Entwicklung eines vollsphärischen Multikanalmesssystems zur Erfassung individueller kopfbezogener Übertragungsfunktionen

Masterarbeit

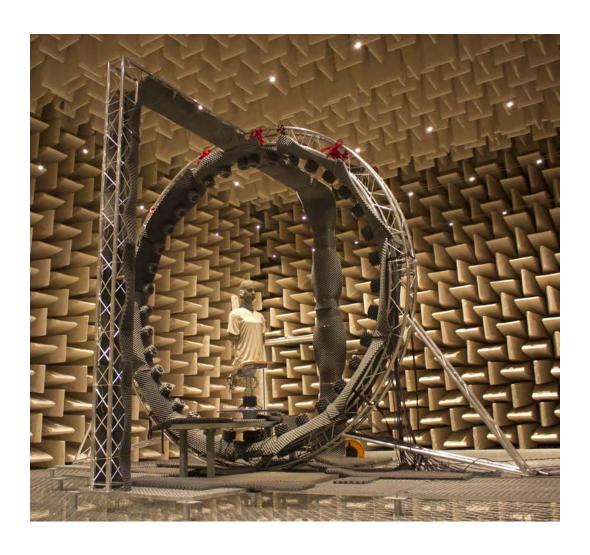
im Fachgebiet Audiokommunikation



vorgelegt von: Alexander Fuß, cand. M.Sc., B.Eng

Erstgutachter: Prof. Dr. phil. Stefan Weinzierl

Betreuer: M.A. Fabian Brinkmann



Danksagung

Zunächst möchte ich mich bei Prof. Dr. Stefan Weinzierl und Prof. Dr. Thomas Jürgensohn für die Möglichkeit bedanken, solch ein spannendes Thema zu bearbeiten. Besonders danken möchte ich auch meinem Betreuer Fabian Brinkmann, der mich während der Masterarbeit stets unterstützt hat und mir mit Rat und Tat zu Seite stand. Mina Fallahi danke ich für viele anregende Diskussionen und unsere gute Zusammenarbeit.

Außerdem danke ich Volker Klohe, Tony Koppe, Alexander Lindau, Vera Erbes, Dominik Steger, Marc Voigt, Doris Graße, Vitali Rotteker, Roman Tschakert und Michael Horn.

Nicht zuletzt gilt mein besonderer Dank meinen Eltern und meinem Bruder, die mich während meines Studiums stets unterstützt haben.

Eidesstattliche Erklärung

ich, Alexander rub,	versichere mermit, dass ich meme
Masterarbeit mit dem Thema	
Entwicklung eines vollsphärischen M fassung individueller kopfbezogener	
selbstständig verfasst und keine anderen Hilfsmittel benutzt habe, wobei ich alle als solche gekennzeichnet habe. Die Arbei fungsbehörde vorgelegt und auch nicht ver	wörtlichen und sinngemäßen Zitate it wurde bisher keiner anderen Prü-
Berlin, den	
Alexander Fuss	

Inhaltsverzeichnis

Αl	okürz	ungsve	erzeichnis	IV
Αl	bildı	ıngsvei	rzeichnis	VI
Ta	abelle	nverze	ichnis	XI
1	Einl	eitung		1
2	The	oretisc	he Grundlagen	5
	2.1	Kopfb	ezogene Übertragungsfunktionen	5
		2.1.1	HRTF Definition und Messposition: Schallübertragung	
			im Außenohr bei Anregung im Freifeld	6
		2.1.2	Non-Individuell versus Individuell	8
	2.2	Messu	ıng von HRTF-Datensätzen	10
		2.2.1	Zur Reproduzierbarkeit von HRTF Messungen	11
		2.2.2	HRTF Messsysteme: eine Übersicht	12
	2.3	MESN	M (Multiple Exponential Sweep Method)	17
		2.3.1	Exponential Sweep Method	17
		2.3.2	Kombination von Interleaving und Overlapping: MESM .	19
		2.3.3	Optimized MESM	21
	2.4	Adapt	ive Systemidentifikation mit NLMS (Nomalized Least Mean	
		Squar	e)	23
		2.4.1	Aufnahmen bei kontinuierlicher Azimuth-Drehung	24
		2.4.2	Nomalized Least Mean Square Algorithmus	25
		2.4.3	Mehrkanal NLMS	26
		2.4.4	Perfect Sequences/Sweep (PSEQ)	27
3	Ent	wicklur	ng und Bau der Lautsprecher im "Closed-Box" Design	29
	3.1	Theor	etische Vorbetrachtung	29
		3.1.1	Gewünschte Eigenschaften der Messlautsprecher	29
		3.1.2	Kolbenmembran in schallharter Wand: Directivity Simu-	
			lation	31
		3.1.3	Abschätzung des Hochpassverhaltens mit Hilfe von Thiele-	
			Small-Parametern	35

	3.2	Treibe	erauswahl	7
		3.2.1	Bemusterung und Treiberselektion	7
		3.2.2	Messung mit prototypischen Volumen 4	3
		3.2.3	Belastungstest	9
		3.2.4	Auswahl eines Treibers für die Lautsprecher 5	0
	3.3	Herste	ellung und Konstruktion der Gehäuse 5	1
	3.4	Lauts	precher Frequenzgang	2
4	Ges	amtsys	tem und verwendete Komponenten 5	4
	4.1	Elektr	oakustische Komponenten	4
		4.1.1	Computer und Audiointerface	4
		4.1.2	DA-Wandler, Mirkofonvorverstärker	5
		4.1.3	Verstärker: Cloud CXA 850	5
	4.2	Konst	${\rm ruktion} \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots $	9
		4.2.1	Kreiskonstruktion	9
		4.2.2	Drehteller	1
		4.2.3	Messstuhl	3
	4.3	Head-	Tracker	4
	4.4	Messa	ufbau und Kalibrierung	5
		4.4.1	Kalibrierung	5
		4.4.2	Positionierung	7
		4.4.3	Referenzmessung	8
		4.4.4	HRTF Messung	9
5	HR	TF Me	ssung und Messergebnisse 7	2
	5.1	Imple	mentierung	2
	5.2	Messu	ing und Postprocessing mit optimized MESM 7	3
		5.2.1	Messablauf	3
		5.2.2	Postprocessing	7
	5.3	Messu	ingen und Postprocessing mit NLMS 8	0
		5.3.1	Messablauf	0
		5.3.2	Postprocessing	4
	5.4	Darste	ellung und Auswertung der Messergebnisse 8	7
		5.4.1	Evaluationskriterien	7
		5.4.2	Vergleichbarkeit der HRTF Messungen 8	9
		5.4.3	Vergleich und Darstellung der Messergebnisse 9	0

6	Fazit	100
7	Ausblick	102
Lit	teraturverzeichnis	104
Ar	nhang	i
Α	Verwendete Software	i
В	Datenblatt Cloud CX-A850	i
C	Simulation des Hochpassverhaltens von Treibern mit TSP	iii
D	Lautsprecher Messergebnisse	vi
E	Zusammenfassung der Softwareimplementierung	xii
	E.1 MESM	. xii
	E.2 NLMS	. xiii
F	Manual	χV

Abkürzungsverzeichnis

AOL Adapted OverLapping method

DUT Device Under Test

ERB Equivalent Rectangular Bandwidth

ES Exponential Sweep

ETC Energy Time Curve

FABIAN Fast and Automatic Binaural Impulse response Acquisition

FIR Finite Impulse Response

FFT Fast Fourier Transformation

HATS Head And Torso Simulator

HIR Harmonic Impuls Response

HRIRs Head-Related Impulse Responses

HRTFs Head-Related Transfer Functions

IFFT Inverse Fast Fourier Transformation

ILD Interaural Level Difference

IPD Interaural Phase Difference

IRCAM Institut de Recherche et Coordination Acoustique/Musique

ITD Interaural Time Difference

JND Just Noticeable Difference

Linear Time-Invariant

MESM Multiple Exponential Sweep Method

MPR Minutes Per Round

NLMS Normalized Least Mean-Square

POM C Polyformaldehyd Copolymer

PSEQ Perfect SEQuence

RPM Rounds Per Minute

SNR Signal to Noise Ratio

TASP Two Arc Source Positioning

TOA Time Of Arrival

THD Total Harmonic Distortion

VAE Virtual Acoustic Environments

Abbildungsverzeichnis

2.1	Kopfbezogenes Koordinatensystem [Blau 07]	b
2.2	Schalldruck vor und im Ohrkanal. links: Skizze rechts: Ersatz-	
	schaltbild	7
2.3	HRTF-Messsysteme, oben links: TASP [Brin 13] oben rechts:	
	$[\mbox{Dobr }10]$ unten links: IRCAM $LISTEN$ Projekt $[\mbox{IRCA en}]$	
	unten rechts: System der RTWH-Aa achen [Masi 11] $\ \ldots \ \ldots$	16
2.4	HIRs eines schwach nicht linearen Systems	18
2.5	Temporale Struktur einer mit Exponential Sweep (ES) gemes-	
	senen Impulsantwort	22
2.6	Prinzipskizzen, links: Seitenansicht einer HRTF Messung mit	
	Lautsprechern an verschiedenen Elevationen ϕ_{ν} rechts: Drauf-	
	sicht einer HRTF Messung mit nur einem Lautsprecher bei Azi-	
	muth θ_k [Enzn 09]	24
2.7	Systemidentifikation mit NLMS für einen Kanal [Antw $08]$	26
3.1	links: kreisförmige Kolbenmembran in schallharter x-y-Ebene	
	z=0 rechts: "Lage der kreisförmigen Kolbenmembran im Ko-	
	ordinatensystem mit Bezeichnung der geometrischen Größen"	
	[Mose 09]	32
3.2	Directivity-Simulation für verschiedene Treibergrößen und Ent-	
	fernungen (vgl. Abbildung 3.1 links). $(y = 0)$	34
3.3	Radius der Hauptkeule in m für verschiedene Treibergrößen	
	und Entfernungen. (Anthropometrische Maße nach DIN 33 402	
	[Jurg 04])	35
3.4	Einige typische Amplitudengänge $ G(j\omega) $ über , mit ω_c normali-	
	sierter, Frequenz für "Closed Box" Lautsprechersysteme [Smal 72]	37
3.5	Approximation des Hochpassverhaltens des 3" Treibers $Fountek$	
	$FR89EX$ mit Hilfe von Thiele-Small-Parametern für $v_B=0,6\mathrm{L}$	
	(oben) und $v_B=0,2\mathrm{L}$ (unten) im "Closed-Box" Design ohne	
	Dämpfung	39

3.6	Approximation des Hochpassverhaltens des 2" Treibers Peerless	
	$NE65W-04$ mit Hilfe von Thiele-Small-Parametern für $v_B=$	
	$0,6L \text{ (oben)} \text{ und } v_B = 0,2L \text{ (unten) im "Closed-Box" Design}$	
	1 0	40
3.7	Approximation des Hochpassverhaltens des 2" Treibers Tang-	
	band W2-800SL mit Hilfe von Thiele-Small-Parametern für $v_B =$	
	$0,6L \text{ (oben)} \text{ und } v_B = 0,2L \text{ (unten) im "Closed-Box" Design}$	
		41
3.8	Schalldruck verschiedener Treiber zwischen 1,25m und 2,25m	
		43
3.9	Messung eines Treibers mit prototypischen Gehäuse im reflexi-	
		44
3.10	Messergebnisse des Treibers $Fountek\ FR89EX\ (3")$ in verschie-	
		46
3.11	Messergebnisse des Treibers $Peerless \ NE65W - 04 \ (2")$ in ver-	
	•	48
3.12	Ergebnis des Belastungstests für den Treiber Peerless NE65W-	
		49
	•	52
		53
3.15	Messung der Lautsprecher im Messsystem	53
4.1	Übersprechen zwischen verschiedenen Kanälen des 24 Kanal	
	Verstärkers	56
4.2	Frequenzgänge und THD+N aller 8 Kanäle des $Cloud\ CX$ –	
	A850 Verstärkers	57
4.3	Übersprechen zwischen verschiedenen Kanälen des $Cloud\ CX-$	
	A850 Verstärkers	58
4.4	Übersprechen zwischen benachbarten Kanälen des $Cloud\ CX-$	
	A850 Verstärkers	59
4.5	links: Außen -und Innenkreiskonstuktion mit Lautsprechern	
	rechts: Prinzipskizze der Innenkreiskonstruktion mit Elevations-	
	winkeln	60
4.6	oben: Theoretische (schwarz) und gemessene (grau) Azimuthpo-	
	sition des Drehtellers mit einer Person (82kg) für 20rpm unten:	
	Abweichungen der gemessenen zu den theoretischen Azimuth-	
	positionen	63

4.7	links: Messstuhl mit Person rechts: Drehteller	64
4.8	Positionierung der Versuchsperson im Mittelpunkt der Kreis-	
	konstruktion mit Hilfe von gegenüberliegenden Kreuzlinien-Lasern	68
4.9	Referenzmessung im reflexionsarmen Raum der TU Berlin $\ \ldots$	69
4.10	Messung kopfbezogener Übertragungsfunktionen im reflexions-	
	armen Raum der TU Berlin	7 0
4.11	Prinzipskizze der Signalkette bei der HRTF Messung (MC -	
	$Multicore) \ \dots $	71
5.1	Prinzipskizze der Anregesignale bei MESM	7 6
5.2	Messpunkte/Messgrid der Messung mit MESM	77
5.3	Erstellen eines inversen Filters aus der Referenzmessung	7 9
5.4	Prinzipskizze der Anregesignale bei NLMS	81
5.5	Ergebnis der Systemlatenz Messung	83
5.6	Messpunkte/Messgrid bei der Systemidentifikation mit NLMS	
	mit 37 Kanälen	85
5.7	Einfluss der Head-Tracker-Befestigung über dem Kopf des Fast	
	and Automatic Binaural Impulse response Acquisition (FABIAN)	
	Head And Torso Simulator (HATS) bei den Messungen $\ .\ .\ .\ .$.	90
5.8	links: Amplitudengänge aller mit MESM gemessenen HRTFs des	
	rechten Ohres für die Elevationsebene 0° mitte: Amplituden-	
	gänge aller in Oldenburg gemessenen HRTFs des rechten Ohres	
	für die Elevationsebene 0° rechts: Differenz (vgl. 5.4.1)	91
5.9	links: Amplitudengänge aller mit NLMS gemessenen HRTFs des	
	rechten Ohres für die Elevationsebene 0° (Stepsize $\mu=0,5;$	
	Messung Nummer 1 in Tabelle 5.1) mitte: Amplitudengänge	
	aller in Oldenburg gemessenen HRTFs des rechten Ohres für die	
	Elevationsebene 0° rechts: Differenz (vgl. 5.4.1)	92
5.10	Amplitudengänge mit NLMS (rot) und in Oldenburg (schwarz)	
	gemessener HRTFs des rechten und linken Ohres für Elev. 0°	
	und Azimuth 0° ($Stepsize \mu = 0, 5$; Messung Nummer 1 in	
	Tabelle 5.1)	93
5.11	Amplitudengänge mit MESM (rot) und in Oldenburg (schwarz)	
	gemessener HRTFs des rechten und linken Ohres für Elev. 0°	
	und Azimuth 0°	93

5.12	ERB - Fehler der mit NLMS (Stepsize $\mu = 0, 5$; Messung Nummer 1 in Tabelle 5.1) gemessenen HRTFs des linken und rechten	
	Ohres	94
5.13	ERB-Fehler der mit MESM gemessenen HRTFs des linken und rechten Ohres	95
5.14	ERB - Fehler der MESM und NLMS Messungen über beide Ohren, alle Elevationen und Azimuthwinkel im Vergleich	96
5.15	ERB - Fehler der MESM und NLMS Messungen für die ipsilaterale Seite des linken Ohres zwischen den Elevationen -30° bis	
	30°	97
5.16	ITD und ILD Unterschiede der verschiedenen Messungen im	
5.17	Vergleich	98
	1 in Tabelle 5.1), MESM und in Oldenburg gemessener HRTFs für die Elevevationsebene 0° rechts: Differenz	99
5.18	links: ILDs mit NLMS ($Stepsize \mu = 0, 5$; Messung Nummer 1 in Tabelle 5.1), MESM und in Oldenburg gemessener HRTFs	
	für die Elevevationsebene 0° rechts: Differenz	99
B.1	Cloud CX-A850: Frequenzgang, Übersprechen, THD+N $$	ii
B.2	Cloud CXA-850: technische Spezifikationen	iii
C.1	Approximation des Hochpassverhaltens des 3" Treibers Monacor SPH-30X/4 mit Hilfe von Thiele-Small-Parametern für $v_B=0.6L$ (oben) und $v_B=0.2L$ (unten) im "Closed Box"-Design	
~ ~	ohne Dämpfung	iv
C.2	Approximation des Hochpassverhaltens des 2,5" Treibers Peerless 830984 mit Hilfe von Thiele-Small-Parametern für $v_B =$	
	$0.6L$ (oben) und $v_B=0.2L$ (unten) im "Closed Box"-Design	
	ohne Dämpfung	V
C.3	-	
	band W3-881SJF mit Hilfe von Thiele-Small-Parametern für $v_B = 0.6L$ (oben) und $v_B = 0.2L$ (unten) im "Closed Box"-	
	$v_B = 0.0L$ (oben) and $v_B = 0.2L$ (unten) im "Closed Box - Design ohne Dämpfung	vi
D.1	Messergebnisse des Treibers Monacor SPH-30X/4 (3") in ver-	
	schiedenen Probevolumen mit und ohne Dämpfungsmaterial	vii

D.2	Messergebnisse des Treibers Tangband W3-881SJF (3") in ver-
	schiedenen Probevolumen mit und ohne Dämpfungsmaterial vii
D.3	Messergebnisse des Treibers Peerless 830984 $(2,5")$ in verschie-
	denen Probevolumen mit und ohne Dämpfungsmaterial in
D.4	Ergebnis des Belastungstests für den Treiber Peerless NE 65W-
	$04 \ (2") \text{ mit } P = 10W \dots \dots$
D.5	Ergebnis des Belastungstests für den Treiber Peerless NE 65W-
	$04 (2") \text{ mit } P = 20W \dots \dots$
D.6	Ergebnis des Belastungstests für den Treiber Fountek FR89EX
	(3") mit $P = 6,25W$
D.7	Ergebnis des Belastungstests für den Treiber Fountek FR89EX
	(3") mit $P = 12,5W$
D.8	Ergebnis des Belastungstests für den Treiber Fountek FR89EX
	(3") mit $P = 25W \dots x$
D.9	Frequenzgänge aller 37 Messlautsprecher (1/6 Okt. geglättet).
	Vermessen im Messsystem

Tabellenverzeichnis

3.1	Vorauswahl der zur Verfügung stehenden Lautsprechertreiber	38
4.1	Vorauswahl der zur Verfügung stehenden Mehrkanal-Verstärker	56
5.1	NLMS Messungen	84

1 Einleitung

Das menschliche Gehirn vermag aus den Verläufen von Luftdruckschwankungen an den beiden Trommelfellen, sogenannte Ohrsignale, räumliche Informationen zu rekonstruieren und daraus auditorische Parameter wie Richtung oder Entfernung von Schallquellen abzuleiten [Blau 07]. Im Gegensatz zum visuellen System beschränkt sich diese Eigenschaft nicht auf einen limitierten räumlichen Bereich. Das menschliche Hörvermögen ist also nicht nur eine weitere Modalität in der Perzeption unserer Umwelt, sondern erweitert unsere Wahrnehmung in alle Richtungen. In der Binauraltechnik wird sich dies zunutze gemacht. Werden die Signale beispielsweise an den Eingängen der Ohrkanäle aufgenommen (vgl. [Hamm 96]) und exakt reproduziert, ist es möglich, das komplette räumliche Hörerlebnis nachzubilden [Moll 92]. Darin enthalten sind, für die räumliche Lokalisation wichtige Informationen wie etwa interaurale Laufzeit-(Interaural Time Difference (ITD)) und Pegeldifferenzen (Interaural Level Difference (ILD)), sowie klangfarbliche beziehungsweise spektrale Verfärbungen. Zwei Signale sind eine ausreichende Repräsentation der akustischen Szene, da auch der Mensch nicht mehr benötigt um dreidimensional hören zu können [Roze 10].

Es ist möglich, binaurale Signale durch geeignete Filterung mit kopfbezogenen Übertragungsfunktionen (sog. Head-Related Transfer Functions (HRTFs)) zu synthetisieren. Sie beschreiben die Freifeldschallübertragung von einer Quelle zum Ohrkanal als lineares zeitinvariantes System (Linear Time-Invariant (LTI)-system) [Majd 07]. Durch dessen gewichtete und zeitlich versetzte Überlagerung entsprechend dem Direktschall und Wandreflexionen, können also beliebige Räume, wie Konzertsäle oder Klassenräume, simuliert werden. Es gibt eine Vielzahl von Anwendungsmöglichkeiten kopfbezogener Übertragungsfunktionen (HRTFs) bei der räumlichen dreidimensionalen Tonwiedergabe. Von der mobilen Sprachkommunikation über Tele- und Videokonferenzsysteme, dem schaffen immersiver virtueller Umgebungen bei Simulationen und Computerspielen, bis hin zu virtuellen Displays ist alles denkbar [Alga 11]. Dabei wird zwischen individuellen und nicht individuellen HRTFs unterschieden. Für die meisten der genannten Anwendungsgebiete werden zurzeit generalisierte, nichtindividuelle HRTFs verwendet. Bedingt durch individuelle Unterschiede von

Torso, Kopf und Pinna ergeben sich hier jedoch beispielsweise höhere Fehlerraten bei der Lokalisation von Schallquellen [Wenz 93, Moll 96b]. So hat sich gezeigt, dass Versuchspersonen in Simulationen mit HRTFs von Kunstköpfen oder anderen Versuchspersonen mehr Lokalisationsfehler machen als mit ihren eigenen individuellen HRTFs [Moll 96b, Wenz 93, Wigh 05, Dobr 10]. Auch die Klangfarbe und die Wahrnehmung von Räumlichkeit spielen hier eine entscheidende Rolle [Lind 07, Mold 05]. Um eine möglichst genaue virtuelle Simulationsumgebung zu schaffen, ist es also nötig einen Datensatz individueller kopfbezogener Übertragungsfunktionen an verschiedenen Positionen zu Messen. Die dabei benötigte räumliche Auflösung hängt einerseits vom Anwendungsgebiet und andererseits von der Lokalisationsunschärfe des Menschen ab [Blau 07, Mako 90]. Es wird aber ersichtlich, dass für eine perzeptiv fehlerfreie und vollsphärische Repräsentation weit über 1000 Messpositionen nötig sind [Minn 05]. Bei der Vermessung von realen Personen spielt neben der Genauigkeit auch die Dauer einer solchen Messung eine wichtige Rolle. Eine verkürzte Messzeit, die ungewollte Kopfbewegungen und somit die Wahrscheinlichkeit von Messartefakten verringert, ist um vieles komfortabler und Praxisorientierter [Majd 07].

Im Rahmen der Masterarbeit wird ein System zur schnellen Messung individueller HRTFs entwickelt. Hierbei werden die Messsignale über 37 Lautsprecher, die auf einem Kreisbogen um eine Person angeordnet sind, mithilfe von Mehrkanalmessverfahren [Majd 07, Enzn 09] wiedergegeben. Durch die simultane Wiedergabe bei kontinuierlicher Drehung der Versuchsperson, wird hier die Dauer erheblich verkürzt und trotzdem eine hohe Auflösung erreicht. Verwendet werden dabei die Verfahren Multiple Exponential Sweep Method (MESM) und Normalized Least Mean-Square (NLMS) [Diet 13, Enzn 09].

Das Ergebnis werden räumlich hochaufgelöste, vollsphärische HRTF-Datensätze sein, welche im BMBF-geförderten Projekt OIWOB (Orientieren, Informieren, Warnen. Orientierungshilfe für Blinde) Verwendung finden. Sie bilden die Grundlage für die Auralisation von Orts- und Bewegungsinformationen für den Prototypen eines Assistenzsystems, dass Blinden als Orientierungshilfe dienen soll (vgl. [Buja 12]). Auch in der durch die Deutsche Forschungsgemeinschaft etablierte Forschergruppe SEACEN (Simulation und Evaluation akustischer Umgebungen) können die Datensätze für individuelle Raumsimulationen verwendet werden. Die Möglichkeit beide Messverfahren an einem System zu testen, bietet außerdem einen direkten Vergleich und gibt somit Aufschluss über

deren Vor- und Nachteile. Um die Qualität der gemessenen Daten objektiv einschätzen zu können werden zunächst Testmessungen mit dem am Fachgebiet entwickelten FABIAN HATS vorgenommen [Lind 07]. Von diesem existiert bereits ein hochaufgelöster HRTF- Datensatz [Brin 13].

Projektbeschreibung

In einer parallel verlaufenden Masterarbeit am Fachgebiet Audiokommunikation wird zunächst eine modellbasierte Evaluation der Messverfahren durchgeführt. Im Rahmen einer Umfassenden Simulation wird dabei ein Vergleich von MESM und NLMS unter Verwendung von Matlab angestellt. Einbezogen werden einerseits die Eigenschaften der Messumgebung, wie zum Beispiel die Anzahl der Lautsprecher, entsprechend gefärbtes Rauschen oder harmonische Verzerrungen, sowie andererseits die Parameter der verwendeten Messverfahren (Sweeplänge, Drehgeschwindigkeit der Versuchsperson, Adaptionszeit, etc.). Durch die systematische Variation dieser Parameter lässt sich die daraus resultierende Systemgüte beschreiben. Grundlage für die Simulation bildet der FABIAN HRTF Datensatz, welcher im Rahmen des SEACEN Forschungsprojekts akquiriert wurde [Brin 13].

Nach dem Entwurf des Konzepts der Übertragungsstrecke, folgt die Auswahl und Entwicklung der geeigneten elektroakustischen Komponenten. Für die Messung am geblockten Ohrkanal sollen später spezielle, am Fachgebiet entwickelte, miniatur elektret - Kondensatormikrophone verwendet werden [Brin 10]. Die 37 Lautsprecher werden eigens für das Messsystem im "closed-box"Design entwickelt und gebaut. Dabei erfolgt zunächst eine theoretische Vorbetrachtung hinsichtlich der Kriterien omnidirektionaler Richtcharakteristik, breitbandiger Übertragung, On-Axis-Frequenzgang, Zeitinvarianz und Linearität. Nach den sich daraus ergebenen systemtheoretischen Eigenschaften, werden die geeigneten Treiber ausgewählt und das Gehäuse designt. Neben einigen konstruktionsbedingten Beschränkungen, wird versucht einen möglichst guten Kompromiss aus Kompaktheit, Leistung und Linearität der Treiber zu finden. Für die weiteren Komponenten der Wiedergabestrecke wie das Audio-Interface, Verstärker, Mikrofonvorverstärker und Digital-Analog-Wandler dienen geeignete Konsumerlösungen. Es wird dabei darauf geachtet, dass jede Komponente die für das Projekt idealen Eigenschaften aufweist und gleichzeitig im finanziellen Rahmen bleibt. Dafür sind eine umfassende Recherche sowie gegebenenfalls eine messtechnische Validierung der Herstellerangaben notwendig. Die Firma Human Factors Consultant GmbH (HFC) entwickelt parallel und in enger Zusammenarbeit die Kreiskonstruktion. Die Implementierung der Messverfahren erfolgt unter Zuhilfenahme der ITA-Toolbox der RTWH Aachen. Während MESM bereits ein Teil hiervon ist, wird NLMS noch zusätzlich, in Form einer entsprechenden Messklasse, integriert. Sie beinhaltet unter anderen die Erstellung der Messsignale- und routinen, sowie das Postprocessing. Darüber hinaus wird die Schnittstelle für die Ansteuerung des für die Rotation der Versuchsperson benötigten Drehtellers, sowie des Tracking-Systems für die Bestimmung der aktuellen Kopfposition- und orientierung der Versuchsperson in Matlab realisiert.

Ein probeweiser Aufbau des Messsystems findet in den Räumlichkeiten der Akustik-Prüfstelle am Institut für Strömungsmechanik und Technische Akustik an der technischen Universität Berlin statt. Hier wird ein exakter Ablauf für die Kalibrierung des Systems sowie für die Messung von Kopfbezogenen Übertragungsfunktionen entwickelt. Abschließend wird das System durch Testmessungen gegen eine herkömmliche Messung evaluiert. Dafür wird der reflektionsarme Raum des Instituts für Strömungsmechanik und Akustik der technischen Universität Berlin genutzt.

2 Theoretische Grundlagen

Im Folgenden Kapitel werden grundlegende Zusammenhänge für das Verständnis dieser Arbeit erörtert. Außerdem werden die beiden verwendeten Messverfahren beschrieben.

2.1 Kopfbezogene Übertragungsfunktionen

Die Freifeldübertragung einer Schallquelle zum Ohrkanal eines menschlichen Kopfes kann als lineares zeitinvariantes System betrachtet werden und wird durch kopfbezogene Übertragungsfunktionen oder auch Head Related Transferfunctions (HRTFs) im Frequnezbereich¹ beschrieben. Sie sind die akustischen Fingerabdrücke der Morphologie einer Person. HRTFs enthalten die Informationen die die Schallwellen vom Ort der Quelle zum jeweiligen Ohrkanal erfahren. Dazu gehören Abschattungs- und Beugungseffekte, Reflexionen durch den Kopf, die Schultern und den Torso eines Menschen, sowie die Filterung durch die Ohrmuscheln in Abhängigkeit zur Position der Quelle [Roze 10]. Um diese Richtungsabhängigkeit zu beschreiben, wird in dieser Arbeit das von [Blau 74] eingeführte geodätische Koordinatensystem verwendet.

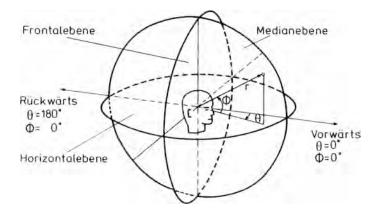


Abbildung 2.1: Kopfbezogenes Koordinatensystem [Blau 07]

¹Im Zeitbereich spricht man von sog. Head-Related Impulse Responses (HRIRs)

Der Ursprung dieses kopfbezogenen, sphärischen Koordinatensystems, ist das interaurale Zentrum zwischen den beiden Ohrkanaleingängen. Wie in Abbildung 2.1 zu erkennen, lässt sich so die Position einer Schallquelle über den Abstand r, sowie den Azimuthwinkel θ , mit $\{\theta \in \mathbb{R} | 0^{\circ} \leq \theta < 360^{\circ}\}$ und den Elevationswinkel ϕ mit $\{\phi \in \mathbb{R} | -90^{\circ} \leq \phi \leq 90^{\circ}\}$, beschrieben. Der 0° Winkel befindet sich für beide Winkel direkt vor dem Hörer. Für $0^{\circ} \leq \theta \leq 180^{\circ}$ befindet sich die Schallquelle links vom Zuhörer und für $180^{\circ} \leq \theta < 360^{\circ}$ rechts von ihm. Bei einem positiven Elevationswinkel ϕ ist die Schallquelle oberhalb und bei einem negativen unterhalb der interauralen Achse.

Bei nährungsweisem, diotischen Schalleinfall auf der Medianebene spielen bei der Lokalisation vor allem die monauralen Ohrsignalmerkmale eine Rolle. Die wahrgenommene Hörereignisrichtung wird hier überwiegend durch die Terzmittenfrequenz bestimmt [Blau 07]. Man spricht von sog. richtungsbestimmenden Bändern [Blau 74]. Die Ohrmuschel verhält sich also wie eine Art Resonanzkammer, welche bestimmte Spektralanteile anhebt und andere stark absenkt (vgl. 2.1.2).

Neben diesen spektralen Cues, enthalten HRTF-Paare außerdem Informationen für die Lokalisation bei dichotischer Beschallung außerhalb der Medianebene. Da der Weg des Schalls hier zum einen Ohr länger ist als zum anderen, entstehen frequenzabhängige, interaurale Laufzeit- (ITD) und Phasenunterschiede (Interaural Phase Difference (IPD)), wobei $ITD = IPD/2\pi f$ [Roze 10]. Durch Abschattungseffekte am schallabgewandten Ohr, kommt es in höheren Frequenzbereichen außerdem zu interauralen Pegeldifferenzen ILD.

2.1.1 HRTF Definition und Messposition: Schallübertragung im Außenohr bei Anregung im Freifeld

Bei Anwendungen in der Binauraltechnik bildet die korrekte Reproduktion des Schallsignals am Trommelfell, mit Hilfe von HRTFs, die Grundlage bei der Wiedergabe. Der Weg des Schalls muss bei deren Messung irgendwo zwischen Quelle und Trommelfell unterbrochen werden. Das Ergebnis, die aufgenommene Übertragungsfunktion, muss am Ende alle Informationen beinhalten, um das originale Signal bei einer binauralen Wiedergabe vor dem Trommelfell reproduzieren zu können [Hamm 91]. Nach [Moll 92] kann die Freifeldübertragung einer Schallquelle zum Ohr eines Hörers in einen richtungsabhängigen

und einen richtungsunabhängigen Teil aufgeteilt werden. HRTFs werden aus dem Verhältnis vom Schalldruck im Freifeld, zu dem am Eingang des Gehörgangs gebildet. In Abbildung 2.2 ist eine Skizze der Ohrmuschel und des Gehörgangs, sowie das dazu analoge Ersatzschaltbild dargestellt. P_3 ist dabei der Schalldruck am Eingang des Ohrkanals und P_4 der Schalldruck direkt vor dem Trommelfell.

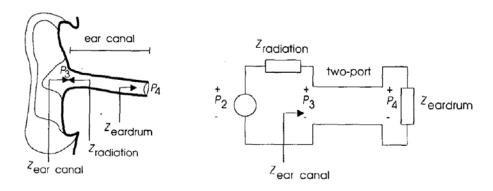


Abbildung 2.2: Schalldruck vor und im Ohrkanal. links: Skizze | rechts: Ersatzschaltbild

Wird das Thevenin-Theorem am Eingang des Gehörgangs angewendet, kann die Quelle in einen Leerlaufschalldruck P_2 und eine Ersatzimpedanz $Z_{radiation}$ aufgeteilt werden. P_2 existiert jedoch nur, wenn die Schallschnelle am Eingang des Gehörgangs gleich Null beträgt. Dies kommt in einer realen Hörsituation nicht vor. Zu Messzwecken lässt es sich allerdings umsetzen, indem am geblockten Ohrkanal gemessen wird [Moll 92]. Mit Hilfe einer Referenzmessung an der Position des interauralen Zentrums bei abwesendem Hörer, ergibt sich so der interessierende richtungsabhängige Teil der HRTF

$$HRTF_{Messung} = \frac{P_2}{P_1}$$

$$= \frac{Schalldruck \ am \ geblockten \ Ohreingang}{Schalldruck \ am \ Referenzpunkt}$$
(2.1)

Der Richtungsunabhängige Teil ist zum einen der Übertragungsweg im Ohrkanal P_4/P_3 und zum anderen der Schalldruck am offenen Eingang des Gehörs, welcher über die Ersatzimpedanz der Quelle $Z_{radiation}$ und der Impedanz des Gehörgangs $Z_{earcanal}$ berechnet werden kann

$$\frac{P_3}{P_2} = \frac{Z_{earcanal}}{Z_{earcanal} + Z_{radiation}} \tag{2.2}$$

Nach [Moll 92] ist die eigentliche HRTF definiert als

$$HRTF = \frac{P_4}{P_1} = \frac{P_4}{P_3} \cdot \frac{P_3}{P_2} \cdot \frac{P_2}{P_1}$$
 (2.3)

Da aber die Schalldrücke P_2 , P_3 und P_4 laut [Moll 95] die kompletten Informationen des räumlichen Hörens kodieren, wird die Messung nach Formel 2.1 empfohlen. Anstatt die Mikrofone umständlich vor dem Trommelfell im Ohrkanal positionieren zu müssen, lässt sich die HRTF am geblockten Ohreingang mit einem Ohrstöpsel-Mikrofon bestimmen.

Im Rahmen dieser Arbeit wird die Bezeichnung HRTF für kopfbezogene Übertragungsfunktionen verwendet, welche am geblockten Ohrkanal Eingang gemessen werden. Die $HRTF_{Messung}$ bzw. P_2 kann mit Hilfe des HATS FABIAN oder mit den, am Fachgebiet entwickelten, miniatur Elektret - Kondensatormikrophonen [Brin 10] bei realen Personen bestimmt werden.

2.1.2 Non-Individuell versus Individuell

Wie bereits erwähnt, enthalten HRTFs Informationen über die Filterwirkung der menschlichen Morphologie, insbesondere durch den Torso, den Kopf und die Pinna. Es liegt nahe, dass sich diese Eigenschaften interindividuell auf die HRTFs von Personen auswirken. Die Pinna verhält sich wie eine Art Resonanzhöhle, welche je nach Schalleinfallswinkel sehr starke individuelle spektrale Färbungen verursacht. Besonders in hohen Frequenzbereichen werden bestimmte Anteile angehoben oder stark Abgesenkt. Es lassen sich zwar generelle Aussagen, wie beispielsweise über eine $\lambda/4$ -Resonanz bei $f_1=3$ kHz oder eine bei etwa $f_2=5$ kHz auftretende Resonanz auf Grund eines Druckmaximums in

der cavum conchae, treffen ² (vgl. [Shaw 67] & [Shaw 98]), die individuellen Unterschiede sind allerdings zu groß um generalisierte HRTFs in Virtual Acoustic Environments (VAE) reliabel und ohne Lokalisationsfehler verwenden zu können.

So konnte schon Fischer et al. zeigen, dass sich das Hören durch künstliche Ohrmuscheln negativ auf die Lokalisation auswirkt [Fish 68]. In einem von Møller et al. präsentierten Experiment wurden 20 Versuchspersonen binaurale Aufnahmen mit den HRTFs von 30 verschiedenen Menschen präsentiert. Das Ergebnis war eine hohe Fehlerrate bei der Lokalisation mit zufällig ausgewälten HRTFs. Die HRTF mit den besten Resultaten in der Versuchsgruppe wurde als "typisch" angenommen und für weitere Versuche verwendet. Auch wenn sich die Ergebnisse hier verbesserten, waren die Fehlerraten für die Lokalisation in der Medianebene immer noch signifikant höher, als in einer realen Hörsituation [Moll 96a]. In einem weiteren Experiment verglich Møller die Lokalisationsleistung bei realen Hörsituationen mit individuellen und nicht individuellen binauralen Aufnahmen. Bei diesem Vergleich konnte gezeigt werden, dass die Lokalisation mit individuellen HRTFs authentisch reproduziert werden kann. Dem gegenüber wurden bei nicht individuellen Aufnahmen signifikante Distanzfehler und Fehler bei der Lokalisation in der Medianebene gemacht [Moll 96b]. Auf Grund des diotischen Schalleinfalls in der Medianebene, wird die Lokalisation hier vor allem von spektralen Cues Butl 77, welche besonders durch die individuelle Form der Ohrmuschel beeinflusst werden, bestimmt. Ähnliche Ergebnisse werden ebenfalls von Wenzel et al. beschrieben. In einem Versuch sollten blinde Personen den Azimuth und die Elevation einer Quelle angeben. Sie zeigen die größten Unterscheide in der Lokalisation von elevierten Quellen, während die Azimuthlokalisation bei allen ähnlich genau war [Wenz 88]. Auch dies wird wieder auf die individuellen akustischen Eigenschaften der Außenohren zurückgeführt. Eine weitere Untersuchung mit nicht-individuellen HRTFs wurde in Wenz 93 gemacht. Bei fast allen Versuchspersonen wurde, im Gegensatz zur realen Hörsituation, eine hohe Rate an Vorne-Hinten-, sowie Oben-Unten-Vertauschungen festgestellt. Diese können jedoch nach Begault et al. durch den Einsatz von Kopfbewegungen bei der Lokalisation verbessert werden. Die Vertauschungsrate kann so von 59% auf 28% reduziert werden [Bega 01].

Auch Reflexionen und Abschattungseffekte von Kopf und Torso wirken sich auf

 $^{^{2}}$ weitere Resonanzen entstehen in höheren Frequenzbereichen durch stehende Wellen in der cavum conchae

die temporale und spektrale Zusammensetzung von HRTFs aus. Algazi et al. zeigt beispielsweise, dass Reflexionen und Abschattungen durch den Torso, besonders bei hohen und niedrigen Elevationen, einen Einfluss haben [Alga 02]. Vorherige Untersuchungen haben dies bereits zum Teil bestätigt. So wurde bewiesen, dass Torsorelexionen geringe, aber vorhandene Anhaltspunkte bei der Lokalisation von elevierten Quellen außerhalb der Medianebene, insbesondere unterhalb von 3kHz, liefern [Alga 01a]. Die von Algazi beschriebene CIPIC HRTF Datenbank beinhaltet kopfbezogene Übertragungsfunktionen und anthropomorphe Messungen von 45 Personen mit 1250 Quellpositionen [Alga 01b]. Es wurde versucht einen Zusammenhang zwischen den anatomischen Daten von Kopf und Torso und den Dimensionen von Pinna, insbesondere der cavum conchae, zu finden. Dieser konnte jedoch nicht hergestellt werden. Es wurde aber Nachgewiesen, dass die Kopfgröße einer Person mit der ITD_{max} korreliert. Diese hat einen großen perzeptiven Einfluss bei der Lokalisation außerhalb der Medianebene.

Es sei noch erwähnt, dass Menschen bis zu einem gewissen Grad in der Lage sind, sich an fremde HRTFs anzupassen. Mit Hilfe von Training können sowohl bei der vorne-hinten-Vertauschung (vgl. [Zaho 06]), als auch bei der Lokalisation, Verbesserungen erlernt werden [Pars 12]. Auf Grund des Trainingsaufwandes und der begrenzten Verbesserungen sind individuelle HRTFs aus den oben genannten Gründen jedoch zu bevorzugen.

2.2 Messung von HRTF-Datensätzen

Bei der Auswahl einer geeigneten Methode zur Identifikation von akustischen Systemen müssen viele Gesichtspunkte beachtet werden. Die Wahl eines geeigneten Anregungssignals hängt primär von der Art der Systemidentifikation ab, ist aber ebenfalls an das Messszenario (z.B. statisch oder dynamisch), die akustischen Gegebenheiten des Messraumes und die verwendete Hardware gebunden. Auch die Frage nach nicht-idealen Wandlern, Lautsprecher Nichtlinearitäten oder rauschverhalten und Übersprechdämpfung von Verstärkern, muss gestellt werden [Enzn 13]. Um ein zufriedenstellendes Signal to Noise Ratio (SNR) bei der Messung zu erreichen, muss die Signalenergie im beob-

achteten Frequenzbereich möglichst weit über dem Systemrauschen³ liegen. Die Messungen von individuellen HRTFs sind in den vergangen Jahren, z.B. für die Forschung im Bereich der Lokalisation oder der Authentizität von VAEs, immer wichtiger geworden. Besonders die Messzeit soll dabei so kurz wie möglich gehalten werden. Zur Beschleunigung der Verfahren, werden bei größeren HRTF Datensätzen mehrere HRTFs parallelisiert, d.h. simultan aus verschiedenen Schalleinfallsrichtungen, gemessen. In 2.3 und 2.4 werden zwei dieser Methoden, welche auch in dieser Arbeit verwendet werden, vorgestellt.

2.2.1 Zur Reproduzierbarkeit von HRTF Messungen

Auf Grund der Komplexität von HRTF Messungen in Bezug auf das Messverfahren, die Positionierung der Versuchsperson, die Mikrofonposition im Ohr, etc., ist die Wiederholbarkeit der Messergebnisse problematisch. K. A. J. Riederer hat zu diesem Thema verschiedene, wiederholte Messungen mit einem Kunstkopf und zwei Menschen durchgeführt und die Messergebnisse im Hinblick auf dessen unterschiede Analysiert. Alle Messungen wurden im gleichen Messsystem vorgenommen. Bei den echten Köpfen wurden die Messungen mit Miniaturmikrofonen am geblockten Ohrkanal durchgeführt. Dabei hat sich herausgestellt, dass Varianzen bei der Platzierung der Mikrofone im Ohr der Versuchsperson, z.B. verursacht durch unerfahrene experimentierende, zu Messunterschieden von bis zu 20dB über 10kHz führen können. Auch ungewollte Kopfbewegungen der Versuchspersonen können Abweichungen über den gesamten Frequenzbereich verursachen. Ein weiterer wichtiger Aspekt ist die richtige Positionierung (akustisches Zentrum des Kopfes auf der Rotationsachse) im Messsystem. Hier stellte sich heraus, dass kleine Unzulänglichkeiten nur einen geringen Einfluss unterhalb von 7kHz haben. Bei Frequenzen zwischen 7 und 12kHz wirken sich diese allerdings stäker aus. Bei genauer Positionierung der Versuchsperson sind Abweichungen von 3..5dB zwischen Messergebnissen erkennbar. Diese Abweichungen steigen bei ungenauerer Positionierung auf bis zu 5..10dB [Ried 98]. Dies trifft ebenfalls auf Messungen mit Kunstköpfen zu, während Kopfbewegungen und die korrekte Mikrofonplatzierung vernachlässigt werden können. K. A. J. Riederer stellte außerdem fest, dass die Abschattung durch den Kopf einen Einfluss hat. So verschlechtert sich die Wiederholbarkeit

³Grundrauschen des Messraumes, Eigenrauschen der elektroakustischen Wandler, etc.

der Ergebnisse besonders bei kontralateralen Richtungen zur Quelle. Bei wiederholten Kunstkopfmessungen wurden über 5kHz Abweichungen von bis zu 2..10dB festgestellt [Ried 98]. Dies wird ebenfalls in einer Studie von Moeller et al. beschrieben [Moll 95].

B. FG Katz hat einen Round Robin Vergleich zwischen verschieden HRTF Messsystemen gemacht. Soweit dem Autor dieser Arbeit bekannt, ist dies ein bisher einzigartiger Vergleich. Verschiedenen Universitäten mit eigenen HRTF Messsystemen (u.a. auch einige der in 2.2.2 erwähnten), sollten HRTFs mit dem Neumann Kunstkopf KU 100 messen. Die Ergebnisse stellen so einen direkten Vergleich zwischen den Systemen dar. Da jedes System ein eigenes Abtastgrid besitzt, sind nur einige Punkte ohne Interpolation der Messdaten direkt Vergleichbar. Die Messergebnisse für die Quellposition direkt vor dem Kunstkopf ($\theta = 0^{\circ}$ und $\phi = 0^{\circ}$) zeigen alle einen ähnlichen Verlauf, wobei nicht bei allen, alle Eigenschaften der HRTF zu erkennen sind. Die Pinnaresonaz des KU 100 bei 4kHz ist beispielsweise nicht überall gleich ausgeprägt. Insgesamt sind zwischen den Messsystemen über den gesamt Frequenzbereich Unterschiede von 1..10dB erkennbar. Für die Quellposition bei $\theta = 80^{\circ}$ und $\phi = 0^{\circ}$ sind die Unterschiede ähnlich. Es wurden außerdem ITD Unterschiede bei bestimmten Quellpositionen, von bis zu 0,2ms zwischen den Messsystemen festgestellt [Katz 07].

Je nach dem wer die Messung vornimmt, mit welchem Equipment/Messsystem gemessen und wie gewissenhaft die Messung durchgeführt wird, können also teilweise große Unterschiede in den Messergebnissen zwischen ein und derselben Versuchsperson vorkommen. Es stellt sich daher immer die Frage nach der tatsächlichen idiosynkratischen HRTF einer bestimmten Person und ob das jeweilige Messsystem in der Lage ist, diese zu ermitteln.

2.2.2 HRTF Messsysteme: eine Übersicht

Es werden nun einige bestehende HRTF-Messsysteme vorgestellt. Dabei soll weniger auf den Forschungsinhalt der Beiträge eingegangen werden, sondern auf die praktische Umsetzung der jeweiligen Messsysteme. Auch wenn die Auflistung keinenfalls einen Anspruch auf Vollständigkeit erhebt, erscheint eine chronologische Reihenfolge hier trotzdem Sinnvoll.

[Bron 95] Zur Untersuchung der Lokalisation von virtuellen und realen Quellen, wurde ein System zu Messung individueller HRTFs gebaut. Dieses besteht aus einem Halbkreisbogen (Radius = 1, 4m) mit einer Spur, in welcher ein Lautsprecher (Philips AD 2110/SQ) entlangfahren kann. Die Versuchsperson wird mit dem Kopf in der Mitte des Bogens positioniert. Als Messsignale dienen time-streched pulses [Aosh 81], welche so im Frequenzbereich erstellt werden, dass der Frequenzgang der Lautsprecher kompensiert wird. Mittels Dreieckszerlegung werden gleichmäßig verteilte Messpositionen des Lautsprechers um die Versuchsperson ermittelt. Insgesamt können so 976 Positionen zwischen 90° und -56, 3° Elevation bei einer Auflösung von 5, 6° abgedeckt werden. Gemessen wird innerhalb des Ohrkanals mit einem Sondenmikrofon. Mit Hilfe eines Headtrackers wird sichergestellt, dass Kopfbewegungen bei der Messung innerhalb einer 5° Tolleranzschwelle liegen. Insgesamt dauert eine Messung etwa 2, 5 Stunden.

[IRCA en] Das am Institut de Recherche et Coordination Acoustique/Musique (IRCAM) entwickelte HRTF Messsystem ist in Abbildung 2.3 dargestellt. Wie zu erkennen, wird hier ein Lautsprecher (Tannoy system 600) an einem U-förmigen Kran um eine Person bewegt. Diese sitzt auf einem Drehteller, welcher bestimmte Azimuthpositionen anfahren kann. Dabei wird zwischen -45° und 90° Elevevation in maximal 15° vertikaler und horizontaler Auflösung gemessen. Insgesamt ergeben sich so 187 Messpositionen. Als Anregesignal werden exponentielle Sweeps 13. Ordnung verwendet. Die Ohrstöpsel zur Messung am geblockten Ohrkanal werden personenspezifisch angefertigt. Es existieren keine Angaben über die Dauer der Messung. Da hier aber mit einzelnen Sweeps im stop - & - go Ansatz mit nur einem Lautsprecher gemessen wird, ist mit einer längeren Messzeit zu rechnen. Die rohen HRTF Daten (optional mit Diffusfeldentzerrung), sowie die morphologischen Daten von über 50 Personen sind in der sog. LISTEN Datenbank online frei verfügbar.

[Otte 01] & [Brin 13] Das im Rahmen der Dissertation von J. Otten entwickelte Two Arc Source Positioning (TASP) System besteht aus 2 Halbkreisbögen (Radius = 1,7m), welche über eine Drehvorrichtung an der Decke des Messraumes um eine Person gedreht werden können. Das interaurale Zentrum der Person befindet sich dabei im geometrischen Mit-

telpunkt des Systems. Auf jedem Halbkreis befindet sich ein frei beweglicher Lautsprecher (Manager MSW Biegewellen-Wandler), dessen Position mit $0,1^{\circ}$ Genauigkeit einstellbar ist (siehe Abbildung 2.3). Sowohl Horizontal als auch Vertikal (zwischen -64° und 90°) kann auf diese Weise eine sehr hohe Auflösung erreicht werden. Als Anregesignal werden exponentielle Sweeps 16. Ordnung verwendet. Gemessen wird mit Ohrstöpsel-Mikrofonen am geblockten Ohrkanal. Die Messdauer richtet sich bei dem TASP System nach der gewünschten horizontalen und vertikalen Auflösung der HRTF Daten. Da allerdings nur mit 2 Lautsprechern und im stop-&-go Verfahren gemessen wird, ist auch hier mit langen Messzeiten zu rechnen.

et. al. eine frei zugänglich HRTF Datenbank mit 45 Personen erstellt. In dem hier verwendeten Messsystem sitzt die Versuchsperson mit ihrem interauralen Zentrum im Mittelpunkt eines kreisförmigen Bogens (Radius = 1m), an welchem mehrere Lautsprecher (Bose Acoustimass) befestigt sind. Dieser bewegt sich um die Person. Als Anregesignal wurden bei den Messungen sog. Golay-Code⁴ Signale verwendet. Auch in diesem Messsystem wird mit Mikrofonen am geblockten Ohrkanal gemessen. Insgesamt wurde pro Versuchsperson an 1250 Quellpositionen gemessen, wobei die vertikalen Werte gleichmäßig in 5,625° Schritten zwischen -45° bis 90° verteilt sind. Die azimuth Winkel wurden an ±80°, ±65°, ±55° und zwischen -45° und 45° in 5° Schritten abgetastet. Zu jeder Person liegen außerdem ausführliche morphologische Daten (Pinna, Kopf & Schlutern) vor.

[Zotk 06] Die von Zotkin et al. vorgeschlagene Methode basiert auf Helmholtz' Prinzip der Reziprozität. Demnach soll der Schalldruck, bei einem beliebigen LTI-System, am Messpunkt r, angeregt durch die Quelle bei r_0 , gleich dem Schalldruck entsprechen, welcher am Punkt r_0 gemessen worden wäre, wenn die Quelle bei r gestanden hätte. Werden Quelle und Empfänger vertauscht, sollte die Systemantwort also die gleiche sein. Der Messaufbau des Systems besteht aus einem Kugelmaschennetz (Radius = 0,7m) an dessen Knoten 32 Mikrofone in etwa gleichverteilt angebracht sind. Im Zentrum befindet sich der Kopf der Ver-

⁴Codepaare mit nicht periodischen Auotkorrelationsfunktionen ohne Nebenkeulen

suchsperson, obgleich bei den Messungen in [Zotk 06]] ein Kunstkopf und eine Kugel verwendet wurde. Ominidirektionale Miniaturlautsprecher ($Knowles\ Electronics\ ED-9689$) werden an den Ohreingängen platziert und geben einen 96 Sample langen Sweep-Impuls (2, 45ms bei $f_s=39,0625$) zwischen 1kHz und 16kHz wieder. Dieser wird von allen Mikrofonen gleichzeitig aufgenommen. Auch wenn dadurch Zeit gespart werden kann, sind die Messergebnisse mit direkten HRTF Messverfahren nur bedingt vergleichbar. Auf Grund der Lautsprechergröße sind die Frequenz-Bandbreite und der SNR gering.

[Majd 07] Das hier vorgestellte Messsystem besteht aus 22 Lautsprechern (Spezialanfertigung), welche auf einem Kreisbogen zwischen -30° und 80° Elevation angeordnet sind. Die Versuchsperson befindet sich auch hier im Zentrum des Lautsprecherkreises. Für eine horizontale Auflösung von 2,5° wird sie an die jeweilige Azimuthposition gedreht und die Messung beginnt. Gemessen wird am geblockten Ohrkanal. Die Besonderheit liegt hier in der Art der Anregesignale. Exponentielle Sweeps werden nicht einzeln, sondern mehrkanalig und zeitlich versetzt über die Lautsprecher mit dem MESM Verfahren wiedergegeben (siehe 2.3). Auf diese Weise kann die Messzeit bei über 3000 Messpunkten von 41 auf 10 Minuten reduziert werden.

[Masi 11] & [Masi 12] In Abbildung 2.3 ist das HRTF Messsystem von Masiero et. al. aus der RWTH Aachen dargestellt. Wie zu erkennen, befindet sich die Versuchsperson hier im Zentrum eines Kreises (Radius = 1m) aus dünnen Metallstangen. Die eingehängten 40 Lautsprecher sind Spezialanfertigungen, wobei ihr Gehäuse eine tropfenähnliche Form hat, um das Schallfeld von benachbarten und gegenüberliegenden Lautsprechern möglichst wenig zu beeinflussen⁵. Gemessen werden kann zwischen -60° und 90° Elevation. Das Mikrofon befindet sich am geblockten Ohrkanal. Zur Systemidentifikation wird das Mehrkanalverfahren MESM verwendet (siehe 2.3), wodurch die Messzeit erheblich verringert werden kann.

⁵ In [Poll 14] ist zu erkennen, dass um die Lautsprecher Absorbermaterial angebracht wurde, da die Tropfenform der Lautsprecher in der Praxis nur bedingt Vorteile bringt.

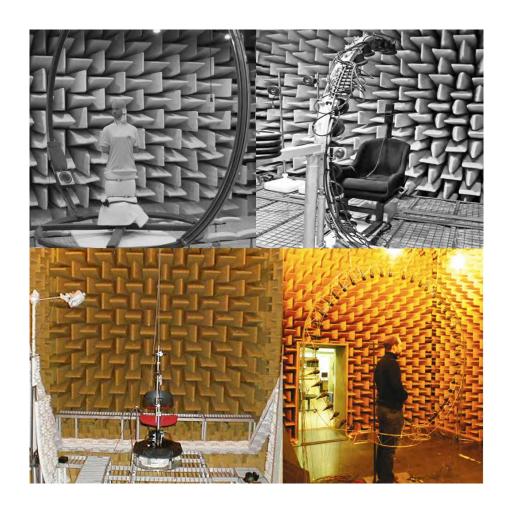


Abbildung 2.3: HRTF-Messsysteme, oben links: TASP [Brin 13] | oben rechts: [Dobr 10] | unten links: IRCAM *LISTEN* Projekt [IRCA en] | unten rechts: System der RTWH-Aaachen [Masi 11]

Weitere HRTF-Messsysteme werden in [Valj 04], [Bega 06], [Buja 12] und in [Dobr 10] (siehe Abbildung 2.3) vorgestellt. Abgesehen von der reziproken Messmethode können die Systeme in Bezug auf die Quellenverteilung in 3 Gruppen eingeteilt werden:

- Dichte Anordnung: so viele Lautsprecher wie zu messende Quellpositionen ([Valj 04])
- Hybride Anordnung: eine Gruppe von Lautsprechern wird auf einem Kreisbogen platziert, wobei entweder der Bogen oder die Versuchsperson gedreht wird ([Alga 01b], [Majd 07], [Masi 11], [Bega 06], [Buja 12], [Dobr 10])

• Spärliche Anordnung: sehr wenige Lautsprecher, welche an die zu messende Quellposition bewegt werden ([Bron 95], [IRCA en], [Otte 01])

Dichte Anordnungen haben den Nachteil nur bestimmte Quellpositionen abdecken zu können. Mit steigender Quellanzahl steigen außerdem die Kosten und die Komplexität. Selbst bei schneller Positionierung des Lautsprechers werden spärliche Anordnungen immer die langsamste Methode sein, um kopfbezogene Übertragungsfunktionen zu messen, da keine Parallelisierung möglich ist (vgl. [Bron 95]). Hybride Anordnungen stellen hierbei einen guten Kompromiss zwischen der erforderlichen Messzeit, den Kosten und der Komplexität dar, weshalb sie am weitesten verbreitet sind.

2.3 MESM (Multiple Exponential Sweep Method)

MESM wurde 2007 von Majdak et al. vorgestellt und beschreibt eine Methode zur Identifikation von mehreren, schwach nicht-linearen, Systemen [Majd 07]. Der Grundgedanke ist einfach. Die Anregesignale für mehrere Systeme werden zur Beschleunigung der Messung zeitlich verschachtelt. Darauf basierend hat Dietrich et al. 2013 eine Optimierung, welche die Messzeit sogar noch weiter verringern kann, vorgestellt.

Als Messsignale dienen exponentielle Sweeps, nach deren Anregung die Impulsantwort und die Harmonischen höherer Ordnung (Harmonic Impuls Response (HIR)) getrennt im Zeitbereich vorliegen. Dies bildet den Ausgangspunkt für MESM. Es bietet sich daher an, zunächst auf die einfache ES Methode einzugehen.

2.3.1 Exponential Sweep Method

Ein exponentieller Sweep der Länge τ_{sw} kann im Zeitbereich zwischen ω_1 und ω_2 gebildet werden⁶.

 $^{^6}$ Der Sweep kann auch im Frequenzbereich gebildet werden in dem das Amplitudenspektrum mit einem Abfall von 3dB/Okt (pinke Färbung) und eine dazu gehörige exponentielle Gruppenlaufzeit erzeugt werden

$$x(t) = \sin\left[\omega_1 \frac{\tau_{sw}}{c} (e^{tc/\tau_{sw}} - 1)\right], t \in [0, \tau_{sw}]$$
(2.4)

Dabei ist c/τ_{sw} die Anstiegsrate mit $c = ln(\omega_2/\omega_1)$. Zur Systemidentifikation wird das Ausgangssignal y(t) mit dem invertierten Anregesignal x'(t) im Zeitbereich gefaltet⁷[Majd 07].

$$s(t) = y(t) * x'(t)$$
 (2.5)

Bei der Anregung eines schwach nicht-linearen Systems mit einem solchen Sweep beinhaltet die Systemantwort s(t) HIRs höherer Ordnungen. Diese sind im Zeitbereich mit aufsteigender Ordnung k von rechts nach links verteilt, wobei k=1 die Impulsantwort des linearen Teils des Systems repräsentiert. Nach der Filterung mit dem invertierten Anregesignal, liegen die Harmonischen (k>1) im negativen Zeitbereich (siehe Abbildung 2.4) [Wein 09].

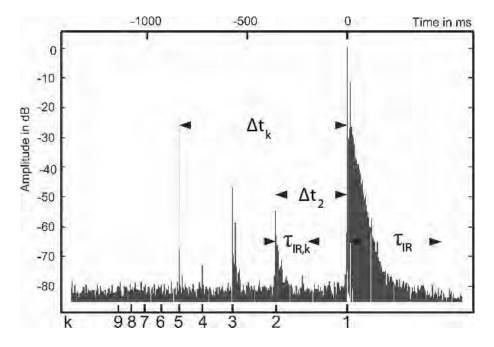


Abbildung 2.4: HIRs eines schwach nicht linearen Systems

 $\tau_{IR,k}$ ist die Länge der jeweiligen HIR mit dem Index k. Deren zeitlicher Abstand zur Impulsantwort ist gegeben durch

⁷ Alternativ dazu ist auch eine Division im Spektralbereich möglich

$$\Delta t_k = \frac{\tau_{sw}}{c} ln(k) = \frac{ln(k)}{r_s}$$
 mit $r_s = \frac{ln(\omega_2/\omega_1)}{\tau_{sw}} Okt/s$ (2.6)

Bei den meisten schwach nicht-linearen Systemen nimmt die Energie der Harmonischen mit steigender Ordnung ab. In s(t) ist daher immer nur eine bestimmte Anzahl von HIRs vorhanden. Die Dauer τ_{sw} des Sweeps bei einer Messung richtet sich einerseits nach dem gewünschten SNR und andererseits nach der Nachhallzeit. So lässt sich der SNR, unter der Annahme von unkorreliertem Rauschen, durch Verdopplung von τ_{sw} um 3dB erhöhen. Damit die Harmonischen nicht in den Bereich der Impulsantwort ragen, muss τ_{sw} außerdem deutlich länger als die Nachhallzeit des Systems sein. Die Impulsantwort lässt sich dann mittels Fensterung von dem nicht linearen Teil in s(t) trennen. Zur Identifikation von N Systemen werden im einfachsten Fall N Messungen mit ES vorgenommen. Daraus resultiert eine Messzeit von [Majd 07]

$$T_{ES} = (\tau_{sw} + \tau_{IR})N \tag{2.7}$$

2.3.2 Kombination von Interleaving und Overlapping: MESM

Bei MESM werden mehrere Sweeps zeitlich überlagert wiedergegeben, um bei einer Messung Zeit einsparen zu können. Werden die linearen und nichtlinearen Anteile in der Systemantwort richtig identifiziert, lassen sich die Messsignale mit Hilfe des entsprechenden Timings verschachteln (*interleaving*) und überlappen (*overlapping*).

Interleaving bedeutet in diesem Zusammenhang, dass Sweeps kurz hintereinander, zeitlich versetzt, wiedergegebenen werden. Dafür muss Δt_2 und $\tau_{IR,2}$ der HIR 2. Ordnung (vgl. Abbildung 2.4) so gewählt werden, dass ihr Abstand zur Impulsantwort groß genug ist, um die Impulsantwort des vorherig gemessenen Systems dazwischen platzieren zu können. Auf diese Weise lassen sich theoretisch beliebig viele Systeme verschachteln. Das Ende der HIR 2. Ordnung und der Anfang der Impulsantwort müssen dafür nur einen ausreichenden Abstand haben. Dies lässt sich bewerkstelligen, indem die Länge der Sweeps so

gewählt wird, dass $\Delta t_2 - \tau_{IR,2} > \tau_{IR}(\eta - 1)$ (mit η - Anzahl der verschachtelten Systeme) ist. Damit ergibt sich eine Mindest-Sweeplänge von

$$\tau'_{sw} = [(\eta - 1)\tau_{IR} + \tau_{IR,2}] \frac{c}{\ln(2)}$$
(2.8)

Ist das neue τ'_{sw} kleiner als τ_{sw} wird es auf den Wert von τ_{sw} gesetzt, um die SNR Kriterien einzuhalten. Bei der eigentlichen Messung werden die Sweeps in Zeitabständen $(i-1)\tau_{IR}$ wiedergegeben, wobei i der Index des jeweilig zu identifizierenden Systems ist. Um den Nachhall des zuletzt gemessenen Systems zu erfassen, wird die Messung am Ende um τ_{IR} verlängert. Die Messzeit für N Systeme mit Gruppen von η verschachtelten Sweeps ergibt sich zu

$$T_{INT} = \frac{N}{\eta} \tau'_{sw} + N \tau_{IR} \tag{2.9}$$

Ein Vergleich mit Formel 2.6 zeigt, dass sich die Messzeit verkürzt, wenn das Verhältnis τ'_{sw}/η kleiner als τ_{sw} ist.

In einfachen Sweepmessungen wird ein Sweep abgespielt, die Nachhallzeit abgewartet und anschließend der nächste Sweep wiedergegeben. Bei schwach nichtlinearen Systemen, mit einer geringen Anzahl von HIRs, muss nicht unbedingt das Ende der vorherigen Sweeps abgewartet werden. Solange die höchste Harmonische des folgenden Sweeps nicht den Nachhall des vorherigen stört, können sie sich zeitlich überlappen (overlapping). Startet der nächste Sweep zu früh überlagern seine HIRs die Impulsantwort des zuvor gemessenen Systems. Um dies zu vermeiden muss der zeitliche Abstand mindestens

$$\tau_{w,OV} = \Delta t_K + \tau_{IR} = \frac{\tau_{sw}}{c} ln(K) + \tau_{IR}$$
 (2.10)

betragen. Dabei ist K die maximale Anzahl von Harmonischen in s(t). Ist der Grad an nicht-Linearitäten in den zu messenden Systemen gering, lässt sich mit Hilfe von overlapping Zeit einsparen. Die Messzeit bei N überlappenden Systemen beträgt [Majd 07]

$$T_{OV} = \tau_{sw} + (N - 1)(\Delta t_K + \tau_{IR}) \tag{2.11}$$

Bei MESM werden die beiden Mechanismen Interleaving und Overlapping kombiniert. η Systeme werden dafür verschachtelt (interleaved), wodurch sich N/η Gruppen ergeben. Diese Gruppen werden überlappend, mit zeitlichen Abständen von $\Delta t_K' + \eta \tau_{IR}$ wiedergegeben. Mittels Fensterung lassen sich anschließend die einzelnen Impulsantworten aus s(t) bestimmen. HIR's höherer Ordnungen überlagern sich, wodurch die Informationen zu den nicht-linearen Anteilen der Systeme verloren gehen. Die Messzeit ist gegeben durch

$$T_{MESM} = \tau'_{sw} + \Delta t'_{K} (\frac{N}{\eta} - 1) + N\tau_{IR})$$
 (2.12)

 T_{MESM} kann außerdem nach zwei möglichen Kriterien optimiert werden. Im Ersten werden die zuvor beschrieben Verfahren so angepasst, dass die Messung schnellst möglich von statten geht, ohne dass sich der SNR verringert. Die zweite Möglichkeit liegt in der Optimierung des Verfahrens, in Bezug auf den SNR, ohne die Messzeit zu verlängern.

2.3.3 Optimized MESM

In der von [Diet 13] vorgeschlagenen Optimierung von MESM wird eine andere Strategie zur Platzierung der Anregesignale verfolgt. Im Gegensatz zu interleaving und overlapping verwendet diese Methode lediglich eine einzige Zeitkonstante τ_w zwischen den Sweeps. Dafür wird sich die temporale Zusammensetzung der Impulsantwort zunutze gemacht. Wie in Abbildung 2.5 zu erkennen sind in ihr, selbst bei Messungen in reflexionsarmen Räumen, neben dem Direktschallanteil im Bereich von τ_{DUT} , auch Reflexionen vom Raum oder dem Messaufbau enthalten.

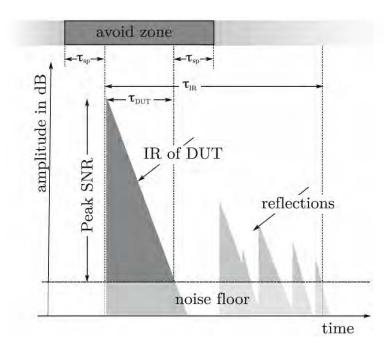


Abbildung 2.5: Temporale Struktur einer mit ES gemessenen Impulsantwort

Bei HRTF Messungen liegen im Bereich von τ_{DUT} alle wichtigen spektralen und zeitlichen Informationen. Die Impulsantwort muss daher, bei Messungen mit überlagerten Sweeps, nicht über die gesamte Länge τ_{IR} von Reflexionen und HIRs abgeschirmt werden, sondern nur dieser Abschnitt. Von Dietrich et al. wird zu diesem Zweck eine sog. avoidzone mit einer optionalen Sicherheitszeit τ_{sp} vor und nach der Impulsantwort des Device Under Test (DUT) eingeführt (vgl. Abbildung 2.5). Da die Reflexionen im Bereich von τ_{IR} keine nützlichen Informationen enthalten, können hier HIRs platziert werden, solange die avoidzone davon unbeeinflusst bleibt. Dieses Vorgehen entspricht annähernd overlapping bei MESM, nur dass der Zeitabstand $\tau_{w,OV}$ zwischen den Sweeps in Formel 2.10 zu

$$\tau_{w,AOL} = \Delta t_K + \tau_{DUT} + \tau_{sp} \tag{2.13}$$

wird. Vergleicht man die $\tau_{w,OV}$ und $\tau_{w,AOL}^{8}$ ist zu erkennen, dass dieser Zeitabstand und damit die Messzeit geringer wird, wenn $\tau_{DUT} + \tau_{sp}$ kleiner ist als τ_{IR} .

⁸ Adapted OverLapping method (AOL)

Damit die HIRs der Systeme nicht in den Bereich der avoidzone in den Impulsantworten fallen, muss ihre Anfangszeit Δt_k hinter der avoidzone liegen. Außerdem müssen die Harmonischen enden, bevor die nächste avoidzone beginnt

$$(\tau_{DUT} + \tau_{sp}) \le (-\Delta t_k \bmod \tau_w) \le \tau_w - \tau_{sp} - \tau_{IR,k}$$
 (2.14)

Um die Vorraussetzungen in Formel 2.14 zu erfüllen, müssen τ_w und r_s entsprechend gewählt werden.

Optimized MESM bezieht sich, wie bereits erwähnt, auf schwach nicht-lineare Systeme. Die Harmonischen solcher Systeme fallen mit steigender Ordnung k um a_k (in dB) ab⁹. Mit Sweeps gemessene HIRs zeigen außerdem die gleiche Struktur im Energieabfall wie die Impulsantwort selbst. Es ist also davon auszugehen dass $\tau_{IR,k} < \tau_{IR}$, da die Harmonischen mehr und mehr im Rauschen verschwinden. Die Länge der HIRs ist damit abhängig vom SNR

$$\tau_{IR,k} = \frac{SNR - a_k}{SNR} \tau_{IR} \tag{2.15}$$

Die maximale Anzahl der Harmonschen K als auch die Werte a_k lassen sich vor der Messung mit optimized MESM messtechnisch bestimmen.

2.4 Adaptive Systemidentifikation mit NLMS (Nomalized Least Mean Square)

Fast alle bekannten HRTF Messverfahren werden an festen Elevations -und Azimuthpositionen vorgenommen. Die Lücken zwischen diesen diskreten Punkten werden meist, je nach Anwendungsgebiet, interpoliert. Die Interpolation von kopfbezogenen Übertragungsfunktionen, sowie die damit einhergehenden Fehler, sind ein oft diskutiertes Thema in der Literatur [Carl 00]. Mit Hilfe des adaptiven NLMS Algorithmus lassen sich HRTF's quasi-kontinuierlich

 $^{^9}$ Bei Systemen mit einem THD < 10%ist dieser Abfall in der Regel mindestens 20dB

auf horizontalen Azimuthpositionen bei festen Elevationen extrahieren. Eine Interpolation wäre hier also obsolet [Enzn 09].

2.4.1 Aufnahmen bei kontinuierlicher Azimuth-Drehung

Bei einer endlichen Messzeit kann so ein vollständiger HRTF Datensatz nur dynamisch gemessen werden. Dies bedeutet, dass die Versuchsperson (oder der Lautsprecher) kontinuierlich gedreht werden muss. In Abbildung 2.6 links ist ein solcher Versuchsaufbau skizziert. Eine Versuchsperson ist im Mittelpunkt eines kreisförmigen Lautsprecherarrays platziert. Die Lautsprecher sind dabei an diskreten Elevationspunkten ϕ_{ν} angeordnet.

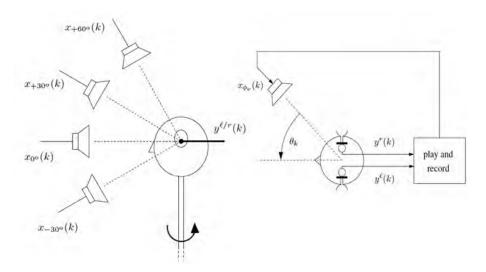


Abbildung 2.6: Prinzipskizzen, links: Seitenansicht einer HRTF Messung mit Lautsprechern an verschiedenen Elevationen ϕ_{ν} | rechts: Draufsicht einer HRTF Messung mit nur einem Lautsprecher bei Azimuth θ_k [Enzn 09]

Bei der Aufnahme dreht sich die Person in der Zeit T_{360} um 360°. Dabei werden die Signale $y^l(k)$ und $y^r(k)$ am linken und am rechten Ohr zu den diskreten Zeitpunkten k aufgenommen. Sie enthalten alle Informationen welche das Anregesignal $x_{\phi_{\nu}}(k)$ vom Lautsprecher bis zum (geblockten) Ohrkanal erfahren hat (vgl. Abbildung 2.6 Rechts). Dieses akustische System kann als linear und zeitvariant (auf Grund der Drehung) angesehen werden. NLMS ist auf die

Identifikation solcher Systeme zugeschnitten. Bei der Wiedergabe der Anregesignale über mehrere Lautsprecher, an verschiedenen Elevationspositionen, lässt sich dies mit einem zeitvarianten Faltungsmodell ausdrücken

$$y^{l/r}(k) = \sum_{\phi_{\nu}} \sum_{\kappa=0}^{N} h_{\phi_{\nu}}^{l/r}(\kappa, \theta_{k}) x_{\phi_{\nu}}(k - \kappa) + n^{l/r}(k), \qquad (2.16)$$

wobei $h_{\phi_{\nu}}^{l/r}(\kappa,\theta_k)$ die Zeitvarianten HRIRs bei der Elevation ϕ_{ν} und dem Azimuth $\theta_k = \omega k T_s$ (mit $\omega = 2\pi/T_{360}$) beschreibt. $T_s = 1/f_s$ ist das Abtastintervall und N ist die Filterlänge der HRIR. Mit $n^{l/r}(k)$ soll in der Formel unabhängiges Rauschen und nicht lineare Verzerrungen modelliert werden [Enzn 09].

2.4.2 Nomalized Least Mean Square Algorithmus

Bei der Anregung mit nur einem Kanal bei einer Elevation ϕ_{ν} sei

$$x_{\phi_{\nu}}(k) = [x_{\phi_{\nu}}(k), x_{\phi_{\nu}}(k-1), ..., x_{\phi_{\nu}}(k-N+1)]^{T}$$
(2.17)

ein beliebiges Anregesignal mit den jüngsten N Samples und

$$h_{\phi_{\nu}}^{l/r}(\theta_k) = \left[h_{\phi_{\nu}}^{l/r}(0, \theta_k), ..., h_{\phi_{\nu}}^{l/r}(N - 1, \theta_k) \right]$$
 (2.18)

die aktuelle HRIR bei dem jeweiligen Azimuth θ_k mit N Koeffizienten. Die geschätzte Impulsantwort $\hat{h}_{\phi_{\nu}}^{l/r}(\theta_{k+1})$ an der Stelle k+1 wird iterativ entsprechend der Adaptionsregel

$$\hat{h}_{\phi_{\nu}}^{l/r}(\theta_{k+1}) = \hat{h}_{\phi_{\nu}}^{l/r}(\theta_{k}) + \mu_{0} \frac{e^{l/r}(k) x_{\phi_{\nu}}^{T}(k)}{\|x_{\phi_{\nu}}\|_{2}^{2}}$$
(2.19)

ermittelt. Diese ist abhängig vom festgestellten Fehler $e^{l/r}(k)$, welcher, wie in Formel 2.20 zu erkennen, aus einem Vergleich zwischen der gegebenenfalls

verrauschten Systemantwort und der geschätzten Systemantwort $\hat{y}(k)$ gebildet wird (vgl. Abbildung 2.7) [Tell 10].

$$e^{l/r}(k) = \ddot{y}^{l/r}(k) - \underbrace{\hat{h}_{\phi_{\nu}}^{l/r}(\theta_{k})x_{\phi_{\nu}}(k)}_{gesch\"{a}tzte\ Systemantwort\ \hat{y}(k)}$$
(2.20)

Für den sog. Schrittweitefaktor, oder auch Stepsize, muss die Bedingung $0 < \mu_0 < 2$ erfüllt sein, damit der Algorithmus stabil bleibt [Tell 10]. Innerhalb dieser Stabilitätsbedingung spiegelt die Wahl dieses Parameters, besonders bei realen Bedingungen mit Rauschen, einen Kompromiss zwischen der Konvergenzgeschwindigkeit (max. Konvergenzgeschw. wenn $\mu_0 = 1$) und der Fehlerrate des adaptiven Filters wieder [Pale 08]. So wirkt sich ein kleiner Schrittweitefaktor zwar glättend auf die Adaption des Filters aus und macht den Prozess damit robuster gegen Rauschen, jedoch sinkt die Konvergenzgeschwindigkeit [Enzn 13].

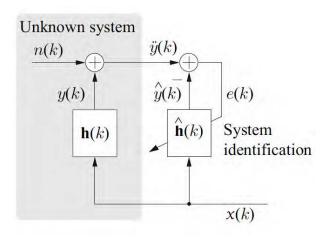


Abbildung 2.7: Systemidentifikation mit NLMS für einen Kanal [Antw 08]

2.4.3 Mehrkanal NLMS

Für die mehrkanalige Systemidentifikation mit NLMS kann man sich Abbildung 2.7 mit M parallelen unbekannten Systemen $h_{\phi_{\nu}}^{l/r}(\theta_k)$ vorstellen, z.B. $h_{-90^{\circ}}^{l/r}(\theta_k)$, $h_{-85^{\circ}}^{l/r}(\theta_k)$, ..., $h_{90^{\circ}}^{l/r}(\theta_k)$ mit Lautsprechern an verschiedenen Elevationen ϕ_{ν} in einem Kreisbogen (vgl. Abbildung 2.6 Links). Mit Hilfe der

adaptiven Filterung sollen für diese die geschätzten Impulsantworten $\hat{h}_{\phi_{\nu}}^{l/r}(\theta_{k})$ bestimmt werden.

$$\hat{h}_{\phi_{\nu}}^{l/r}(\theta_{k+1}) = \hat{h}_{\phi_{\nu}}^{l/r}(\theta_{k}) + \mu_{0} \frac{e^{l/r}(k)x_{\phi_{\nu}}^{T}(k)}{\sum_{\phi_{\nu}} \|x_{\phi_{\nu}}\|_{2}^{2}} \qquad \forall \ \phi_{\nu}$$
 (2.21)

$$e^{l/r}(k) = y^{l/r}(k) - \sum_{\phi_{\nu}} \hat{h}_{\phi_{\nu}}^{l/r}(\theta_{k}) x_{\phi_{\nu}}(k)$$
 (2.22)

Bei der Berechnung wird für jeden Kanal der gleiche Fehler $e^{l/r}(k)$ verwendet. Auch die Normalisierung wird mit einer Summe über alle Kanäle berechnet. Die Periodenlänge der verwendeten PSEQ's wird außerdem auf $N_{\check{x}} = M \cdot N$ verlängert. Die Wiedergabe ist eine sog. periodic multi – phase excitation, d.h. die Anregesignale werden entsprechend

$$x_{\phi_1}(k) = \check{x}(k)$$

$$x_{\phi_2}(k) = \check{x}(k-N)$$
...
$$x_{\phi_M}(k) = \check{x}(k-(M-1)N)$$
(2.23)

zueinander phasenverschoben wiedergegeben [Antw 08]. Die Signale sind hier Orthogonal [Enzn 13]. Die Eigenschaften der PSEQ's (siehe unten) werden damit erhalten.

2.4.4 Perfect Sequences/Sweep (PSEQ)

Bei der Identifikation zeitvarianter Systeme mit NLMS haben die eingesetzten Anregesignale einen entscheidenden Einfluss auf die Konvergenzeigenschaften der adaptiven Filter. In diesem Sinne lässt sich mit sog. perfekten Sequenzen (Perfect SEQuence (PSEQ)) eine maximale Konvergenzgeschwindigkeit erreichen [Antw 11]. "Ein zeitdiskretes Signal p(n) der Länge N_p und dem Zeitindex n wird als perfekt bezeichnet, wenn bei periodischer Wiederholung alle zeitli-

chen Verschiebungen des Signals zueinander orthogonal sind. [...]"[Tell 10]. Es gilt also

$$r_{pp}(\lambda) = \sum_{i=0}^{N_p - 1} p(i)p(i + \lambda \bmod N_p) = \begin{cases} E_p, & \lambda \bmod N_p = 0\\ 0, & \lambda \bmod N_p \neq 0 \end{cases}$$
(2.24)

wobei E_p die Energie des Signals p(n) ist. Wie in der Formel zu erkennen, sind alle Nebenwerte der periodischen Autokorrelationsfunktion (PAKF) $r_{pp}(\lambda)$ gleich Null. Perfekte Sequenzen können sowohl als binäre bzw. ternäre Pseudo-Rauschsignale oder in Form von linearen Sweeps gebildet werden [Tell 10]. Perfekte Sweeps können im Frequenzbereich mit einem idealen, weißen Amplitudenspektrum und einer linearen Gruppenlaufzeit erstellt werden. Durch inverse Fourier-Transformation erhält man den Sweep im Zeitbereich [Antw 11]. Maßnahmen wie Zeropadding zur Vermeidung von Rückfaltungen in hohen bzw. tiefen Frequenzen werden nicht ergriffen, da sonst die Eigenschaft der Perfektheit verloren gehen würde [Tell 10].

3 Entwicklung und Bau der Lautsprecher im "Closed-Box" Design

Geschlossene Gehäuse ("Closed-Box" Design) sind in Bezug auf Konstruktion und Analyse die einfachsten Lautsprechersysteme. Wie ihr Name verrät bestehen sie aus einem luftdicht verschlossenen Chassis mit einer einzigen Öffnung in der der Treiber angebracht wird. Ihr tieffrequentes Abstrahlverhalten kann so vollständig durch den, einzig vom Treiber beeinflussten, Volumenfluss beschrieben werden. Im folgenden Kapitel wird auf die Entwicklung und den Bau eines solchen Lautsprechers eingegangen. Zunächst wird eine theoretische Vorbetrachtung, in welcher Kriterien für den Bau definiert und verschiedene Simulationen durchgeführt werden, diskutiert. Anhand der gewonnen Informationen und den Herstellerangaben wird eine Auswahl von Treibern näher betrachtet. Mit Hilfe von Messergebnissen wird die Auswahl eines, für das Messsystem geeigneten, Treibers validiert. Anschließend wird der Bau des Gehäuses beschrieben und die Ergebnisse präsentiert.

3.1 Theoretische Vorbetrachtung

Es folgen zunächst Vorüberlegungen zu den funktionalen Anforderungen und verschiedene Simulationen zum Abstrahl- und Hochpassverhalten für bestimmte Gehäusevolumina und Treibergrößen.

3.1.1 Gewünschte Eigenschaften der Messlautsprecher

Zur optimalen Messung von HRTFs sind die Lautsprecher in der elektroakustischen Signalkette von entscheidender Bedeutung. Sie sollten in der Lage sein einen hohen Signalpegel bei niedrigen Verzerrungen (Total Harmonic Distortion (THD)) abzugeben, um einen ausreichenden Signal-Rauschabstand (SNR > 60dB) erreichen zu können. Das Anregesignal muss dafür, im Vergleich

zum Systemrauschen, eine möglichst hohe Schallenergie aufweisen. Es ist möglich diese durch zeitlich ausgedehnte Messsignale zu erhöhen, was sich jedoch direkt auf die Messdauer auswirkt. Ein weiterer Aspekt ist die breitbandige Übertragung mit, über der Frequenz, möglichst konstanter Energieabgabe der Messsignale, um alle, über den hörbaren Frequenzbereich, wirksamen Eigenschaften abzudecken. Nach Xie Bosum sollten HRTFs mindestens oberhalb von 400Hz präzise gemessen werden. Darunter ist deren Ampitudengang fast konstant und die Phase über die Frequenz linear. Hier können daher leichter Korrekturen vorgenommen werden [Bosu 09]. Je tieffrequenter Lautsprecher jedoch in der Lage sind Schall abzustrahlen, desto mehr tieffrequente Informationen sind auch in der gemessenen HRTF enthalten. Eine untere Grenzfrequenz von ca. 200Hz ist für die Lautsprecher also wünschenswert. Unterhalb von etwa 3kHz wird die HRTF nachweislich durch Torso und Schultern beeinflusst. Oberhalb davon wirken Kopf und die Filterwirkung der Pinna auf sie ein [Alga 01b, Genu 82]. Idealerweise werden kopfbezogene Übertragungsfunktionen mit omnidirektionalen Quellen gemessen. Auf diese Weise kann der Einfluss der elektroakustischen Übertragungsstrecke durch spektrale Division der gemessenen HRTF und einer Referenzmessung komplett beseitigt werden. Da dies unter realen Bedingungen nur angenähert werden kann, sollten zumindest die oben genannten, für die HRTF relevanten, Körperteile möglichst innerhalb der Hauptkeule des Lautsprechers liegen. Den bereits genannten Eigenschaften steht die Größe des Treibers beziehungsweise des Gehäuses gegenüber. Je kleiner diese ausfallen, desto weniger kommt es zu ungewollten Reflexionen durch benachbarte oder, auf dem Kreisbogen, gegenüberliegende Lautsprecher. Auch die Gehäuseform selbst kann das Abstrahlverhalten des Lautsprechers negativ beeinflussen. In [Masi 11] wurden verschiedene Gehäuseformen simuliert. Es hat sich gezeigt, dass Zylinderformen mit abgerundeten Kanten oder sogar tropfenähnliche Formen die geringsten Auswirkungen auf das Schallfeld haben. Während kleinere Ausmaße also akustisch positive Wirkungen haben, muss unter realen Bedingungen jedoch ein Kompromiss geschlossen werden. Eine möglichst breitbandige, lineare Abstrahlung bei hohem Maximalpegel mit niedrigen Verzerrungen ist mit kleinen Treibergrößen und Gehäusen bekanntlich nur bedingt realisierbar.

3.1.2 Kolbenmembran in schallharter Wand: Directivity Simulation

Bei der Schallabstrahlung von Ebenen werden infinitesimal kleine Volumenquellen betrachtet, deren Drücke im Aufpunkt durch Integration aufsummiert werden. Hierbei wird davon ausgegangen, dass jedes Strahlerelement Teil einer unendlich ausgedehnten Fläche ist und damit, unbeeinflusst von seiner Lage, der gleichen Totalreflexion am Strahler selbst unterliegt. Grundlage für die Berechnung ist dabei die Annahme, dass die in z gerichteten Schnellen $v_z(x,y)$ der konphas schwingenden x-y-Ebene z=0 bekannt sind. Der Gesamtschalldruck p aller Elementarstrahler mit dem Volumenfluss $v(x_Q,y_Q)dx_Qdy_Q$, welche proportional zur Membranfläche sind, ergibt sich aus den Teilschalldrücken [Mose 09]

$$dp = \frac{j\omega\rho\upsilon(x_Q, y_Q)}{2\pi r}e^{-jkr}dx_Qdy_Q \tag{3.1}$$

zu

$$p(x, y, z) = \frac{j\omega\rho}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} v(x_Q, y_Q) \frac{e^{-jkr}}{r} dx_Q dy_Q$$
 (3.2)

Hierbei wird nach dem Huygenschen Prinzip 10 davon ausgegangen, dass jedes Flächenelement eine Halbkugelwelle abstrahlt [Zoll 93]. r ist hier der Quell-Aufpunkt-Abstand. Gleichung (3.2) wird auch als Rayleigh-Integral bezeichnet. Für die Berechnung einer endlichen, kreisförmigen, konphas schwingenden Platte mit der Schnelle $v_0 = const.$ wird hier vorrausgesetzt, dass diese sich in einer sonst unbeweglichen starren Schallwand $v_z = 0$ befindet. Das Rayleigh-Integral liefert in diesem Fall nur mit Einschränkungen eine richtige Approximation für die Schallabstrahlung eines Lautsprechers im "Closed-Box" Design. Korrekte Ergebnisse sind für Wellenlängen, die kleiner als der Durchmesser der Kreismembran sind, zu erwarten. Bei der Berechnung des Schallfeldes auf der Mittelachse vor einer solchen Kreismembran ist es möglich das entfernungsab-

¹⁰,,[...] Die Ausbreitung einer kugelförmigen Welle ergibt sich aus der Überlagerung von kugelförmigen Elementarwellen auf einer Wellenfront [...]"[Slav 07, S. 666]

hängige Richtverhalten eines Lautsprechers für diesen Frequenzbereich abzuschätzen. Dafür wird Gleichung (3.2) in Polarkoordinaten

$$x_Q = R_Q cos(\phi_Q)$$

$$y_Q = R_Q sin(\phi_Q)$$

$$dx_Q dy_Q = dS = R_Q dR_Q d\phi_Q$$

ausgedrückt, wobei $r=\sqrt{R_Q^2+z^2}$ (Abstand zwischen Aufpunkt auf der z-Achse und Strahlerelement R_Q) und b der Radius der Kolbenmembran ist.

$$p = \frac{j\omega\rho\nu_0}{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^b \frac{e^{-jkr}}{r} R_Q \, \mathrm{d}R_Q \, \mathrm{d}\phi_Q \tag{3.3}$$

Dies wird in den Abbildungen 3.1 noch einmal veranschaulicht. Wie zu erkennen, ist die Kreismembran und die, sie umgebene, schallharte Ebene in der x-y-Ebene z=0 positioniert und strahlt in den Halbraum z>0.

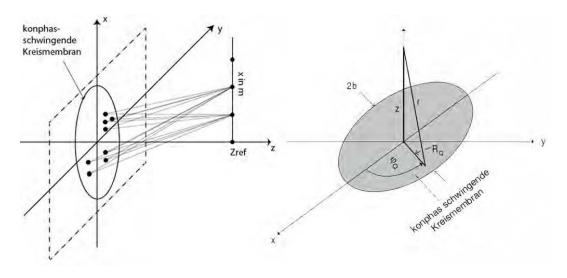


Abbildung 3.1: links: kreisförmige Kolbenmembran in schallharter x-y-Ebene z=0 | rechts: "Lage der kreisförmigen Kolbenmembran im Koordinatensystem mit Bezeichnung der geometrischen Größen" [Mose 09]

Durch die Rotationssymmetrie um die z-Achse, ist der Integrand in Gleichung (3.3) von ϕ_Q unabhängig. Die Lösung ¹¹ des Integrals

$$p = \rho c v_0 e^{-j2\pi \frac{z}{\lambda}} (1 - e^{-j2\pi(\sqrt{b^2 + z^2} - z)/\lambda})$$
 (3.4)

ergibt den Schalldruck im Abstand z_{ref} auf der z-Achse [Mose 09, S.112-119] (vgl. Abbildung 3.1). Dieser Zusammenhang wurde in Matlab für verschiedene Abstände und Radien der Kreismembran simuliert [Schu 11] (Matlab-Skript von Frank Schultz, ehem. TU Berlin). Formel (3.4) ist zu entnehmen, dass der Schalldruck auf der z-Achse Nullstellen $p(z_0) = 0$ besitzen kann. Dies ist auch in Abbildung 3.2 zu erkennen. Da das abgestrahlte Schallfeld einer Kreis-Membran symmetrisch ist, reicht es, den Schalldruckverlauf auf der Mittelachse vor dieser zu betrachten. Der Druckabfall entlang der, in diesem Fall in 1m und 1.5m von der Kreismembran entfernten, Mittelachse lässt so einen Rückschluss auf das Verhalten der Haupt-und Nebenkeulen der betrachteten Membran zu. Abbildung 3.2 zeigt, dass der Radius der Hauptkeule mit zunehmendem Membran-Durchmesser abnimmt (vergleiche jeweils 2"und 3"piston). Je kleiner also die Membran des Lautsprechers bei der Messung ist, desto eher kann eine Punktquelle und damit eine omni-direktionale Abstrahlung angenähert werden. Da in der Praxis keine beliebig kleinen Treiber verwendet werden können, ist die Simulation bereits für realistische Größen durchgeführt worden. In der Abbildung ist außerdem zu erkennen, dass die Hauptkeule mit dem Abstand zunimmt (vergleiche Magnitude in dB in 1m und 1.5m). Ein entsprechender Durchmesser für die Kreiskonstruktion, auf der die Lautsprecher montiert werden, ist daher ebenfalls wünschenswert.

 $^{^{11}{\}rm gesamter}$ Lösungsweg in [Mose 09, S.116-117]

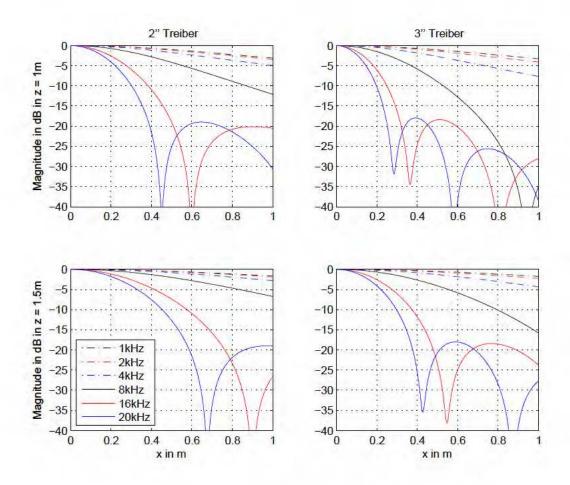


Abbildung 3.2: Directivity-Simulation für verschiedene Treibergrößen und Entfernungen (vgl. Abbildung 3.1 links). (y = 0)

Welche Auswirkungen verschiedene Abstände und Membrandurchmesser in Bezug auf das Richtverhalten des Lautsprechers bei der eigentlichen Messung von kopfbezogenen Übertragungsfunktionen haben können, ist in Abbildung 3.3 dargestellt. Die Graphen kennzeichnen die Breite der Hauptkeulen, jeweils für -3dB und -1dB Grenzwerte, über die Frequenz, im Vergleich zu den, nach DIN 33402 errechneten, Ohrkanal-Schulter- und Ohrkanal-Ellenbogen-Abständen [Jurg 04]. Wie bereits erwähnt, wird die HRTF unterhalb von etwa 3kHz vor allem durch Schultern und Torso beeinflusst (vgl. 3.1.1). Es ist also erstrebenswert, dass dieser Bereich von der abgestrahlten Hauptkeule des Lautsprechers erfasst wird. Dies ist, wie in Abbildung 3.3 zu erkennen, für die -3dB Punkte bei allen simulierten Abständen und Membrandurchmessern der Fall. Bei den etwas strenger gewählten -1 dB Grenzwerten, liegt ledig-

lich die Hauptkeule der simulierten 2" Membran in 1.5m Abstand sicher in dem gewünschten Bereich. Die Hauptkeule der 3" Membran in 1.5m Abstand ist hier gerade noch breit genug. Bei einem Messabstand zwischen 1m und 1.5m sollte der Durchmesser der Membran also eher 2" betragen um die für die HRTF wichtigen Körperteile in den entsprechenden Frequenzbereichen mit der Hauptkeule abzudecken zu können.

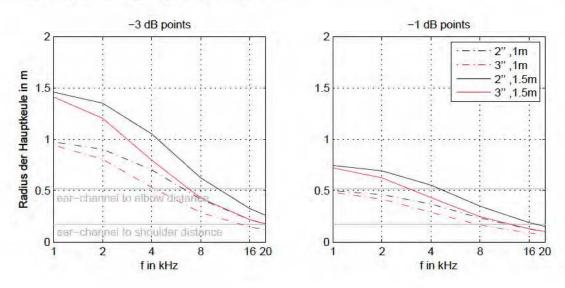


Abbildung 3.3: Radius der Hauptkeule in m für verschiedene Treibergrößen und Entfernungen. (Anthropometrische Maße nach DIN 33 402 [Jurg 04])

3.1.3 Abschätzung des Hochpassverhaltens mit Hilfe von Thiele-Small-Parametern

Das Hochpassverhalten von Lautsprechern im "Closed Box" Design lässt sich mit Hilfe von Thiel-Small-Parametern abschätzen. Ihre Namensvetter A.N. Thiele und R.H. Small haben dafür ein Rechenmodell entwickelt, mit dem es möglich, ist die Systemantwort eines Lautsprechers in tiefen Frequenzbereichen um die Resonanzfrequenz des Treibers, zu simulieren. Da das Systemverhalten des Lautsprechers hier u.a. durch sein Gehäuse beeinflusst wird, spielt das eingeschlossene Volumen v_B eine Rolle. Aus den Herstellerangaben der Treiber

• v_{AS} - Äquivalentvolumen

- f_S Freiluftresonanz
- Q_{TS} Gesamtgüte des Treibers

lässt sich so die komplexe Systemantwort G(s) im Frequenzbereich ermitteln [Smal 72].

$$G(s) = \frac{s^2 T_C^2}{s^2 T_C^2 + \frac{sT_C}{Q_{TC}} + 1} \quad \text{mit} \quad s = j2\pi f$$
 (3.5)

 T_C ist dabei eine Zeitkostante die aus der Einbauresonanz f_C gebildet wird

$$T_C = \frac{1}{2\pi f_C}$$
 mit $f_C = \sqrt{v_{AS}/v_B + 1} f_S$ (3.6)

Wie in Formel (3.6) zu erkennen hängt die Einbauresonanz f_C unter anderem vom Gehäuse eingeschlossenem Volumen v_B ab. Treiber und Gehäuse bilden also eine Einheit und sollten nicht getrennt voneinander betrachtet werden. Q_{TC} ist die Gesamtgüte des Lautsprechers und ergibt sich zu

$$Q_{TC} = \frac{f_C}{f_S} Q_{TS} \tag{3.7}$$

wobei davon ausgegangen wird, dass der Widerstand der Quelle (z.B. Verstärker), im Vergleich zum Lastwiederstand des Treibers, vernachlässigbar klein ist [Smal 73]. Wie in Abbildung 3.4 zu erkennen, entspricht das Hochpassverhalten eines geschlossenen Lautsprechers mit einer Gesamtgüte $Q_{TC} = 0.71 \ (1/\sqrt{2})$ einem Butterworthfilter 2. Ordnung und stellt somit den Optimalfall für den, in dieser Arbeit beschriebenen, Anwendungsfall dar. Für größere Werte von Q_{TC} vergrößert sich zwar die Bandbreite, es bildet sich jedoch ein ungewollter Anstieg um die Resonanzfrequenz. Niedrigere Werte führen zu einem Abfall im Frequenzbereich und einer gleichzeitig verringerten Bandbreite.

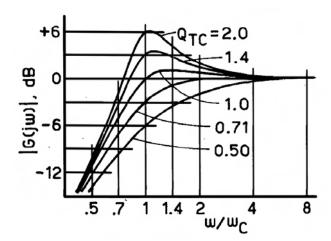


Abbildung 3.4: Einige typische Amplitudengänge $|G(j\omega)|$ über , mit ω_c normalisierter, Frequenz für "Closed Box" Lautsprechersysteme [Smal 72]

Mit diesem Wissen und den Herstellerangeben lassen sich also im Vorfeld Aussagen über das Systemverhalten ausgewählter Treiber in verschiedenen Volumina treffen.

3.2 Treiberauswahl

Im Folgenden wird die Auswahl der für den Messlautsprecher verwendeten Treiber beschrieben.

3.2.1 Bemusterung und Treiberselektion

Grundlage für die Vorauswahl der Treiber ist zum einen die theoretische Vorbetrachtung und zum anderen die Angaben der Hersteller. Wie zuvor in 3.1.2 erläutert, beeinflusst der Durchmesser des Treibers dessen akustische Eigenschaften in Bezug auf sein Abstrahlverhalten. Es wurden daher nur Treiber \leq 3" in Betracht gezogen. Eine Recherche ergab die 26, in Tabelle 3.1 aufgeführten, Breitbandtreiber.

Tabelle 3.1: Vorauswahl der zur Verfügung stehenden Lautsprechertreiber

Hersteller	Modell	d [Zoll]	1W/1m	P_{RMS}	P_{PEAK}	fs [Hz]	V_{AS} [L]	Q_{TS}	$R_e [\Omega]$	€
TB	W1-1942S	1	82	4	8	120	0.158	0.24	3.5	k.A.
Peerless	830970	2	82.7	7	60	166	0.18	0.57	3.6	21.56
Peerless	830983	2	82.2	7	60	176	0.16	0.71	3.6	24.19
Peerless	NE65W-04	2	82.2	20	65	166	0.18	0.65	3.7	24.50
TB	W2-800SL	2	87	10	20	160	0.22	0.25	3.5	31.31
TB	W2-802SE	2	86	8	16	160	0.31	0.36	6	k.A.
Dayton	ND65-4-B	2.5	79.4	15	k.A.	84.1	0.76	0.7	3.4	23.62
Dayton	ND65-8	2.5	78.3	15	k.A.	80.8	0.58	0.62	7.2	23.62
Peerless	NE85W-04	2.5	82.7	20	k.A.	105	0.73	0.64	3.7	37.66
Peerless	830985	2.5	83	10	k.A.	117	0.61	0.63	3.6	22.25
Peerless	830984	2.5	83.3	10	k.A.	108	0.79	0.68	6.1	24.05
Dayton	RS75T-8	3	82.7	15	k.A.	164.9	0.29	0.89	6.4	28.79
Fostex	FE83En	3	88	5	7	165	0.7	0.84	7.5	39.47
Fountek	FE87	3	84	13	k.A.	101	1.254	0.735	6.8	16.68
Fountek	FR88	3	85	15	k.A.	105	1.2	0.59	6.3	21.55
Fountek	FR88EX	3	84.3	15	k.A.	95	1.27	0.47	6	38.21
Fountek	FR89EX	3	83.7	25	k.A.	96	1.1	0.45	3.4	47.83
Monacor	SPH-30X/4	3	87	20	50	105	1.06	0.39	3.55	32.22
Monacor	SPH-30X/8	3	87	20	50	105	1.13	0.46	5.7	32.22
Peerless	830986	3	82.7	12	k.A.	105	0.94	0.76	6.2	27.24
Peerless	830987	3	81.6	15	k.A.	100	1.05	0.94	6.2	27.04
Peerless	NE95W-04	3	83.7	20	k.A.	103	1.1	0.72	3.7	38.45
TB	W3-881SJF	3	88	15	30	100	1.89	0.39	6.6	23,00
TB	W3-871SC	3	87	12	25	110	1.65	0.59	6.6	k.A.
TB	W3-1335SB	3	86	15	30	100	1.22	0.34	6.6	64.79
TB	W3-1285SG	3	87	15	30	100	1.41	0.34	6.6	65.62

Für jeden der Treiber wurden die zuvor beschriebenen Zusammenhänge zur Abschätzung des Hochpassverhaltens der Treiber mit Hilfe von Thiele-Small-Prametern in Matlab implementiert und mit den entsprechenden Angaben aus den Lautsprecherdatenblättern der Hersteller gespeist (vgl. 3.1.3). Betrachtet wurden dabei Gehäusevolumen zwischen $v_B=0,2$ L und $v_B=0,6$ L in 0.1L Abständen. Ziel hierbei war es zum einen, die untere Grenzfrequenz f_{-3dB} der verschiedenen Treiber bei verschiedenen Volumina zu bestimmen, zum anderen konnte so das Hochpassverhalten in Abhängigkeit zur Gesamtgüte abgeschätzt werden. Die in den Abbildungen 3.5 und 3.6 dargestellten Amplitudengänge verdeutlichen dies noch einmal. So zeigt der 3" Treiber von Fountek bei kleinerem Volumen $v_B=0,2$ L eine deutliche Überhöhung im Frequenzbereich. Bei einem größerem Volumen $v_B=0,6$ L ist die Güte mit $Q_{TC}=0,7575$ nahe dem Wert $1/\sqrt{2}$. Das Hochpassverhalten geht hier, wie zuvor beschrieben, in die Form eines Butterworthfilters 2. Ordnung über.

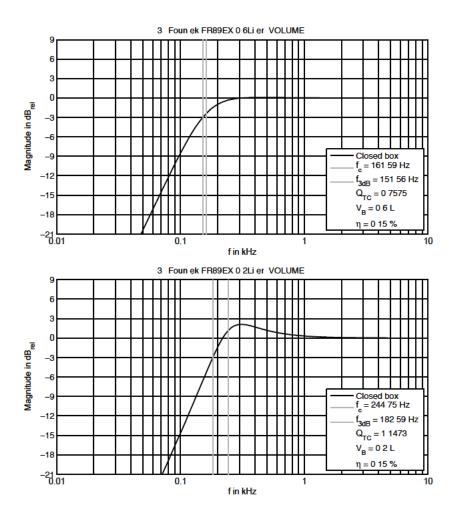


Abbildung 3.5: Approximation des Hochpassverhaltens des 3" Treibers $Fountek\ FR89EX\ \text{mit Hilfe von Thiele-Small-Parametern für}$ $v_B=0,6\text{L (oben) und }v_B=0,2\text{L (unten) im "Closed-Box"}$ Design ohne Dämpfung

Ein ähnliches Verhalten ist auch bei dem 2" Treiber von Peerless zu erkennen. Die Ausprägung fällt hier allerdings geringer aus, da die Gesamtgüte bei niedrigerem Volumen im Gegensatz zum 3" Treiber von Fountek nur minimal steigt.

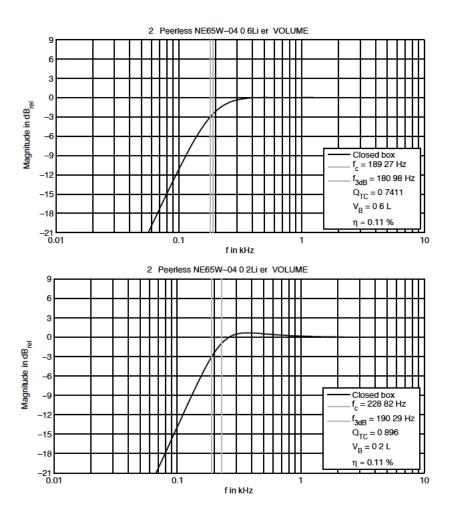


Abbildung 3.6: Approximation des Hochpassverhaltens des 2" Treibers $Peerless\ NE65W-04$ mit Hilfe von Thiele-Small-Parametern für $v_B=0,6$ L (oben) und $v_B=0,2$ L (unten) im "Closed-Box" Design ohne Dämpfung

Beide zeigen bei einem entsprechenden Volumen zufriedenstellende Ergebnisse. Abbildung 3.7 zeigt ein Beispiel für einen ungeeigneten Treiber. Die Grenzfrequenz f_{-3dB} ist hier für alle getesteten Volumina deutlich über 500Hz und die Gesamtgüte Q_{TC} liegt unterhalb des Optimalwertes von $1/\sqrt{2}$.

Der mit angegebene Wirkungsgrad η beschreibt das Verhältnis von der abgegebenen Schallleistung zur zugeführten elektrischen Leistung. η wird von den Herstellern meist nicht mit angegeben, da die üblichen Werte mit 0,02% bis 0,2% nur sehr gering ausfallen.

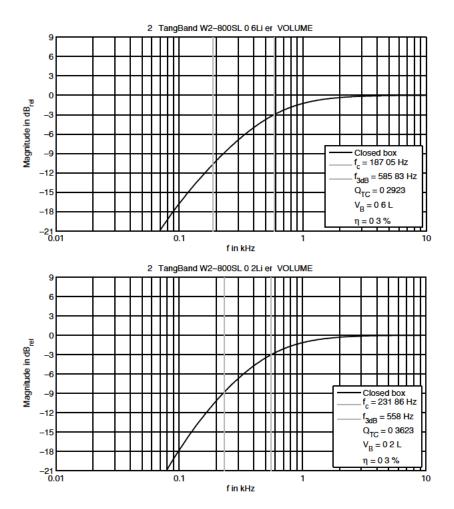


Abbildung 3.7: Approximation des Hochpassverhaltens des 2" Treibers Tangband W2-800SL mit Hilfe von Thiele-Small-Parametern für $v_B=0,6$ L (oben) und $v_B=0,2$ L (unten) im "Closed-Box" Design ohne Dämpfung

Als weitere Referenz im Auswahlverfahren dienten die, in den Datenblättern der Hersteller, aufgeführten Frequenzgänge der Lautsprecher. Diese waren jedoch nur eine grobe Orientierung um das Frequenzverhalten abzuschätzen. Viele dieser Amplitudengänge sind Beispielsweise ohne Angabe der Methodik stark geglättet. Auch die Umstände der Messung sind oft nicht klar beschrieben. Bei der Abschätzung des elektrischen Leistungsbedarfs der Treiber spielt der Spitzenwert (P_{PEAK}) eine eher untergeordnete Rolle, da bei den späteren Messungen sinusförmige Signale mit gleichmäßiger Spitzenamplitude verwendet werden. Mit Hilfe der Herstellerangaben P_{RMS} (Dauerleistung), 1W/1m

(Sensitivity¹²) und dem Abstandsgesetz für die Schallintensität von Punktquellen [Wein 07], lässt sich der Schalldruckpegel L im Abstand r bestimmen

$$L = sensitivity + 10 * \left[log(P_{RMS}) + log(1/r^2) \right]$$
(3.8)

Die berechneten Schalldruckpegel der untersuchten Lautsprecher sind in Abbildung 3.8 für Abstände zwischen $r=1.25\mathrm{m}$ und 2.25m dargestellt. Wie zu erwarten ist für größere Treiber eine Tendenz zu höheren Pegeln zu beobachten. Für einen ausreichenden SNR ist ein hoher Signalpegel bei der Messung zwar wünschenswert, es muss jedoch auch der THD berücksichtigt werden, da dieser u.a. direkten Einfluss auf das Überlappen bei MESM und das Fehlersignal bei NLMS hat und somit die Dauer und Qualität der Messung beeinflussen kann. Der THD wird von den Herstellern nicht angegeben. Die kalkulierten Schalldruckpegel können also, ebenso wie die zu vor beschriebenen Vorbetrachtungen, nur dazu verwendet werden eine Vorauswahl zu treffen. Diese ergibt bei einem gewissenhaften Vergleich aller 26 Treiber auf Basis der angestellten Überlegungen die folgenden Modelle (vgl. Tabelle 3.1).

- Fountek FR89EX (3");
- Monacor SPH-30X/4 (3")
- Tangband W3-881SJF (3")
- Peerless 830984 (2,5")
- PeerlessNE 65W-04 (2")

Alle 5 Treiber besitzen nach der Abschätzung des Hochpassverhaltens mit Hilfe der Thiele-Small-Parameter eine untere Grenzfrequenz von unter 200Hz (vgl. Abbildungen 3.5, 3.6, C.1, C.2, C.3). Sie befinden sich außerdem im oberen Segment der berechneten Schalldruckpegel (vgl. Abbildung 3.8). Des Weiteren sind alle in Frage kommenden Treibergrößen (vgl. 3.1.2) in Betracht gezogen worden. Im Gegensatz zu einigen anderen der 21 Treiber aus Tabelle 3.1 sind in

¹² "[...]Schalldruck [...] der in einer Entfernung von 1 m gemessen wird, für eine Klemmenspannung, die an der nominellen Impedanz der Box eine Leistung von 1 W umsetzt.[...]"[Goer 07]

den, von den Herstellern angegebenen, Frequenzgängen keine störenden Partialschwingungen zu sehen (die Datenblätter der Hersteller sind auf der DVD zu finden).

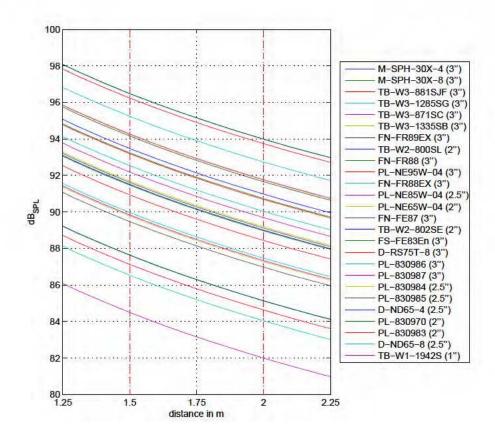
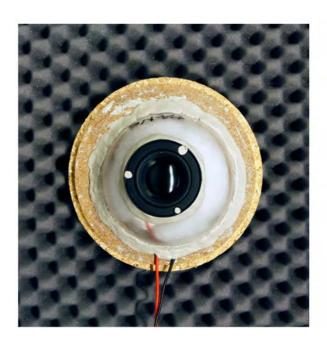


Abbildung 3.8: Schalldruck verschiedener Treiber zwischen 1,25m und 2,25m nach Formel 3.8

3.2.2 Messung mit prototypischen Volumen

Die am Ende von 3.2.1 ausgewählten Treibermodelle wurden zu Messzwecken bestellt, um einen detaillierten Vergleich hinsichtlich frequenzabhängiger Senisitivity, Impedanzfrequenzgang und Verzerrungswerten (THD) anstellen zu können. Um dessen späteres Verhalten in geschlossenen Chassis einzuschätzen, wurden die Treiber zunächst in prototypische Gehäuse verbaut (siehe Abbildung 3.9, links).



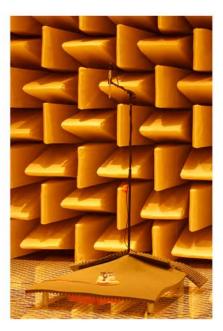


Abbildung 3.9: Messung eines Treibers mit prototypischen Gehäuse im reflexionsarmen Raum der TU Berlin

Dessen Volumen konnte variiert und mit Dämpfungsmaterial gefüllt werden. Auf diese Weise können Erkenntnisse über das Verhalten der Treiber auf verschiedene Volumina mit und ohne Dämpfung gewonnen werden. Die Messungen wurden im reflexionsarmen Raum der TU Berlin, in dem fast alle Schallreflexionen oberhalb einer Grenzfrequenz von 63Hz absorbiert werden, durchgeführt [Anec 14]. Als Messsystem diente das Monkey Forest ROBO3 Frontend der Firma Four Audio, welches über einen Laptop gesteuert wird und u.a. mit zwei 20W Endstufen sowie einem integrierten RME Multiface II ausgestattet ist. Bei den akustischen Messungen wurde das Kleinmembran-Kondensatormikrofon Behringer ECM 8000 eingesetzt. Frequenzgang und Empfindlichkeit des Mikrofons sind aus früheren Messungen bekannt und wurden mit Monkey Forest's Mic Equalization-Option in den Messungen berücksichtigt. Zur Ansteuerung der Treiber wurde der YamahaP3500s Verstärker (Ausgangsverstärkung: 32dB) verwendet. Eine Frequenzgangsmessung hat gezeigt, dass dieser im Bereich von 20Hz - 20kHz sehr linear verläuft ($\pm 0.4dB$). In der Übertragungskette wurde die Endstufe daher ohne Korrektur eingesetzt. Eine Referenzmessung des Messsystems wurde vor Beginn der Messreihe durchgeführt und intern gespeichert, wodurch der Einfluss des Systemverhaltens des

Messsystems kompensiert wird. In den Abbildungen 3.10 und 3.11 sind die Messergebnisse der an dieser Stelle favorisierten Treibermodelle dargestellt. Die Messergebnisse der anderen Treiber sind im Anhang D zu finden.

Impedanz

Die Impedanzmessung eines Treibers erfolgt rein elektrisch. Das heißt, die umgebende Raumakustik hat, im Gegensatz zum Gehäuseprinzip und dem eingeschlossenem Volumen, hier keinen Einfluss. Der Wechselstromwiderstand wird als komplexe Impedanz bestimmt, da er in Betrag und Phase frequenzabhängig ist. Durch eine Messung der Kabelimpedanz, bei welcher die Kabel vor den Treibern kurz geschlossen werden, kann deren Einfluss durch spätere Subtraktion bei den Impedanzmessungen der Treiber kompensiert werden. Das Messsystem, Monkey Forest ROBO3, wurde bei der eigentlichen Messung direkt mit dem im Probevolumen eingesetzten Treiber verbunden. Als Messsignal wurde ein exponentieller Sweep 18. Ordung verwendet

Jeweils unten, in den Abbildungen 3.10 und 3.11, sind die typischen Betragsverläufe der Treiber zu erkennen. Die Nennimpedanz, welche bei der Messung von Sensitivity und THD+N zur Bestimmung der Ausgangsverstärkung angegeben werden muss, wurde zwischen 10 und 50Hz gemittelt. Die Maxima der Kurven kennzeichnen die Resonanzfrequenz der eingebauten Treiber. Wie zu erwarten, wirkt sich ein größeres Gehäusevolumen positiv aus. Die Resonanzfrequenz verschiebt sich hier leicht in einen tieferen Frequenzbereich. Das tief - frequente Verhalten der Lautsprecher lässt sich so bereits abschätzen.

Empfindlichkeit (Sensitivity)

Die Empfindlichkeit bzw. Sensitivity beschreibt den Frequenzgang eines passiven Lautsprechers bezogen auf 1W/1m. Sie gibt mit anderen Worten an, welchen Pegel der Lautsprecher auf seiner Mittelachse in 1m Entfernung, bei einer Eingangsleistung von 1W, erzeugt. Mit welcher Ausgangsspannung gemessen wird und in welchem Abstand sich Mikrofon und Lautsprecher befinden, spielt mit *Monkey Forest* eine untergeordnete Rolle, da hier immer auf den entsprechenden 1W/1m Wert skaliert wird [Goer 99]. Gemessen wurde in

1,3m Abstand mit einem exponetiellem Sweep 16. Ordnung. Die Frequenzgänge der beiden favorisieren Lautsprecher sind jeweils oben in den Abbildungen 3.10 und 3.11 dargestellt.

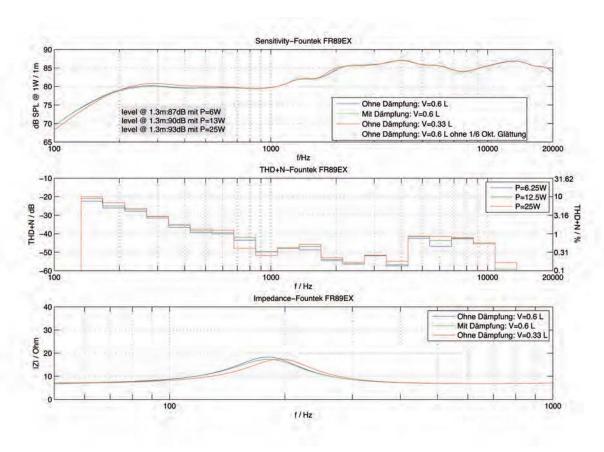


Abbildung 3.10: Messergebnisse des Treibers $Fountek\ FR89EX$ (3") in verschiedenen Probevolumen mit und ohne Dämpfungsmaterial

Wie für beide Treiber zu erkennen, hat die Größe des eingeschlossenen Volumens nur einen geringen Einfluss auf den Frequenzverlauf. Beide Lautsprecher zeigen jeweils für die getesteten Volumina ein ähnliches Verhalten. Lediglich das Hochpassverhalten wird durch die Bedingungsvariation bei der Messung leicht beeinflusst und ist damit konsistent mit der Resonanzverschiebung bei der Impedanzmessung. Vergleicht man das Hochpassverhalten der Frequenzverläufe in den Messergebnissen mit denen in 3.1.3 simulierten, stellt man fest, dass hier starke Ähnlichkeiten zu beobachten sind. So liegt die untere Grenzfrequenz des $Peerless\ NE65W-04$ Treibers, wie in Abbildung 3.6 an-

gegeben, bei dem gemessenen Frequenzgang in Abbildung 3.11, ebenfalls bei etwa 180Hz. Mit Hilfe von Thiele-Small-Parametern lässt sich also das tief-frequente Verhalten der Lautsprecher in diesem Fall gut abschätzen. Bei dem Fountek Treiber steigt die Amplitude zwischen etwa 1-4kHz und bei dem Peerless-Treiber zwischen 2-4,5kHz um bis zu 6dB an. Dabei handelt es sich um einen Druckstaueffekt (sog. baffle-step), welcher auftritt "[...] sobald die abzustrahlende Wellenlänge die maximale Ausdehnung der frontalen Schallwand unterschreitet."[Lind 09]. Da der Fountek Treiber mit 3" größer ist, baut sich der baffle step hier schon früher auf.

Betrachtet man die graue Kurve, ohne 1/6 Oktaveglättung, lassen sich bei dem *Peerless*-Treiber im Bereich über 10kHz leichte Partialschwingungen erkennen. Diese sind typisch für Konuslautsprecher. Die Membran schwingt hier nicht mehr exakt konphas, sondern zerfällt in schwingende Teilbereiche mit örtlich unterschiedlichen Phasen. Die in den grauen Kästchen dargestellten Pegel für verschiedene Eingangsleistungen wurden unter Verwendung von Gleichung (3.8) bestimmt. Die Senitivity wurde dafür zwischen 200Hz und 18kHz gemittelt. Wie zu erwarten, liefert der größere 3" Treiber mehr Pegel.

THD+N

Eine Größe zur Beschreibung von Nichtlinearitäten bzw. harmonischen Verzerrungen bei Lautsprechern ist der Klirrfaktor (THD). Da breitbandige Störgeräusche aber viel eher wahrnehmbar sind, ist die Angabe des Klirrfaktors + Rauschen (THD+N) gebräuchlicher. Er sei definiert als

$$THD = 100 \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{n} A_k^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^{n} A_k^2}} \% = 20 \log \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{n} A_k^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^{n} A_k^2}} dB$$
 (3.9)

und beschreibt das Verhältnis der Effektivwerte aller Oberwellen (-> Zähler in Gleichung 3.9) zu den Effektivwerten der Grundwelle plus Oberwellen (-> Nenner in Gleichung 3.9) [Goer 07]. Gemessen wurde bis zur 15. Ordnung (k = 15) der Oberwellen für die jeweilige Frequenz. In der Mitte der Abbildungen 3.10 und 3.11 sind die Messergebnisse dargestellt.

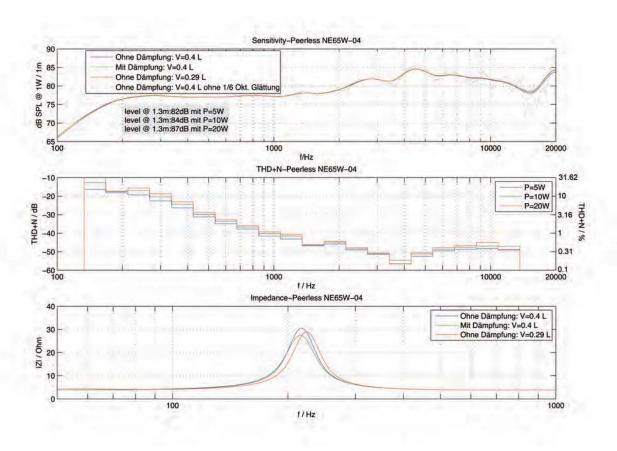


Abbildung 3.11: Messergebnisse des Treibers Peerless NE65W-04 (2") in verschiedenen Probevolumen mit und ohne Dämpfungsmaterial

Um das Verhalten der Treiber auf verschiedene Eingangsleistungen abschätzen zu können wurden mehrere Messungen durchgeführt. Einerseits für die vom Hersteller angegebene maximale Dauerbelastung (P_{rms}) und andererseits für jeweils die Hälfte und ein Viertel dessen. Wie zu erwarten, steigt der THD+N Wert für höhere Eingangsleistungen leicht an. Bei beiden Treibern steigt er außerdem zu tiefen Frequenzen hin stark an. Dies ist auf die größer werdenden Hübe der Treiber hin zur Resonanzfrequenz zurückzuführen. Da die Resonanzfrequenz des kleineren $Peerless\ NE65W-04$, im Gegensatz zum $Fountek\ FR89EX$, auf Grund seiner Größe wieder erwartend etwas höher liegt, steigt auch sein THD schon etwas früher an. Oberhalb von ca. 600Hz bei dem $Fountek\ FR89EX$ Treiber, bzw. 800Hz bei dem $Peerless\ NE65W-04$, verläuft der THD+N unterhalb von $-40dB\ (1\%)$.

3.2.3 Belastungstest

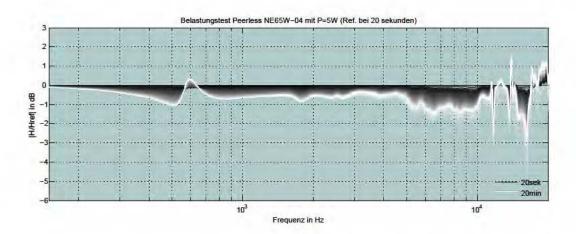


Abbildung 3.12: Ergebnis des Belastungstests für den Treiber $Peerless\ NE65W-04\ (2")\ \mathrm{mit}\ P=5W$

Da bei den Messungen mit dem System mit Messzeiten von bis zu 10min gerechnet werden kann, ist das zeitvariante Verhalten der Lautsprechertreiber von Interesse. Um dieses abschätzen zu können, wurden für die Treiber PeerlessNE 65W - 04 (2") und Fountek FR89EX (3") verschiedene Belastungstests im prototypischen Gehäuse durchgeführt. Dafür wurde ein exponentieller Sweep 16. Ordnung für verschiedene Eingangsleistungen über 20 Minuten wiederholt wiedergegeben und der Frequenzgang gemessen. Da die Messungen nicht im refelxionsarmen Raum sondern im großen Studio der TU Berlin durchgeführt wurden, sind die gemessenen Impulsantworten außerdem gefenstert worden (Hanning – Fenster 12ms), um den Einfluss von Raumrefelxionen in den Ergebnissen zu minimieren. Die Frequenzauflösung entspricht so in etwa dem inversen des Betrachtungszeitraum, d. h. bei 12ms also 83Hz [Star 99]. In Abbildung 3.12 und in den Abbildungen D.4 bis D.8 im Anhang D sind Differenzplots der Messergebnisse dargestellt. Dabei wurden die gemessenen Übertragungsfunktionen zu den jeweiligen Zeitpunkten, durch einen als Referenz bei 20 Sekunden festgelegten Messwert, spektral dividiert.

Beide Treiber liefern für die vom Hersteller angegebenen maximalen und für die Hälfte der maximalen Eingangsleistungen unbefriedigende Ergebnisse. So sind nach 20 Minuten Abweichungen von bis zu 5dB über breite Frequenzbereiche zu erkennen. Für ein Viertel der maximalen Eingangsleistung (vgl. Abbildun-

gen 3.12 und D.6) zeigen beide Treibertypen gute bis sehr gute Ergebnisse, wobei der Fountek Treiber im Vergleich hier etwas besser abschneidet. Beachtet man allerdings nur den für die Messung wichtigen, Bereich bis 10 Minuten liegen beide bei Abweichungen von $\leq \pm 1$.

3.2.4 Auswahl eines Treibers für die Lautsprecher

Nach einer theoretischen Vorbetrachtung in Bezug auf Richtcharakteristik und Hochpassverhalten, einer Vorselektion anhand von Herstellerangaben von über 25 Treibermodellen zwischen 1" und 3", sowie Messungen von 5 verschiedenen Treibern in prototypischen Volumina, ist eine fundierte Entscheidung für einen Lautsprecher möglich. Der Peerless NE65 - 04 2"-Treiber schien am geeignetsten für die letztendlichen Messlautsprecher zu sein. Dieser weißt zwar was den Frequenzgang angeht, im Vergleich zum Fountek 3"-Treiber, leichte Partialschwingungen um 14,5kHz auf, deckt jedoch trotz seiner geringeren Größe nahezu das gleiche Spektrum ab. Ein Schalldruckpegel von etwa 82dB bei 5W, einem Viertel seiner maximalen Eingangsleistung, ist für die Messungen ausreichend, um einen guten SNR erwarten zu können. In diesem Leistungsbereich zeigt der Treiber bei Belastungstests nur geringe Zeitvarianzen (vgl. 3.2.2). Ein großer Vorteil gegenüber dem 3" Fountek Treiber (d = 8,7 cm) ist sein geringerer Durchmesser von 6,5cm. Der Messlautsprecher kann dadurch insgesamt kleiner ausfallen, wodurch sich der Anteil von Reflexionen durch benachbarte und gegenüberliegende Lautsprecher im Messsystem verringert. Diese treten vor allem auf, wenn der Durchmesser der Lautsprecher groß gegenüber der abgestrahlte Wellenlänge λ ist. Störende Reflexionen sind hier also erst bei circa 5,3kHz anstatt bei 3,9kHz zu erwarten. Wie die directivity Simulation in 3.1.2 zeigt, hat die 2" Membran auch hier einen Größenvorteil, da der Radius der Hauptkeule bei der Abstrahlung mit abnehmenden Durchmesser zunimmt und damit einen größeren Bereich der Versuchsperson im Messsystem abdecken kann. Ein weiterer Pluspunkt ist der Preis, wobei hier nicht nur bei den Treibern an sich gespart werden kann, sondern auch bei den Materialkosten für das Gehäuse.

3.3 Herstellung und Konstruktion der Gehäuse

Für das Gehäuse wurde zunächst eine tropfenähnliche Form nach dem Vorbild von [Masi 11] in Betracht gezogen. Auf diese Weise sollten Reflexionen und Streuungen, welche durch benachbarte, gegenüberliegende und durch den Lautsprecher selbst verursacht werden können minimiert werden. Auch wenn Simulationen gezeigt haben, dass diese Form hier die geringsten Einflüsse hat, ließen sich derartige Interferenzen in der Praxis nur durch Absorber effektiv minimieren [Poll 14]. Als Gehäuseform wurde daher ein Zylinder mit abgerundeten Kanten an der Vorderseite gewählt. Einerseits können so Kantenreflexionen am Lautsprecher minimiert werden, andererseits lassen sich solche Formen ohne aufwendige Verfahren umsetzen und das Absorbermaterial ist einfacher anzubringen. Als Konstruktionsmaterial dienten Polyformaldehyd Copolymer (POM C) - Hohlstäbe (Innendurchmesser: 50mm, Außendurchmesser: 80mm) für das Gehäuse, sowie POM C - Vollstäbe für die Rückwände. Dieses Material ist relativ leicht zu bearbeiten und zeichnet sich durch eine hohe Dimensionsstabilität und Festigkeit in einem breiten Temperaturbereich aus GmbH 14]. Die 37 Lautsprechergehäuse wurden am Institut für Berufliche Bildung und Arbeitslehre der TU Berlin, mit Hilfe einer Drehbank mit einer Genauigkeit von $\leq \pm 0, 1$ mm, gefertigt. In Abbildung 3.13 ist die Konstruktionsskizze für die Lautsprecher dargestellt. Wie auf dem Bild zu erkennen, ist der Treiber im Gehäuse eingepasst und schließt bündig ab. Die Rückseite hat in der Mitte ein M8 Gewinde für die spätere Montage am System und wird ebenfalls eingepasst. Der Lautsprecher hat ein Volumen von etwa 0, 2L und ist mit Dämpfungsmaterial (Polyesterwolle) gefüllt, um Gehäuseresonanzen zu bedämpfen. Die zuvor beschriebenen Messungen, sowie die Simulationen mit Thiele-Small-Parametern haben ergeben, dass dies für das Lautsprecherchassis ausreicht.

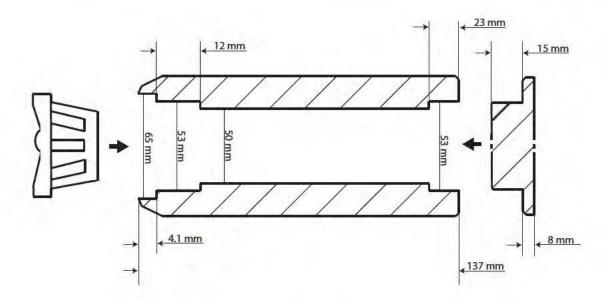


Abbildung 3.13: Konstruktionsskizze des Messlautsprechers

3.4 Lautsprecher Frequenzgang

Die Frequenzgänge der 37 Lautsprecher wurden im eingebauten Zustand im Messsystem selbst vermessen. Dabei wurde das Klasse 1 1"-Messmikrofon MA220 der Firma NTI acoustic verwendet. Gemessen wurde mit Hilfe der ITA-Toolbox und den in Kapitel 4 beschriebenen elektroakustischen Komponenten. Bei jeder Messung wurde die Kapsel des Mikrofons in der Mitte der Kreiskonstruktion mit Hilfe von zwei Kreuzlinien-Lasern positioniert und auf die 0° Achse des jeweiligen Lautsprechers ausgerichtet (vgl. Abbildung 3.15). In Abbildung 3.14 ist ein Frequenzgang eines Messlautsprechers exemplarisch dargestellt. Wie hier zu erkennen, verläuft die Kurve zwischen 200Hz und 20kHz innerhalb eines Bereichs von $\pm 5 dB$. Erkennbar ist die, für geschlossene Chassis, typische Hochpassflanke von etwa 12dB/Okt, sowie die durch den baffle-stepverursachte Amplitudenüberhöhung zwischen 1,5kHz und 4,5kHz (vgl. sensitivity in 3.2.2). Die spektral normierten Frequenzgänge aller 37 Lautsprecher sind in Abbildung D.9 im Anhang zu finden. Die Amplituden Abweichungen zwischen den Lautsprechern sind zum einen auf Messungenauigkeiten und ihre unterschiedlichen Positionen im Messsystem, sowie auf herstellungsbedingte Varianzen der Treiber zurückzuführen. Zwischen circa 14kHz und 16kHz sind

bei einigen Lautsprechern destruktive, bei etwa 19 konstruktive Partialschwingungen zu beobachten. Da deren Einfluss durch Referenzmessungen und filtern in den Messergebnissen kompensiert wird, liegen jedoch alle in einem akzeptablen Bereich.

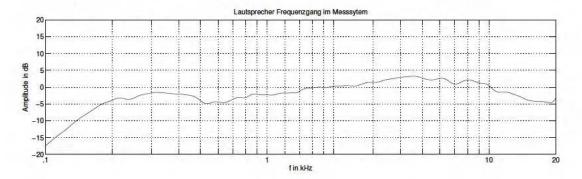


Abbildung 3.14: Exemplarischer Lautsprecher Frequenzgang (1/6 Okt. geglättet)



Abbildung 3.15: Messung der Lautsprecher im Messsystem

4 Gesamtsystem und verwendete Komponenten

Im Folgenden wird das sphärische HRTF - Messsystem, welches im Rahmen dieser Arbeit entwickelt wurde und die darin enthaltenen elektroakustischen Komponenten beschrieben.

4.1 Elektroakustische Komponenten

Zunächst wird auf die elektroakustischen Komponenten des Messsystems eingegangen. Da die Lautsprecher bereits im vorherigen Kapitel ausführlich erörtert wurden, werden diese hier nicht mehr erwähnt.

4.1.1 Computer und Audiointerface

Der Computer mit dem integrierten Audio-Interface ist das erste Glied in der elektroakustischen Signalkette. Besonders bei Multikanalmessungen mit bis zu 37 Kanälen und anschließendem Postprocessing muss die Leistung entsprechend groß ausfallen. Verwendet wird ein Desktop PC mit 12GB RAM und einer Intel Core I7 CPU mit 8 Kernen. Als Betriebssystem dient Windows 7. Es gibt mehrere Möglichkeiten für die Ausgabe von bis zu 37 unabhängigen Audiosignalen. Auf Grund der einfachen Handhabung und einem guten Preis-Leistungsverhältnis der erhältlichen Konsumerlösungen, wurde die ADAT - Schnittstelle zur Übertragung der digitalen Audiosignale gewählt. Mit optischen Lichtwellenleitern über TOSlink, können hier bis zu 8 Kanäle gleichzeitig übertragen werden. Die Ausgabe der Messsignale, sowie die Aufnahme der Mikrofonsignale erfolgt über zwei kaskadierte RME PCIe Soundkarten. Das RME HDSPe AIO Interface besitzt u.a. einen ADAT Ausgang, 2 analoge Line-In Eingänge und einen Kopfhörerausgang. Die RME HDSPe RayDAT liefert außerdem zusätzliche 4 ADAT Ausgänge, wodurch mit beiden Karten

bis 5 ADAT (I/O)- bzw. 40 analoge (I/O) Kanäle zur Verfügung stehen. Die Synchronisierung der beiden Soundkarten erfolgt mit einer Abtastrate von 44, 1kHz über ein internes Clock-Signal, wobei das RME HDSPe AIO Interface als Master fungiert. RME ist auf Grund der sehr guten Eigenschaften in Bezug auf Verzerrungen und SNR, bei vergleichsweise niedrigen Preisen, in der akustischen Messtechnik weit verbreitet. Mit Hilfe der Totalmix- Software ist das interne Routing der einzelnen Kanäle sehr variabel und damit unabhängig vom physischen Routing.

4.1.2 DA-Wandler, Mirkofonvorverstärker

Um die digitalen ADAT Signale in analoge Audiosignale umzuwandeln, werden fünf 8 -Kanal D/A Wandler von Behringer verwendet. Die ULTRAGAIN PRO-8 DIGITAL ADA8000 D/A-Wandler verfügen über einen ADAT Eingang. Die umgewandelten Signale werden mit 16dBu bei 0dBFS, über 8 symmetrische XLR Line-Out Anschlüsse ausgegeben. Die externe Synchronisation erfolgt ebenfalls über den ADAT Eingang.

Als Mikrofonvorverstärker wird der Lake People Mic Amp C360 verwendet. Dieser verfügt über zwei symmetrische XLR Eingänge. Der Gain - Regler lässt sich in diskreten 6dB Schritten zwischen 0dB und +66dB einstellen. Für die Wiederholbarkeit von Messungen sind diskrete Gain - Regler von Vorteil. Laut Herstellerangaben ist das Eigenrauschen mit -126dB (bei 60dB Gain) sowie die Verzerrungswerte mit THD + N < 0,001% sehr gering.

4.1.3 Verstärker: Cloud CXA 850

Bei der Auswahl eines geeigneten Verstärkers für das Messsystem wurde zunächst ein bereits vorhandener 24 Kanal Verstärker in Betracht gezogen. Dieser besitzt einen integrierten DA-Wandler und hätte mit seinen 24 Kanälen bereits eine gute Grundlage gebildet. Mit Hilfe der $ITA\ Toolbox$ wurde zunächst das Übersprechen (crosstalk) zwischen den Kanälen dieses Verstärkers gemessen. Dafür wurde das Messsignal (exp. Sweep 16. Ordnung) über den ADAT Ausgang der Soundkarte des Computers an den Verstärker gesendet. Die Ausgänge des Verstärkers wurden über eine Last $(3,9\Omega)$ wieder aufgenommen. Die Pe-

gesteuerten Kanal und dem Ausgangssignal eines anderen nicht ausgesteuerten Kanals, gibt Aufschluss über das Übersprechverhalten bei Verstärkern. Wie in Abbildung 4.1 dargestellt, ist das Übersprechen zwischen zwei benachbarten Kanälen mit etwa -35dB bei diesem Verstärker nur unzureichend gedämpft. Auch wenn die Messwerte bei voneinander weiter entfernten Kanälen sinken, muss festgestellt werden, dass dieser nicht für das Messsystem geeignet ist. Besonders bei mehrkanaliger Systemidentifikation mit orthogonalen Messsignalen, sollte das Übersprechen so gering wie möglich ausfallen. Wie in Tabelle 4.1 zu erkennen, liegt die Übersprechdämpfung handelsüblicher Mehrkanal-Verstärker zwischen mindestens 50dB und 65dB

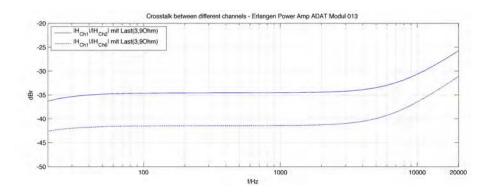


Abbildung 4.1: Übersprechen zwischen verschiedenen Kanälen des 24 Kanal Verstärkers

Aus diesem Grund wurde eine geeignete Konsumerlösung gesucht, welche entsprechend den Kriterien Kanalanzahl, Leistung, SNR, Übersprechdämpfung, THD+N und Preis ausgewählt wurde.

Tabelle 4.1: Vorauswahl der zur Verfügung stehenden Mehrkanal-Verstärker

Typ	Ch.	SNR	Überspd.	Freq. Resp.	THD+N	Leistung	€
Sirus Pro MXC 8	8	> 90dB	> 60dB	$\begin{array}{c} 20Hz - 20Khz \\ \pm 1 \text{dB} \end{array}$	< 0, 1%	210W/ch. rms@4 Ω	439
IMG STA-1508	8	> 80dB	> 60dB	$ \begin{array}{c} 12Hz - 60Khz \\ \pm 1,5 \text{dB} \end{array} $	< 0, 1%	$160\mathrm{W/ch.\ rms@}4\Omega$	395
Ominitr. MCP8150	8	90dB	> 51dB @1 kHz	22Hz - 25Khz	< 0,01%	150W/ch. rms@4 Ω	448
Apart PA8250	8	> 95dB	>65dB	$\begin{array}{c} 20Hz - 20Khz \\ \pm 1 \text{dB} \end{array}$	< 0, 15%	250W/ch. rms@4 Ω	> 1000
Audac DPA 616	16	> 100dB	> 65dB	20Hz - 20Khz	< 0, 1%	60W/ch. rms@4Ω	1000
Cloud CXA850	8	-	> 82dB	$ \begin{array}{c c} 10Hz - 20Khz \\ \pm 0,05\text{dB} \end{array} $	< 0,007%	$50\mathrm{W/ch.\ rms@}4\Omega$	896

Nach einer Marktrecherche und einem Vergleich der Datenblätter von den jeweiligen Herstellern, wurden die 6 Mehrkanal-Verstärker aus Tabelle 4.1 näher begutachtet. Der 8-Kanal Verstärker $Cloud\ CX-A850$ wurde bestellt. In seinem Preissegment zeigt dieser gegenüber den anderen Verstärkern die besten Werte in den genannten Kriterien. Die Herstellerangaben des $Cloud\ CX-A850$ sind im Anhang B noch einmal im Detail nachzuvollziehbar. Um das genaue Verhalten der Verstärker in Bezug auf THD+N, Frequenzgang und Übersprechen einschätzen zu können, wurden alle Verstärker mit Hilfe von $monkey\ forrest$ gemessen. Die Verzerrungswerte sowie die Frequenzgänge sind für jeden Kanal einzeln gemessen worden. Der Ausgang des Messsystems wurde dafür mit dem Eingang des Verstärkers verbunden. Der Verstärkerausgang wurde über eine Last $(3,9\Omega)$ wieder mit $monkey\ forrest$ aufgenommen. Zur besseren Vergleichbarkeit wurde der Ausgangspegel der Verstärker bei allen Kanälen auf den Maximalwert eingestellt. Die Messergebnisse sind in Abbildung 4.2 beispielhaft für einen der 5 Verstärker dargestellt.

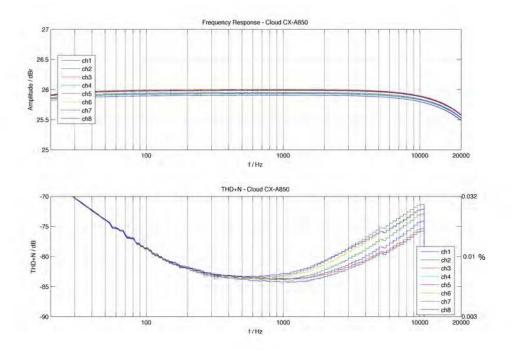


Abbildung 4.2: Frequenzgänge und THD+N aller 8 Kanäle des $Cloud\ CX-A850\ Verstärkers$

Der Frequenzgang entspricht zwar nicht in vollem Maße den Angaben des Herstellers, er weist allerdings zwischen 20Hz und 20kHz lediglich vernachlässigbare Schwankungen von $\pm 0,5 dB$ auf. Der THD+N hingegen steigt, im Gegensatz zu den Angaben im Datenblatt, hin zu tiefen Frequenzen an (vgl. Anhang B Abbildung B.1). Er bleibt allerdings über dem beobachteten Frequenzbereich unterhalb von -70dB bzw. 0,03%. Da der Ausgangspegel der Verstärker bei den eigentlichen HRTF-Messungen nicht auf den Maximalwert eingestellt ist, werden sich die Werte hier noch weiter verbessern. Für alle 5 Verstärker wurde außerdem das Übersprechen mit Hilfe von monkey forrest untersucht. Auch hier wurde das Messsignal (exp. Sweep 16. Ordnung) nur an einen Kanal des Verstärkers gesendet und der ausgesteuerte, sowie ein nicht ausgesteuerter Kanal wieder über eine Last von $3,9\Omega$ aufgenommen. Die Differenz bzw. der Quotient der ermittelten Amplitudenverläufe im Frequenzbereich zwischen den beiden Kanälen, gibt Aufschluss über dessen Übersprechverhalten. Wie in Abbildung 4.3 zu erkennen, ist das Übersprechen zwischen benachbarten Kanälen (ch1 zu ch2) wiedererwartend größer, als zwischen weiter entfernten Kanälen (ch1 zu ch4 & ch1 zu ch8). Ein Unterschied von knapp 10dB ist zu erkennen. Hin zu hohen Frequenzen nimmt das Übersprechen zu.

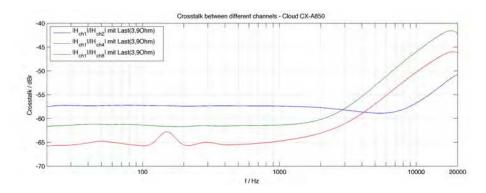


Abbildung 4.3: Übersprechen zwischen verschiedenen Kanälen des Cloud CX-A850 Verstärkers

Das Übersprechen zwischen benachbarten Kanälen liegt zwischen $-57\mathrm{dB}$ und $-60\mathrm{dB}$ und damit weit unter den Werten des 24 -Kanal Verstärkers (siehe Abbildung 4.4). Die Werte liegen jedoch mehr als 20dB über denen des Herstellers (vgl. Anhang B). Da hier, außer der Angabe eines 4Ω Lastwiederstandes, keine weiteren Informationen zur Messung vorliegen, lassen sich diese Ergebnisse

also nicht bestätigen. Die gemessenen Ergebnisse sind mit -60dB jedoch ausreichend.

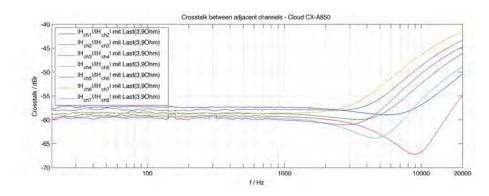


Abbildung 4.4: Übersprechen zwischen benachbarten Kanälen des $Cloud\ CX-A850\ Verstärkers$

Die Leistung des $Cloud\ CX-A850$ Verstärkers ist mit 8x50W für die Anwendung im Messsystem angemessen. Die Verzerrungswerte sowie die Frequenzgänge sind den Erwartungen entsprechend gut.

4.2 Konstruktion

In diesem Abschnitt wird auf die nicht-elektroakustischen Komponenten des Messsystems eingegangen.

4.2.1 Kreiskonstruktion

Wie in Abbildung 4.5 links zu erkennen, besteht die Kreiskonstruktion aus einem Außen- und einem Innenkreis. Außen bilden Traversen einen Kreis, welcher von zwei Stützen gehalten wird. Am Kreis sind zusätzliche Halterungen angebracht. Die Stützen und die Halterungen können im Boden verschraubt werden. Der Traversenkreis selbst berührt den Boden nicht. Der Innenkreis besteht aus 37 angewinkelten Konstruktionsprofilen, welche miteinander verschraubt werden können. Der Mittelpunkt eines jeden Profilstücks

markiert den jeweiligen Elevationswinkel. An dieser Stelle werden die Lautsprecher befestigt und strahlen in Richtung des Kreismittelpunkts. Eine Abweichung von 1mm bei der Platzierung der Lautsprecher entspricht $0,0347^{\circ}$ ($\frac{360^{\circ}}{(2\pi\ Kreisradius[mm])}$). Wie in Abbildung 4.5 rechts veranschaulicht, werden die Lautsprecher in 10° Abständen aufgehängt. Durch den Versatz der Profilstücke bei 90°, 85°, -90° und -85° , ergibt sich jedoch eine 5° Auflösung der Elevation bei einer kompletten Drehung der Versuchsperson.

Der Profilring mit den Lautsprechern wird in der Außenkreiskonstruktion mit Hilfe von Spanngurten elastisch gelagert, d.h. er berührt sie nicht. Vibrationen, respektive Körperschall, werden also nicht direkt weitergeleitet. Da die Spanngurte das Gewicht der Lautsprecher und des Profilrings tragen müssen, sind sie sehr stark gespannt und daher nur bedingt elastisch. Bei den Messungen wurde festgestellt, dass die Außenkonstruktion dadurch, trotz allem, leicht über die Spanngurte angeregt wird.

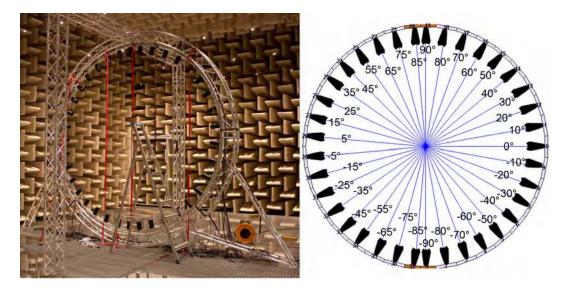


Abbildung 4.5: links: Außen -und Innenkreiskonstuktion mit Lautsprechern | rechts: Prinzipskizze der Innenkreiskonstruktion mit Elevationswinkeln

Von H. Wiersdorf et al. und D.S. Brungart et al. wurden HRTF Messungen für verschiedene Quellabstände verglichen [Wier 11] [Brun 99]. Demnach ist ein Mindestabstand erforderlich, um die Krümmungen der auf die Versuchsperson eintreffenden Schallwellen vernachlässigen zu können. So hat sich gezeigt, dass

Beugungserscheinungen, um den Kopf für Frequenzen < 800Hz, zu einem Anstieg in diesem Bereich führen, wenn die Quelle 0,5m oder 1m entfernt ist. Außerdem ist bei seitlichem Schalleinfall der Abschattungseffekt mit nahen Quellen größer. Das Resultat sind größere ILDs im Bereich zwischen 0,12m und 1m Quellabstand. Bei 2m und 3m war dies nicht der Fall.

Entfernte Schallquellen haben etwa den gleichen Winkel zum ipsilateralen Ohr wie zum akustischen Zentrum des Kopfes. Mit sich nähernder Quelle wird der Unterschied dieser Winkel immer größer. Dieser Zusammenhang wird auch als Parallaxen - Effekt bezeichnet. Dies führt dazu, dass sich die Quelle um bis zu 20° seitlich verschieben kann. Um vollsphärische Messungen zu ermöglichen, wurde das System so entworfen, dass die Versuchsperson in der Kreiskonstruktion platz nehmen kann. Dazu wurde der Radius des Lautsprecherrings auf etwa 1,47m festgelegt. Er ist damit ausreichend, um die zuvor beschriebenen Artefakte vermeiden zu können.

Reflexionen durch die Kreiskonstruktion sind durch $\lambda/4$ -Absorber in From von Akustikschaumstoffmatten ($d=40\mathrm{mm}$ im Innenkreis & $d=25\mathrm{mm}$ an den Stützen) bedämpft. Wie in Abbildung 4.9 zu erkennen, decken sie das gesamte Messsystem ab.

4.2.2 Drehteller

Der bei den HRTF-Messungen verwendete Drehteller ist eine Sonderanfertigung mit einem Riemenantrieb (siehe Abbildung 4.7 rechts). Folgende Kriterien sollten erfüllt werden:

- kontinuierlich drehbar mit regelbarer Geschwindigkeit
- Tragkraft für eine Person mit Stuhl (100 150Kg)
- sehr geringes Geräuschaufkommen des Motors
- Umdrehungsgeschwindigkeit: 0,1-1 Rounds Per Minute (RPM)

Der verbaute Servomotor sowie die Mechanik des Drehtellers sind nahezu geräuschlos. Der Motor ist in einer längenverstellbaren Aufnahme mit einer Halterung angebracht, sodass der Riemen gegebenenfalls gespannt werden kann. Die Antriebsdrehzahl lässt sich mittels RS232 Schnittstelle über die Software des Motorherstellers oder mit Matlab zwischen 5 und 6500rpm einstellen. Die Antriebswelle hat einen Durchmesser von $d_1 = 15$ mm und die Riemenscheibe von $d_2 = 700mm$. Bei einem einfachen Riemenantrieb lässt sich der Zusammenhang zwischen Antriebsdrehzahl n_1 und Abtriebsdrehzahl n_2 mit

$$n_2 = \frac{d_1}{d_2} n_1 \ [rpm] \tag{4.1}$$

beschreiben. Die interessierende Zeit in Minuten für eine Umdrehung ist durch den Kehrwert $t_2=1/n_2 \ [mpr]^{13}$ gegeben. Mit einer minimalen Antriebsgeschwindigkeit von $n_1=5$ rpm ergibt sich theoretisch eine minimale Abtriebsgeschwindigkeit von ca. $n_2=0,0$ 7rpm bzw. $t_2=14,3$ mpr. In der Praxis hat sich jedoch herausgestellt, dass sehr niedrige Drehzahlen zu einem unruhigen Lauf führen und der Riemen über die Antriebswelle rutscht.

Um die eingestellte Geschwindigkeit zu überprüfen wurde eine Versuchsperson (82Kg), auf dem Stuhl sitzend, auf dem Drehteller mit einer Antriebsgeschwindigkeit von $n_1 = 20$ rpm gedreht. Die Drehung wurde mit einem Head-Tracker, welcher auf der Nackenstütze des Messstuhls angebracht wurde, nachvollzogen. Die Ergebnisse sind in Abbildung 4.6 dargestellt. Die Versuchsperson wurde mehrmals gedreht. Die Graphen der oberen Abbildung zeigen die theoretische Umdrehung über die Zeit (schwarz), im Vergleich zu den wiederholten Drehungen mit Belastung (grau). In der unteren Abbildung sind die Differenzen dargestellt. Ab etwa der Hälfte der Zeit knicken die Kurven hier etwas ab. Der Drehteller stand also vermutlich leicht schräg, sodass einmal mit und einmal gegen die Steigung gedreht wurde. Es lässt sich jedoch feststellen, dass sich die Umdrehungsgeschwindigkeit in Abhängig vom Gewicht auf dem Drehteller ändert. Mit einer Person dreht sich dieser bis zu 20 Sekunden langsamer also ohne (vgl. Abbildung 4.6). Der Servomotor des Drehtellers ist für eine solche Belastung unterdimensioniert, weshalb eingestellte Geschwindigkeiten nicht eingehalten werden können. Die Azimuth-Position der Versuchsperson in der Messung kann also nur mittels Head-Tracker zuverlässig bestimmt werden, da eine konstante Drehgeschwindigkeit nicht gegeben ist.

¹³Minutes Per Round (MPR)

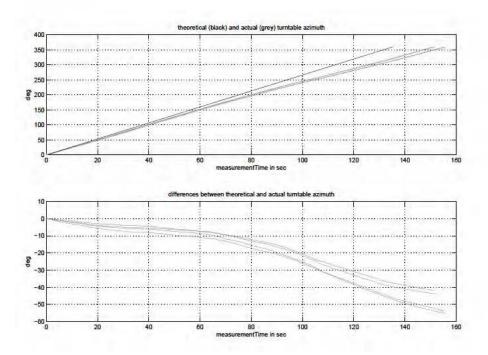


Abbildung 4.6: oben: Theoretische (schwarz) und gemessene (grau) Azimuthposition des Drehtellers mit einer Person (82kg) für 20rpm
| unten: Abweichungen der gemessenen zu den theoretischen
Azimuthpositionen

4.2.3 Messstuhl

Der Messstuhl wurde für das Messsystem gefertigt und ist in Abbildung 4.7 (links) dargestellt. Seine Sitzfläche und die Lehne wurden so klein wie möglich gehalten, um ungewollte Reflexionen und Abschattungen zu vermeiden. Das Stuhlbein ist zwischen 30cm - 50cm höhenverstellbar, damit die jeweilige Versuchsperson, je nach Körpergröße, in der Mitte des Lautsprecherkreises positioniert werden kann. Der obere Teil des Stuhls lässt sich außerdem nach vorn und nach hinten schieben, sodass das akustische Zentrum des Kopfes auf den Rotationsmittelpunkt (also die Mittelachse des Stuhlbeins) ausgerichtet werden kann. Auf diese Weise können dezentrierte Drehungen auf ein praktisches Minimum reduziert werden. Mit Hilfe einer, ebenfalls verstellbaren, Nackenstütze (vgl. Abbildung 4.7 links) können ungewollte Kopfbewegungen

weitestgehend vermieden werden. Die Höhe der Rückenlehne ist mit 52cm auf anthropometrische Maße nach DIN 33 402 gestützt. Demnach ist die Schulterhöhe im sitzen bei Frauen zwischen 18 und 65 Jahren 63cm (95% perzentil) und bei Männern 67cm [Jurg 04]. Die Rückenlehne wurde 13cm darunter, also zwischen den Schulterblättern, angebracht ([(63cm + 67cm)/2] – 13cm).

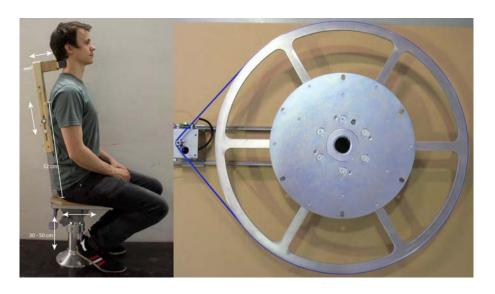


Abbildung 4.7: links: Messstuhl mit Person | rechts: Drehteller

4.3 Head-Tracker

Aus den, zuvor in 4.2.2 genannten Unzulänglichkeiten des Drehtellers ist Head-Tracking während der Messung unabdingbar. Auf diese Weise kann zu jedem Zeitpunkt der Messung die Azimuthposition der Versuchsperson in der Kreiskonstruktion bestimmt werden. Verwendet wurde der elektromagnetische Head-Tracker *Patriot* der Firma *Polemus*. Dieser besitzt einen Sender und einen Empfänger. Mit einer Abtastrate von 60Hz liefert der Sender Informationen über x-, y- und z-Positionen, sowie Roll, Azimuth und Elevation relativ zum Empfänger. Über USB mit dem Rechner verbunden, lässt sich der *Patriot* mit Hilfe von Matlab bedienen.

4.4 Messaufbau und Kalibrierung

Die erste Messung mit dem System wurde im reflexionsarmen Raum der TU Berlin durchgeführt. Für den Aufbau werden mindestens 2 Personen benötigt und er dauert ca. 2 Tage¹⁴. Es wurde ein *Manual* verfasst, welches im Anhang zu finden ist. Dieses beschreibt den Aufbau und die Kalibrierung. Im Folgenden werden die wichtigsten Schritte noch einmal näher beschrieben.

4.4.1 Kalibrierung

Nachdem das Messsystem, wie in Abbildung 4.9, aufgebaut wurde, ist zunächst der Rauschpegel im Raum gemessen worden. Dafür wurde der tragbare Handschallpegelmesser XL1 der Firma NTI acoustic mit dem Klasse A 1" Messmikrofon MA220 verwendet und über 5 Sekunden gemittelt. Als Messposition ist der Kreismittelpunkt gewählt worden. Das Grundrauschen des Raumes betrug dabei $< 17,5 \,\mathrm{dB}A$ und war somit noch im Bereich des Eigenrauschens des Messgerätes. Anschließend wurden die Verstärker eingeschaltet und auf ihre maximale Ausgangsverstärkung von 26 dB eingestellt. Der Rauschpegel stieg auf 23,6 dBA an und war hörbar.

Da für die Lautsprecher eine Leistung von 5W ausreicht, um einen angemessenen Pegel bei geringer Zeitvarianz zu erzeugen (vgl. Kapitel 3), wurde die Ausgangsverstärkung der Verstärker von 26dB auf 5dB verringert. Der Rauschpegel konnte so ebenfalls verringert werden und betrug anschließend $< 18 \mathrm{dB}A$. Es wurde folgende Überlegung angestellt, um zu ermitteln, welcher dBFS Pegel einer Leistung von 5W entspricht:

Bei den Lautsprechermessungen mit monkey forrest wurde ein Verstärker mit $L_1=32$ dB Ausgangsverstärkung verwendet (vgl. 3.2.2). Mit dieser Information und der gemessenen Nennimpedanz der Lautsprecher von $R_1=3,64\Omega$ ermittelte monkey forrest einen Ausgangspegel von $A_1=-17,18$ dBu. Mit

¹⁴Der Abbau des Systems dauert zu zweit nur einen Tag

$$P = \frac{U^2}{R} \tag{4.2}$$

entspricht dieser einer den Lautsprechern zugeführten Leistung von 5 W:

$$V_{out_1} = 10^{\frac{A_1}{20}} \cdot 0.775V$$

$$V_{amp_1} = V_{out_1} \cdot 10^{\frac{L_1}{20}}$$

$$P_1 = \frac{V_{amp_1}^2}{R_1} = 5W$$

Die zuvor beschriebenen DA Wandler des Messsystems ($ULTRAGAIN\ PRO-8\ DIGITAL\ ADA$ 8000) haben einen Ausgangspegel von 16dBu bei 0dBFS. Mit der eingestellten Ausgangsverstärkung von $L_2=5$ dB bei den Verstärkern im Messsystem ist also folglich ein Pegel von -6,18dBFS notwendig um ebenfalls auf eine Leistung von 5W zu kommen.

$$V_{out_2} = 10^{\frac{16dB_{u-6,18}}{20}} \cdot 0.775V$$

$$V_{amp_2} = V_{out_2} \cdot 10^{\frac{L_2}{20}}$$

$$P_2 = \frac{V_{amp_2}^2}{R_1} = 5W$$

Da die Ausgangsverstärkung bei den $Cloud\ CX-A850$ Verstärkern nur über lineare, kontinuierliche Drehregler einzustellen ist, musste $monkey\ forrest$ zu Hilfe genommen werden, um sie von 26dB auf genau 5dB zu reduzieren. Dafür wurde der Ausgang von $monkey\ forrest$ mit dem jeweiligen Kanaleingang des Verstärkers verbunden. Der Ausgang des Verstärkers wurde über eine Last $(3,64\Omega)$ wieder aufgenommen und analysiert. Ein Sweep 16. Ordnung wurde wiederholt wiedergegeben, während der Drehregler auf die richtige Position gestellt wurde. Anschließend wurde er auf dieser Stellung mit einer Genauigkeit

von $\pm 0,25$ dB fixiert.

Bei elektromagnetischen Head-Trackern könnten in der Nähe befindliche Aluminiumstangen, wie sie in der Kreiskonstruktion zu finden sind, dazu führen, dass die gewonnen Daten selbst ohne Bewegung des Senders mit der Zeit von einander abweichen, also driften. Um dies auszuschließen wurden die Head-Tracker Daten über 5 Minuten aufgenommen, ohne Sender oder Empfänger zu bewegen. Ein Abdriften der Azimuthposition von weniger als 0,01° ist festgestellt worden, d.h. dass die Metallkonstruktion in diesem Aufbau keinen Einfluss hat.

4.4.2 Positionierung

Sowohl bei der Referenzmessung als auch bei der Messung mit Versuchspersonen werden zur Positionierung zwei Kreuzlinien-Laser verwendet. Diese sind, entkoppelt von der Konstruktion, an gegenüberliegenden Wänden im reflexionsarmen Raum angebracht. Um sicherzustellen, dass sich der Mittelpunkt beider Laser in der Mitte des Kreises befindet dienen die Lautsprecher, bei $\phi=0^\circ$ für die horizontale Achse und bei $\phi=\pm90^\circ$ für die vertikale Achse, als Orientierung (vgl. Abbildung 4.5 rechts). Verlaufen die Linien der Laser jeweils durch den Mittelpunkt der Lautsprechermembran, befindet sich deren Kreuz in allen drei Raumdimensionen im Zentrum des Innenkreises. Da die Laser bei diesem Versuchsaufbau nicht genau orthogonal zum Kreis ausgerichtet waren, wurde als Orientierung nicht der Mittelpunkt, sondern die Mittelachse der zylinderförmigen Lautsprecher verwendet.

Versuchspersonen werden bei Messungen so positioniert, dass sich das Kreuz der Laser auf beiden Seiten am jeweiligen Ohreingang befindet. Auf diese Weise ist das interaurale Zentrum genau in der Mitte des Kreises. Es lässt sich einfach feststellen ob sich eine Versuchsperson bei der Messung auf der Rotationsachse dreht. Nach dem Einstellen der Laser wird sie um 180° gedreht. Befinden sich die Kreuze der Laser nun immer noch an den Ohrkanaleneingängen, ist dies der Fall (siehe Abbildung 4.8).

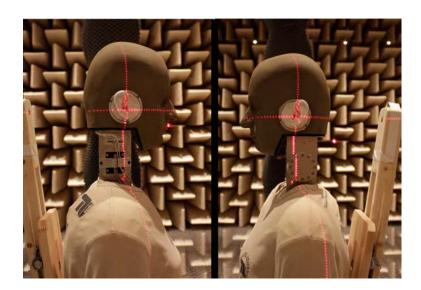


Abbildung 4.8: Positionierung der Versuchsperson im Mittelpunkt der Kreiskonstruktion mit Hilfe von gegenüberliegenden Kreuzlinien-Lasern

Trifft dies nicht zu, muss die Position des Kopfes (genauer des interauralen Zentrums) mit Hilfe der Einstellmöglichkeiten des Drehstuhls auf den Rotationsmittelpunkt (Mittelachse des Stuhlbeins bzw. Mittelpunkt des Drehtellers) ausgerichtet werden. Die Positionierung des Mikrofons im Mittelpunkt des Kreises bei der Referenzmessung gestaltet sich einfacher. Die Mikrofonmembran muss sich dort befinden, wo die Kreuze der beiden Laser übereinander liegen. Dies ist die gleiche Stelle an der auch das interaurale Zentrum des Kopfes bei der HRTF Messung ist (vgl. Formel 2.1 in 2.1.1).

4.4.3 Referenzmessung

Der Messaufbau der Referenzmessung ist in Abbildung 4.9 dargestellt. Wie zu erkennen, befindet sich, neben der bedämpften Kreiskonstuktion mit den 37 Lautsprechern, nur ein Mikrofon auf einem Ständer im Messraum.



Abbildung 4.9: Referenzmessung im reflexionsarmen Raum der TU Berlin

Es wird für jedes verwendete Ohrstöpsel-Mikrofon eine eigene Referenzmessung durchgeführt. In diesem Fall mit den Miniatur-Kondensatormikrofonen vom Typ *DPA* 4060 des linken und rechten Ohres des FABIAN HATS. Wie zuvor beschrieben, wird das Mikrofon in der Mitte des Kreises an der Stelle des interauralen Zentrums, bei abwesendem Hörer mit Hilfe von Kreuzlinien-Lasern, positioniert. Um Interferenzen durch den Mikrofonständer so gering wie möglich zu halten, wird es dabei, wie in Abbildung 4.9 oben rechts dargestellt, auf einen sehr dünnen Aufbau montiert.

4.4.4 HRTF Messung

Die HRTF-Messungen mit MESM und NLMS wurden nach dem Aufbau in Abbildung 4.10 durchgeführt.



Abbildung 4.10: Messung kopfbezogener Übertragungsfunktionen im reflexionsarmen Raum der TU Berlin

Das Gitterrost, auf welches der Drehteller, der Messstuhl und FABIAN gestellt werden, hat eine Länge von 1,6m und eine Maschenweite von 31/31mm. Es ist also lang genug, sodass eine Versuchsperson sich erst darauf stellen und sich anschließend auf den Stuhl setzen kann. Das Gitterrost steht auf 4 Stahlfüßen, welche mit den Bodenplatten im reflexionsarmen Raum verschraubt werden können. Ist es mittig platziert, wird der Drehteller darauf festgeschraubt. Dessen Drehachse wird mit Hilfe der Kreuzlinien-Laser in der Mittelachse des Kreises platziert. Der Messstuhl wird mit dem Drehteller verschraubt, wobei die Kabel der Mikrofone und des Head-Trackers durch einen Kabelschacht durch das Stuhlbein und den Drehteller nach unten geführt werden. Zur besseren Vergleichbarkeit der Messergebnisse untereinander, sowie mit bereits vorhandenen HRTF Daten aus früheren Messungen, wurde bei dieser Messung der FABIAN HATS verwendet. Der Sender des Head-Trackers wurde oben auf der Nackenstützenverlängerung des Messstuhls befestigt. Aus Zeitgründen wurde der Empfänger auf einem, von zwei Lautsprecherständern getragenem, Holzbrett befestigt, welches schräg über dem Kopf des FABIAN HATS verlief (siehe Abbildung 4.10). Zur besseren Verständlichkeit ist die Signalkette bei der HRTF Messung noch einmal in Abbildung 4.11 dargestellt.

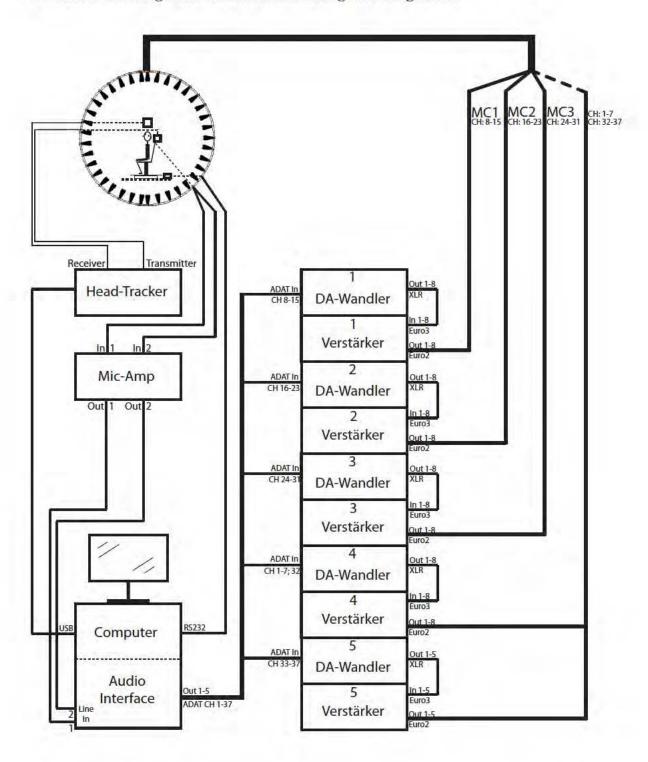


Abbildung 4.11: Prinzipskizze der Signalkette bei der HRTF Messung (MC - Multicore)

5 HRTF Messung und Messergebnisse

Die kopfbezogenen Übertragungsfunktionen wurden mit dem MESM und dem NLMS Verfahren gemessen. Der Versuchsaufbau war bei beiden Messverfahren gleich. Zunächst wurde das Messsystem aufgebaut und wie in 4.4 beschrieben kalibriert. Anschließend folgten jeweils Referenzmessungen und verschiedene HRTF-Messungen mit beiden Verfahren unter Verwendung unterschiedlicher Parameter (Kanalanzahl, Umdrehungszeit, etc.). Gemessen wurden die kopfbezogenen Übertragungsfunktionen des an der TU Berlin entwickelten FABIAN HATS. Dieser wurde zuvor bereits in dem Oldenburger Messsystem TASP (vgl. 2.2.2) vermessen. Diese Messergebnisse werden als groundtruth Data angenommen und mit den Ergebnissen dieser Messungen verglichen. ¹⁵ In diesem Kapitel wird außerdem kurz auf die Implementierung der Messsoftware eingegangen. Der Messablauf wird erläutert und das Postprocessing der gewonnen Daten beschrieben.

5.1 Implementierung

Alle Klassen, Funktionen und Skripte zur Durchführung der Messungen wurden in Matlab implementiert. Darüber hinaus wird eine, von der RWTH Aachen entwickelte, Matlab Toolbox (ita-Toolbox) verwendet. Diese ist frei zugänglich und bietet eine breite Palette an Klassen und Funktionen für akustische Messung [Diet 10]. Um mit dem MESM Verfahren zu messen, findet man hier u.a. die Klasse itaMSTFinterleaved, in welcher bereits Funktionen wie optimize vorhanden sind. In dieser werden beispielsweise Parameter wie die Verzögerungszeit zwischen den Sweeps τ_w , die Sweeprate r_s und die Umdrehungsgeschwindigkeit T360 berechnet. Auch die Signalsynthese anhand dieser Parameter sowie die eigentliche Messung ist abgedeckt (vgl. 2.3.3). Zur Anpassung an das gebaute Messsystem und zur Optimierung wurden sowohl neue Funktionen implementiert, als auch bestehende der ita-Toolbox erweitert

 $^{^{15} {\}rm Dass}$ ein solcher Vergleich hinsichtlich der Reproduzierbarkeit von HRTF Messungen problematisch sein kann wird in 2.2.1erörtert

bzw. stellenweise korrigiert. Zur Messung mit NLMS wurde eine neue Klasse implementiert, welche in die ita-Toolbox integriert ist. Da die Softwareimplementierung zur Steuerung und Auswertung der Messungen mit den zwei verschiedenen Verfahren im Hinblick auf den Umfang des Codes sowie der Vererbungsstruktur der Klassen in der ita-Toolbox über den Rahmen dieser Arbeit hinausgehen würde, ist im Anhang E nur eine kurze Zusammenfassung der wichtigsten Implementierungen zu finden. Der Code ist jedoch umfangreich kommentiert und auf der DVD hinterlegt.

5.2 Messung und Postprocessing mit optimized MESM

Im folgenden wird der Messablauf mit dem optimized MESM Verfahren sowie das anschließende Postprocessing der gemessenen Daten erläutert.

5.2.1 Messablauf

Nach dem Aufbau der Kreiskonstruktion mit den Lautsprechern im reflexionsarmen Raum der TU Berlin und der Kalibrierung des Messsystems (vgl. Kapitel 4) wurde nochmals die Funktion aller elektroakustischen Komponenten im System überprüft. Nach einer Hörprobe aller Lautsprecher einzeln fiel auf, dass vier defekt waren. Zu hören waren Schnarrgeräusche, welche aufgrund des fehlenden harmonischen Bezugs zum Ausgangssignal weitaus störender sein können als harmonische Obertöne. Diese wurden wahrscheinlich durch Schmutzpartikel im Luftspalt hervorgerufen (Rub'n'Buzz) und sind über den THD kaum nachweisbar [Lind 09]. Die defekten Treiber sind ausgetauscht worden.

Für die gesamte Messung mit dem MESM Verfahren wurde das Messskript measure_MSTFinterleaved verwendet. Bei diesem werden zunächst alle relevanten Informationen zur Messung gespeichert (Name der Versuchsperson, Ort der Messung, verwendete Mikrofone, Datum, etc.). Anschließend werden die wichtigsten Messparameter in einem Objekt der Klasse itaMSTFinterleaved festgelegt. Gemessen wurde zwischen 150Hz und der halben Abtastrate, al-

so 22,05kHz. An den Ausgangspegel wurde sich vorsichtig herangetastet. Ein Wert von $-10 \mathrm{dBFS}$ ergab bereits einen Ausreichenden Signal-Rausch-Abstand (peakSNR > 80 dB) und lag damit sogar noch unterhalb des bei der Kalibrierung bestimmten Pegels von $-6,18 \mathrm{dBFS}$ (vgl. 4.4.1). Dies wirkte sich positiv auf die Zeitvarianz und das Verzerrungsverhalten der Lautsprecher aus.

Referenzmessung

Die Referenzmessung wurde vor der eigentlichen HRTF Messung vorgenommen. Dabei wurde die implementierte Funktion $run_separate_raw_dec$ in der itaMSTFinterleaved Klasse verwendet. Diese sendet für jeden Kanal einzeln einen selbst definierbaren Sweep. Bei dieser Messung wurde ein exponentieller Sweep 16. Ordnung verwendet. Für jedes Mikrofon des FABIAN HATS wurden kanalweise Systemantworten, also 37 Systemantworten pro Mikrofon, gemessen. Die Mikrofone werden während der Referenzmessung nicht bewegt (vgl. 4.4.3). Die Entfaltung erfolgt automatisch in der Messfunktion. Die so gewonnen Impulsantworten dienen zur späteren Erstellung minimalphasiger Kompensationsfilter.

Optimized MESM Parameter

Wie bereits in 2.3.3 erläutert, sind die wichtigsten Parameter zur Messung mit optimized MESM die Sweeprate r_s und die Verzögerungszeit zwischen aufeinander folgenden Sweeps τ_w . Mit Hilfe der *optimized* Funktion in der itaMSTFinterleaved Klasse können für diese Parameter die optimalen Werte gefunden werden. Zur Berechnung benötigt die Funktion einige Paramter, die vorher Messtechnisch ermittelt werden. Ein Sweep 16. Ordnung wird dafür über verschiedene Lautsprecher im Messsystem wiedergegeben. Ähnlich wie bei der Referenzmessung wird jeweils die Impulsantwort bestimmt. Die Ergebnisse werden im Zeitbereich dargestellt und alle wichtigen Informationen daran abgelesen.

Die Länge der HRIRs ist mit $\tau_{DUT}=4$ ms zwar sehr kurz, jedoch nach Enzner et al. ausreichend um alle relevanten Informationen in der HRTF abzudecken [Enzn 13]. Für die Länge der gesamten Impulsantwort ist auf Grund von Reflexionen durch den Messaufbau im reflexionsarmen Raum $\tau_{IR}=100$ ms gewählt

worden. Damit die sog. avoidzone groß genug ist, wurde die optionale Sicherheitszeit τ_{sp} großzügig auf 2ms gesetzt. Es konnte ein peak-SNR von über 80dB festgestellt werden. Eine weitere Information, welche die optimized Funktion zur Berechnerung von r_s und τ_w benötigt und die ebenfalls an den Messergebnissen abgelesen werden kann, ist die maximale Anzahl K und der Abfall a_k der Harmonischen¹⁶. Eine Erweiterung der optimized Funktion ermöglicht außerdem die Angabe einer maximal zulässigen Drehung der Versuchsperson während der Wiedergabe eines Sweeps, welche auf 2° festgelegt wurde, sowie während zwei aufeinander folgender Sweeps im selben Kanal, welche 4° nicht überschreiten sollte. Auf diese Weise ist es möglich, die Azimuthauflösung vorher festzulegen. Nach Minnaar et al. sollte diese besonders für niedrige Elevationen zwischen -60° und -90° mindestens 2° betragen um hörbare Fehler zu vermeiden [Minn 05].

Unter Angabe einer oberen und unteren Grenze für die Sweeprate r_s sucht die Funktion mit Hilfe der gemessenen und festgelegten Parameter das optimale r_s und τ_w Paar.

Anregesignale

Für die Messung mit optimized MESM mit 37 Kanälen und den zuvor beschriebenen Parametern wurde eine Sweeprate von $r_s = 3,13$ und eine Verzögerungszeit von $\tau_w = 129$ ms ermittelt. Eine schematische Darstellung der Anregesignale ist in Abbildung 5.1 zu sehen. Zwei aufeinander folgende exponentielle Sweeps sind jeweils um τ_w verzögert. Nach einem Durchlauf aller Kanäle (repetition) beginnt der nächste. Die repetitions sind dabei ebenfalls um τ_w verzögert. Die Anzahl der Durchläufe wird zuvor von der Funktion getRepetitions ermittelt und ergibt sich aus der Messzeit T360. Das Ende der Messung wird noch um die Zeit stopmargin = 100ms verzögert um dem System zu erlauben abzuklingen.

 $^{^{16}\}mathrm{harmonic}$ decrease vector

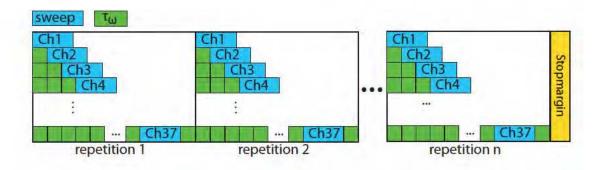


Abbildung 5.1: Prinzipskizze der Anregesignale bei MESM

HRTF Messung

Nachdem die Referenzmessung, die Messung zur Bestimmung der optimized MESM Parameter und die Berechnung von T360, $r_s \& \tau_w$ durchgeführt wurde, startet die eigentliche Messung der kopfbezogenen Übertragungsfunktionen mit Hilfe der run Funktion in der ita MSTFinterleaved Klasse. Zunächst wird dafür die Drehgeschwindigkeit des Drehtellers (Abtriebsdrehzahl n_2) in Abhängigkeit der berechneten Messzeit T360 ermittelt. Die Antriebsgeschwindigkeit n_1 ergibt sich dann aus Formel 4.1. Als nächstes wird die Versuchsperson auf die 0° Position ausgerichtet und der Head-Tracker auf diese Position kalibriert. Die Steuerung des Head-Trackers befindet sich in einer zweiten 32Bit Instanz von Matlab und läuft über das Skript runTracker. Nachdem die Aufnahme des Head-Trackers gestartet wurde, wird zunächst der Drehteller aktiviert und anschließend die Messung gestartet. Da die Anregesignale erst beim Starten der Messung erzeugt werden und über verschiedene Klassen in der ita-Toolbox an die Ausgänge der Soundkarte gesendet werden, entsteht hier eine leichte Verzögerung. Damit kann aber die Anfangsbeschleunigung und das einschwingen des Drehtellers ausgeschlossen werden, weil sich dieser hier bereits dreht. Da die Azimuthposition durch das Head-Tracking zu jedem Zeitpunkt bekannt ist, spielt es keine Rolle wann und an welcher Position die Messung gestartet wird. Die Drehrichtung der Versuchsperson verlief während der Messung im Uhrzeigersinn. Nach dem in 2.1 beschriebenen kopfbezogenen Koordinatensystem ist also beispielsweise bei einer Blickrichtung in Azimuth $\theta = 90^{\circ}$ das linke Ohr zur schallzugewandten Seite ausgerichtet. Bei $\theta = 180^{\circ}$ wäre die Schallquelle hinter der Versuchsperson. Nachdem die Messung beendet ist, stoppt

der Drehteller und die Head-Tracker Aufnahme. Alle gewonnen Daten können nun gespeichert werden.

5.2.2 Postprocessing

Die Ergebnisse der MESM Messung werden in der run Funktion bereits in einzelne Impulsantworten der Länge $\tau_w = 5690$ Samples aufgeteilt. Insgesamt wurden 6660 Impulsantworten gemessen, wovon die erste Hälfte die des linken Ohres und die zweite Hälfte die des rechten Ohres ist. Aufgrund der in 4.2.2 erwähnten Unzulänglichkeiten des Drehtellers konnten allerdings nur 2818 dieser Impulsantworten pro Ohr verwendet werden. Dieser Umstand führt einerseits zu einer gering ungleichmäßigen Verteilung der Ergebnisse und wirkt sich andererseits negativ auf die erstrebte Azimuthauflösung aus, welche bei dieser Messung für alle Elevationsebenen im Mittel bei 4,7° liegt. Die Messpunkte sind in Abbildung 5.2 dargestellt.

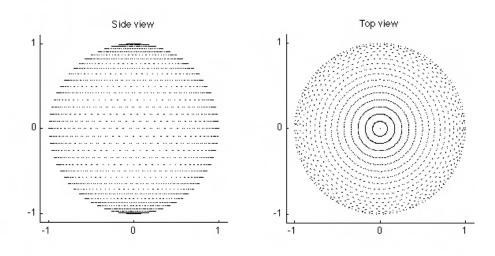


Abbildung 5.2: Messpunkte/Messgrid der Messung mit MESM

Filtern der Messergebnisse

Für jeden Kanal, also für alle Quellen, im Messsystem wurde, sowohl für das Mikrofon des linken als auch des rechten Ohres des FABIAN HATS, eine Referenzmessung vorgenommen. Aus jeder Referenzmessung wird mit der Funktion qetMinimumphaseFilters ein minimalphasiger, inverser Finite Impulse Response (FIR)-Filter zur Entfaltung der gemessenen HRTFs erstellt. Auf diese weise wird der Einfluss der elektroakustischen Signalkette bis auf Messungenauigkeiten und eine verbleibende geringe Richtwirkung der FABIAN Mikrofone eleminiert. Zunächst werden dafür die Ergebnisse der Referenzmessungen bis zur nächsthöheren Zweierpotenz mit Nullen aufgefüllt. Dieses sogn. zeropadding ist einerseits notwendig, um die für die Fast Fourier Transformation (FFT) notwendige Länge von 2^N zu erhalten und um andererseits zeitliches Aliasing, welches durch die zyklische Faltung entstehen kann, vermeiden zu können. Die Referenzmessungen werden anschließend Fourier-Transformiert und die Übertragungsfunktionen dann invertiert. Als nächstes werden diese Bandpass – qe filtert um zu vermeiden, dass große Energieanteile in hohen und tiefen Frequenzbereichen, welche durch die Invertierung entstehen, die Ergebnisse verfälschen (siehe Abbildung 5.3). Im Anschluss werden die Filter mit Hilfe der ita-Funktion ita minimumphase minimalphasig gemacht. Nun findet die eigentliche Entfaltung durch Multiplikation der invertierten, minimalphasigen FIR - Filter aus der Referenzmessung mit den jeweiligen HRTFs aus der MESM Messung im Frequenzbereich statt.

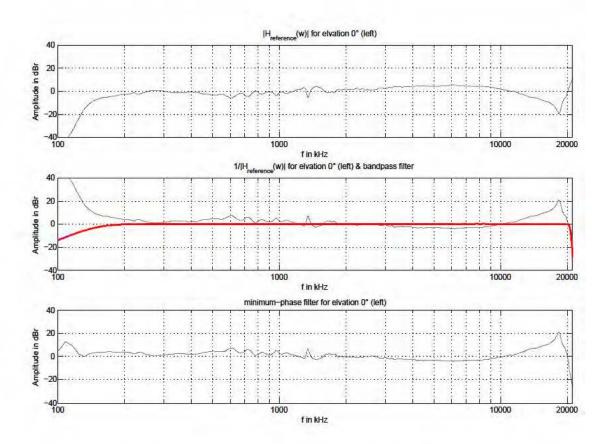


Abbildung 5.3: Erstellen eines inversen Filters aus der Referenzmessung

Aufbereiten der Messergebnisse

Damit die HRTFs aus der MESM Messung mit anderen verglichen werden konnten, mussten sie auf das Grid, welches in 5.3.2 beschrieben wird, interpoliert werden. Daten an Azimuthpositionen, welche nicht durch die Messung zur Verfügung stehen, werden dabei durch entsprechende Gewichtung der beiden nächsten HRIRs linear im Zeitbereich interpoliert. Die so auf die gewünschten Azimuthpositionen interpolierten HRIRs wurden anschließend auf eine Länge von 425 Samples (> 9ms) Rechteck — gefenstert. Dafür wurden die ETCs der Daten begutachtet und der Bereich ausgewählt, in dem sich die Impulsantwort befindet. Mit 425 Samples ist die Länge der HRIR noch sehr moderat gewählt. Allgemein wird in der Literatur davon ausgegangen, dass eine Verkürzung auf 128 Koeffizienten und weniger möglich ist, ohne dass dies eine

¹⁷Energy Time Curve (ETC)

perzeptive Beeinträchtigung oder Fehler im Amplitudenfrequenzgang nach sich zieht [Silz 06]. Zur besseren Vergleichbarkeit der Daten in dieser Arbeit wurde darauf jedoch verzichtet. Mit Hilfe der Funktion spectral_normalization wurden die HRTFs außerdem spektral auf 0dB normalisiert. Als Orientierung wurde hier der Mittelwert des Amplitudenfrequenzgangs der jeweiligen HRTF zwischen 300Hz und 500Hz verwendet.

Der so verarbeitete Datensatz besteht nun aus jeweils 2817 HRIRs für das linke und das rechte Ohr deren Indizes mit einem zugehörigen *itaCoordinates* Objekt übereinstimmen. In diesem sind die entsprechenden Richtungsinformationen (u.a. sphärische x-,y-,z-Koordinaten, Azimuth- und Elevationswinkel) hinterlegt.

5.3 Messungen und Postprocessing mit NLMS

Bei NLMS müssen die Einstellmöglichkeiten und die damit verbundenen Auswirkungen auf das Messergebnis individuell für die jeweilige Messsituation abgewogen werden. Die Qualität der Messung und der adaptiven Systemidentifikation hängt dabei theoretisch von verschiedenen Faktoren wie der Anzahl der Lautsprecher, der Dauer der Messung, dem Geräuschpegel bei der Messung oder dem Schrittweitefaktor bei der Systemidenfikation ab [Enzn 09].

5.3.1 Messablauf

Bei der Messung mit NLMS wird das Messskript measure_itaMSTF_NLMS verwendet. Ähnlich wie das Messskript bei MESM werden in diesem die Messparameter festgelegt und die verschiedenen Funktionen zur Messung und Systemidentifikation aufgerufen. Zu diesem Zweck wurde außerdem eine Klasse itaMSTF_NLMS zur Integration in die ita-Toolbox implementiert. Diese ist in die Klassenarchitektur der Toolbox eingebettet und erbt von der Klasse itaMSTF. Im Messskript werden zunächst wieder alle relevanten Informationen zur Messung eingetragen(Name der Versuchsperson, Ort der Messung, verwendete Mikrofone, Datum, etc.). Anschließend werden alle Parameter zur eigentlichen Messung und zum Postprocessing im einem Objekt der Klasse

itaMSTF_NLMS gespeichert. Im Anschluss daran besteht die Möglichkeit, eine Messung mit einzelnen Kanälen im Messsystem mit exponentiellen Sweeps durchzuführen, um beispielsweise den Ausgangspegel der Lautsprecher oder den Mirkofonvorverstärker einzustellen.

Anregesignale

Die Anregesignale bei NLMS sind sog. perfect sweeps (vgl. 2.4.4), welche in der Funktion $ita_generate_sweep$ erstellt werden können. Um ein perfektes weißes Spektrum zu schaffen, werden die Signale dort im Frequenzbereich erzeugt. Dafür wird das Amplitudenspektrum über den gesamten Frequenzbereich (0Hz bis Nyquistfrequez = 22050Hz bei $f_s = 44100Hz$) auf einen konstanten Wert gesetzt. Die Gruppenlaufzeit wird so entworfen, dass sie linear ansteigt. Durch anschließende inverse Fourier Transformation (hier Inverse Fast Fourier Transformation (IFFT)) erhält man den perfect Sweep.

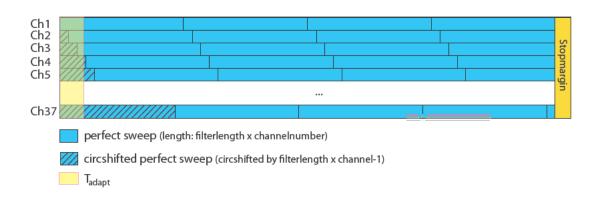


Abbildung 5.4: Prinzipskizze der Anregesignale bei NLMS

Diese Sweeps haben eine Länge von $Filterlänge \cdot Kanalanzahl$ und werden bei der NLMS Messung über die Messdauer T360 periodisch wiederholt. Wie in Abbildung 5.4 zu erkennen und in 2.4.3 erläutert, werden die so erzeugten Anregesignale zueinander phasenverschoben wiedergegeben [Antw 08]. Dies wird erreicht, indem ein Kanal zum Nächsten zirkulär um $Filterlänge \cdot Kanalnummer - 1$ verschoben wird. Da die Fillterzustände zu Beginn der adaptiven Systemidentifikation mit NLMS noch unbekannt sind und sich erst

nach einigen Iterationen einstellen, wird zusätzlich zur Messzeit T360 eine Filteradaptionszeit T_{adapt} berücksichtigt. Dies erlaubt dem Algorithmus sich zu adaptieren. Mit $T_{adapt} = 5sec$ ist die eigentliche Messzeit also 5 Sekunden länger als die Drehzeit T360. Das Ende der Messung wird um die Zeit stopmargin = 200ms verzögert, um dem System ein abklingen zu erlauben.

Referenzmessung

Die so erzeugten Anregesignale werden bei der Referenzmessung über den jeweiligen Kanal einzeln wiedergegeben und aufgenommen. Für eine 5 Minuten lange HRTF Messung mit 37 Kanälen entspricht dies also einer reinen Messzeit von $5min \cdot 37 = 185min$ pro Mikrofon. Der Messaufbau ist der Gleiche wie bei MESM und wurde in 4.4.3 bereits näher beschrieben. Die Aufnahmen der Referenzmessung können theoretisch zur adaptiven Systemidentifikation mit NLMS verwendet werden (siehe dazu 5.3.2).

Latenzmessung

Die Systemlatenz ist dann von Bedeutung, wenn zur Systemidentifikation bei der adaptiven Filterung nicht die Ergebnisse der Referenzmessung, sondern die Anregesignale selbst verwendet werden (siehe 5.3.2). Sie wurde messtechnisch mit Hilfe des Skripts measureLatency ermittelt, welches einen kurzen Impuls sendet und die Systemantwort aufnimmt. Ein Ausgang des (AD/)DA - Wandlers wurde dafür direkt mit einem Eingang des Mikrofonvorverstärkers verbunden. Die in Abbildung 5.5 dargestellte, gemessene Latenz beträgt 600 Samples ($\approx 13,6ms$)

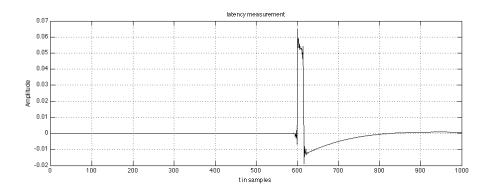


Abbildung 5.5: Ergebnis der Systemlatenz Messung

Die eigentliche HRTF Messung erfolgt, ähnlich wie bei der zuvor beschriebe-

Messung der kopfbezogenen Übertragungsfunktionen

nen Messung, mit dem MESM Verfahren. In dem Messskript measure_itaMSTF_NLMS wird auch zunächst wieder in Abhängigkeit der Messzeit T360 die Drehgeschwindigkeit des Drehtellers bzw. die Antriebsgeschwindigkeit der Servomotors berechnet. Nach dem Ausrichten der Versuchsperson wird der Head-Tracker in einer zweiten 32Bit Matlab Instanz kalibriert und gestartet. Der Drehteller wird aktiviert und die run Funktion in der itaMSTF_NLMS Klasse über das Messklassenobjekt mit den zuvor festgelegten Parametern ausgeführt. Die Messung startet. Die orthogonalen Anregesignale werden dabei simultan über die verschiedenen Kanäle im Messsystem wiedergeben und die Versuchsperson dreht sich in der vorgegebenen Geschwindigkeit. Die aufgenommenen Signale für das linke und rechte Ohr werden gespeichert. Die eigentliche Systemidentifikation, also die Berechnung der Impulsantworten, erfolgt erst nach der Messung im Postprocessing.

Im Gegensatz zum MESM Verfahren, bei dem zunächst die optimalen Messparameter bestimmt und dann einmal gemessen wurde, sind hier mehrere Messungen mit verschiedenen Parametern gemacht worden, um dessen Einfluss auf das Messergebnis überprüfen zu können. Wie in Tabelle 5.1 zu sehen, wurde vor allem die Kanalanzahl und die Messzeit bzw. Umdrehungszeit variiert. Neben den dargestellten Messungen sind noch weitere informelle Messungen gemacht worden, um die Funktion der Algorithmen zu testen, um abzuwägen welche Parameter sich eignen und um den Einfluss der Filterlängen und die

damit einhergehenden Auswirkungen auf die Konvergenzgeschwindigkeit bei der adaptiven Systemidentifikation abzuwägen.

Filterlänge [samples] Elevation [c stopMargin [sec] 37 256 -90:5:90 0 - 3600.2 256 0-360 -90:10:90 0.2 256 -90:20:90 0-360 0.2 [-70 -30 30 70 90 [-70 -30 30 70 90 0-360 0,20-360 256 10 -90:20:90 0-360 0.2 5 37 5 256 -90:5:90 0-360 0,2 512 -90:5:90 0-360 0,2

Tabelle 5.1: NLMS Messungen

5.3.2 Postprocessing

Grid-Definition

Um festzulegen an welchen Messpositionen die Daten gespeichert werden sollen wurde die von Bovbjerg et al. eingeführte Methode zur gleichmäßigen Verteilung von Messpunkten im Kugelkoordinatensystem verwendet [Bovb 00]. Bedingt durch den Messaufbau ist die Elevation ϕ bereits zwischen -90° bis 90° in 5° Schritten aufgelöst (vgl. Abbildung 4.5). Damit der Azimuth-Bogenabstand zwischen zwei benachbarten Punkten in der jeweiligen Elevationsebene $\leq 2^{\circ}$ ist, wird die Azimuthauflösung wie folgt berechnet

$$\Delta\theta_{\phi} = 2\sin^{-1}\left(\frac{\sin\left(\frac{2^{\circ}}{2}\right)}{\cos(\phi)}\right) \tag{5.1}$$

 $\Delta\theta_{\phi}$ ist dabei die Azimuthauflösung in der Ebene der Elevation ϕ . Wie in Abbildung 5.6 zu erkennen ist, sind die Messpunkte so gleichmäßig auf der Kugel verteilt. Im Gegensatz dazu sind bei MESM auf jeder Elevationsebene gleich viele Messpositionen. Die Großkreisentfernungen zwischen benachbarten Azimuthpositionen variiert also je nach Elevation. Dies wird hier vermieden.

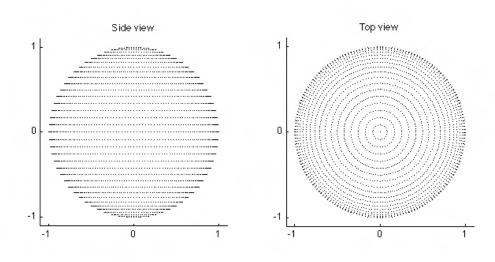


Abbildung 5.6: Messpunkte/Messgrid bei der Systemidentifikation mit NLMS mit 37 Kanälen

Systemidentifikation mit NLMS

Die eigentliche mehrkanalige Systemidentifikation mit NLMS erfolgt nach der Messung mit Hilfe der Funktion doNLMS in der $itaMSTF_NLMS$ Klasse. In dieser sind u.a. die Formeln 2.21 und 2.22 implementiert. Wie dort zu erkennen ist, berechnet der adaptive Algorithmus eine Impulsantwort für jedes Sample k und liefert damit eine (quasi-)kontinuierliche Repräsentation aller Azimuthpositionen für die jeweiligen diskreten Elevationen. Es besteht also keine Notwendigkeit mehr die HRIRs zu interpolieren. Stattdessen werden sie an den gewünschten Elevations- und Azimuthpositionen gespeichert. Dafür werden der Funktion die Head-Tracker Daten und das zuvor beschrieben Grid als itaCoordinates Objekt übergeben. Die Indizes des Grids stimmen dann mit den dazugehörigen berechneten HRIRs überein.

Die Funktion verwendet zur Systemidentifikation neben den Aufnahmen der HRTF-Messung entweder die aufgenommenen Signale aus der Referenzmessung oder die Anregesignale selbst. Werden Letztere verwendet, müssen die Aufnahmen aus der HRTF-Messung zirkulär verschoben werden, da die Systemlatenz und die Laufzeit von Lautsprecher zu Mikrofon nicht in den Anregesignalen enthalten ist. Dies wurde in den in 5.4 vorgestellten Messergebnissen

getan. Wird die Referenzmessung verwendet ist dies nicht notwendig, da diese Informationen hier bereits enthalten sind. Aus bisher ungeklärten Gründen war dies jedoch nicht möglich.

Wie bereits in 2.4.2 erwähnt, können sich kleine Schrittweitefaktoren μ_0 im NLMS Algorithmus zwar glättend auf die Adaption des Filters auswirken und machen den Prozess damit robuster gegen Rauschen, jedoch sinkt dadurch die Konvergenzgeschwindigkeit. Alle Messergebnisse wurden daher für $\mu_0 = 0,5$ und $\mu_0 = 1$ berechnet.

Die Länge der HRIRs entspricht der zuvor festgelegten Filterlänge, welche bei den, in dieser Arbeit, vorgestellten Ergebnissen 256 Samples beträgt. Mit 37 Kanälen und dem oben beschriebenen Grid liegen am Ende 4758 HRIRs für jedes Ohr vor.

Aufbereiten der Messergebnisse

Da für die Systemidentifikation nicht die Referenzmessungen sondern die Anregesignale verwendet wurden, mussten die berechneten HRIRs noch entzerrt werden um den Einfluss der elektroakustischen Signalkette aus den Ergebnissen zu entfernen. Der Messaufbau war bei beiden Verfahren gleich, dementsprechend konnten dafür ebenfalls die aus der Referenzmessung bei MESM erstellten minimalphasigen Filter verwendet werden. Um zeitliches aliasing zu vermeiden, müssen diese länger sein als die zu filternden Impulsantworten [Ried 98]. Wie bereits erwähnt sind die HRIRs 256 Samples lang. Die minimalphasigen Filter haben 5690 Koeffizienten. Die Filterung der einzelnen HRIRs erfolgte mittels linearer Faltung im Zeitbereich mit den entsprechenden Filtern. Die entzerrten HRIRs wurden anschließend auf eine Länge von 425 Samples gekürzt. Dafür wurde ein einseitiges Hanning-Fenster (M=40 Samples) verwendet. Um die Vergleichbarkeit zwischen den Verfahren zu gewährleisten wurden die HRTFs ebenfalls spektral auf 0dB normalisiert.

5.4 Darstellung und Auswertung der Messergebnisse

Im Folgenden werden die Messergebnisse der HRTF Messungen im reflexionsarmen Raum der TU Berlin dargestellt und diskutiert. Aufgrund der Fülle an Messdaten können nicht alle Ergebnisse aufgeführt werden. Besonders bei den Messungen mit dem NLMS Verfahren gibt es aufgrund der vielen Messparamter sehr viele Ergebnisse. Die Daten werden daher beispielhaft an der Messung Nummer 1 aus Tabelle 5.1 beschrieben. Vergleichende Diagramme über alle Messungen sollen trotzdem einen Überblick über die Unterschiede und Gemeinsamkeiten aufzeigen. Zunächst werden die Evaluationskriterien erläutert anhand derer die Daten ausgewertet werden. Anschließend folgt eine Diskussion zur Vergleichbarkeit der Messungen untereinander. Dann folgen die Messergebnisse.

5.4.1 Evaluationskriterien

Um abschätzen zu können, ob die Ergebnisse der HRTF-Messungen mit den Verfahren MESM und NLMS valide sind, werden sie mit einer hoch aufgelösten HRTF Datenbank des FABIAN HATS verglichen. Diese wurde von Brinkmann et al. im reflexionarmen Raum der Carl von Ossietztky Universität in Oldenburg gemessen und besteht aus 11345 Messpunkten zwischen −64° und 90° Elevation in 2° Schritten [Brin 13] (vgl. 2.2.2). Die HRIRs wurden einzeln mit exponentiellen Sweeps gemessen, der Einfluss der elektroakustischen Komponenten des Messsystems mittels Referenzmessung kompensiert und auf 425 Samples gekürzt. Durch die 2° Auflösung des Oldenburger Systems und die 5° Auflösung des hier beschriebenen Systems, sind nur Elevationsebenen zwischen −60° und 90° in 10° Schritten vergleichbar.

Um Unterschiede zwischen den Datensätzen zu erkennen, lassen sich die Amplitudenfrequenzgänge der HRTFs vergleichen. Durch spektrale Division der jeweilig gemessenen HRTF, mit ihrem Pendant aus dem Oldenburger Datensatz, erhält man deren Differenz

$$H_{diff}^{l/r} = \frac{H_{Oldenburg}^{l/r}(\phi, \theta)}{H_{magazired}^{l/r}(\phi, \theta)}$$
(5.2)

Eine weitere Möglichkeit HRTFs spektral zu evaluieren ist die von Schärer et al. verwendete Methode. Diese basiert auf einem Model, welches das menschliche Gehör, mit Hilfe von 40 auditorischen Equivalent Rectangular Bandwidth (ERB) Bandpassfiltern, beschreibt. Der Fehler (in dB) in einem Filterband ist dabei gegeben durch

$$E^{l/r}(f_c, \phi, \theta) = 20lg \left[\frac{\int_{-\infty}^{\infty} C(f, f_c) |H_{measured}^{l/r}(f, \phi, \theta)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} C(f, f_c) |H_{Oldenburg}^{l/r}(f, \phi, \theta)|^2 df} \right]$$
(5.3)

wobei $C(f, f_c)$ der auditorische Filter mit der Mittenfrequenz f_c ist [Scha 09]. Für die Auswertung der Messdaten wurden Fehler für N=36 auditorische Filter zwischen 200Hz und 20kHz berechnet. Die Ergebnisse wurden anschließend addiert und über f_c gemittelt [Brin 14]

$$ERB_{error}(\phi, \theta) = \frac{1}{N} \sum_{f_c} |E^l(f_c, \phi, \theta)| + |E^r(f_c, \phi, \theta)|$$
 (5.4)

Der so berechnete ERB_{error} ist ein vergleichendes Einzahl-Fehlermaß für jedes gemessene HRTF Paar zu dem entsprechenden Pendant im Oldenburger Datensatz. Brinkmann et al. verwendete dieses Fehlermaß um den Effekt von Kopf-über-Torso-Orientierungen in HRTFs zu untersuchen. Es wurde festgestellt, dass Versuchspersonen spektrale Unterschiede bereits bei einem ERB_{error} von 0,5dB wahrnehmen können.

Weitere Kriterien, um abschätzen zu können inwiefern sich die hier verwendeten Messverfahren von den traditionellen HRTF Messungen aus Oldenburg unterscheiden, sind die ITD und ILD Unterschiede zwischen den Datensätzen

$$ILD_{difference}(\phi, \theta) = |ILD_{measured}(\phi, \theta) - ILD_{Oldenburg(\phi, \theta)}|$$
 (5.5)

$$ITD_{difference}(\phi, \theta) = |ITD_{measured}(\phi, \theta) - ITD_{Oldenburq(\phi, \theta)}|$$
 (5.6)

Dabei sind die wahrnehmbaren Schwellenwerte (Just Noticeable Difference (JND)) für die Lateralisationsunschärfe nach Blauert 0,6dB für die ILDs und $11\mu s$ für die ITDs [Blau 97].

5.4.2 Vergleichbarkeit der HRTF Messungen

Die Reproduzierbarkeit von HRTF Messungen wurde bereits in 2.2.1 erörtert. Dieses Thema soll an dieser Stelle jedoch noch einmal auf den Anwendungsfall in dieser Arbeit bezogen werden, um die im nächsten Unterkapitel dargestellten Ergebnisse besser deuten zu können.

So spielen die Varianzen, welche durch die Mikrofonpositionierung am geblockten Ohrkanal entstehen, in den dargestellten Messergebnissen keine Rolle, da alle verglichenen Datensätze mit demselben Kunstkopf FABIAN gemessen wurden. Aus dem gleichen Grund stellen auch Effekte von Kopfbewegungen kein Problem dar. Eventuelle ungleichmäßige Bewegungen des Drehtellers sind außerdem weitestgehend durch das Messen der Kopfposition (Head-Tracking) ausgeglichen.

Wie bereits in 2.2.1 erwähnt, entstehen Messvarianzen auch mit Kunstköpfen schon innerhalb des gleichen Messsystems. So ergeben sich bei wiederholten Messungen Abweichungen im Frequenzgang von bis zu 10dB, welche durch Varianzen bei der Positionierung der Versuchsperson (trotz gleicher Prozedur) oder durch Abschattungen des Kopfes auf der kontralateralen Seite entstehen. Werden die Messergebnisse unterschiedlicher Systeme verglichen, kommen zusätzlich zu diesen Abweichungen noch weitere Einflussfaktoren hinzu. Ein anderer Messaufbau führt beispielsweise zu anderen Reflexionsmustern. Bei dem Oldenburger Datensatz wurde außerdem kein Head-Tracker verwendet. Bei den hier vorgestellten Messungen war ein solcher, behelfsmäßig mit einer Querstange über dem Kopf der Versuchsperson, angebracht. Wie in Abbildung 5.7 zu erkennen ist, wird der Schall für elevierte Quellpositionen daher zwischen 3 – 8kHz um etwa 1..4dB abgeschattet.

Ein Vergleich mehrerer HRTF Messsysteme von Katz et al. ergab Frequenzunterschiede bei gleichen Quellpositionen von bis zu 10dB und ITD Abweichungen von bis 2ms $(2000\mu s)$ (vgl. 2.2.1) [Katz 07]. Oft unterschieden sich auch die Messpositionen bzw. die Quellpositionen zwischen den Messsystemen, sodass die Daten nur an wenigen Punkten direkt, ohne Interpolation, vergleichbar waren. Da sich die HRIRs bei der Systemidenfikation mit NLMS nahezu kontinuierlich bestimmen lassen und das Datengrid dem des Oldenburger Datensatzes nachempfunden ist (vgl. 5.3.2), lassen sich die Daten für die gegebenen Elevationen an allen Azimuthpositionen ohne weitere Bearbeitung vergleichen. Aufgrund geringerer Auflösung und abweichenden Messpositionen mussten die Daten aus der MESM-Messung allerdings interpoliert werden, um sie vergleichbar zu machen.

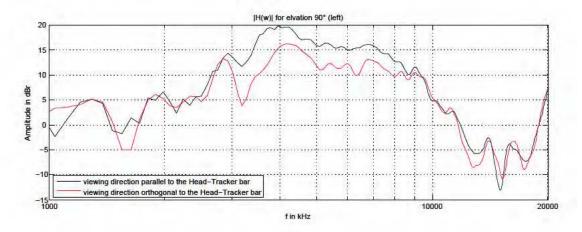


Abbildung 5.7: Einfluss der Head-Tracker-Befestigung über dem Kopf des FABIAN HATS bei den Messungen

5.4.3 Vergleich und Darstellung der Messergebnisse

In den Abbildungen 5.8 und 5.9 können die Amplitudengänge in der Horizontalebene ($\phi=0^{\circ}$) der Messungen mit MESM bzw. NLMS im Messsystem ¹⁸ mit denen des Oldenburger Datensatzes verglichen werden. Über die Differenz (jeweils rechts im Bild) werden die Unterschiede deutlich. Da nicht alle NLMS Messungen im Detail diskutiert werden können, werden die Ergebnisse anhand der Messung Nummer 1 aus Tabelle 5.1 beschrieben. Bei der Systemidentifikation wurde hier ein Schrittweitefaktor von $\mu=0,5$ verwendet. Es handelt sich

¹⁸Arbeitstitel: Stargate

hier um den kritischsten Fall mit einer Umdrehungszeit von nur einer Minute und allen 37 Kanälen.

Die kachelmusterartigen Artefakte in hohen Frequenzbereichen über fast alle Azimuthpositionen bei MESM, sind in Abbildung 5.8 klar zu erkennen. Es sind Interpolationsfehler, welche zu Abweichungen vom Oldenburger Datensatz von mehreren dB führen.

Dargestellt sind die Amplitudengänge der jeweils rechten Ohren, d.h. die Azimuthposition $\theta=90^\circ$ ist kontralateral und $\theta=270^\circ$ ist ipsilateral. Wie K. A. J. Riederer feststellte, ist besonders die schallabgewandte Seite problematisch, da Abschattungen durch den Kopf den SNR bei der Messung verringern und damit 2..10dB Messabweichungen über 5kHz verursachen können [Ried 98]. Dies ist bei beiden Messverfahren zu erkennen. Auf der schallabgewandten Seite um $\theta=90^\circ$ ($\pm50^\circ$) hat die NLMS Messung in der Horizontalebene die meisten Unterschiede zum Oldenburger Datensatz. Die Messdaten aus der MESM Messung zeigen hier sogar noch größere Abweichungen.

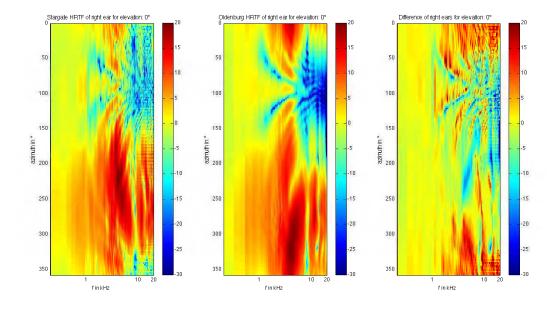


Abbildung 5.8: links: Amplitudengänge aller mit MESM gemessenen HRTFs des rechten Ohres für die Elevationsebene 0° | mitte: Amplitudengänge aller in Oldenburg gemessenen HRTFs des rechten Ohres für die Elevationsebene 0° | rechts: Differenz (vgl. 5.4.1)

Während die Amplitudengänge für die ipsilaterale Seite bei NLMS und den Oldenburger Daten gut bis sehr gut übereinstimmen, zeigt die MESM Messung auch hier große Abweichungen. Ein Problem des optimized MESM Verfahrens bei gleichzeitig kontinuierlicher Drehung der Versuchsperson ist, dass sich die Frequenz des exponentiellen Sweeps mit der Zeit ändert. Jeder Azimuth in diesem Zeitabschnitt gehört also zu einem anderen Teil im Frequenzspektrum. Die Messergebnisse werden durch die Drehung also örtlich "verschmiert". Da dieser Umstand nicht kompensiert wurde, fallen die Ergebnisse von MESM allgemein schlechter aus.

Die Pinnaresonanz bei etwa 4kHz mit dem darauf folgenden Notch bei 9kHz auf der ipsilateralen Seite ($\theta=270^{\circ}\pm50^{\circ}$), sowie bei frontalem Schalleinfall ($\theta=0^{\circ}\pm40^{\circ}$) sind bei der NLMS Messung klar zu erkennen. Gerade bei frontalem Schalleinfall zeigen sich hier bei MESM im Vergleich größere Unterschiede.

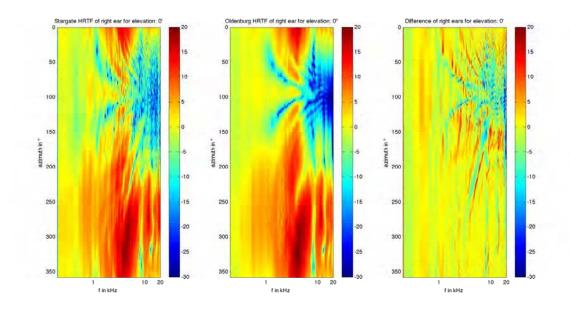


Abbildung 5.9: links: Amplitudengänge aller mit NLMS gemessenen HRTFs des rechten Ohres für die Elevationsebene 0° (Stepsize $\mu=0,5$; Messung Nummer 1 in Tabelle 5.1) | mitte: Amplitudengänge aller in Oldenburg gemessenen HRTFs des rechten Ohres für die Elevationsebene 0° | rechts: Differenz (vgl. 5.4.1)

Dies wird noch einmal in den Abbildungen 5.10 und 5.11 deutlich. Wie hier zu erkennen ist, stimmen die Messergebnisse für den frontalen Schalleinfall bei

NLMS mit denen der klassischen HRTF Messung für beide Ohren nahezu über den gesamten Frequenzbereich überein. Der Rauschanteil in den Ergebnissen kann hier durch hochfrequente Reflexionen verursacht worden sein und später durch geeigneteres Fenstern noch kompensiert werden. Im Gegensatz dazu weichen die Messergebnisse bei MESM ab etwa 1kHz mit 1..15dB stark ab.

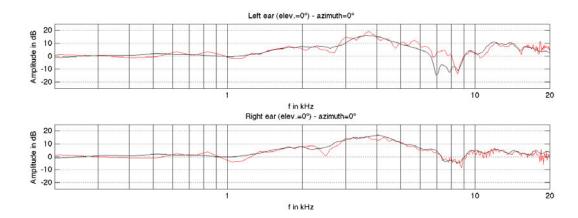


Abbildung 5.10: Amplitudengänge mit NLMS (rot) und in Oldenburg (schwarz) gemessener HRTFs des rechten und linken Ohres für Elev. 0° und Azimuth 0° ($Stepsize~\mu=0,5$; Messung Nummer 1 in Tabelle 5.1)

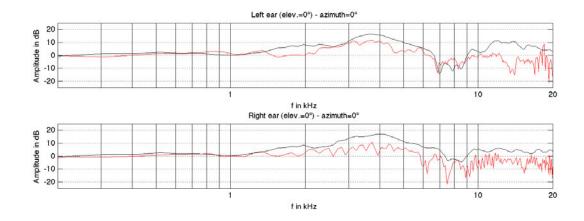


Abbildung 5.11: Amplitudengänge mit MESM (rot) und in Oldenburg (schwarz) gemessener HRTFs des rechten und linken Ohres für Elev. 0° und Azimuth 0°

Die zuvor beschriebenen Beobachtungen finden sich auch in den ERB - Fehlern in Abbildung 5.12 und 5.13 wieder. Diese sind jeweils für das linke und das rechte Ohr über alle, zwischen den Messsystemen, vergleichbaren Azimuthund Elevationswinkel (0° $\leq \theta < 360^{\circ} \& -60^{\circ} \leq \phi \leq 90^{\circ}$) berechnet und dargestellt. Für elevierte Quellen zwischen 50° und 90° lässt sich der Einfluss des Head-Trackers bei beiden Verfahren deutlich erkennen. So steigt der ERB - Fehler um die Azimuthpositionen $\theta = 40^{\circ}$ und $\theta = 40^{\circ} + 180^{\circ} = 220^{\circ}$ bei NLMS um bis zu 5dB. Beide Ohren sind an diesen Positionen teilweise verdeckt. Je nach Elevationswinkel verteilen sich die Interferenzen durch die Head-Tracker-Befestigung sogar noch auf andere Azimuthpositionen. Ohne den Einfluss des Trackers beschränken sich die ERB - Fehler bei NLMS vor allem auf die schallabgewandte Seite und niedrigere Elevationen zwischen -60° und 30° . Je niedriger die Elevation, desto größer wird hier der Abschattungseffekt und dementsprechend der ERB - Fehler. Auf der ipsilateralen Seite ist der Fehler auch für niedrige Quellen noch gering.

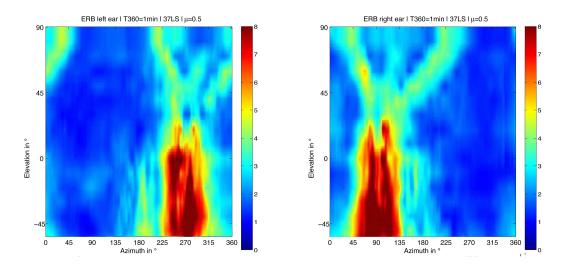


Abbildung 5.12: ERB - Fehler der mit NLMS ($Stepsize~\mu=0,5$; Messung Nummer 1 in Tabelle 5.1) gemessenen HRTFs des linken und rechten Ohres

Bei MESM ist in einem schmalen Azimuthbereich, um die schallzugewandte Seite, ein geringer ERB - Fehler zu erkennen. Die geringere Auflösung und die dadurch notwendige Interpolation, sowie das örtliche "Verschmieren" des Frequenzgangs durch die kontinuierliche Drehung bei der Messung, führen jedoch

zu vielen Fehlern, welche sich über den gesamten Bereich des Kugeldatensatzes verteilen.

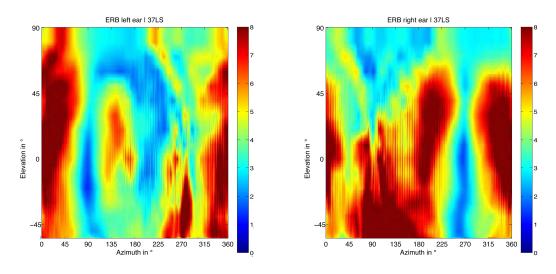
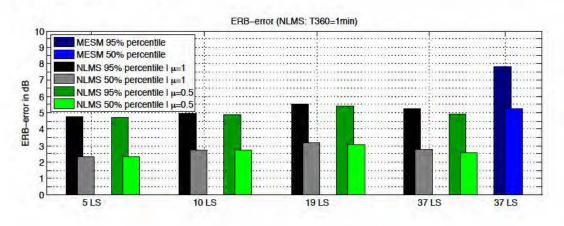


Abbildung 5.13: ERB-Fehler der mit MESM gemessenen HRTFs des linken und rechten Ohres

In Abbildung 5.14 sind noch einmal die ERB - Fehler aller Messungen mit NLMS und MESM als Balkendiagramm für 50% und 95% perzentil dargestellt. Die Systeme der NLMS Messungen wurden sowohl mit $\mu=0,5$ als auch mit $\mu=1$ identifiziert, um den Einfluss des Schrittweitefaktors des Algorithmus abschätzen zu können. Wie in der Abbildung zu erkennen, ist dieser nur sehr gering, was wahrscheinlich damit zusammenhängt, dass der SNR bei den Messungen sehr groß war (> 80dB).

Die Auswirkungen der Messdauer und die Anzahl der Lautsprecher sind, entgegen den Erwartungen, ebenfalls sehr gering. Laut G. Enzner wirkt sich eine verlängerte Messdauer positiv auf den adaptiven Filter aus und verbessert die Genauigkeit bei der Berechnung der HRIRs. Demnach sollte pro Kanal eine Messzeit von mindestens T360 = 20s eingehalten werden, um zufriedenstellende Ergebnisse zu erlangen [Enzn 09]. Dies ist beispielsweise bei der Messung mit T360 = 5min und 10 Kanälen oder bei T360 = 1min und 5 Kanälen der Fall. Es tritt hier jedoch keine deutliche Verbessung ein. Der in den oberen Messergebnissen diskutierte Fall, mit T360 = 1min und 37 Kanälen, liefert hier ähnliche Ergebnisse. Das 50% perzentil der ERB-Fehler ist bei den NLMS Messungen etwa halb so groß wie das 95% perzentil. Werden die Werte über

alle Elevationen und Azimuthe gebildet, lässt sich hier also eine Streuung um den Median feststellen.



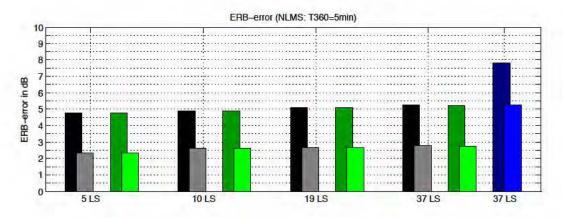


Abbildung 5.14: ERB - Fehler der MESM und NLMS Messungen über beide Ohren, alle Elevationen und Azimuthwinkel im Vergleich

Die ERB - Fehler werden nochmals, nur für die ipsilaterale Seite des linken Ohres zwischen den Elevationen -30° bis 30° in Abbildung 5.15, dargestellt. Wie zu erkennen ist, sind die Fehler hier für alle dargestellten NLMS Messungen etwa 3,5dB geringer als in Abbildung 5.14. Die Beobachtungen aus Abbildung 5.12 bestätigen sich hier also auch noch einmal für die anderen NLMS Messungen. Auch die Streuung der Fehler ist für diesen Fall geringer. Im Gegensatz dazu zeigen die Ergebnisse der MESM Messung keine Verbesserung auf der ipsilateralen Seite. Im direkten Vergleich zwischen den Messverfahren haben die Ergebnisse der optimized MESM Messung die höchsten ERB - Fehler.

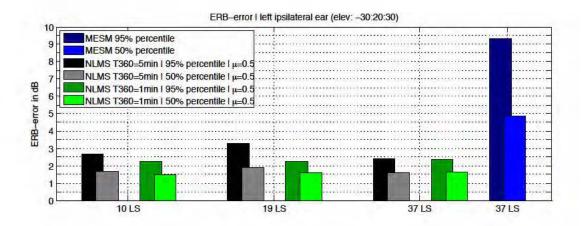
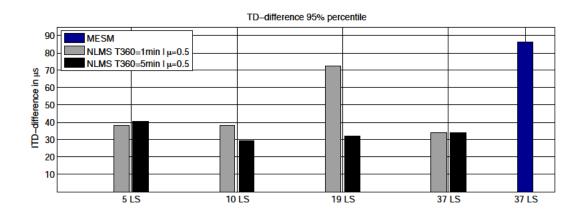


Abbildung 5.15: ERB - Fehler der MESM und NLMS Messungen für die ipsilaterale Seite des linken Ohres zwischen den Elevationen -30° bis 30°

In Abbildung 5.16 sind die ITD und ILD Unterschiede der jeweiligen Messungen über alle Azimuth- und Elevationswinkel zum Oldenburger Datensatz dargestellt. Bei NLMS spielen auch hier weder die Messdauer, noch die Anzahl der Lautsprecher/Kanäle ein Rolle. Es ist bei keinem der Werte ein Trend zu erkennen. Stattdessen lassen sich die kleineren Unterschiede zwischen den Ergebnissen auf Varianzen bei der Positionierung der Versuchsperson im Messsystem zurückführen. Auch muss hierbei bedacht werden, dass die Ergebnisse zweier unterschiedlicher Messsysteme verglichen werden. Wie bereits erwähnt stellte Katz et al. ITD Varianzen zwischen verschiedenen Messsystemen von bis zu $2000\mu s$ fest [Katz 07]. Die Abweichungen liegen hier bei eire $30\mu s$. Auch hier weisen die Ergebnisse der MESM Messung die größten Abweichungen von den Oldenburger Daten auf.



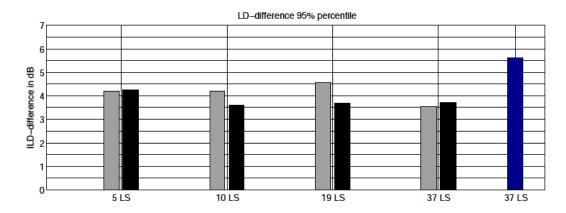


Abbildung 5.16: ITD und ILD Unterschiede der verschiedenen Messungen im Vergleich

Jeweils links in den Abbildungen 5.17 und 5.18 sind die ITDs bzw. ILD einer MESM und einer NLMS Messung über alle Azimuthpositionen für die 0° Elevationsebene vergleichend dargestellt. Rechts davon sind die entsprechenden Differenzen zu den Oldenburger Daten zu sehen. Da der FABIAN HATS ein Abguss eines echten Kopfes ist, sind leichte Unsymmetrien möglich. Der Verlauf der Kurven ähnelt sich. In den Differenzen ist allerdings zu erkennen, dass auch hier die MESM Messung die größten Unterschiede aufweist.

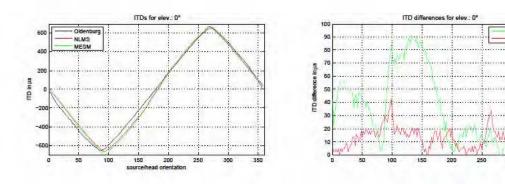


Abbildung 5.17: links: ITDs mit NLMS ($Stepsize \ \mu=0,5$; Messung Nummer 1 in Tabelle 5.1), MESM und in Oldenburg gemessener HRTFs für die Elevevationsebene 0° | rechts: Differenz

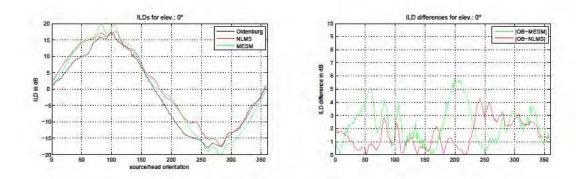


Abbildung 5.18: links: ILDs mit NLMS ($Stepsize~\mu=0,5$; Messung Nummer 1 in Tabelle 5.1), MESM und in Oldenburg gemessener HRTFs für die Elevevationsebene 0° | rechts: Differenz

6 Fazit

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein Multikanalmesssystem zur vollspärischen und schnellen Erfassung individueller, kopfbezogener Übertragungsfunktionen entwickelt und gebaut. Mit diesem ist es möglich sowohl mit dem Messverfahren optimzed MESM [Diet 13], als auch mit dem NLMS Verfahren [Enzn 09] zu messen.

Dafür wurden zunächst die Messlautsprecher im "Closed-Box" Design entworfen. Nach Vorüberlegungen zu den funktionalen Anforderungen, verschiedenen Simulationen zum Abstrahl- und Hochpassverhalten für bestimmte Volumina und Treibergrößen, sowie einer Recherche zu allen in Frage kommenden Treibermodellen, wurden zunächst Messungen von verschiedenen Prototypen vorgenommen. Anschließend wurden alle 37 Lautsprechergehäuse handgefertigt, mit den ausgewählten Treibern montiert und auf ihre Funktion hin messtechnisch untersucht. Die Frequenzgangsvariabilität der 2" Breitbandlautsprecher liegt bei etwa $\pm 5 \, \mathrm{dB}$ zwischen 170Hz und 20kHz. Die Varianz zwischen den 37 Lautsprechern ist $> 3 \, \mathrm{dB}$.

Anschließend wurden die Messskripte- und klassen in Matlab implementiert. Darin enthalten sind Methoden zur Head-Tracker-Steuerung, zur Ansteuerung des verwendeten Drehtellers über RS232, zur Erstellung der Messsignale, zur Durchführung verschiedener Messungen, zur Systemidentifikation mit MESM und NLMS und zur Darstellung der Messergebnisse. Im Anschluss daran wurde die Elektroakustik des Messsystems geplant, die entsprechenden Bauteile bestellt, angepasst und vermessen. Das Messsystem wurde vor der Messung im reflexionsarmen Raum in der Prüfhalle des Instituts für Technische Akustik der TU Berlin aufgebaut. Hier konnten sowohl die Hardwarekomponenten, die implementierte Software und die Messabläufe mit den beiden Messverfahren MESM und NLMS getestet und abgepasst werden.

Zum Proof-Of-Concept, also zur eigentlichen Messung von HRTFs mit den beiden Verfahren und zum objektiven Überprüfen der Messdaten, wurde das Messsystem im reflexionsarmen Raum der TU Berlin aufgebaut. Gemessen wurden die kopfbezogenen Übertragungsfunktionen des FABIAN HATS [Lind 07], von welchem bereits eine hochaufgelöste HRTF Datenbank vorliegt. Diese wurde "klassisch" im reflexionsarmen Raum der Carl von Ossietztky

Universität in Oldenburg mit Hilfe von einzelnen, exponentiellen Sweeps gemessen. Sie bietet daher eine gute Vergleichsmöglichkeit.

Die Messergebnisse mit NLMS schnitten, im Gegensatz zum optimized MESM Verfahren, besonders gut ab. So sind hier selbst bei den Messungen mit nur einer Minute Drehzeit und allen 37 Kanälen gute Ergebnisse zu erkennen. Lediglich auf der kontralateralen Kopfseite und bei niedrigeren Elevationen unterscheiden sich die Frequenzgänge, wobei dies ein bereits beobachtetes Phänomen bei dem Vergleich wiederholter HRTF Messungen ist [Ried 98]. Die Ergebnisse der mit optimized MESM gemessenen Daten weisen größere Abweichungen auf. Auf Grund des verwendeten Drehtellers bei der Messung, waren nur bestimmte Drehgeschwindigkeiten und damit nur bestimmte Auflösungen möglich. Zum Vergleich mussten die MESM Daten daher interpoliert werden. Bei beiden Verfahren sind die Unterschiede der ITDs und ILDs zum Oldenburger Datensatz über den JNDs. Inwiefern dieser recht strenge Vergleich zwischen den unterschiedlichen Systemen valide ist, muss in weiterführenden Versuchen geklärt werden.

Auch wenn noch einige Unzulänglichkeiten verbessert werden müssen, wurde trotzdem gezeigt, dass mit dem hier vorgestellten Messsystem und Verfahren hochaufgelöste HRTF Datensätze in kürzester Zeit gemessen werden können.

7 Ausblick

Was die Weiterentwicklung- und verwendung des vorgestellten Messsystems angeht, so gibt es sowohl Hardware- als auch Softwareseitig Möglichkeiten, Verbesserungen vorzunehmen. Der verwendete Drehteller sollte ausgetauscht und durch einen präziseren, funktionaleren ersetzt werden. Wünschenswert wäre hier auch die Möglichkeit, die Azimuthpositionen zu jedem Zeitpunkt der Messung bestimmen zu können. Auf diese Weise könnte auf das Head-Tracking verzichtet werden. Eventuelle Abweichungen von der Rotationsachse bei der Drehung durch ungewollte Kopfbewegungen der Versuchspersonen, könnten durch ein von Ziegelwanger et al. beschriebenes Time Of Arrival (TOA) - Modell ausgeglichen werden [Zieg 14].

Auch wenn die Innenkreiskonstruktion durch die Spanngurte elastisch gelagert und von der Außenkonstruktion entkoppelt ist, wird trotzdem an einigen Stellen Körperschall durch die Lautsprecher an die Außenkonstruktion übertragen. Um die Wellenfortpflanzung im Kreis zu vermeiden, könnten Hardgummiverbindungen zwischen den Übergängen der Teilstücke angebracht werden. Ein Impedanzsprung wäre die Folge. Eine weitere Möglichkeit wäre beispielsweise, die Kreiskonstruktion mit einer Dämpfungsschicht zu beschweren.

Die Positionierung der Versuchsperson mit zwei gegenüberliegenden Kreuzlinien - Lasern ist bereits sehr genau. Optimal wäre es jedoch, wenn diese nicht, wie bei der hier beschriebenen Messung, schräg an den Wänden des reflextionsarmen Raumes angebracht wären, sondern sich exakt gegenüberliegen würden. Eine vom Messsystem und vom elastischen Boden des reflexionsarmen Raumes entkoppelte Aufhängung wäre dafür notwendig.

Die Systemidentifikation mit NLMS durch adaptive Filterung kann in Matlab je nach Messdauer und Kanalanzahl sehr lange dauern. In einer parallel laufenden Bachelorarbeit am Fachgebiet wird der Algorithmus daher in C++ implementiert. Das Resultat ist eine Verbesserung von mehreren Stunden auf wenige Minuten. Denkbar wäre auch aktuelle und zukünftige Entwicklungen bei der adaptiven Filterung mit NLMS für den Anwendungsfall kontinuierlicher HRTF Messungen zu testen. So schlägt Paleologu et al. einen variablen Schrittweitefaktor μ im NLMS Algorithmus vor [Pale 08]. Für rauschbehaftetere Umgebungen wäre dies sicher interessant.

Die MESM Daten in dieser Arbeit wurden linear interpoliert. Außerdem wurde für jede gemessene HRTF eine feste Position angenommen, obwohl durch die Drehung praktisch jedem Frequenz-Bin eine andere Azimuthposition zugeordnet werden müsste. Dies wirkt sich negativ auf Qualität der Daten aus. Durch sphärische *Spline*-Interpolation könnten die Daten besser aufbereitet werden [Hart 99] [Wahb 81].

Ein Punkt, welcher in dieser Arbeit nicht geklärt werden konnte, ist die Systemidentifikation mit den Referenzmessungen bei NLMS. Die beschriebenen Systeme wurden mit den Anregesignalen selbst identifiziert und der Einfluss der elektroakustischen Übertragungsstrecke mit Hilfe der minimalphasigen Filter aus der MESM Messung kompensiert. Die Identifikation mit Hilfe der Referenzmessungen lieferte aus bisher unbekannten Gründen keine schlüssigen Ergebnisse.

Viele der oben angesprochenen Verbesserungen und Untersuchungen können im Postprocessing, also nach der eigentlichen Messung vorgenommen werden. Bis auf einige Punkte ist das Messsystem also einsatzfähig. Hörversuche zur Lokalisation, Authentizität, etc. mit im System vermessenen Versuchspersonen, würden neben den objektiven Bewertungen zusätzliche Sicherheit über die Qualität der Messergebnisse schaffen.

Im Rahmen des BMBF Projekts OIWOB (Orientieren, Informieren, Warnen. Orientierungshilfe für Blinde) sollen zu einem späteren Zeitpunkt hochaufgelöste HRTF Datensätze von 20 sehbehinderten Versuchspersonen gemessen werden. Diese sollen die Grundlage für die Auralisation von Orts- und Bewegungsinfomationen in einem Bildenassistenzsystem bilden. Ähnlich wie bei dem $IRCAM\ LISTEN\ [IRCA\ en]$ Projekt (vgl. 2.2.2) könnte für weitere Forschungszwecke eine freizugängliche HRTF Datenbank zur Verfügung gestellt werden.

Literaturverzeichnis

- [Alga 01a] V. R. Algazi, C. Avendano, and R. O. Duda. "Elevation localization and head-related transfer function analysis at low frequencies".
 J. Acoust. Soc. Am., Vol. 109, No. 3, pp. 1110–1122, 2001.
- [Alga 01b] V. R. Algazi, R. O. Duda, D. M. Thompson, and C. Avendano. "The CIPIC HRTF Database". In: IEEE Workshop on Applic. of Signal Proc. to Audio and Acoustics, 2001.
- [Alga 02] V. R. Algazi and R. O. Duda. "Approximating the head-related transfer function using simple geometric models of the head and torso". J. Acoust. Soc. Am., Vol. 112, No. 5, pp. 2053–2063, 2002.
- [Alga 11] V. R. Algazi and R. O. Duda. "Headphone-Based Spatial Sound". IEEE Signal Processing, Vol. 33, 2011.
- [Anec 14] "Anechoic Room". Tech. Rep., Institute of Fluid Mechanics and Engineering Acoustics, TU Berlin, 2014.
- [Antw 08] C. Antweiler, A. Telle, and P. Vary. "NLMS-type System Identification of MISO Systems with Shifted Perfect Sequences". In: Proc. of Intern. Workshop on Acoustic Echo and Noise Control (IWAENC), 2008.
- [Antw 11] C. Antweiler, A. Telle, P. Vary, and G. Enzner. "Perfect-Sweep NLMS for time-variant acoustic system identification". In: *IEEE ICASSP*, 2011.
- [Aosh 81] N. Aoshima. "Computer-generated pulse signal applied for sound measurement". J. Acoust. Soc. Am., Vol. 69, No. 5, pp. 1484–1488, 1981.
- [Bega 01] D. R. Begault, E. M. Wenzel, and M. R. Anderson. "Direct Comparison of the Impact of Head Tracking, Reverbation, and Individua-

- lized Head-Related Transfer Functions on the Spatial Perception of a Virtual Speech Source". *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 49, No. 10, pp. 904–916, 2001.
- [Bega 06] D. R. Begault, M. Godfroy, J. D. Miller, A. Roginska, M. R. Anderson, and E. M. Wenzel. "Design and verification of HeadZap, a semiautomated HRIR measurement system". In: AES 120th Convention, Paris, France, 2006.
- [Blau 07] J. Blauert and J. Braasch. "Räumliches Hören". In: *Handbuch der Audiotechnik*, Chap. 3, Stefan Weinzierl, 2007.
- [Blau 74] J. Blauert. Räumliches Hören. S. Hirzel Verlag, Stuttgart, 1974.
- [Blau 97] J. Blauert. Spatial Hearing. The psychophysics of human sound localization. MIT Press, Massachusetts, USA, 2 Ed., 1997.
- [Bosu 09] X. Bosum. "On the low frequency characteristics of head-related transfer function". *Chinese J. of Acoustics*, Vol. 28, No. 2, 2009.
- [Bovb 00] B. P. Bovbjerg, L. Christensen, P. Minnaar, and X. Chen. "Measuring the head related transfer functions of an artificial head with a high directional resolution". In: 109th AES Convention, Preprint, 2000.
- [Brin 10] F. Brinkmann and A. Lindau. "On the effect of individual headphone compensation in binaural synthesis". In: Fortschritte der Akustik: Tagungsband, DAGA, 2010.
- [Brin 13] F. Brinkmann, A. Lindau, S. Weinzierl, G. Geissler, and S. van de Par. "A high resolution head-related transfer function database including different orientations of head above the torso". In: *DAGA*, 2013.
- [Brin 14] F. Brinkmann, R. Roden, A. Lindau, and S. Weinzierl. "Audibility of Head-Above-Torso-Orientation in Head-Related Transfer Funktions". In: *Forum Acusticum*, Krakow, 2014.

- [Bron 95] A. W. Bronkhorst. "Localization of real and virtual sound sources".

 J. Acoust. Soc. Am., Vol. 98, No. 5, pp. 2543–2553, 1995.
- [Brun 99] D. S. Brungart and W. M. Rabinowitz. "Auditory localization of nearby sources. Head-related transfer functions". J. Acoust. Soc. Am., Vol. 106, No. 3, 1999.
- [Buja 12] M. Bujacz, P. Skulimowski, and P. Strumillo. "Naviton A Prototype Mobility Aid for Auditory Presentation of Three-Dimensional Scenes to the Visually Impaired". J. Audio Eng. Soc, Vol. 60, No. 9, pp. 696–708, 2012.
- [Butl 77] R. A. Butler and K. Belendiuk. "Spectral cues utilized in the localization of sound in the median sagittal plane". *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 61, No. 5, pp. 1264–1269, 1977.
- [Carl 00] S. Carlile, C. Jin, and V. van Raad. "Continuous virtual auditory space using HRTF interpolation: acoustic and psychophysical errors". In: First IEEE Pacific-Rim Conference on Multimedia, pp. 220–223, 2000.
- [Diet 10] P. Dietrich, B. Masiero, M. Pollow, R. Scharrer, and M. Müller-Trapet. "MATLAB Toolbox for the Comprehension of Acoustic Measurements and Signal Processing". In: DAGA, 2010.
- [Diet 13] P. Dietrich, B. Masiero, and M. Vorländer. "On the Optimization of the Multiple Exponential Sweep Method". J. Audio Eng. Soc., Vol. 61, No. 3, pp. 113–124, 2013.
- [Dobr 10] A. Dobrucki, P. Plaskota, P. Pruchnicki, M. Pec, M. Bujacz, and P. Strumillo. "Measurement System for Personalized Head-Related Transfer Functions and Its Verification by Virtual Source Localization Trials with Visually Impaired and Sighted Individuals". J. Audio Eng. Soc, Vol. 58, No. 9, pp. 724–738, 2010.
- [Enzn 09] G. Enzner. "3D-continuous-azimuth acquisition of head related impuls responses using multi-channel adaptive filtering". In: *IE*-

- EE Workshop on Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics, 2009.
- [Enzn 13] G. Enzner, C. Antweiler, and S. Spors. The Technology of Binaural Listening, Chap. Trends in Acquisition of Individual Head-Related Transfer Functions, pp. 57–92. Modern Acoustics and Signal Processing, Springer-Verlag, 2013.
- [Fish 68] H. Fisher and S. J. Freedman. "The role of the pinnae in auditory localization". J. of Auditory Research, Vol. 8, pp. 15–26, 1968.
- [Genu 82] K. Genuit. "Untersuchungen zur Realisation einer richtungsgetreuen Übertragung mit elektroakustischen Mitteln". In: DAGA, pp. 1195–1198, 1982.
- [GmbH 14] C.-E. P. GmbH. Produkt Informationsblatt: Centrodal C/POM C. 2014.
- [Goer 07] A. Goertz. *Handbuch der Audiotechnik*, Chap. Lautsprecher. Springer-Verlag, 2007.
- [Goer 99] A. Goertz. *MF-Meβsystem*. Audio and Acoustics Consulting Aachen, 3.1d Ed., 1999.
- [Hamm 91] D. Hammershøi and H. Møller. "Free field sound transmission to the external ear. A model and some measurements". In: Fort-schritte der Akustik DAGA 1991, pp. 473–476, Bochum, Germany 1991.
- [Hamm 96] D. Hammershoi and H. Moller. "Sound transmission to and within the human ear canal". *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 100, No. 1, pp. 408–427, 1996.
- [Hart 99] K. Hartung, J. Braasch, and S. Sterbing. "Comparison of Different Methods for the Interpolation of Head-Related Transfer Funktions". In: AES 16th International Conference, pp. 319–329, 1999.

- [IRCA en] IRCAM. Listen HRTF Database. Listen Project Information Society Technologies Program (IST), 1999, http://recherche.ircam.fr/equipes/salles/listen.
- [Jurg 04] H. W. Jürgens. "Erhebung anthropometrischer Maße zur Aktualisierung der DIN 33 402 Teil2". Tech. Rep., Schrifreihe der Bundesanstalt für Arbeitsschutz und Arbeitsmedizin, Dortmund/Berlin/Dresden, 2004.
- [Katz 07] B. Katz and D. R. Begault. "Round Robin Comparison of HRTF Measurement Systems: Preliminary Results". In: 19th International Congress on acoustics, Madrid, 2007.
- [Lind 07] A. Lindau, T. Hohn, and S. Weinzierl. "Binaural resynthesis for comparative studies of acoustical environments". In: *Audio Engineering Society Convention* 122, 2007.
- [Lind 09] A. Lindau. "Labor Kommunikationstechnik: Lautsprechertechnik". Tech. Rep., Technische Universität Berlin, Fachgebiet Audiokommunikation, 2009.
- [Majd 07] P. Majdak, P. Balazs, and B. Laback. "Multiple Exponential Sweep Method for Fast Measurement of Head-Related Transfer Functions". J. Audio Eng. Soc., Vol. 55, No. 7/8, pp. 623–637, 2007.
- [Mako 90] J. C. Makous and J. C. Middlebrooks. "Two-dimensional sound localization by human listeners". J. Acoust. Soc. Am., Vol. 87, No. 5, 1990.
- [Masi 11] B. Masiero, M. Pollow, and J. Fels. "Design of a Fast Broadband Individual Head-Related Transfer Function Measurement System". In: Forum Acusticum, pp. 2197–2202, European Acoustics Association, 2011.
- [Masi 12] B. Masiero, P. Dietrich, M. Pollow, J. Fels, and M. Vorländer. "Design of a Fast Individual HRTF Measurement System". In: proceeding of: DAGA Darmstadt, 2012.

- [Minn 05] P. Minnaar, J. Plogsties, and F. Christensen. "Directional Resolution of Head-Related Transfer Functions Required in Binaural Synthesis". J. Audio Eng. Soc, Vol. 53, No. 10, pp. 919–929, 2005.
- [Mold 05] C. Moldryk, T. Lentz, and S. Weinzierl. "Perzeptive Evaluation binauraler Auralisationen". In: *DAGA*, pp. 545-546, 2005.
- [Moll 92] H. Møller. "Fundamentals of Binaural Technology". *Applied Acoustics*, Vol. 36, No. 3/4, pp. 171–218, 1992.
- [Moll 95] H. Moller, M. F. Sorensen, D. Hammershoi, and C. B. Jensen. "Head-RelatedTransfer Functions of Human Subjects". J. Audio Eng. Soc., Vol. 43, No. 5, pp. 300–321, 1995.
- [Moll 96a] H. Møller, C. B. Jensen, D. Hammershoi, and M. F. Sørensen. "Using a Typical Human Subject for Binaural Recording". In: 100th AES Convention, Preprint, May 1996.
- [Moll 96b] H. Møller, M. F. Sørensen, C. B. Jensen, and D. Hammershøi. "Binaural Technique: Do We Need Individual Recordings?". J. Audio Eng. Soc, Vol. 44, No. 6, pp. 451–469, 1996.
- [Mose 09] M. Möser. *Technische Akustik*. Springer-Verlag, 8., aktualisierte aufl. Ed., 2009.
- [Otte 01] J. Otten. Factors influencing acoustical localisation. PhD thesis, University Oldenburg, 2001.
- [Pale 08] C. Paleologu, S. Ciochina, and J. Benesty. "Variable Step-Size NLMS Algorithm for Under-Modeling Acoustic Echo Cancellation". In: *IEEE Processing Letters*, 2008.
- [Pars 12] G. Parseihian and B. F. G. Katz. "Rapid head-related transfer function adaptation using a virtual auditory environment". J. Acoust. Soc. Am., Vol. 131, No. 4, pp. 2948–2957, 2012.
- [Poll 14] M. Pollow, J. Klein, S. Zillekens, and J. Fels. "Analysis and Processing of Rapidly Measured Individual HRTFs for Auralization". In:

- S. Weinzierl, M. Vorländer, H.-J. Maempel, and A. Lindau, Eds., *EAA Joint Symposium on Auralization and Ambisonics*, European Acoustics Association, 2014.
- [Ried 98] K. A. J. Riederer. "Repeatability analysis of head-related transfer function measurements". In: Audio Engineering Society Convention 105, 9 1998.
- [Roze 10] N. Rozenn. *Binaural Technology. AES Monograph*, Audio Engineering Society Inc., 2010.
- [Scha 09] Z. Schärer and A. Lindau. "Evaluation of Equalization Methods for Binaural Signals". In: 126th AES Convention, Germany, May 2009.
- [Schu 11] F. Schultz. Elektroakustisch optimierte Wiedergabe binauraler Signale. Master's thesis, Technische Universität Berlin, Fachgebiet Audiokommunikation, 2011.
- [Shaw 67] E. A. G. Shaw and R. Teranishit. "Sound Pressure Generated in an External-Ear Replica and Real Human Ears by a Nearby Point Source". J. Acoust. Soc. Am., Vol. 44, No. 1, pp. 240–249, 1967.
- [Shaw 98] E. G. A. Shaw. "Acoustical characteristics of the outer ear". In: M. Crocker, Ed., Handbook of acoustics, pp. 1093–1103, John Wiley & Sons, 1998.
- [Silz 06] A. Silzle. "Länge von Außenohr-Impulsantworten und Auswahl von Reflexionen für interaktive auditive virtuelle Umgebungen". In: proceeding of: DAGA Braunschweig, 2006.
- [Slav 07] K. M. Slavik and S. Weinzierl. Handbuch der Audiotechnik, Chap. Wiedergabeverfahren. Springer-Verlag, 2007.
- [Smal 72] R. H. Small. "Closed-Box Loudspeaker Systems Part I: Analysis". J. Audio Eng. Soc., Vol. 20, No. 10, pp. 798–808, 1972.

- [Smal 73] R. H. Small. "Closed-Box Loudspeaker Systems Part 2: Synthesis".J. Audio Eng. Soc., Vol. 21, No. 1, pp. 11–18, 1973.
- [Star 99] B. Stark. Lautsprecher-Handbuch: Theorie und Praxis des Boxenbauens mit 9 Tabellen. Pflaum, München, 7., völlig neu bearb. aufl. Ed., 1999.
- [Tell 10] A. Telle, C. Antweiler, and P. Vary. "Der perfekte Sweep Ein neues Anregungssignal zur adaptiven Systemidentifikation zeitvarianter akustischer Systeme". In: *Proceedings of German Annual Conference on Acoustics (DAGA)*, pp. 341–342, 2010.
- [Valj 04] A. Väljamäe, P. Larsson, D. Västfjäll, and M. Kleiner. "Auditory Presence, Individualized Head-Related Transfer Functions, and Illusory Ego-Motion in Virtual Environments". In: Proceedings of 7th Annual Workshop Presence, pp. 141–147, 2004.
- [Wahb 81] G. Wahba. "Spline interpolation and smoothing on the sphere". In: Siam J. Sci. Stat. Comput., pp. 5–16, Society of Industrial and Applied Mathematics, 1981.
- [Wein 07] S. Weinzierl. *Handbuch der Audiotechnik*, Chap. Grundlagen. Springer-Verlag, 2007.
- [Wein 09] S. Weinzierl, A. Giese, and A. Lindau. "Generalized multiple sweep measurement". In: 106th AES Convention, 2009.
- [Wenz 88] E. Wenzel, F. Wightmann, D. Kistler, and S. Foster. "Acoustic origins of individual dierences in sound localization behavior". J. Acoust. Soc. Am. Suppl. 1, Vol. 88, p. 79, 1988.
- [Wenz 93] E. M. Wenzel, M. Arruda, D. J. Kistler, and F. L. Wightman. "Localization using nonindividualized head-related transfer functions". J. Acoust. Soc. Am, Vol. 94, No. 111-123, 1993.
- [Wier 11] H. Wierstorf, M. Geier, A. Raake, and S. Spors. "A Free Database of Head-Related Impulse Response Measurements in the Horizontal Plane with Multiple Distances". AES 130th Convention, 2011.

- [Wigh 05] F. Wightman and D. Kistler. "Measurement and Validation of Human HRTFs for Use in Hearing Research". Acta Acustica, Vol. 91, pp. 429 439, 2005.
- [Zaho 06] P. Zahorik, P. Bangayan, V. Sundareswaran, K. Wang, and C. Tam. "Perceptual recalibration in human sound localization: learning to remediate front-back reversals". J. Acoust. Soc. Am., Vol. 120, No. 1, pp. 343–359, 2006.
- [Zieg 14] H. Ziegelwanger and P. Majdak. "Modeling the direction-continuous time-of-arrival in head-related transfer functions". J. Acoust. Soc. Am., pp. 1278–1293, März 2014.
- [Zoll 93] M. Zollner and E. Zwicker. Elektro-akustik. Springer-Verlag, 3 Ed., 1993.
- [Zotk 06] D. N. Zotkin, R. Duraiswami, E. Grassi, and N. A. Gumerovd.
 "Fast head-related transfer function measurement via reciprocity".
 J. Acoust. Soc. Am., Vol. 120, No. 4, pp. 2202 2215, 2006.

Anhang

A Verwendete Software

• Mathworks Matlab

Version: 2013b,

Website: http://www.mathworks.de/products/matlab/,

Stand: 13.11.2013.

• ITA-Toolbox

Version: 31.07.2013,

Website: http://ita-toolbox.org/download.php,

Stand: 13.11.2013.

B Datenblatt Cloud CX-A850

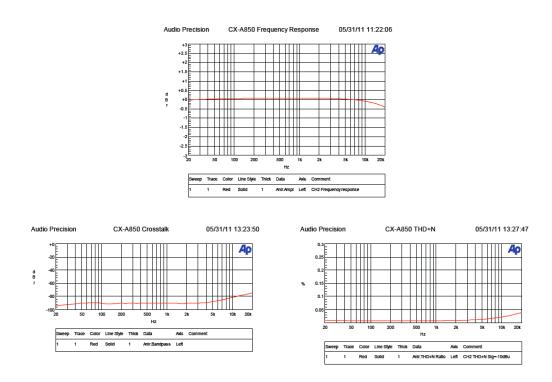


Abbildung B.1: Cloud CX-A850: Frequenzgang, Übersprechen, THD+N

		CX-A450	CX-A850	
Performance	Output Power (Normal Mode):	50 W/ch into 4 ohms (all chs driven)	50 W/ch into 4 ohms (nominal, continuous sinewave)	
	Output Power (Bridge Mode):	100 W nominal into 8 ohms		
	Frequency Response:	10 Hz - 20 kHz,+0/-0.5 dB		
	High Pass Filter:	-3 dB @ 65 Hz, switchable per-channel		
	Distortion:	THD+N:<0.02% typical, I kHz, 60 W into 4 ohms, one channel driven, 22 Hz – 22 kHz	THD+N: <0.007% typical, I kHz, 60 W into 4 ohms, one channel driven 22 Hz – 22 kHz	
	Noise:	<-96 dB rel. rated output, unweighted, 22 Hz – 22 kHz		
	Crosstalk:	<-70 dB, rel. rated output into 4 ohms, 10 kHz	<-82 dB, rel. rated output into 4 ohms 10 kHz	
	VCA module THD+N:	<0.03%, I kHz, 22 Hz – 80 kHz BW		
Inputs	Type & connectors	Electronically balanced, 3-pin 3.5 mm-pitch screw-terminal connectors		
	Sensitivity	0 dBu (0.775Vrms)		
	Input Impedance	10 kohms (balanced)		
General	Output Connectors (Io-Z)	2-pin 5 mm-pitch screw-terminal connectors		
	Output Connectors (100/70 V)	Screw terminals		
	Power input	230V ±5% (I I 5 V ±5% available)		
	Mains protection	Replaceable fuse,T3.15A H	Replaceable fuse,T4A H	
	Amplifier Protection	VI limiting, DC offset, Thermal, Switch-on Delay & Dynamic Clipping Protection		
	Status Indicators	Signal present, Peak & Protection		
	Cooling	Force cooled, variable speed DC fan		
	Dimensions (W x H x D)	482.6 x 88 (2U) x 300 mm		
	Weight	7.15 kg	8.8 kg	

Abbildung B.2: Cloud CXA-850: technische Spezifikationen

C Simulation des Hochpassverhaltens von Treibern mit TSP

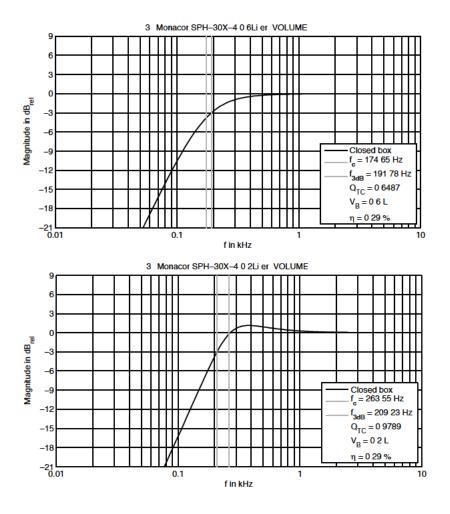


Abbildung C.1: Approximation des Hochpassverhaltens des 3" Treibers Monacor SPH-30X/4 mit Hilfe von Thiele-Small-Parametern für $v_B=0.6L$ (oben) und $v_B=0.2L$ (unten) im "Closed Box"-Design ohne Dämpfung

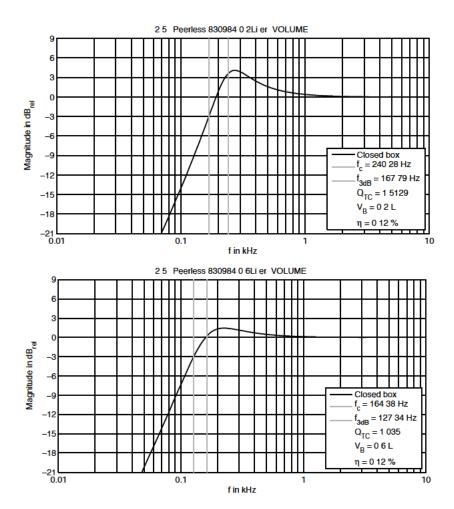


Abbildung C.2: Approximation des Hochpassverhaltens des 2,5" Treibers Peerless 830984 mit Hilfe von Thiele-Small-Parametern für $v_B=0.6L$ (oben) und $v_B=0.2L$ (unten) im "Closed Box"-Design ohne Dämpfung

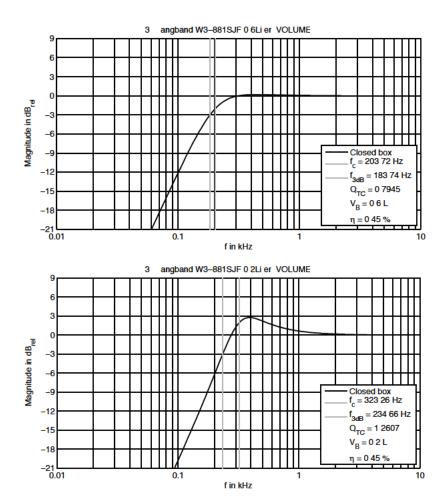


Abbildung C.3: Approximation des Hochpassverhaltens des 3" Treibers Tangband W3-881SJF mit Hilfe von Thiele-Small-Parametern für $v_B=0.6L~({\rm oben})~{\rm und}~v_B=0.2L~({\rm unten})~{\rm im}~{\rm "Closed~Box"-Design~ohne~D\"{a}mpfung}$

D Lautsprecher Messergebnisse

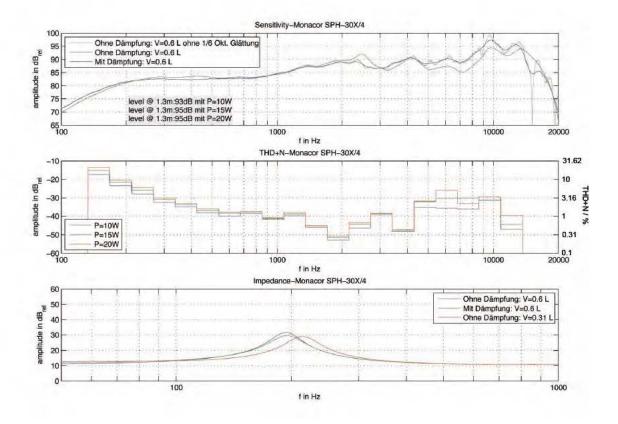


Abbildung D.1: Messergebnisse des Treibers Monacor SPH-30X/4 (3") in verschiedenen Probevolumen mit und ohne Dämpfungsmaterial

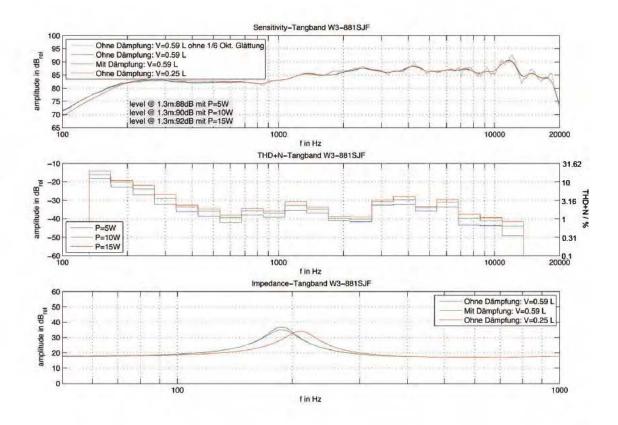


Abbildung D.2: Messergebnisse des Treibers Tangband W3-881SJF (3") in verschiedenen Probevolumen mit und ohne Dämpfungsmaterial

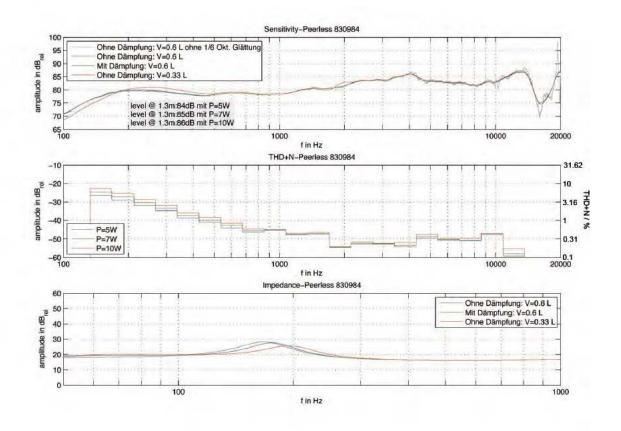


Abbildung D.3: Messergebnisse des Treibers Peerless 830984 (2,5") in verschiedenen Probevolumen mit und ohne Dämpfungsmaterial

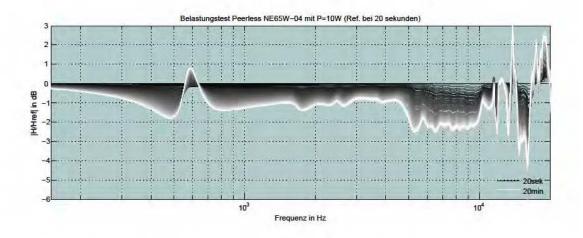


Abbildung D.4: Ergebnis des Belastungstests für den Treiber Peerless NE 65W-04 (2") mit P=10W

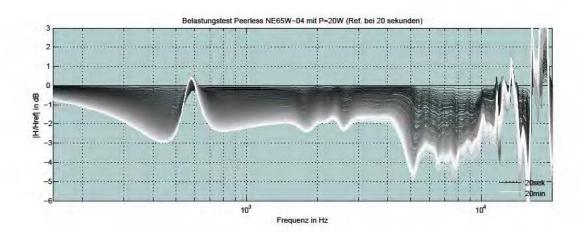


Abbildung D.5: Ergebnis des Belastungstests für den Treiber Peerless NE 65W-04 (2") mit P=20W

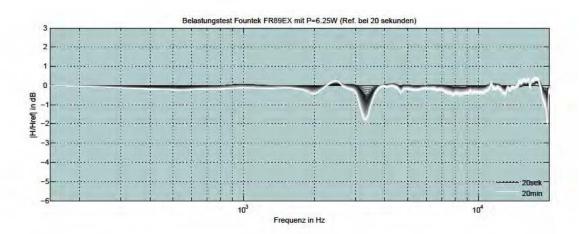


Abbildung D.6: Ergebnis des Belastungstests für den Treiber Fountek FR89EX (3") mit P=6,25W

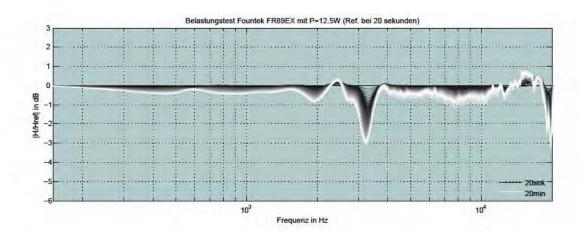


Abbildung D.7: Ergebnis des Belastungstests für den Treiber Fountek FR89EX (3") mit P=12,5W

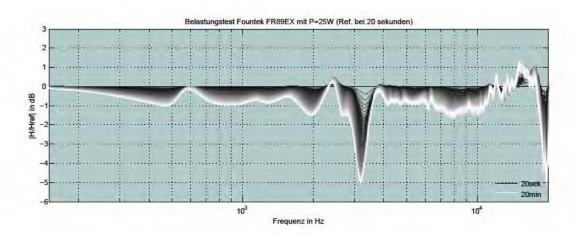


Abbildung D.8: Ergebnis des Belastungstests für den Treiber Fountek FR89EX (3") mit P=25W

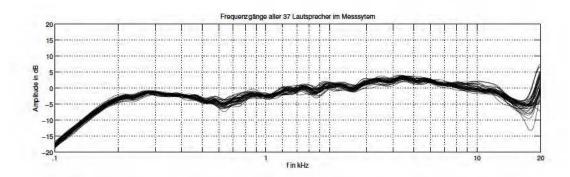


Abbildung D.9: Frequenzgänge aller 37 Messlautsprecher (1/6 Okt. geglättet). Vermessen im Messsystem

E Zusammenfassung der Softwareimplementierung

Es folgt eine kurze Zusammenfassung der wichtigsten Implementierungen zur Messung mit den Verfahren MESM und NLMS.

E.1 MESM

- Implementierung des Messskripts $measure_itaMSTFinterleaved$
- Erweiterung der optimized Funktion in der itaMSTFinterleaved Klasse
 - -neue Übergabeparameter onesweepdegree und AzimuthRes
 - erweitern der Auswahlkriterien der (optimized) MESM Parameter τ_w , Sweeprate r_s und Umdrehungsgeschwindigkeit T360 in Abhängigkeit von der gewünschten Azimuthauflösung bei der Messung
- Implementierung der Funktion getRepititions in der itaMSTFinterleaved Klasse

Berechnung der Anzahl der Sweepdurchgänge in Abhängigkeit zur Messdauer T360

• Implementierung der Funktion $run_seperate_raw_dec$ in der itaMSTFinterleaved Klasse

Für jeden Kanal einzeln durchführbare Sweepmessung

Ergebnis: Impulsantwort für den jeweiligen Kanal

- ergänzen der Funktion *ita_portaudio_run* um einen Eintrag des Startzeitpunktes der jeweiligen Messung in das itaAudio Objekt (*userData*)
- Implementierung der Funktion getMinimalphaseFilters zum erstellen minimalphasiger Filter aus der Referenzmessung
- Implementierung eines Skripts zur Steuerung des Head-Trackers, sowie zur Aufbereitung der Daten

Kalibrierung

Aufnahme

Aufbereiten der Head-Tracker Daten

Interpolation der Daten auf die angegebene Abtastrate

E.2 NLMS

- Implementierung des Messskripts measure itaMSTF NLMS
- anpassen der Funktion greatcircle_grid damit die Kugel-Koordinaten (Koordinatenraster) direkt als itaCoordinates Objekt gespeichert werden können

- erweitern der Funktion $ita_generate_sweep$ zur Erstellung von perfect sweeps (anpassen der itaMSTF Klasse und ita_mstf_gui Funktion zur Verwendung der perfect sweeps in der ita-Toolbox)
- Implementierung der Messklasse $itaMSTF_NLMS$ als Teil der itaToolbox

Erstellung der Signale (perfect sweeps) zur Mehrkanalmessung

Funktion zur Durchführung der Referenzmessung

Funktion zur Durchführung der eigentlichen Messung

Algorithmus zur adaptiven Systemidentifikation mit NLMS und speichern der Impulsantworten gemäß des *itaCoordinates* Objekt

• Implementierung eines einfachen Skripts zur Messung der Systemlatenz mit Hilfe der ita-Toolbox

F Manual

Construction & calibration manual of the HRTF-Measurement system

Authors: Alexander Fuß, Fabian Brinkmann

Date: 14.05.2013

Contents

1	Overview						
2	Hai	Hardware					
	2.1	Me	asurement hardware	2			
	2.2	Too	ols	2			
3	Cor	nstru	ction	3			
	3.1	And	echoic chamber arrangement	3			
	3.2	Out	er Construction	3			
	3.3	Inn	er Construction	5			
	3.3	3.1	Layout & assembly	5			
	3.3	3.2	Suspension/Elastic bearing	5			
	3.4	Lou	dspeaker Mounting	6			
	3.5	Inst	alling and calibrating the coss-line laser	8			
	3.6	Ab	sorber attachment	9			
	3.7	Cal	ole/Software Routing	10			
	3.7	7.1	Cloud CXS 850 to AFFB-04	10			
	3.7	7.2	Behringer ADA 8000 to Computer with RME HDSPe AIO & RayDAT	10			
	3.7	7.3	In-Ear-Microphones to Computer with RME HDSPe AIO & RayDAT	11			
	3.7	7.4	RME Totalmix – Matrix Routing	11			
4	Tur	n tal	ole Instructions & Calibration	12			
	4.1	Imp	oortant commands & guidelines	12			
	4.2	Cal	ibration and test of the turntable	12			
	4.3	Cal	ibrating in the Motion-Manager-Software	14			
5	Cal	ibrat	ion & Measurement	15			
	5.1	No	se-level in the anechoic chamber	15			
	5.2	Lou	ndspeaker levelling	15			
	5.3	Ref	erence measurement	16			
	5.3	3.1	The set-up without turn table and measurement chair				
	5.3	3.2	Positioning the Microphone	16			
	5.4	Set	ting up the turn table and measurement chair	17			
	5.5	Pos	itioning the Subject	18			

1 Overview

This manual describes how to set up the Hardware of the HRTF-Measurementsystem. Since the setup differs for the reference - and the actual measurement, it also gives an idea how to calibrate it for both variations. The descriptions are based on the first *proof of concept* measurement. Some methods or parts are likely to be changed in the future (e.g. the turntable). This manual should be updated accordingly.

2 Hardware

2.1 Measurement hardware

- · The following list consists of for this system purchased and essential parts
- Parts like screws, screw-nuts, washers, wedges, cables etc. are also part of the system but not
 explicitly mentioned here

Number	Device	Function
1	Outer Construction	Mointing Support for Inner Construction
2	Inner Construction	Mounting support for LS's
1	50x160cm Grating	Part of the base structure for turn table
4	Supporting legs	Part of the base structure for turn table
1	Measurement Chair	Custom chair for position the subject in the circle
1	Computer with RME HDSPe AIO & RayDAT	PCIe Audiointerfaces with 5 x Adata IO
37	Loudspeakers	Measurementloudspreakers + Cables
1	18 HE rack	Storage
5	Behringer ADA8000	8Ch. ADDA-Converter
5	Cloud CXA 850	8Ch LS Amp.
1	Lake People Mic Amp C360	2Ch Mic. Amp.
2	Bosch Quigo	Self levelling cross-line laser with + mounting
1	Turntable	

2.2 Tools

- The system takes at least 3 persons to build it up
- You will need:
 - o allen wrenches
 - o hammer
 - o screw-wrenches
 - o screwdrivers
 - o ladder
 - soldering iron

3 Construction

This part describes how to set up the hardware of the measurement system.

3.1 Anechoic chamber arrangement

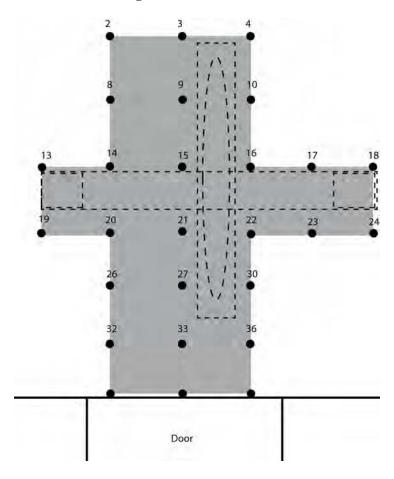


Figure 1: Setup of the support-stands in the anechoic chamber TU Berlin

3.2 Outer Construction

- Assemble ring of outer construction as shown in Figure 2
 - $\circ\quad$ construction according to numbering of the ring-pieces
 - o assemble support structure
 - o fix stands of the ring with screws (fix support structure later)



Figure 2: assembled Outer Construction in the anechoic chamber

- Fall perpendicular from the top of the ring (90° elevation) and move support structure accordingly (see Figure 3)
- · Now fix stands of the support structure with screws

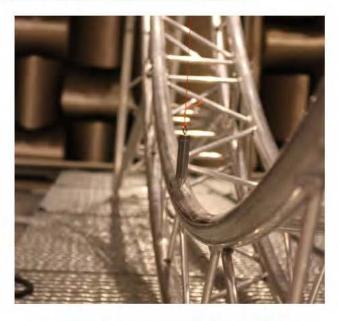


Figure 3: adjustment of the ring with perpendicular

3.3 Inner Construction

3.3.1 Layout & assembly

- It is important to assemble the parts as illustrated in Figure 4
 - $\circ\quad$ If it is already assembled, tighten the connections again!
 - Note: Frequency peak in loudspeaker frequency response (@ LS 5, 10, 17, 22, 23, 30) due to elastic bearing-> solutions could be a better decoupling of the inner construction to the outer construction, putting weight on the outer construction, Rubber between the connections of the outer-construction to cause an impedance jump

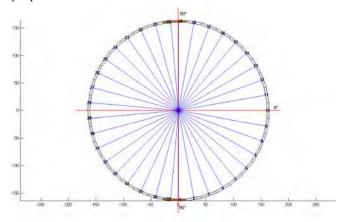


Figure 4: Sketch of the inner contruction

3.3.2 Suspension/Elastic bearing

- Use the lashing straps to place the inner construction into the outer construction as shown in Figure 5
- Mount it as shown in Figure 4 (equator at 0)
- Make sure the distance between outer and inner construction is the same along the circle

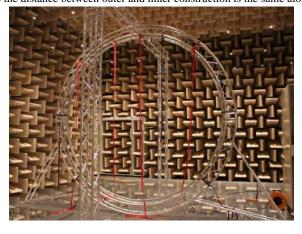


Figure 5: mounting the inner construction into the outer construction with lashing straps

3.4 Loudspeaker Mounting

- Note the numbering of the loudspreakers (LS). They should be mounted as shown in Figure 4
- Caution: since the thread on the back of the loudspeakers is made out of POM (plastics) try to be very careful with it!
- Screw a threaded rod into the back of a loudspeaker until it stucks out about 1,5 cm
- Screw the whole loudspeaker to a piece on the inner construction (marked position)
 - It is easier with two persons (one for the loudspeaker and one for carry along the cable)
- Tighten it firm but do not overdo it (Caution!)

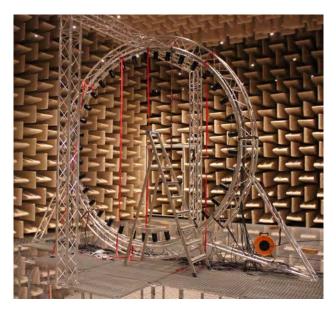


Figure 6: Inner & outer construction with Loudspeakers

Position adjustment

• Loudspeakers at the large ring pieces must be mounted in there middle (marked position)

Distances between neighbouring LS that are 10 apart should be equal(see

Table 1 &

Figure 7)

- Displacement of one millimetre equals an angular displacement of 0.0347
 - \rightarrow 360 /circumference [mm] = 360 /(2*pi*r[mm])
- The position of loudspeakers at the smaller ring pieces (1,37,19,20) can be set by adjusting the distance to the neighbouring LS, that should be 10 apart. This means you set the distance between
 - o LS 1 and 2
 - o LS 18 and 19
 - o LS 20 and 21
 - o LS 36 and 37

From LS	To LS	Distance [cm]
1	2	18
2	3	18,2
3	4	17,8
4	5	17,9
5	6	18
6	7	17,9
7	8	17,8
8	9	17,8
9	10	18,2
10	11	17,8
11	12	18,1
12	13	17,7
13	14	18,1
14	15	17,9
15	16	18,2
16	17	17,8
17	18	17,9
18	19	18
20	21	18,1
21	22	18,2
22	23	17,9
23	24	17,9
24	25	17,8
25	26	18,1
26	27	18,1
27	28	17,9
28	29	17,9
29	30	17,7
30	31	17,7
31	32	17,7
32	33	17,8
33	34	18,2
34	35	17,9
35	36	17,7
36	37	17,7

Table 1: measured distances between loudspeakers



Figure 7: Measuring the distance between the loudspeakers with a laser-distometer

3.5 Installing and calibrating the coss-line laser

Mount the cross-line lasers to the walls of the anechoic chamber (see Figure 8)

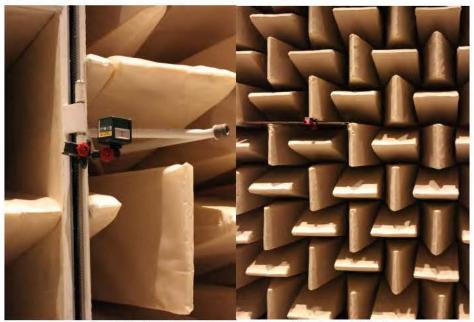


Figure 8: Position of the cross line lasers in the anechoic chamber TU Berlin

• Use the vertical line of the lasers to adjust the loudspeakers at $\pm 90^\circ$ elevation (1 & 19) as shown in Figure 10

3.6 Absorber attachment

• Attach the Absorbers to the construction as shown in Figure 9

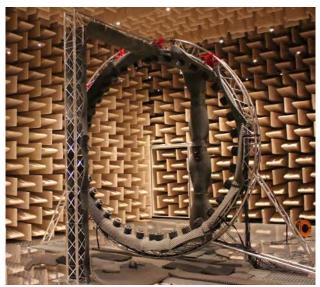


Figure 9: Measurement system with absorbers



Figure 10: Adjustment of the vertical laser-line

3.7 Cable/Software Routing

3.7.1 Cloud CXS 850 to AFFB-04

- LS's No 1-7 & 32-37 will be connected to the Cloud Amps directly
- LS's No 8-31 will be connected to the Cloud Amps though 3 multicore cables
- In the rack the Cloud amps are numbered from top (1) to bottom (5)

Cloud Amp No. Ch.	LS No.
1* 1	8
1* 2	9
1* 3	10
1* 4	11
1* 5	12
1* 6	13
1* 7	14
1* 8	15
2* 1	16
2* 2	17
2* 3	18
2* 4	19
2* 5	20
2* 6	21
2* 7	22
2* 8	23
3* 1	24
3* 2	25
3* 3	26
3* 4	27
3* 5	28
3* 6	29
3* 7	30
3* 8	31
4 1	1
4 2	2
4 3	3
4 4	4
4 5	5
4 6	6
4 7	7
4 8	32
5 1	33
5 2	34
5 3	35
5 4	36
5 5	37

Table 2: Amp's to LS's cable routing. Numbers with \star are also for multicore cables

3.7.2 Behringer ADA 8000 to Computer with RME HDSPe AIO & RayDAT

- In the rack the Behringer AD/DA converters are numbered from top (1) to bottom (5)
- There ADAT-input must be connected to the output of the PCIe RME Interfaces as shown in Figure 11

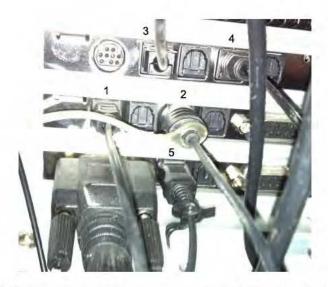


Figure 11: RME HDSPe AIO & RayDAT to Behringer ADA8000. The Numbers in the picture refer to the corresponding A/D converters in the rack

3.7.3 In-Ear-Microphones to Computer with RME HDSPe AIO & RayDAT

- · Microphones are connected via XLR to the Lake People Mic-Amps input
- The Mic-Amps Output must be connected to the line input of the RME-interface
- CH1 → left || CH2 → right

3.7.4 RME Totalmix - Matrix Routing

- Make sure you load the pre-set one in Unit One & Two → if the cable routing is right everything should work fine
- · Figure 12 & Figure 13 show the routing in the Matrix of RME's totalmix software

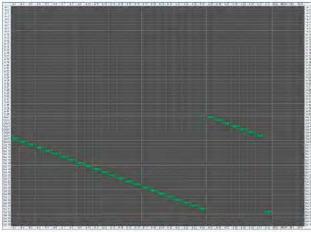


Figure 12: RME totalmix routing (Unit one, Preset one)

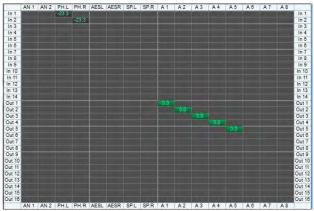


Figure 13: RME totalmix routing (Unit two, Preset one)

4 Turn table Instructions & Calibration

4.1 Important commands & guidelines

- These are the most common commands for the turntable's servomotor
- Please note the caution row in Table 3

Command	Argument	Function	Description	Caution
EN	-	Enable motor		
DI	-	Disable motor		
V	rpm	Drivespeed in rpm	e.g. "V45"	7000 rpm possible. Don't go that high with the turn table!!
POR	Controller amplification	Change controller amplification	Should be an Argument between 5 - 17	Don't go over 18!!
SR	Sampling rate	Change sampling rate	Should be "SR1"! (1-20)	
save	-	Save all parameters permanently		

Table 3: Important commands

4.2 Calibration and test of the turntable

- · The turntable will probably be changed in future measurements
- test results:
 - o turntable is able to rotate constantly (see Figure 14)
 - o with increasing weight (person sitting on the chair) the rotation speed deviates from the specified rounds per minute (see Figure 15 & Figure 16)
 - o the actual turn table speed varies due to slightest movement of the subjects (up to 8 seconds at 20 rpm)
 - if rotating the servo-motor with 5 rpm the V-belt slips and the subject does not rotate at all

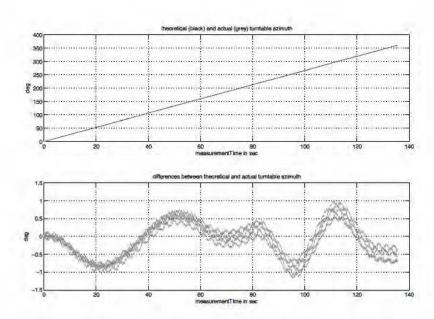


Figure 14: Theoretical and actual azimuths of the turn table without a person (20 rpm)

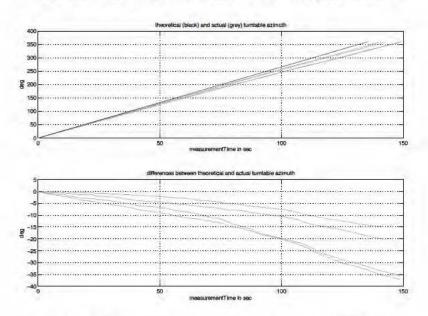


Figure 15: Theoretical and actual azimuths of the turn table with a person (72kg) (20 rpm)

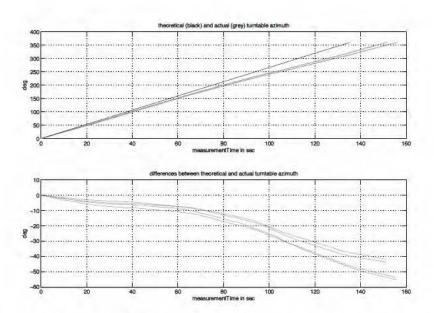


Figure 16: Theoretical and actual azimuths of the turn table with a person (82kg) (20 rpm)

4.3 Calibrating in the Motion-Manager-Software

- · If you know the running-speed in rpm, open the "Faulhaber Motion Manager 5" software
- Open : rider Analyse → Grafische Analyse (see Figure 17)
 - o For "kurve 1" choose "Istdrehzahl"
 - o For "kurve 2" choose "Motorstromaufnahme"
 - o Press the play button
- Open: rider Konfiguration → Reglerparameter (see Figure 17)



• Start the motor with your desired speed e.g. type "EN" -> "V45" in the command input field

Figure 17: Rider in the "Faulhaber Motion Manager" Software

- In the analyse window you now see the current speed (rpm) and power consumption (see Figure 18, right)
- Try to adjust the "Reglerverstärkung (POR)" in the "Reglerparameter" window until the variance of the current speed is acceptable (see Figure 18, left)
 - → from experience that should be around POR: 7-15 (depending on the speed and the mass moment of inertia)

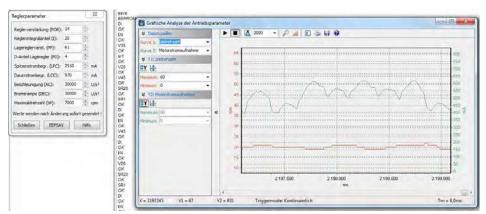


Figure 18: Calibration tools in the "Faulhaber Motion Manager" Software to adjust you settings

- Caution: the power consumption shouldn't exceed 970 mA
- Stop the turn table ("DI") and save

5 Calibration & Measurement

5.1 Noise-level in the anechoic chamber

- Measurement with class A 1" measurement-microphone MA220 & portable NTI acoustic analyser XL1
- Noise with amplifiers max amplification (26dB) with all loudspeakers:
 - o L_{AEQ}(5SecAvg): 23,6 dBA
- Noise without loudspeakers:
 - $\circ \quad L_{AEQ}(5SecAvg) : < 17,5 \; dBA$
- Noise with amplifiers 5dB amplification with all loudspeakers:
 - $\circ \quad L_{AEQ}(5SecAvg) : < 18 \; dBA$

5.2 Loudspeaker levelling

- A loudspeaker stress test resulted in a long term (20 min) variability in magnitude response of +- 1 dB for P=5W
 - o This test was conducted with Monkey Forrest and a Yamaha amplifier with $L_1=32dB$ output-amplification
 - 0 With a measured loudspeaker impedance (Avg. 10-50) of R_1 = 3,64Ω Ohm Monkey Forrest calculated A_1 = -17,18dB

$$V_{out1} = 10^{A_1/20} \cdot 0.775V$$

 $V_{amp1} = V_{out1} \cdot 10^{L_1/20}$

with

$$P = \frac{U^2}{R}$$

the power-consumption is

$$P_1 = \frac{V_{amp1}^2}{R_1} = 5W$$

- The "Cloud" amplifiers of the measurement system have a maximum output-amplification of 26 dB and were calibrated to an output amplification of $L_2 = 5dB \pm 0.25$ (via Monkey Forrest and a loudspeaker as load resistance)
- The Behringer ADA8000 have 16 dBu @ 0dBFS
 - \rightarrow Since the Cloud amplifiers now have 27 dB less output amplification then the Yamaha amplifier we need -6,18 dBFS output level in Matlab to achieve a power-consumption of 5W

$$V_{out2} = 10^{16dBu-6,18/20} \cdot 0.775V$$

$$V_{amp2} = V_{out2} \cdot 10^{L_2/20}$$

$$P_2 = \frac{V_{amp2}^2}{R_1} = 5W$$

5.3 Reference measurement

5.3.1 The set-up without turn table and measurement chair



Figure 19: Reference measurement setup

5.3.2 Positioning the Microphone

- Position the microphones in the middle of the circle
 - o Use the cross-line lasers to do so
 - o To be sure to have no interferences from the microphone stand, use a small top part to mount the measurement microphone as shown in Figure 20

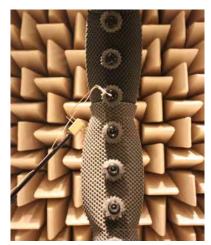


Figure 20: Measurement microphone in the middle of the circle for reference measurement

5.4 Setting up the turn table and measurement chair

- Position the grid in the middle of the circle as shown in Figure 21
- The Grid is 1,60 m long. This is enough space for people to first stand on the grid and then sit on the chair
- If the Grid is positioned screw down the stands and place the turntable on it
- Position the turntable with the help of the cross line lasers
- Draw the microphone cable extensions and (if needed) the RS232 cable through the grid and the hole of the turntable
- Screw down the turntable and the measurement chair
 - o A recess is machined on the bottom of the chair leg (for the cables)
- Attach the cables to the chair at your own discretion
 - o Use duct tape and absorber material to make sure the cables make no noise when the turn table is rotating (see Figure 22)

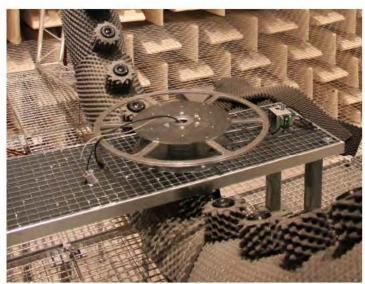


Figure 21: Grid and stands with turntable



Figure 22: Grid and stands with turntable and measurement chair

5.5 Positioning the Subject

- Use the cross line lasers to position the subject on the measurement chair (see Figure 24)
 - The cross of the lasers should be located on the ear-entrance on both sides simultaneously
 - When rotating the subject 180° the cross of the lasers should still be on the ear entrance → this way you can be sure the subject rotates on axis

 Use the adjustment options of the measurement chair (up, down, forwards, backwards)



Figure 23: Adjusting FABIAN in the middle of the circle with the help of the cross line lasers. After rotating 180° FABIAN is still in position

• If you measure with a human instead with a dummy head, attach the headrest to the measurement chair (see Figure 24)



Figure 24: Adjusting a subject with the help of the cross line lasers and the measurement chair