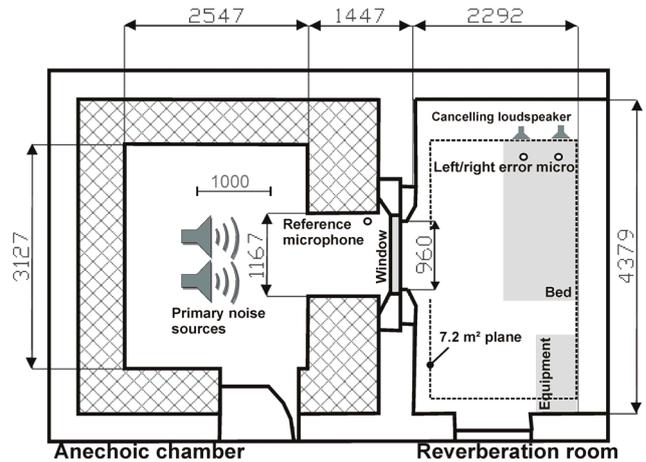


Abbildung 1: Maßstabsgerechte Draufsicht des Transmissionsprüfstandes [2]

In Abbildung 2 ist der HR bei gekipptem Fenster dargestellt. Das Mikrofonfeld befand sich auf der obersten Messebene.



Abbildung 2: Hallraum mit Bett und Mikrofonfeld bei gekipptem Fenster

Versuchsdurchführung

Für die einzelnen Kartierungen wurden folgende Parameter variiert: der ANC-Status (ungeregelt, geregelt), die Signalform (Sinus 100Hz, 200Hz oder 400Hz, daneben weißes Rauschen zwischen 80Hz und 280Hz sowie bis 480Hz), die Fensterstellung (kippen, auf, zu) und die Messebene, entsprechend der Ohrhöhe einer liegenden (760mm über Fußboden), sitzenden (1260mm) oder stehenden (1760mm) Person.

Zusätzlich wurde auf jeder Messebene das Hintergrundgeräusch erfasst. Um vergleichbare Ergebnisse unter realistischen Bedingungen zu erhalten, wurde der Störschallpegel an den Fehlermikrofonen bei gekippter Fensterstellung stets auf 70dB(A) eingestellt. Für die weiteren Fensterstellungen und Messebenen blieben die Einstellungen unverändert.

Die Schalldrücke wurden mit Messmikrofonen des Herstellers Brüel&Kjær (Typ 4935) und einer Analysestation (Typ 3560D) erfasst. Mit der PULSE Applikation „Acoustic Test Consultant“ wurden FFT-Spektren im Frequenzband zwischen 0Hz und 1600Hz mit 4Hz Absolutbandbreite als Agewichtete Pegel einer Messmatrix zugeordnet und als Konturdiagramme mit Flächen gleichen Pegels farbig dargestellt.

Messergebnisse

Folgende Kartierungen stellen nebeneinander links das unregelte und rechts das geregelte Schallfeld bei jeweils derselben Signalform und gekippter Fensterstellung auf der untersten Messebene dar. Die gepunkteten Rechtecke geben die Position des Bettes und des Kopfkissens wieder. Die hellgrüne Farbe entspricht dem Pegel des Hintergrundgeräusches von 50dB(A). In Abbildung 3a) sieht man das stehende Wellenfeld bei tonaler Anregung mit 100Hz. In Abbildung 3b) ist eine deutliche Lärminderung von ca. 20dB im Bereich des Kopfkissens erkennbar. Der Rest der Messebene ist durch das ANC-System uneinheitlich verändert worden. Insgesamt ist das geregelte Schallfeld homogener und zeigt, abgesehen vom Nahfeld der Gegenschalllautsprecher, keine höheren Maximalpegel als das unregelte Schallfeld. Ähnliches gilt auch für die Regelung bei 200 Hz, siehe Abbildungen 3c) und 3d).

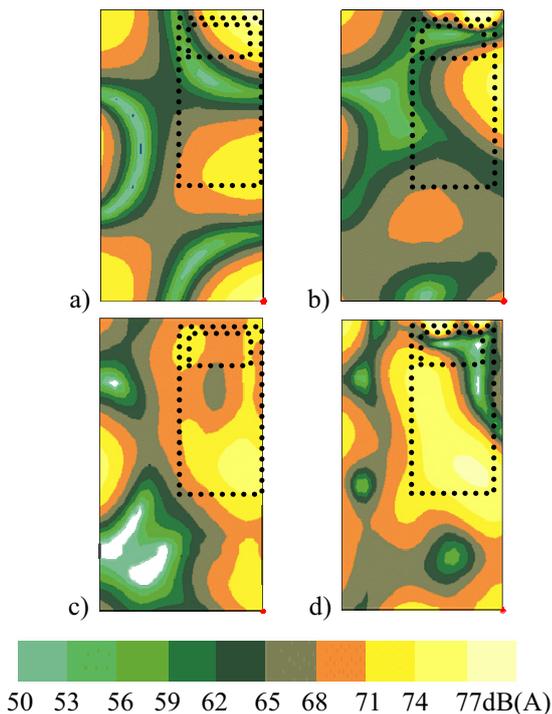


Abbildung 3: Kartierung bei gekipptem Fenster, Messebene 760mm, a) unregelt Sinus 100Hz, b) geregelt Sinus 100Hz, c) unregelt Sinus 200Hz, d) geregelt Sinus 200Hz.

Auch bei der Anregung mit breitbandigem Rauschen zwischen 80Hz und 280Hz zeigte sich eine Reduzierung des Gesamtschallpegels im Bereich des Kopfkissens, siehe Abbildung 4a) und 4b). In der verwendeten Konfiguration wurde für den Algorithmus eine Filterlänge von 256 Taps für die Sekundärstreckenmodellierung und die Regelung gewählt.

Der Regelungserfolg an den Fehlermikrofonen betrug ca. 5dB. Weitere Untersuchungen [3] mit Filterlängen von bis zu 1024 Taps zeigten eine Reduzierung von bis zu 9,5dB.

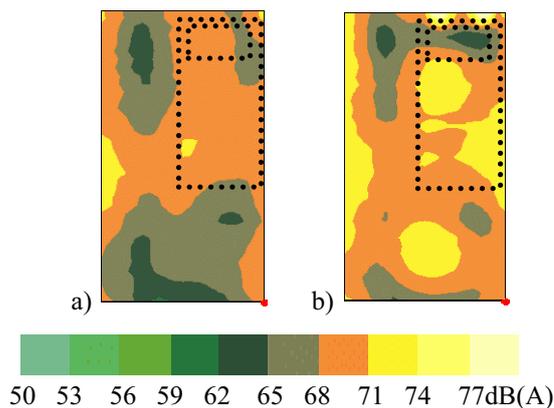


Abbildung 4: Kartierung bei gekipptem Fenster, Weißes Rauschen 80Hz bis 280Hz, Messebene 760mm, a) unregelt, b) geregelt.

Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurden die Auswirkungen eines lokal wirksamen ANC-Systems an einem nachempfundenen Schlafraum analysiert. Störschall verschiedener Signalformen wurde in einem reflektionsarmen Raum produziert und gelangte über ein variables Fenster in einen Hallraum. Dort befand sich ein Bett, welches mit Gegenschalllautsprechern und Fehlermikrofonen ausgestattet war. Die Anwendung eines ANC-Systems ermöglichte für tonale und breitbandige Anregungen signifikante Pegelreduktionen an den Fehlermikrofonen. Die räumliche Verteilung des Schalldruckes im unregelten und geregelten Zustand wurde unter Verwendung eines Mikrofonfeldes vermessen. Die Untersuchungen erfolgten auf mehreren Ebenen, mit verschiedenen Fensterstellungen und belegen einerseits die Ausbildung der Ruhezone über dem Kopfkissen und andererseits, dass die globale Rückwirkung des ANC-Systems auf den Hallraum von deutlich kleinerer Größenordnung als die Lärminderung an den Fehlermikrofonen ist.

Danksagung

Die Autoren bedanken sich bei der Deutschen Bundesstiftung Umwelt (DBU) für die Förderung dieses Projektes.

Literatur

- [1] Kletschkowski, T., Sachau, D., Böhme, S.: Aktive Lärminderung in Schlafräumen mit realen und virtuellen Fehlersensoren. DAGA 2007, Stuttgart, Deutschland, 19. – 22. März 2007
- [2] Sachau, D., Kletschkowski, T., Kochan, K.: Active Noise Reduction in Bedrooms. IMAC XXVI, Orlando, Florida, USA, 4. – 7. Februar 2008
- [3] Sachau, D., Kletschkowski, T.: Design Methodology for Active Noise Control Systems. MOVIC 2008, TU München, Deutschland, 15. – 18. September 2008

Design Method for an Active Noise Control System

Thomas Kletschkowski and Delf Sachau

Abstract A functional model of a mechatronic system that is capable of reducing disturbing noise in bed rooms has been designed. The applied design approach fits into the frame given by design methodology for mechatronic systems (VDI 2206). During the *system design* step, work has been concentrated on analyzing the primary disturbance as well as the secondary sound field to determine the upper limit of the expected control profit at the error sensors and to calculate optimal driving signals for the actuators. *Domain-specific design* has been focused on development and real time implementation of an adaptive multi-channel feed-forward controller. Two error microphones and two canceling loudspeakers, both connected to the adaptive controller, have been included into a conventional bed during the *system integration* step, and a transmission test rig has been used for performance tests (*assurance of properties*).

1 Introduction

Noise pollution of interiors like aircraft cabins or bedrooms results in limitation of individual comfort which can even lead to diseases. To achieve significant noise attenuation at low frequencies, active noise control (ANC) can be applied.

An ANC system is a mechatronic system consisting of loudspeakers as actuators, microphones as sensors, and a real time processor (DSP or PowerPC) for fast signal processing. Its components are illustrated by Fig. 1. The basic system is given by the air filled interior. This continuum is described by the wave equation - a partial differential equation. Therefore, the plant consists of a distributed parameter system. It behaves linear, if high sound pressure levels as well as over-modulation of loudspeakers are avoided. The optimization of sensor and actuator positions however results in a nonlinear problem.

Dr.-Ing. Thomas Kletschkowski
Helmut-Schmidt-University/University of the Federal Armed Forces Hamburg,
Mechatronics, Holstenhofweg 85, 22043 Hamburg, e-mail: Kletsch@hsuhh.de

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Delf Sachau
Helmut-Schmidt-University/University of the Federal Armed Forces Hamburg,
Mechatronics, Holstenhofweg 85, 22043 Hamburg, e-mail: Sachau@hsuhh.de

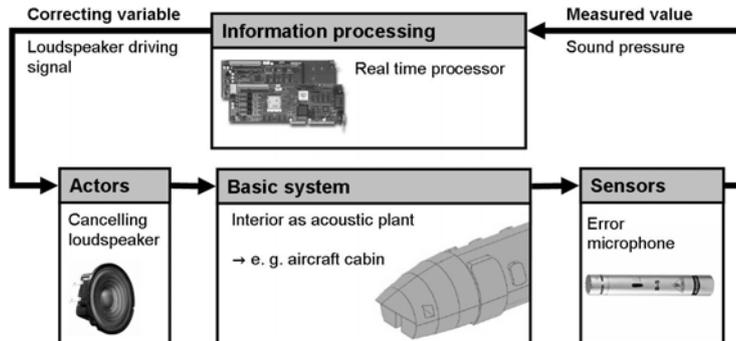


Figure 1: Basic structure of an ANC system as a special case of a mechatronic system

The present paper is focussed on a particular problem of interior noise control, the active reduction of disturbing noise in bed rooms. Noise that is according to German law regarded as a form of environmental pollution [1] can not only make a person deaf at exposures of over 86 dB(A), but it also acts as a factor for stress and can raise systolic blood pressure. An aspect of particular importance is noise that keeps a person off from restorative sleep.

Especially at low frequencies ($f \leq 500\text{Hz}$) the application of ANC systems offers the possibility to reduce disturbing noise radiated from a primary acoustic source by a secondary source through destructive interference. ANC is a well established method and was applied to several applications as shown in [8]. Typical examples are the application of ANC systems to headrests as presented in [9]. In contrast to these approaches that were successfully applied to generate a relatively small zone of quiet around the ears, the paper presents results of experimental investigations on ANC applied to bedrooms. The motivation for this arises from the request to sleep with open windows even in areas with a high volume of traffic. The goal is to create a local zone of quiet around the head of a person lying on a bed or daybed. The dimension of such a zone should equal the shoulder length of a person and is therefore of medium size compared to the zone of quiet that has to be generated by an active headrest. The idea is basically similar to other workings which are described in [3]. But, the long-term objective of this work is to develop a simple, small, portable, and highly effective system to be utilized in a multitude of situations with various noise exposures.

In previous publications the feasibility of ANC applied to daybeds using real and virtual error microphones [7] as well as the global feedback of the local ANC system to the bedroom [10] were discussed. The present paper is focussed on the design method that has been applied to develop a functional model of the bedroom ANC system. Therefore, the single design steps, according to [2] as well as the noise reduction (NR) obtained in real time experiments performed in a transmission test rig will be discussed in the following section. A short summary is given in the last section.

2 Design method

2.1 Description of problem and design process

The plant in which disturbing noise has to be reduced will in practice be given by a bed room with an open window. This situation has been simulated using a transmission test rig that consists of an anechoic chamber and a reverberation room (with mean reverberation time of 0.64s) connected by a tilted window.

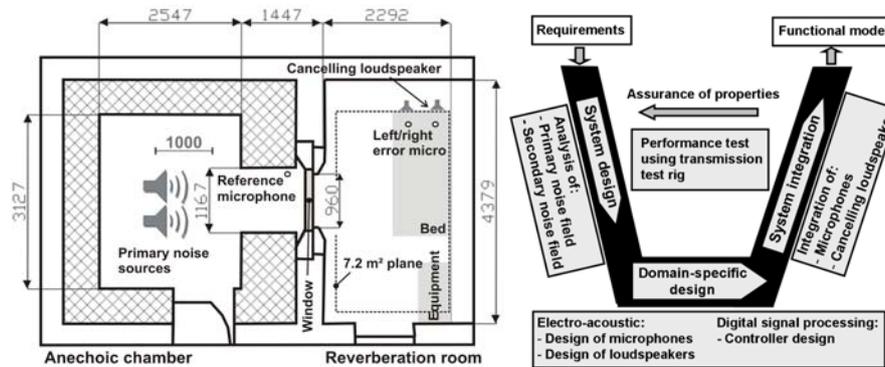


Figure 2: Sketch of transmission test rig (left) and design process of an ANC system (right)

The dimensions of this test rig are given in Fig. 2 (left). Primary noise has been generated in the anechoic chamber using four electro-dynamical loudspeakers (PAB 515/BL). A reference signal has been picked up by a microphone (B&K 4188) in front of the window in the anechoic chamber. Two microphones of the same type have been considered to measure the error signals, and two cancelling loudspeakers (Genelec 8020) have been intended to generate the anti-noise. A multi channel FFT-analyzer (OnoSokki DS-2000) and analogue filters (Kemo VBF21) have also been used for the measurements.

Using this set-up it has been possible to define two primary transfer paths $P_{LX}(if)$ and $P_{RX}(if)$ describing the pressure response $p_L(t)$ and $p_R(t)$ at the left/right error microphone to the reference signal and four secondary transfer paths $S_{LL}(if)$, $S_{LR}(if)$, $S_{RL}(if)$ and $S_{RR}(if)$ describing the pressure response at the error microphones according to the driving signals $q_L(t)$ and $q_R(t)$ of the left/right cancelling loudspeaker. To reduce the primary disturbance, two adaptive controller $W_1(z)$ and $W_2(z)$ had to be designed.

The applied design method is illustrated by Fig. 2 (right). It shows that the *system design* step requires first the analysis of the primary as well as of the secondary transfer paths and signals to analyze the feasibility of ANC to the particular plant. During the second step (*domain-specific design*), proper electro-acoustic components have to be specified and an effective control scheme has to be developed. The *system integration* step considers the integration of the electro-acoustic components, controller hardware and the conventional bed into the transmission test rig. The mechatronic design process is completed by performance tests and further system tuning to assure a significant NR.

2.2 System design

2.2.1 Analysis of primary noise field

To get a measure of the NR that can be expected by the application of ANC to a particular problem, the primary disturbance signal picked up at the error microphones, and, especially if adaptive feed-forward shall be applied, the correlation between the disturbance and the reference signal should be analyzed.

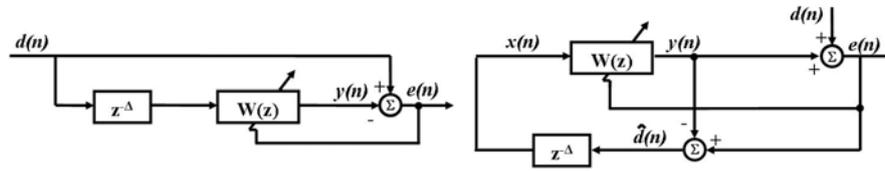


Figure 4: Linear prediction (left) and adaptive feed-back ANC structure (right)

To analyze the primary disturbance that is in the present approach given by the sound pressure at the left and right error microphone, linear prediction has been applied. As motivated by Fig. 4, minimization of the prediction error $e(n)$ is equivalent to the NR obtained by an optimal feedback controller, if the secondary path is modelled as a pure delay of $z^{-\Delta}$.

Using a sample frequency of $f_s = 4096\text{Hz}$ and a time delay of $\Delta = 50$ sample that is equivalent to a filter length of 50 taps for the adaptive filter $W(z)$, the amount of NR at the left error microphone was predicted to -16.7dB . A possible NR of -17.1dB has been predicted for the right error microphone. The primary sources have been driven by frequency banded white noise ($80\text{Hz} \leq f \leq 480\text{Hz}$) for these measurements.

As shown in [8] the performance of feed-forward ANC can be analyzed by frequency domain analysis of the residual error $e(n)$. The relation between $S_{ee}(f)$, the power spectra of the error signal, and $S_{dd}(f)$, the power spectra of the primary disturbance, both measured at the same error sensor, is given by

$$S_{ee}(f) = (1 - |\gamma_{xd}(if)|^2) S_{dd}(f) \quad \text{with} \quad \gamma_{xd}(if) := \frac{S_{xd}(if)}{\sqrt{S_{xx}(f)S_{dd}(f)}}, \quad (1)$$

where $S_{xx}(f)$ is the power spectrum of the reference signal and $S_{xd}(if)$ is the cross spectral density between the disturbance measured at the error sensor and the reference signal. The expected NR can be calculated as follows

$$NR_{\gamma}(f) = 10 \log_{10} \left(\frac{S_{ee}(f)}{S_{dd}(f)} \right). \quad (2)$$

In contrast to linear prediction that is based on the error signal only, the properties of the primary transfer paths, in the present case $P_{LX}(if)$ and $P_{RX}(if)$, are taken into account, if Eqn. (2) is applied.

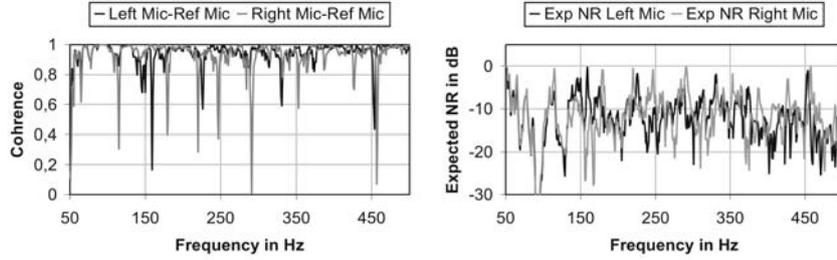


Figure 5: Coherence between error signals and reference signal (left) and expected NR (right)

Using a sample frequency of $f_s = 4096\text{Hz}$ and frequency banded white noise ($80\text{Hz} \leq f \leq 480\text{Hz}$) as driving signal for the primary noise sources, coherence analysis has been performed for both error microphones. As in the desired application, the signal obtained by the reference microphone has been used as reference.

The magnitude of the coherence between the reference and each error microphone signal is shown in Fig. 5 (left). The expected NR, calculated from Eqn. (2) is presented in Fig. 5 (right). It has been found that an upper NR limit of $-17.2\text{dB}/-18.0\text{dB}$ can be expected at the position of the left/right error microphone using the sensor arrangement shown in Fig. 2 (left).

2.2.2 Analysis of secondary noise field

The placement of actuators can be optimized, if the noise field generated by the cancelling loudspeakers is analyzed. It is also possible to determine a set of error sensors that minimizes the controller cost function for a given set of actuators and to calculate optimal driving signals for the optimal set of cancelling sources.

If all transfer functions between all error sensors and all actuators have been determined, the cost function of the controller can be analyzed. In the present approach, a cost function as proposed in [5] has been applied

$$J := \frac{1}{2} a \frac{\mathbf{p}_c^H \mathbf{p}_c}{p^2} + \frac{1}{2} (1-a) \frac{\mathbf{q}^H \mathbf{q}}{q^2} \quad \text{with } \mathbf{p}_c := \mathbf{M}(\mathbf{p}_p + \mathbf{Z}\mathbf{L}\mathbf{q}), \quad (3)$$

where $\mathbf{p}_p / \mathbf{p}_c$ is a $(M \times 1)$ column matrix containing the M error signals of the uncontrolled/controlled sound field and \mathbf{Z} is a $(M \times L)$ matrix containing the transfer functions between all error microphones and all cancelling loudspeakers. The scaling factors p and q are introduced to obtain a dimensionless cost function. a is a weighting number. $\mathbf{M} = \text{diag}(M_1, M_2, \dots, M_M)$ and $\mathbf{L} = \text{diag}(L_1, L_2, \dots, L_M)$ are diagonal matrices. Their elements vanish, if the corresponding component (microphone or loudspeaker) is inactive. For an active component the diagonal element is set to 1. Minimizing of (3) results in a set of L optimal driving signals

$$\mathbf{q}_{opt} = -[\mathbf{LZ}^H \mathbf{MZL} + \nu \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{LZ}^H \mathbf{M} \mathbf{p}_p \quad \text{with } \nu := \frac{1-a}{a} \frac{p^2}{q^2}, \quad (3)$$

that can also be used to calculate $J_{opt} = J(\mathbf{p}_p, \mathbf{q}_{opt})$, the optimal value of the cost function. In practice, if the number of error sensors exceeds the number of cancelling sources, see [5], the leakage factor ν can be used to force a controller to a unique solution, because the control source output is taken into account. ν can be understood as a regularisation parameter.

As shown in [6], the ratio between J_{opt} and $J_{ini} = J(\mathbf{p}_p, \mathbf{0})$, the initial value of J , can be used to determine the cost function noise reduction

$$NR_J(f) = 10 \log_{10} \left(\frac{J_{opt}}{J_{ini}} \right). \quad (4)$$

In the present study the number of error microphones equals the number of cancelling loudspeakers. Therefore, it has been possible to find optimal control signals q_{optL} for the left and q_{optR} for the right actuator that will produce zero sound

pressure at each error microphone for every frequency in the analyzed frequency band. These driving signals are shown in Fig. 6 (left). The magnitude of the frequency response between the left error microphone and the left cancelling source $S_{LL}(if) = FR_{LL}$ and the magnitude of the frequency response between the right error microphone $S_{RL}(if) = FR_{RL}$ and the same source are shown in Fig 6 (left).

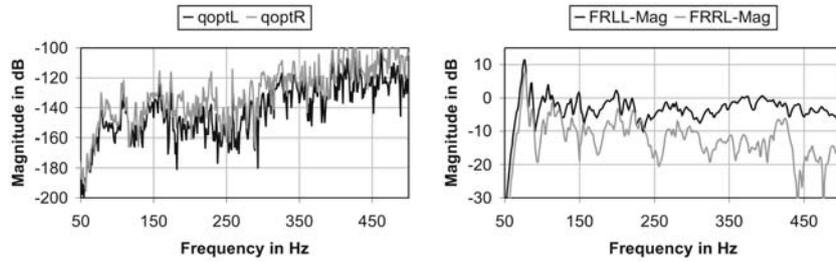


Figure 6: Optimal driving signals (left) and frequency response to left cancelling source (right)

The curves indicate that the control effort has to be increased for frequencies above 250Hz, if the controller cost function shall be reduced down to its optimal value. The increase of the optimal driving signals, shown in Fig. 6 (left) between 250Hz and 480Hz corresponds to the decrease of the frequency response curves, presented in Fig. 6 (right), in the same frequency range.

2.3 Domain-specific design

2.3.1 Specification of electro-dynamical components

The main electro-acoustic components of an ANC system are the sensors needed to detect the error and the reference signals as well as the anti-noise sources. Furthermore, amplifiers and anti-aliasing filter are needed and a real time processor has to be specified.

To complete a functional model of the bedroom ANC system, it has not been necessary to design special sensors or actuators. Therefore, the equipment specified in section 2.1 has just been completed by real time processors. Instead of a digital signal processor (DSP) commonly used in ANC, dSpace systems (RTI1103 with a 400MHz processor or RTI1005 with a PowerPC processor running at 1GHz), both equipped with multiple fast A/D- and D/A-converters (hardware latency $\approx 5 \mu\text{s}$), have been used for the signal processing task.

2.3.2 Controller design

An 1x2x2-implementation (one reference signal, two error signals, two controller) of the fast exact power normalized leaky filtered-x LMS algorithm, see [4], has been applied for the signal control task. Its block-diagram is shown in Fig. 7

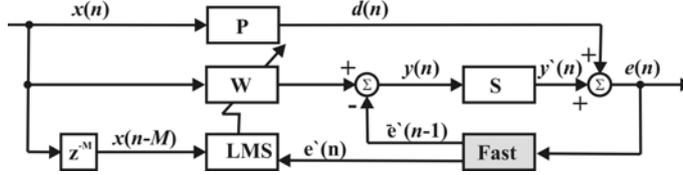


Figure 7: Block-diagram of the fast exact power normalized leaky filtered-x LMS algorithm [10]

If M is the length of each finite impulse response (FIR) filter used to model the four secondary transfer paths, L is the number of taps used in each controller, $\mathbf{s}^{(i,j)}$ is the FIR filter describing the impulse response between the i -th microphone and the j -th cancelling loudspeaker and $\mu(n)$ is the power normalized step size, the implemented control algorithm can be summarized as follows:

1. Perform recursive update of reference signal:

$$\begin{aligned} \mathbf{r}(n) &= \mathbf{r}(n-1) + \mathbf{a}(n-1)x(n) - \mathbf{b}(n-1)x(n-L) && \text{with} \\ \mathbf{a}(n) &= [x(n-1) \ x(n-2) \ \cdots \ x(n-M+1)]^T && \text{and} \\ \mathbf{b}(n) &= [x(n-L) \ x(n-L-1) \ \cdots \ x(n-L+1-M)]^T. \end{aligned} \quad (5)$$

2. Compute controller output for the $j = 1, 2$ controller:

$$\begin{aligned} y^{(j)}(n) &= \mathbf{x}^T(n) \mathbf{w}^{(j)}(n) - \mathbf{r}^T(n) \bar{\mathbf{e}}^{(j)}(n-1) && \text{with} \\ \mathbf{x}(n) &= [x(n) \ x(n-1) \ \cdots \ x(n-M-L+1)]^T. \end{aligned} \quad (6)$$

3. Update the filtered error signal for the $j = 1, 2$ controller:

$$\mathbf{e}^{(j)}(n) = \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{\mathbf{e}}^{(j)}(n-1) \end{bmatrix} + \Delta \mathbf{e}^{(j)}(n) \quad \text{with} \quad \Delta \mathbf{e}^{(j)}(n) = \mu(n) [\mathbf{s}^{(1,j)} \ \mathbf{s}^{(2,j)}] \mathbf{e}(n) \quad (7)$$

4. Update the filter weights of the $j = 1, 2$ controller:

$$\mathbf{w}^{(j)}(n+1) = (1-\nu) \mathbf{w}^{(j)}(n) - \mathbf{x}(n-M) e^{(j)}(n). \quad (8)$$

2.4 System integration and assurance of properties

In order to run first performance tests the error microphones have been integrated into a pillow and the two canceling loudspeakers have been mounted on a conventional bed. Then all components have been connected to the real time processor.

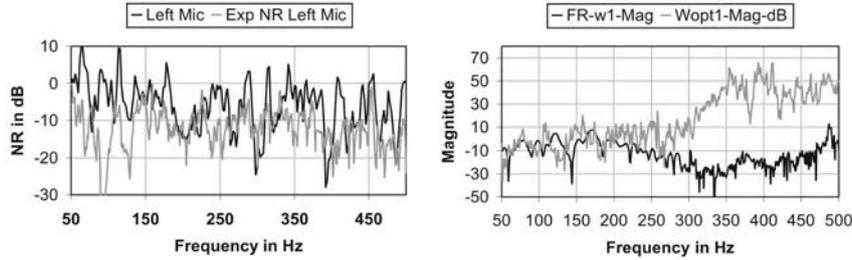


Figure 8: Noise reduction at left sensor (left) and frequency response of controller one (right)

Two test series have been performed, a first (TS1) in which 256 taps have been used for each secondary path model and each controller, and a second (TS2) with 512 taps for each secondary path, but 1024 taps for each adaptive controller. In both test series the system has been excited by white noise ($80\text{Hz} \leq f \leq 480\text{Hz}$) and an external reference signal, picked up at the reference microphone, has been used. The sampling frequency has been set to $f_s = 4096\text{Hz}$ for all tests.

A total NR of $-6.2\text{dB}/-5.7\text{dB}$ at the left/right microphone has been obtained running TS1. This value differs significantly from the upper bounds calculated in section 2.2. As shown in Fig. 8 (left), the NR realized by ANC does not match the curve of the expected values. This result is caused by the deviation between the optimal frequency response of the controller and the frequency response measured at maximum NR for the first controller, as shown in Fig. 8 (right).

Fig. 9 presents the deviation between the frequency response $S_{RR}(if)$ determined by FFT-analysis during the *system design* step and the FIR filter model of this secondary path.

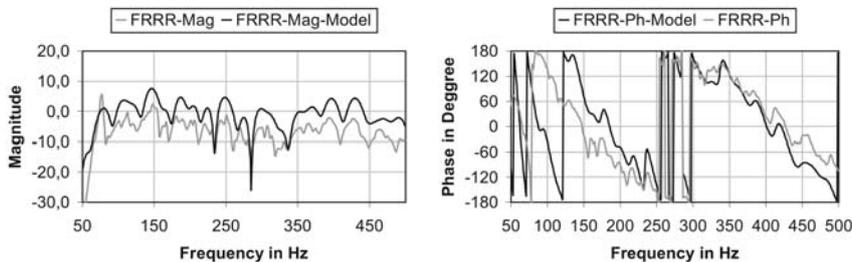


Figure 9: Frequency response at right sensor to right actuator: magnitude (left) and phase (right).

The match is, of course, not perfect, but the deviation between expected NR and the NR realized in TS1 can not be explained by the plant modelling errors. These results indicate the filter length of the controller has been too short. If the filter length of the controller is increased, the capability of the adaptive filter to identify the primary transfer paths is increased. Therefore, and because of an improved plant modelling, a total NR of -17.02dB/-14.88dB has been determined at the left/right error microphone during TS2.

3 Summary

A design method for ANC systems that fits into the frame given by VDI 2206 has been presented. This method has successfully been applied to develop and test a functional model of an anti-noise system for bedrooms. It starts with an analysis of the primary as well as of the secondary sound field to determine performance limits and to calculate an optimal controller response. Domain-specific design is focussed on effective control schemes and the specification of electro-acoustic components. The method also includes system integration and performance tests needed to assure desired properties.

Acknowledgments The support of the Deutsche Bundesstiftung Umwelt is acknowledged.

References

1. Anonymus: Gesetz zum Schutz vor schädlichen Umwelteinwirkungen durch Luftverunreinigungen, Geräusche, Erschütterungen und ähnliche Vorgänge. Germany, 2002
2. Anonymus: Design of Mechatronic Systems. VDI 2206, Düsseldorf, Germany, 2004
3. Diaz J., Egana J. M., Vinolas J.: A local active noise control system based on a virtual-microphone technique for railway sleeping vehicle applications. *Mechanical systems and signal processing*, Vol. 20 (8), pp. 2259-2276, 2006
4. Douglas, S., C.: Fast exact filtered-X LMS and LMS algorithms for multichannel active noise control. *IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing*, Munich, Germany, Vol. 1, pp. 399-402, 1997
5. Gerner, C.: Optimale aktive Geräuschreduktion in Flugzeugkabinen für hohe tonale Lärmpegel. Dissertation. Helmut-Schmidt-University/University of the Federal Armed Forces Hamburg, Germany, 2005.
6. Hansen, C., H.: *Understanding Active Noise Cancellation*. Spon Press, London, 2001
7. Kletschkowski, T., Sachau, D., Böhme, S.: Erholsamer Schlaf dank aktiven Gegenschalls. *Mechatronik 2007*, Wiesloch bei Heidelberg, Mai 23 - 24, pp. 735-742, 2007.
8. Kou M. S., Morgan D. R.: *Active noise control systems – Algorithms and DSP Implementations*. New York, John Wiley & Sons Inc., 1996
9. Rafaely B., Elliott S. J., Garcia-Bonito J.: Broadband performance of an active headrest. *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 116 (2), pp. 787-793, 1999
10. Sachau, D., Kletschkowski, T., Kochan, K.: Active Noise Reduction in Bedrooms. *IMAC XXVI*, Orlando, Florida, USA, February 4 – February 7, 2008