



Surround Sound bei Casinospiegelgeräten

Diplomarbeit

Markus Bürger

an der Technischen Universität Graz

Institut für Kommunikationsnetze und Satellitenkommunikation

Leiter: Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Otto Koudelka

in Zusammenarbeit mit der

JOANNEUM RESEARCH Forschungsgesellschaft mbH

Institut für Angewandte Systemtechnik

Leiter: Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Otto Koudelka

und

Atronic Austria GmbH

Begutachtung: Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Otto Koudelka

Betreuung: Dipl.-Ing.ⁱⁿ Maria Fellner, MBA (JOANNEUM RESEARCH)

Dipl.-Ing. Michael Stadtschnitzer (JOANNEUM RESEARCH)

Mag. Matthias Kropf (Atronic Austria GmbH)

Graz, im Mai 2010

Zusammenfassung

Bei den meisten Spielautomaten werden derzeit bis zu 3 Lautsprecher für die Erzeugung eines Klangbildes verwendet, das sowohl mono als auch stereo dargeboten wird. Der Trend geht aber, wie im HiFi- und TV-Bereich, hin zur Erzeugung von „3D Sound“ und dem werbewirksameren „Surround Sound“.

In einer vorangegangenen Diplomarbeit wurden von Mark Telsnig [TELSNIG, 2008] die Grundlagen für 3D-Sound, unter Anwendung von Binauralsynthese und Übersprechkompensation, realisiert. Dazu wurde sowohl ein 2.1 Lautsprechersystem entworfen, als auch die entsprechende Software implementiert, welche die über das Lautsprechersystem wiedergegebenen Signale berechnet.

Die weiterführende Idee dieser Diplomarbeit war herauszufinden, ob ein Lautsprecher-Array, genannt *Soundpanel*, ebenfalls *Surround Sound* simulieren kann und eine weitere Verbesserung erzielen würde. Es gibt kommerzielle Produkte, die *Surround Sound* durch Schallreflexion an den Wänden des Hörraumes erzeugen. Durch das Fehlen von Reflexionsflächen bei Spielautomaten ist ein *Surround Sound*-Effekt wie bei kommerziellen Produkten dieser Technologie aber nicht zu erzielen.

Aus diesem Grund wurde folgender Ansatz gewählt: mittels *Delay & Sum Beamforming* im Zeitbereich sollte überprüft werden, ob eine wahrnehmbare Konzentration des Schalls auf einen vorher festgelegten Punkt in der Zuhörerenebene zu realisieren ist. Somit würde ein Bereich erzeugt, in dem der Spieler die Audioinformation wahrnimmt, jedoch außerhalb dieses Bereiches die Wahrnehmung für andere Personen abgeschwächt ist. Dazu wurde im Zuge dieser Arbeit ein *Soundpanel* entworfen, gebaut und mit Hilfe von Matlab® ein Programm implementiert, das die für *Beamforming* notwendigen Signale erzeugt.

Erste Hörtests zeigten, dass der gewünschte Effekt nur in geringem Maß festzustellen war. Daher wurden weitere Optimierungsmaßnahmen umgesetzt. Einerseits wurde die Methode des *Oversamplings* auf die für *Delay & Sum Beamforming* notwendigen *Delaysamples* angewandt, um die Genauigkeit des *Delays* zu steigern. Andererseits wurde der *Weighted Delay & Sum-Nearfield-Beamforming* Ansatz im Frequenzbereich angewandt, da in einer anderen Diplomarbeit von Markus Guldenschuh, [GULDENSCHUH, 2009], ein ähnliches Thema behandelt wurde und sich diese Methode darin als vielversprechend herausgestellt hat.

In einem abschließendem Hörvergleich zeigte sich, dass bei allen drei Methoden eine Schallkonzentration in dem den Fokuspunkt umgebenden Bereich festzustellen war. Die Optimierungsmethode *Oversampling* zeigte bei einigen Probanden eine bessere Bewertung des Schallkonzentrationseffektes als der *Delay&Sum Beamforming* Effekt ohne *Oversampling*. Andere Probanden wiederum beurteilten den Effekt als weniger deutlich. Durchwegs gut bewertet wurde der *Weighted Delay & Sum Beamforming*-Ansatz.

Der in dieser Arbeit entwickelte Ansatz wurde überprüft und funktioniert gut bei Breibandsignalen.

Abstract

At the moment up to 3 loudspeakers are used in most cases to create sound images in casino slot machines which are presented in mono and stereo. But the trend is towards offering “3D Sound” or the more effective in advertising “Surround Sound”, as it is in the HiFi- and TV sector.

In a former diploma thesis by Mark Telsnig [TELSNIG, 2008] binaural synthesis and static crosstalk cancellation were used to produce 3D sound. Therefore a 2.1 loudspeaker system was implemented as well as a software that creates the needed signals.

The continuative idea was to find out if a newly developed system, a loudspeaker array with beamforming approach, called sound panel, would be an improvement as well. Commercial products generate surround sound with the help of reflexion faces in the listening area. Due to the lack of surfacing walls around casino slot machines, a surround sound effect, as the commercial product generates, can not be achieved.

Therefore the following approach was chosen: by means of delay & sum beamforming in the time domain it should be evaluated if a concentration of sound in a predetermined point in the listening zone can be achieved. The consequence would be a defined area in which audio information is well received by the listener but not by other people outside that area. For this purpose such a sound panel was designed and developed. Also a software was implemented in Matlab® that creates the signals needed for beamforming.

Initial listening test showed that the beamforming effect was determined but in a minor degree than desired. Hence further optimization measurements were taken. On the one hand oversampling was used to enhance the exactness of the computed delay samples in the signals. On the other hand, the weighted & delay nearfield beamforming approach in frequency domain was applied. A similar approach was investigated by Markus Guldenschuh [GULDENSCHUH, 2009] in another former diploma thesis, in which this method seemed to be promising and a good compromise between effort and performance.

A final listening test proved that all three approaches showed a concentration of sound in the required area around the focus point. The optimization method was appraised as „better“ than the delay&sum beamforming effect without oversampling by some probands, others again evaluated the oversampling method as „less hearable“. The weight&sum beamforming approach was rated „good“ throughout all probands.

The developed approach was evaluated and proved to be working well with broadband signals.

EIDESSTÄTTLICHE ERKLÄRUNG

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt, und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Graz, am

Unterschrift

Danksagung

Mein größter Dank gilt meinen Eltern, die mir durch ihre finanzielle Unterstützung erst ermöglicht haben, ein Studium zu absolvieren.

Meinen Betreuern Dipl.-Ing.ⁱⁿ Maria Fellner, MBA und Mag. Matthias Kropf gilt mein Dank für ihre Geduld und Unterstützung während dieser Arbeit.

Dipl.-Ing. Michael Stadtschnitzer übernahm während dieser Diplomarbeit ebenfalls die Betreuung und trug durch fruchtbare Diskussionen und Erklärungen seinen Teil zu dieser Arbeit bei. Dafür möchte ich ihm danken.

Meine Freunde, allen voran Gerhard und Amir, haben einen größeren Anteil an dieser Arbeit als sie vielleicht denken, sowie meine Freundin Andrea, ohne die ich mein Studium nicht in dieser Art und Weise geschafft hätte.

Inhaltsverzeichnis

Zusammenfassung	2
Abstract.....	3
1 Einleitung	12
1.1 Motivation	12
1.2 Kapitelübersicht	13
2 Grundlagen	15
2.1 <i>Beamforming</i>	15
2.2 <i>Arrayprocessing</i>	17
2.2.1 Wellenausbreitung	17
2.2.2 Kontinuierliche Aperturen	19
2.2.3 Diskrete Aperturen	25
2.2.4 Räumliches <i>Aliasing</i>	28
2.2.5 <i>Delay & Sum Beamforming</i>	30
2.3 <i>Beamforming</i> mittels Lautsprecherarray-Projekte	33
2.3.1 Projekt „ <i>Audio Spotlight</i> “	33
2.3.2 Projekt „ <i>Transaural Stereo in a Beamforming Approach</i> “	35
2.4 Lautsprecher	39
2.4.1 Funktionsweise	39
2.4.2 Thiele & Small Parameter	41
2.4.3 Lautsprechergehäuse	44
3 Kommerzielle Produkte	47
3.1 <i>Soundpanels</i>	47
3.2 Digitale <i>Soundprojektoren</i> der Yamaha YSP-Reihe	48
3.2.1 Konzept für <i>Hardwareumsetzung</i>	50
3.2.2 <i>Delay</i> bechnung	51
4 Entwicklung eines eigenen Panels	55
4.1 <i>Hardware</i>	55
4.1.1 Vorgaben	55
4.1.2 Überlegungen	56
4.1.3 Konstruktion	57
4.2 Lautsprecherberechnung	60
4.3 <i>Software</i>	64

4.3.1 <i>Nearfield Beamforming</i> im Zeitbereich.....	65
4.3.2 <i>Oversampling</i>	71
4.3.3 <i>Weighted Delay & Sum Beamformer</i>	75
4.4 Materialaufwand	80
5 Hörtest	82
5.1 Motivation.....	82
5.2 Aufbau.....	85
6 Zusammenfassung und Ausblick	90
6.1 Zusammenfassung.....	90
6.2 Ausblick	90
7 Literaturverzeichnis	92
7.1 Literatur.....	92
7.2 Internetadressen	94

Abbildungsverzeichnis

Abb. 2.1: <i>Beamforming</i> Prinzip bei Mikrofonarrays [HUR , 2008]	16
Abb. 2.2: <i>Beamforming</i> Prinzip bei Lautsprecherarrays [HUR, 2008]	16
Abb. 2.3: Von einer linearen Apertur empfangenes Signal [PAPE, 2004]	20
Abb. 2.4: Sphärisches Koordinatensystem [PAPE, 2004].....	21
Abb. 2.5: Lineare Apertur [PAPE, 2004]	21
Abb. 2.6: Einheitliche Aperturfunktion (oben) und <i>Directivity Pattern</i> (unten) [PAPE, 2004]23	
Abb. 2.7: Polardiagramme für verschiedene Frequenzen, beziehungsweise unterschiedliche Werte für das Verhältnis von L/λ	24
Abb. 2.8: Diskretes Sensorarray [PAPE, 2004]	25
Abb. 2.9: Auswirkung der Variation der Anzahl von Sensoren auf das <i>Directivity Pattern</i> , ($f=1$ kHz, $L=0.5$ m) [PAPE, 2004]	27
Abb. 2.10: Auswirkung der Variation der Abstände unter den Sensoren auf das <i>Directivity Pattern</i> , ($f=1$ kHz, $N=5$) [PAPE, 2004]	27
Abb. 2.11: Frequenzabhängigkeit des <i>Directivity Patterns</i> , ($400\text{Hz} \leq f \leq 3000\text{Hz}$, $d=0.1$ m, $N=5$) [PAPE, 2004].....	28
Abb. 2.12: Auswirkung von räumlichen <i>Aliasing</i> : kein <i>Aliasing</i> da $d=\lambda_{\min}/2$ (links), räumliches <i>Aliasing</i> da $d=\lambda_{\min}$ (rechts), mit $N=3$, $F=3090$ Hz bzw. 6180 Hz	30
Abb. 2.13: Gerichtetes (links) und ungerichtetes (rechts) <i>Beam Pattern</i> ($\phi'=45^\circ$, $f=1$ kHz, $N=10$, $d=0.15$ m) [PAPE, 2004]	31
Abb. 2.14: Aufbau des Audio <i>Spotlights</i> [HONG].....	34
Abb. 2.15: Simulation eines Nahfeld <i>beamformers</i> [GULDENSCHUH, 2009]	38
Abb. 2.16: Aufbau eines elektrodynamischen Lautsprechers [LAUTSPRECHER1]	39
Abb. 2.17: Lautsprecher in unendlicher Schallwand [LAUTSPRECHER1].....	44
Abb. 2.18: Lautsprecher in geschlossenem Gehäuse [LAUTSPRECHER1]	45
Abb. 3.1: Digitaler <i>Soundprojektor</i> Yamaha YSP 1000 [ULTIMATE AV MAGAZIN].....	47

Abb. 3.2: <i>Sound</i> projektor Enox Cinema Box VI [ENOX].....	48
Abb. 3.3: <i>Sound</i> projektor Denon DHT-FS3 [DENON]	48
Abb. 3.4: Prinzip des <i>Beamformings</i> bei <i>Sound</i> projektoren der Yamaha YSP-Serie [YAMAHA]	49
Abb. 3.5: Einrichten bzw. Korrektur der einzelnen <i>Soundbeams</i> auf Hörposition [YAMAHA]49	
Abb. 3.6: Prinzip der Signalabstrahlung beim <i>Sound</i> projektor Yamaha YSP 500 [HOOLEY, 2006A]	52
Abb. 3.7: <i>Delay</i> berechnung bei Yamaha YSP 500 [HOOLEY, 2006A].....	53
Abb. 3.8: <i>Beamsteering</i> im Nahfeld [HOOLEY, 2009].....	54
Abb. 4.1: Entworfenes <i>Soundpanel</i> mit Abmessungen.....	58
Abb. 4.2: Frequenzgang Visaton FRS 8M 8 Ohm [VISATON]	59
Abb. 4.3: Frequenzgang Visaton FRWS 5 8 Ohm [VISATON].....	59
Abb. 4.4: TSP Berechnung des Visaton FRS 8M 8 Ohm mit <i>TSPCheck</i> , links Herstellerangaben [VISATON] , rechts die errechneten Werte	60
Abb. 4.5: TSP Berechnung des Visaton FRWS 5M 8 Ohm mit <i>TSPCheck</i> , links Herstellerangaben [VISATON] , rechts die errechneten Werte	61
Abb. 4.6: Gebaute Gehäuse für Visaton FRS 8M 8 Ohm	62
Abb. 4.7: Gehäuse für eine senkrechte Reihe der Lautsprecher Visaton FRWS5 8 Ohm.....	64
Abb. 4.8: Wahl des Mittelpunktes im kartesischen Koordinatensystem	65
Abb. 4.9: Kartesisches Koordinatensystem angewandt auf <i>Array</i> - und Hörebene.....	66
Abb. 4.10: Flussdiagramm des Matlab® Programms im Zeitbereich ohne <i>Oversampling</i>	67
Abb. 4.11: Blockdiagramm zur Berechnung der <i>Delay</i> werte	68
Abb. 4.12: Bearbeiten der .wav-Dateien und Anpassung an <i>Beamforming</i> -Theorie.....	69
Abb. 4.13: Originalsignal, Kanal <i>Front Left</i> , Hochpass gefiltert mit $f_c=200$ Hz, kein <i>Delay</i>	70
Abb. 4.14: Verzögertes Kanal- <i>Front Left</i> -Signal, Lautsprecher: BBL, Hochpass-gefiltert mit $f_c=200$ Hz.....	70
Abb. 4.15: Verzögertes Kanal- <i>Front Left</i> -Signal, Lautsprecher: HT3, Hochpass gefiltert mit $f_c=200$ Hz.....	71

Abb. 4.16: Flussdiagramm des <i>Delay & Sum</i> Programms mit <i>Oversampling</i> in Matlab®	73
Abb. 4.17: Verzögertes Kanal- <i>Front Left</i> -Signal mit <i>Oversampling</i> , Lautsprecher: BBL, Hochpass-gefiltert mit $f_c=200$ Hz.....	74
Abb. 4.18: Verzögertes Kanal- <i>Front Left</i> -Signal mit <i>Oversampling</i> , Lautsprecher: HT3, Hochpass-gefiltert mit $f_c=200$ Hz.....	74
Abb. 4.19: Simulation des über alle Frequenzen gemittelten Schalldrucks im untersuchten Gebiet vor dem <i>Array</i>	77
Abb. 4.20: Durch IFFT verschobene Impulsantwort Lautsprecher BBL.....	78
Abb. 4.21: Durch IFFT verschobene Impulsantwort Lautsprecher HT3.....	78
Abb. 4.22: Verschobene Impulsantwort Lautsprecher BBL.....	79
Abb. 4.23: Verschobene Impulsantwort Lautsprecher HT3.....	79
Abb. 4.24: Equipment zur Audioevaluierung.....	81
Abb. 4.25: Aufbau Hörtest.....	81
Abb. 5.1: Flussdiagramm der Audiokette bei einem Hörvergleich.....	83
Abb. 5.2: Ausgangssituation des Hörvergleichs.....	85
Abb. 5.3: Signalabfolge während des Hörvergleichs.....	86
Abb. 5.4: Auswertung Hörtest, nur Bandpass-Anteil.....	87
Abb. 5.5: Auswertung Hörtest, Gesamtsignal.....	87
Abb. 5.6: Beurteilungsbogen für Teilnehmer des Hörvergleichs.....	88
Abb. 5.7: Gegenüberstellung der Bewertungen.....	89

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Gemessene Schallpegel der Lautsprecher im Fokuspunkt.....	84
Tabelle 2: Koeffizienten eines Hamming-Fensters bestehend aus 8 Koeffizienten.....	84

1 Einleitung

„There are lots of different ways you can approach it, but it is important to understand what can make it fail.“ Dr. Anthony Hooley, Zitat aus dem Artikel “Innovations speak louder than words” von Roger Eglin, The Sunday Times am 24. April 2005

1.1 Motivation

Bei den meisten Spielautomaten werden derzeit bis zu 3 Lautsprecher für die Erzeugung eines Klangbildes verwendet, das sowohl mono als auch stereo dargeboten wird. Da *Surround Sound*¹ aber im HiFi- und TV-Bereich immer mehr an Bedeutung gewinnt, sind es die meisten Leute fast schon gewohnt, dass ihnen dreidimensionaler oder zumindest simulierter *Surround Sound* angeboten wird. Daher geht der Trend auch in der Casinospiegelbranche immer mehr in diese Richtung.

In einer vorangegangenen Diplomarbeit wurden von Mark Telsnig [TELSNIG, 2008] die Grundlagen für 3D-Sound, unter Anwendung von Binauralsynthese und Übersprechkompensation, realisiert. Dazu wurde sowohl ein 2.1 Lautsprechersystem entworfen, als auch die entsprechende *Software* implementiert, welche die über das Lautsprechersystem wiedergegebenen Signale berechnet.

Die weiterführende Idee dieser Diplomarbeit war, herauszufinden, ob ein neuentwickeltes System ebenfalls eine Verbesserung des Klangeindrucks gegenüber dem herkömmlichen Klangbild erzielen würde. Dieses System entspricht einem Lautsprecher-*Array*¹ mit *Beamforming*¹-Ansatz, welches in dieser Arbeit *Soundpanel*¹ genannt wird. Im Heimkino-Bereich hält diese Technologie immer mehr Einzug. Interessiert hat, ob die Methode des *Beamformings* mittels eines Lautsprecher *Arrays* auch dazu genutzt werden kann, Menschen in der komplexen Umgebungssituation eines Casinos einen interessanteren Klang darzubieten.

¹ Die Begriffe „Surround Sound“, „Soundpanel“, „Soundbeam“, „Sound“, „Beam“, „Beamformer“, „Beamforming“, „Array“, „Delay & Sum“ und „Delay“ wurden aus dem Englischen übernommen, da ihre Bedeutung in der Audiobranche mittlerweile so gebräuchlich sind, dass in dieser Arbeit auf eine deutsche Übersetzung verzichtet wurde.

Da kommerzielle Produkte *Surround-Sound* erzeugen indem sie Reflexionen von *Stereo-Soundbeams* an Seiten- und Hinterwänden nutzen, diese aber im Casino nur sehr schwer zu realisieren sind oder aber auch von den Spielern selbst nicht angenommen würden, musste ein anderer Ansatz gefunden werden. Durch das Fehlen von reflektierenden Wänden ist aber ein *Surround Sound* Effekt, basierend auf der *Beamforming*-Technologie kommerzieller Produkte, nicht möglich.

Aber es ergab sich ein anderer interessanter Ansatz: durch den Wunsch möglichst viele Spielautomaten nebeneinander aufzustellen, ist auch die Lautstärke jedes Automaten und somit die Störung des Spielers nebenan ein wesentliches Thema. *Beamforming* konzentriert durch eine gerichtete Schallabstrahlung die Energie an bestimmten Punkten im Raum. Somit gilt auch der Umkehrschluss, dass an anderen Punkten im Raum weniger Energie vorherrscht und es infolge dessen dort leiser ist, oder anders ausgedrückt: Spieler A hört dem Ansatz nach wenig vom Sound von Spieler B und umgekehrt.

Betrachtet man die Spielsituation an einem Casinospiegelgerät, ist die Position des Spielers relativ gut vorherzusagen, unabhängig von Größe und Bewegungsradius. Dies kann für die Definition von Fokuspunkten genutzt werden. Der Versuch die erzeugten *Beams*¹ an bestimmte Punkte vor und neben den Spieler mittels *Delay & Sum Beamforming*¹ zu fokussieren und somit die Wandreflexionen außen vor zu lassen, schien ein experimenteller Ansatz zu sein, der die Arbeit umso reizvoller machte.

In dieser Arbeit soll untersucht werden, ob der neuartige Ansatz eines Lautsprecher-*Beamformers* zur Verbesserung des Klangerlebnisses bei einem Spielautomaten beiträgt und ob mit dieser Methode auch die teilweise Beeinträchtigung der Spieler durch *Spiel-Sounds* angrenzender Spielautomaten verringert werden kann.

1.2 Kapitelübersicht

In Kapitel 2 werden die allgemeinen Grundlagen für *Beamforming* erörtert. Dazu werden Grundlagen aus der Mikrofonarrayliteratur verwendet, da diese fast ausschließlich die Fachliteratur zum Thema *Beamforming* ausmacht. Durch die enge Verwandtschaft von Mikrofonarrays und Lautsprecherarrays gelten jedoch die selben Regeln und Grundlagen.

In Abschnitt 2.3 werden zwei andere Arbeiten kurz vorgestellt, die sich mit *Beamforming* mittels Lautsprecherarrays beschäftigten. Zusätzlich werden in Abschnitt 2.4 die Grundlagen von Lautsprechern angeführt. Deren Funktionsweise, ihre beschreibenden Parameter und Berechnungsgrundlagen für Lautsprechergehäuse bilden die Abschnitte 2.4.1 bis 2.4.3.

Einige kommerziell erhältliche Produkte werden in Abschnitt 3.1 kurz vorgestellt. Der genaueren Beschreibung der Funktionsweise und der erforderlichen Berechnungen eines bestimmtes Modells widmet sich Abschnitt 3.2, da dieses Modell den Anreiz zu dieser Arbeit gab und sich ein Teil der Berechnungen für das im Laufe der Arbeit entwickelte *Soundpanel* nach den grundlegenden Berechnungen dieses Modells richten.

Am Beginn von Kapitel 4 wird zuerst auf die *Hardware* des entwickelten *Soundpanels* eingegangen. Dies umfasst Vorgaben, Überlegungen, die Dimensionierung der Lautsprecher und den Bau des *Panels* selbst.

In Abschnitt 4.3.1 wird auf die *Delay*berechnungen eingegangen, welche die Basis für das in Matlab® implementierte Programm zur Generierung von angepassten Musiksignalen im Zeitbereich sind. Abschnitt 4.3.2 behandelt eine mögliche Verbesserungsmaßnahme der im vorhergehenden Kapitel beschriebenen Berechnungen. Im nachfolgenden Abschnitt, 4.3.3, ist die dritte Methode, *Weighted Delay & Sum Beamforming* im Frequenzbereich, angeführt.

Zum Abschluss wird in Abschnitt 4.4 erläutert, welchen materiellen Aufwand ein *Soundpanel* erfordert.

Der Aufbau und die Durchführung eines Hörtests zur Evaluierung und Validierung des Systems sind in Kapitel 5 beschrieben.

Kapitel 6 fasst die Ergebnisse zusammen und gibt einen Ausblick auf mögliche weiterführende Arbeiten und Ansätze beim entwickelten *Soundpanel*.

2 Grundlagen

In diesem Kapitel wird zuerst ein allgemeiner Überblick über das Thema *Beamforming* angeführt. Dabei wird auf Fachliteratur zurückgegriffen, der als Ausgangslage Mikrofonarrays im Fernfeld zu Grunde liegt. Auf den ersten Blick das genaue Gegenteil der in dieser Diplomarbeit behandelten Situation eines Lautsprecher-*Beamformings* im Nahfeld, jedoch veranschaulichen die zugrunde liegenden Prinzipien die Theorie des *Delay&Sum Beamforming* recht gut. Außerdem gelten durch die Äquivalenz der Prinzipien von Mikrofonarrays zu Lautsprecherarrays die gleichen Gesetze (vgl. Abb. 2.1 und Abb. 2.2).

Danach werden einige andere Projekte vorgestellt, die ebenfalls *Beamforming* mittels Lautsprecherarray zum Thema haben. Anschließend wird auf die *Delay*berechnungen des kommerziellen Produktes eingegangen, das den Anreiz für diese Diplomarbeit gab und denen ein Teil der Berechnungen dieser Arbeit zugrunde liegt.

2.1 *Beamforming*

Beamforming wurde in den letzten Jahren ein überaus populäres Thema. Es wird bereits in vielen Teilgebieten angewandt, darunter Radar- und Sonartechnik, Seismologie oder auch in der Fahrzeugakustik. Man kann *Beamforming* dabei für verschiedene Zwecke einsetzen, wie etwa zur Schätzung der Richtung bei Ankunft eines Signals am Sensor (*Direction of Arrival, DOA*), das Verstärken eines Signals, das beim Messen von Störsignalen beeinflusst wird oder aber auch um festzustellen, ob ein Signal überhaupt vorhanden ist. Prinzipiell werden *Beamformer* in passive und aktive Aperturen² unterteilt. Als passive Aperturen werden Mikrofonarrays bezeichnet, Lautsprecherarrays als aktive. Die folgenden Erklärungen und Formeln [BENESTY, 2008] sind für Mikrofonarrays formuliert, jedoch gelten durch das Prinzip der Inversion alle Regeln auch für Lautsprecherarrays (vgl. Abb. 2.1 und Abb. 2.2).

² Apertur entspricht der Distanz zwischen den am weitesten entfernten Sensoren des Arrays

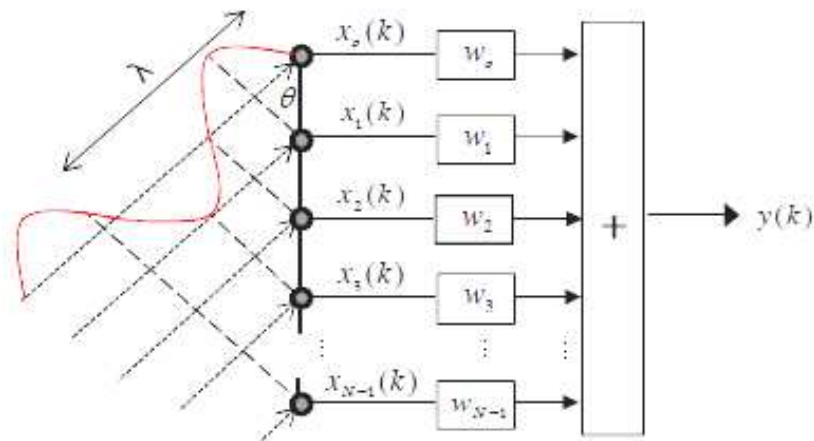


Abb. 2.1: *Beamforming* Prinzip bei Mikrofonarrays [HUR, 2008]

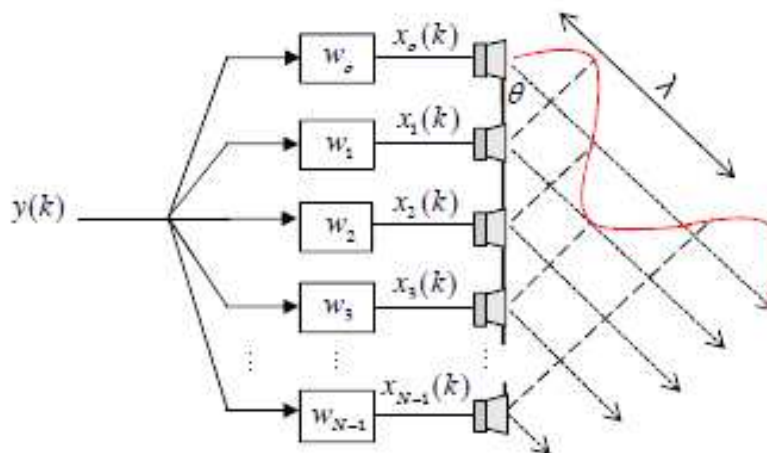


Abb. 2.2: *Beamforming* Prinzip bei Lautsprecherarrays [HUR, 2008]

Üblicherweise wird ein *Beamformer* als räumlicher Filter formuliert [BENESTY, 2008], der am Ausgang eines Sensorarrays agiert, um ein gewünschtes *Beam Pattern* (auch *Directivity Pattern* genannt) zu realisieren. Diese räumliche Filterung kann in zwei Teile aufgeteilt werden: Synchronisation (*Synchronization*) und Gewichtung-und-Aufsummierung (*Weight & Sum*). Die Synchronisation bewirkt ein Verzögern (oder die Kompensation der Laufzeiten) jedes Sensorausgangssignals um eine bestimmte Laufzeit, sodass die Signalkomponenten aus einer bestimmten Richtung synchronisiert werden. Die hierfür benötigte Information ist die *TDOA (Time Difference Of Arrival)*, welche, falls nicht schon a priori bekannt, aus *Array-Messungen* mit Hilfe von Zeit-Verzögerungs-Schätz-Techniken (*Time-Delay Estimation*) gewonnen werden kann.

Die *Weight & Sum*-Stufe bei Mikrofonarrays gewichtet die zeitlich abgestimmten Signale und addiert anschließend die Resultate zu einem Signal (vgl. Abb. 2.1). Bei Lautsprecherarrays werden die Signale zuerst gewichtet und dann erst an einem gewünschten Punkt, genannt Fokuspunkt, durch Überlagerung aufsummiert (vgl. siehe Abb. 2.2).

Obwohl die beiden Stufen beim Kontrollieren des *Array Beam Patterns* eine wichtige Rolle spielen (der Synchronisationsteil kontrolliert in welche Richtung der *Beam* gelenkt wird, die *Weight & Sum* Stufe kontrolliert die *Beamweite* der Hauptkeule und die Charakteristiken der Nebenkeulen), wird sehr oft größere Aufmerksamkeit auf die Bestimmung der Gewichtungskoeffizienten gelegt.

Da *Beamforming* über mehrere Elemente definiert ist, wird im nachfolgenden Abschnitt auf die Theorie des *Arrayprocessings* eingegangen.

2.2 Arrayprocessing

[MCCOWAN, 2001] zufolge beinhaltet *Arrayprocessing* den Gebrauch mehrerer Sensoren, um ein Signal, das sich durch Wellen ausbreitet, entweder zu empfangen oder zu übertragen. Im Allgemeinen können *Sensorarrays* als abgetastete Versionen einer kontinuierlichen Apertur angesehen werden. Die Theorie der akustischen Anwendung solcher *Sensorarrays* ist zwar ein relativ junges Gebiet der Forschung, die Prinzipien sind aber für alle Anwendungen ähnlich, da sie alle auf der Wellenausbreitungs-Theorie basieren.

2.2.1 Wellenausbreitung

Schallwellen breiten sich im Medium longitudinal aus. Die Moleküle im Medium bewegen sich dabei vor- und rückwärts in der Richtung der Ausbreitungsrichtung. Das Ergebnis sind Regionen von Unter- und Überdruck. Mit den Newton'schen Bewegungsgleichungen kann man die Wellengleichung für ein ideales Medium

$$\nabla^2 x(t, \vec{r}) - \frac{1}{c^2} \frac{\delta^2}{\delta t^2} x(t, \vec{r}) = 0 \quad (2.1)$$

herleiten, mit $x(t, \vec{r})$ gleich dem Druck einer Schallquelle zu einem bestimmten Zeitpunkt

und an einem bestimmten Ort $\vec{r} = \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix}$, ∇^2 ist der Laplace Operator und c ist die

Schallgeschwindigkeit in Luft.

Laut [MCCOWAN, 2001] und [PAPE, 2004] ist die Lösung der Wellengleichung für ebene Wellen

$$x(t, \vec{r}) = A e^{j(\omega t - k\vec{r})}, \quad (2.2)$$

wobei A gleich der Amplitude der Welle ist, $\omega = 2\pi f$ beschreibt die Kreisfrequenz, der Wellenzahlvektor \mathbf{k} und \vec{r} weisen auf die Geschwindigkeit und Richtung der Wellenausbreitung hin. Der Wellenzahlvektor ist mit

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} [\sin \theta \cos \phi \quad \sin \theta \sin \phi \quad \cos \theta] \quad (2.3)$$

gegeben, mit $\lambda = \frac{c}{f}$. Für die Kugelwelle lautet die Lösung

$$x(t, \vec{r}) = -\frac{A}{4\pi r} e^{j(\omega t - kr)} \quad (2.4)$$

mit $r = |\vec{r}|$ als radiale Distanz von der Quelle und der Wellenzahl $k = \frac{2\pi}{\lambda}$.

Die Lösung der Kugelwellengleichung zeigt, dass der Schalldruck proportional mit der Entfernung von der Quelle abnimmt. Während Schallwellen generell kugelförmig sind, wird bei größerer Entfernung von der Quelle angenommen, die Wellenform sei eben, um die mathematischen Beziehungen zu vereinfachen.

Da beide Lösungen, Gleichung 2.2 und Gleichung 2.4, von zwei Variablen abhängen, einer zeitlichen und einer räumlichen, die durch eine simple Beziehung miteinander verknüpft sind, kann man mit der Substitution $u = t - \beta r$ bei der ebenen Welle und $u = t - \frac{r}{c}$ bei der Kugelwelle die Lösungen für die jeweiligen Wellentypen mit Hilfe von $\beta = \frac{k}{\omega}$ auf eine Variable beschränken [MCCOWAN, 2001]. Somit lautet die Lösung für die ebene Welle

$$x(t, \vec{r}) = A e^{j\omega(t - \beta \cdot r)} \Rightarrow x(u) = A e^{j\omega u} \quad (2.5)$$

und

$$x(u) = -\frac{A}{4\pi r} e^{j\omega u} \quad (2.6)$$

für die Kugelwelle. Dieser Lösungsansatz wurde im Zuge der Diplomarbeit benutzt, um Schalldrücke an bestimmten Punkten im Raum zu berechnen (vgl. Abschnitt 4.3.3).

Dadurch lässt sich erkennen, dass sich ein Signal entweder durch zeitliches *Sampling* an einem bestimmten Ort oder durch räumliches *Sampling* zu einem bestimmten Zeitpunkt vollständig rekonstruieren lässt. Dafür muss allerdings der Fourier-Theorie zufolge die Fouriertransformation existieren, da jedes Signal aus lauter Einzelschwingungen zusammengesetzt betrachtet wird. Somit bildet räumliches *Sampling* die Basis für jede Art von *Arrayprocessing* (siehe [MCCOWAN, 2001] und [PAPE, 2004]).

2.2.2 Kontinuierliche Aperturen

Der Begriff Apertur wird oft als der räumliche Bereich bezeichnet, der sich ausbreitende Wellen empfängt oder überträgt. Dabei wird eine übertragende Apertur als aktive Apertur, eine empfangende dagegen als passiv bezeichnet. In der Akustik beschreibt eine Apertur den Bereich beziehungsweise das Gerät in dem akustische Signale in elektrische überführt werden, zum Beispiel Mikrophon (passiv) oder Lautsprecher (aktiv).

2.2.2.1 Aperturfunktion

Wenn in einer passiven Apertur mit infinitesimal kleinem Volumen dV an einem Ort \vec{r} ein Signal $x(t, \vec{r})$ zu einer Zeit t eintritt, kann man das infinitesimal kleine Volumen dV in \vec{r} als linearen Filter mit der Impulsantwort $a(t, \vec{r})$ betrachten. Somit lässt sich das empfangene Signal $x_R(t, \vec{r})$ als Faltung von $x(t, \vec{r})$ mit $a(t, \vec{r})$ betrachten [MCCOWAN, 2001].

$$x_R(t, \vec{r}) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau, \vec{r}) a(t - \tau, \vec{r}) d\tau \quad (2.7)$$

oder im Frequenzbereich angeschrieben

$$X_R(t, \vec{r}) = X(f, \vec{r}) A(f, \vec{r}) \quad (2.8)$$

mit

$$A(f, \vec{r}) = F\{a(t, \vec{r})\} \quad (2.9)$$

$A(f, \vec{r})$ bezeichnet die Aperturfunktion. Sie definiert die Antwort des Systems als Funktion der räumlichen Position entlang der Apertur.

Ab diesem Zeitpunkt wird für die weiteren Erklärungen nur mehr von einer ebenen Wellenausbreitung ausgegangen. Dies vereinfacht die mathematischen Ableitungen sehr.

2.2.2.2 Directivity Pattern

Die Antwort eines Systems mit passiver Apertur ist gerichtet. Aus diesem Grund wird abhängig von der Einfallsrichtung (*Direction of Arrival*) des Signals, nur ein gewisser Signalanteil „gesehen“ (vgl. Abb. 2.3).

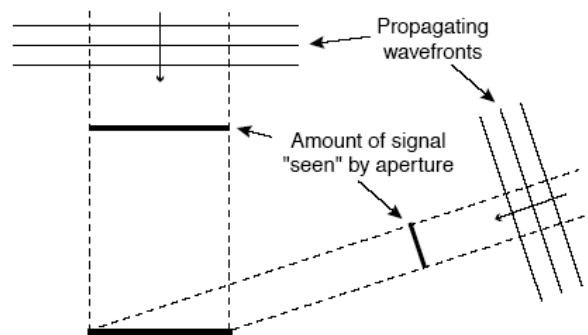


Abb. 2.3: Von einer linearen Apertur empfangenes Signal [PAPE, 2004]

Die Aperturantwort als Funktion der Frequenz und Einfallsrichtung wird als *Directivity Pattern* oder *Beam Pattern* bezeichnet. Das *Directivity Pattern* ist mit der Aperturfunktion dabei über die räumliche Fouriertransformierte verknüpft [ZIOMEK, 1995].

Das Fernfeld *Directivity Pattern* $D(f, \vec{\alpha})$ mit der Aperturfunktion $A(f, \vec{r})$ lässt sich aus

$$D_R(f, \vec{\alpha}) = F_r\{A_R(f, \vec{r})\} = \int_{-\infty}^{+\infty} A_R(f, \vec{r}) e^{j2\pi\vec{\alpha}\cdot\vec{r}} d\vec{r} \quad (2.10)$$

mit $\vec{r} = \begin{bmatrix} x_a \\ y_a \\ z_a \end{bmatrix}$, $\alpha = f \frac{\bar{k}}{\omega} = \frac{1}{\lambda} [\sin \theta \cos \phi \quad \sin \theta \sin \phi \quad \cos \theta]$, mit Wellenzahlvektor

$\bar{k} = \frac{2\pi}{\lambda} [\sin \theta \cos \phi \quad \sin \theta \sin \phi \quad \cos \theta]$, Wellenlänge $\lambda = \frac{c}{f}$ und Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$,

berechnen. Die Variable \vec{r} ist dabei der Vektor auf einen Punkt entlang der Apertur, $\vec{\alpha}$ die *Direction of Arrival* des Signals unter dem Azimutwinkel ϕ und dem Elevationswinkel θ (vgl. Abb. 2.4). Die Frequenzabhängigkeit ist durch die Wellenlänge λ bestimmt [MCCOWAN, 2001].

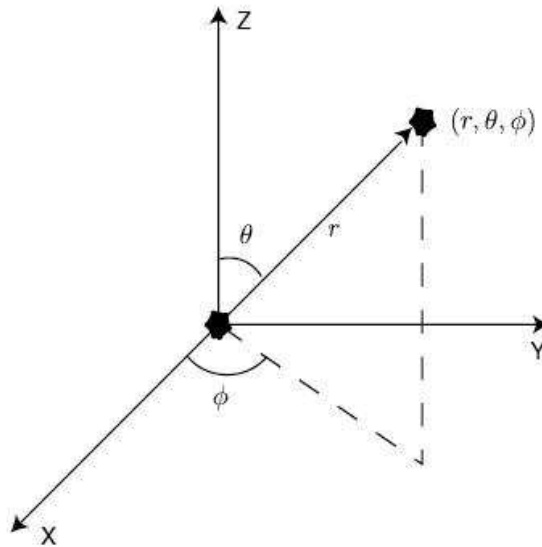


Abb. 2.4: Sphärisches Koordinatensystem [PAPE, 2004]

2.2.2.3 Lineare Aperturen

Um nun die Eigenschaften des *Directivity Pattern* näher zu erörtern, ist es nützlich eine lineare Apertur mit der Länge L entlang der x -Achse anzunehmen (vgl. Abb. 2.5).

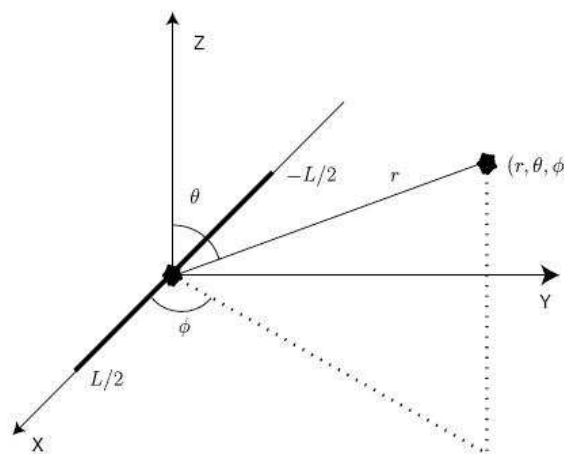


Abb. 2.5: Lineare Apertur [PAPE, 2004]

In diesem Fall ist $r = \begin{bmatrix} x_a \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$, woraus sich nach [MCCOWAN, 2001] das *Directivity Pattern* aus

Gleichung 2.10 vereinfachen lässt zu:

$$D_R(f, \bar{\alpha}_x) = \int_{-L/2}^{+L/2} A_R(f, x_a) e^{j2\pi\alpha_x x_a} dx_a \quad (2.11)$$

mit

$$\alpha_x = \frac{\sin \theta \cos \phi}{\lambda}. \quad (2.12)$$

Wenn man nun die Gleichung 2.11 als Funktion von θ und ϕ anschreibt, erhält man

$$D_R(f, \theta, \phi) = \int_{-L/2}^{+L/2} A_R(f, x_a) e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \sin \theta \cos \phi x_a} dx_a. \quad (2.13)$$

Nimmt man nun an, dass diese lineare Apertur eine einheitliche, frequenz-unabhängige Aperturfunktion besitzt:

$$A_R(x_a) = \text{rect}\left(\frac{x_a}{L}\right) \equiv \begin{cases} 1 & |x| \leq \frac{L}{2} \\ 0 & |x| \geq \frac{L}{2}, \end{cases} \quad (2.13)$$

so ergibt sich aus Formel 2.13:

$$D_R(f, \alpha_x) = F_r \left\{ \text{rect}\left(\frac{x_a}{L}\right) \right\} \Rightarrow D_R(f, \alpha_x) = L \cdot \text{sinc}(\alpha_x L). \quad (2.14)$$

Wie in Abb. 2.6. ersichtlich ist, treten die Nullstellen des *Directivity Patterns* bei $\alpha_x = \frac{m\lambda}{L}$ auf, wobei m eine ganze Zahl ist. Die Fläche im Bereich $-\lambda/L \leq \alpha_x \leq +\lambda/L$ wird als Hauptkeule (*Main Lobe*) bezeichnet, ihre Ausmaße als Strahlbreite (*Beam Width*). Daraus lässt sich erkennen, dass die *Beam Width* einer linearen Apertur als $2\lambda/L$ gegeben ist. Die *Beam Width* ist umgekehrt proportional zu dem Produkt $f \cdot L$, siehe Gleichung 2.15, wodurch klar wird, dass die *Beam Width* mit zunehmender Frequenz abnimmt, also schmaler wird [MCCOWAN, 2001].

$$\alpha_x = \frac{\lambda}{L} = \frac{c}{f \cdot L} = \frac{c}{f \cdot L} \quad (2.15)$$

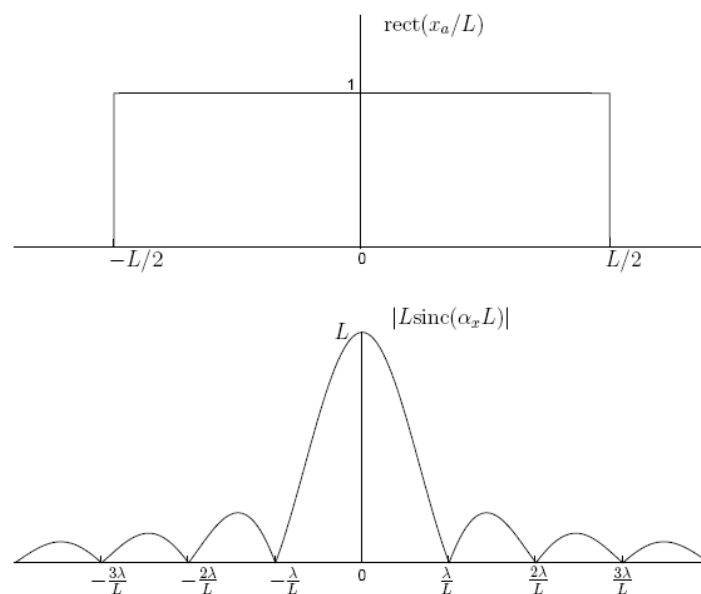


Abb. 2.6: Einheitliche Aperturfunktion (oben) und *Directivity Pattern* (unten) [PAPE, 2004]

Oftmals ist es nützlich das normalisierte *Directivity Pattern* einer Apertur zu betrachten, da so die relativen Unterschiede der *Arrayantwort* über verschiedene Ankwunfswinkel hervorgehoben werden. Da die sinc-Funktion auf einen Bereich zwischen -1 und $+1$ begrenzt ist, ist der maximale Wert, den das *Directivity Pattern* erreichen kann, $D_{\max}=L$, siehe Formel 2.14. Somit kann das normalisierte *Directivity Pattern* mit

$$D_N(f, \alpha_x) = \frac{D_R(f, \alpha_x)}{D_{\max}} = \text{sinc}(\alpha_x \cdot L) \quad (2.16)$$

angeschrieben werden [MCCOWAN, 2001].

Umgeschrieben in Abhängigkeit des Winkels, Gleichung 2.17, sowie unter alleiniger Betrachtung des Azimuthwinkels ϕ , Gleichung 2.18, ergibt sich mit Formel 2.12 [PAPE, 2004]:

$$D_N(f, \theta, \phi) = \text{sinc}\left(\frac{L}{\lambda} \sin \theta \cos \phi\right), \quad (2.17)$$

$$D_N\left(f, \frac{\pi}{2}, \phi\right) = \text{sinc}\left(\frac{L}{\lambda} \cos \phi\right). \quad (2.18)$$

Verdeutlicht wird dieses Ergebnis in den Polardiagrammen in Abb. 2.7. Darin ist ersichtlich, dass die Nullstellenbreite, also die *Beam Width*, von der Wellenlänge und somit von der Frequenz abhängt. Der Term für die Wellenlänge im Nenner des Bruches in Gleichung 2.18 bewirkt, dass der *Beam* mit steigender Frequenz schmaler wird und mehr Nebenkeulen, *Sidelobes*, entstehen.

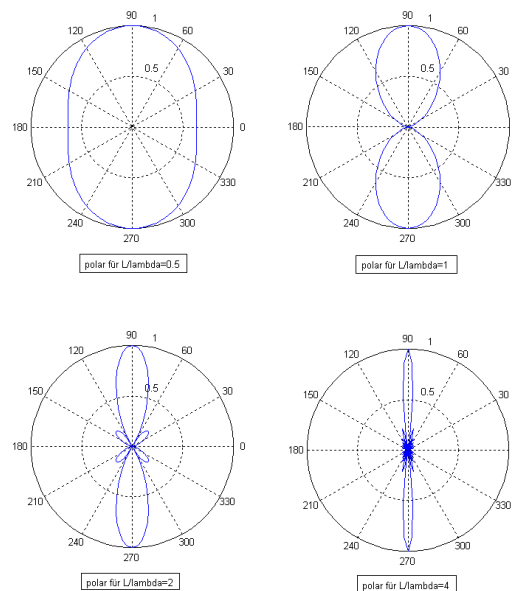


Abb. 2.7: Polardiagramme für verschiedene Frequenzen, beziehungsweise unterschiedliche Werte für das Verhältnis von L/λ

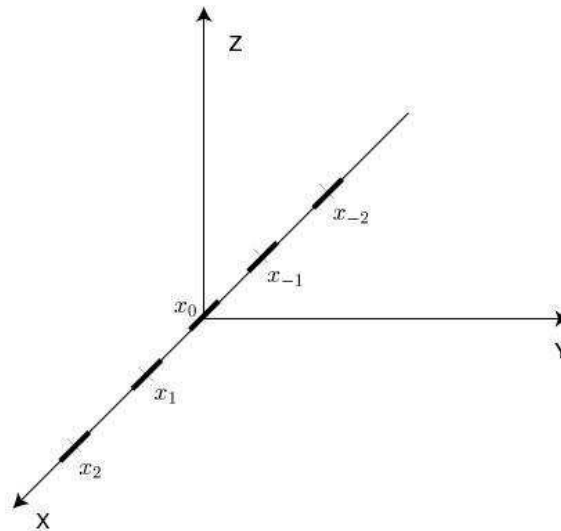


Abb. 2.8: Diskretes Sensorarray [PAPE, 2004]

2.2.3 Diskrete Aperturen

Ein *Sensorarray* kann als eine diskrete Version einer kontinuierlichen Apertur angesehen werden, wenn nur eine endliche Anzahl von Punkten betrachtet wird. Dabei wird angenommen, dass jeder einzelne Punkt des *Sensorarrays* eine eigene kontinuierliche Apertur bildet (vgl. Abb. 2.8). Daraus resultiert die gesamte Antwort des *Arrays* als Superposition der Antworten jedes einzelnen Sensors. Durch diese Superposition ergibt sich eine *Arrayantwort*, welche die äquivalente, kontinuierliche Apertur approximiert, die abgetastet wird [MCCOWAN, 2001].

Bei Annahme eines linearen *Arrays* mit einer ungeraden Anzahl von Sensoren, ergibt sich im allgemeinen Fall 2.19, wobei jeder Sensor \mathbf{n} an seiner Position \mathbf{x}_n auf der x-Achse eine eigene komplexe Frequenzantwort $\mathbf{e}_n(f, x)$ hat, die außerdem noch mit der komplexen Fensterfunktion $\mathbf{w}_n(f)$ gewichtet ist,

$$A(f, x_a) = \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} w_n(f) e_n(f, x_a - x_n) \Rightarrow D(f, \alpha_x) = \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} w_n(f) E_n(f, \alpha_x) e^{j2\pi\alpha_x x_n} \quad (2.19)$$

mit $E_n(f, \alpha_x)$ als *Directivity Pattern* der einzelnen Sensoren. Wenn man $E_n(f, \alpha_x)$ für alle Sensoren gleich $\mathbf{1}$ setzt, kann Gleichung 2.19 vereinfacht werden zu Gleichung 2.20, das dem zugehörigen *Directivity Pattern* entspricht. Der Ausdruck 2.20 entspricht dem Fernfeld *Directivity Pattern* eines linearen Arrays mit \mathbf{N} identischen Sensoren, aber mit willkürlichem

Sensorabstand. Für den Fall, dass die Sensorabstände den gleichen Abstand \mathbf{d} in Metern haben, entspricht das *Directivity Pattern* dem Ausdruck in Gleichung 2.21.

$$A(f, x_a) = \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} w_n(f) \delta(x_a - x_n) \Rightarrow D(f, \alpha_x) = \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} w_n(f) e^{j2\pi\alpha_x x_n} \quad (2.20)$$

$$D(f, \alpha_x) = \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} w_n(f) e^{j2\pi\alpha_x nd} \quad \text{mit} \quad x_n = nd \quad (2.21)$$

Wird auch wieder nur der Azimuthwinkel ϕ betrachtet, folgt Gleichung 2.22:

$$D(f, \phi) = \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} w_n(f) e^{j\frac{2\pi}{\lambda} nd \cos \phi} = \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} w_n(f) e^{j\frac{2\pi f}{c} nd \cos \phi} \quad (2.22)$$

Diese Gleichung gibt das *Directivity Pattern* für ein lineares Array an, dessen identische Sensoren den identischen Abstand voneinander haben.

Aus Gleichung 2.22 lässt sich herauslesen, dass das *Directivity Pattern* von 3 Faktoren abhängt:

- der Anzahl der Sensoren \mathbf{N} ,
- dem Abstand \mathbf{d} der Sensoren untereinander,
- der Frequenz \mathbf{f} .

Dies veranschaulichen die Abbildungen 2.9 bis 2.11.

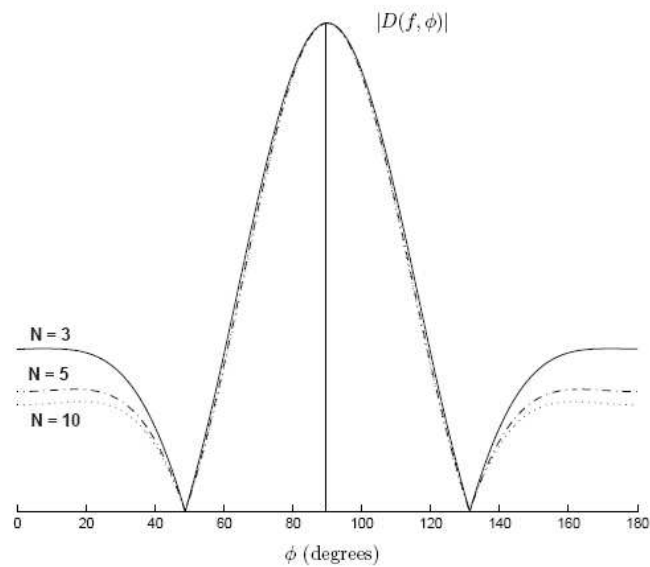


Abb. 2.9: Auswirkung der Variation der Anzahl von Sensoren auf das *Directivity Pattern*, ($f=1$ kHz, $L=0.5$ m) [PAPE, 2004]

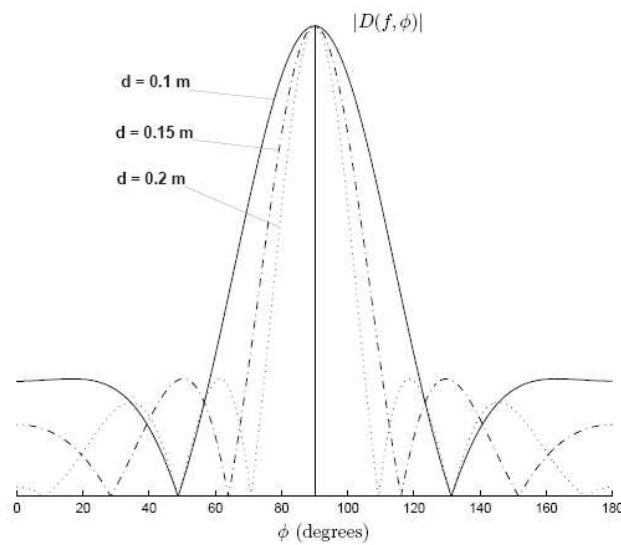


Abb. 2.10: Auswirkung der Variation der Abstände unter den Sensoren auf das *Directivity Pattern*, ($f=1$ kHz, $N=5$) [PAPE, 2004]

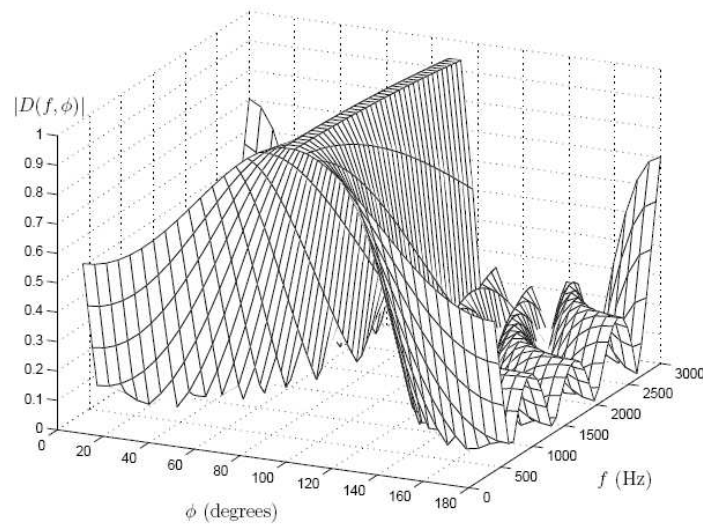


Abb. 2.11: Frequenzabhängigkeit des *Directivity Patterns*, ($400\text{Hz} \leq f \leq 3000\text{Hz}$, $d=0.1\text{ m}$, $N=5$) [PAPE, 2004]

2.2.4 Räumliches *Aliasing*

Bedingt durch die räumliche Diskretisierung des *Arrays* findet aber auch, wie im Fall einer Abtastung im Zeitbereich, das Nyquist Theorem Anwendung, weshalb es auch zu räumlichem *Aliasing* kommen kann. Das zeitliche Abtasttheorem besagt, dass ein Signal mit einer Abtastrate f_s (und somit einer Periode T_s) abgetastet werden muss, wobei

$$f_s = \frac{1}{T_s} \geq 2 \cdot f_{\max} \quad (2.23)$$

gilt, und f_{\max} gleich der höchsten im Signal vorkommenden Frequenz ist.

Analog dazu gilt bei der räumlichen Abtastung die Vorschrift:

$$f_{xs} = \frac{1}{d} \geq 2 \cdot f_{x\max} \quad (2.24)$$

mit f_{xs} als Bezeichnung für die räumliche *Sampling*frequenz in *Samples* pro Meter und $f_{x\max}$ für die höchste räumliche Frequenzkomponente im Winkelspektrum [MCCOWAN, 2001]. Die räumliche *Sampling*frequenz entlang der x-Achse ist durch

$$f_{xs} = \frac{\sin \theta \cos \phi}{\lambda} \quad (2.25)$$

gegeben. Der Maximalwert dieses Ausdrucks wird erreicht, wenn der Nominator maximal, also 1 ist, und der Denominator minimal, λ_{\min} bezeichnet.

$$f_{x,\max} = \frac{1}{\lambda_{\min}} \quad (2.26)$$

Somit gilt die Vorschrift

$$d \leq \frac{\lambda_{\min}}{2}, \quad (2.27)$$

die als das räumliche *Sampling* Theorem bekannt ist. λ_{\min} ist dabei die kleinste im Signal vorkommende Wellenlänge, die von Interesse ist. Die Vorschrift 2.27 muss unbedingt eingehalten werden, um räumliches *Aliasing* im *Directivity Pattern* eines Sensorarrays zu vermeiden. Abbildung 2.12 zeigt das Auftreten von räumlichen *Aliasing* und somit von Nebenkeulen zur Hauptkeule. Diese Grenzfrequenz wird in dieser Arbeit mit f_{oG} bezeichnet:

$$2 \cdot d \leq \lambda_{\min} \Rightarrow f_{oG} = \frac{c}{\lambda_{\min}} = \frac{c}{2 \cdot d}. \quad (2.28)$$

Analog dazu gibt es auch eine untere Grenzfrequenz, ab der ein Signal erst fehlerfrei wiedergegeben werden kann. Die ausschlaggebende Länge ist aber nicht mehr die Distanz zwischen den einzelnen Sensoren, sondern die Länge des Apertur selbst. Umgeformt für die Länge L lautet das *Sampling* Theorem für f_{uG} :

$$L \leq \frac{\lambda_{\max}}{2} \Rightarrow f_{uG} = \frac{c}{2 \cdot L}. \quad (2.29)$$

λ_{\max} kennzeichnet dabei die größte Wellenlänge, die noch durch die physikalische Länge des Arrays fehlerfrei wiedergegeben werden kann. Durch f_{ug} und f_{og} wird der Frequenzbereich für *Beamforming* ohne räumliches *Aliasing* festgelegt.

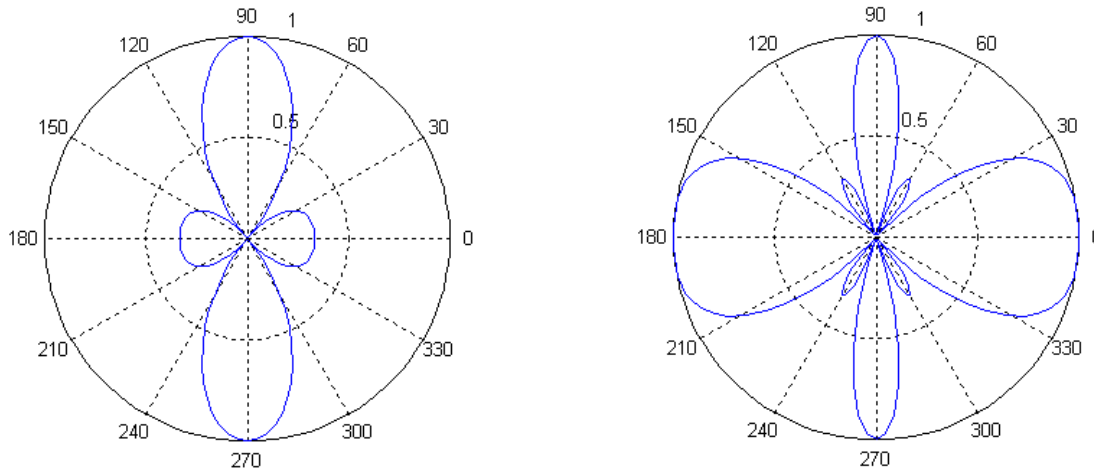


Abb. 2.12: Auswirkung von räumlichen *Aliasing*: kein *Aliasing* da $d = \lambda_{\min} / 2$ (links), räumliches *Aliasing* da $d = \lambda_{\min}$ (rechts), mit $N=3$, $F=3090$ Hz bzw. 6180 Hz

2.2.5 Delay & Sum Beamforming

Bis jetzt wurde angenommen, dass die Gewichtungsfunktion der Elemente zueinander aus Gleichung 2.21 einheitlich war, das heißt, alle Sensoren gleich gewichtet waren mit $w_n(f) = 1/N$. Jedoch kann die Gewichtungsfunktion auch aus komplexen Werten bestehen [PAPE, 2004]:

$$w_n(f) = a_n(f) e^{j\varphi_n(f)} \quad (2.30)$$

mit $a_n(f)$ und $\varphi_n(f) \in \mathfrak{R}$. $a_n(f)$ entspricht der Amplitude, und $\varphi_n(f)$, entspricht der Phase. Zusammen sind sie die reellen, frequenzabhängigen Amplituden und Phasengewichte. Modifiziert man nun diese Gewichte, ist es nun möglich, die Form des *Directivity Patterns* zu verändern (*Shaping*). Ähnlich dazu wird durch die Variation der Phase, also durch unterschiedliche Verzögerungen, die Richtung der Hauptkeule geändert (*Steering*) (vgl. Abschnitt 2.1).

[MCCOWAN, 2001] zu Folge lautet das *Directivity Pattern* nun

$$D(f, \phi) = \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} e^{j(2\pi\alpha_x nd + \varphi_n(f))} \quad , \quad (2.31)$$

mit $\mathbf{a}_n(f)=1$ und $\varphi_n(f) = -2\pi\alpha'_x nd$. Mit

$$\alpha'_x = \frac{\sin \theta \cos \phi}{\lambda} \quad (2.32)$$

folgt das *Directivity Pattern*:

$$D'(f, \alpha_x) = \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} nd(\alpha_x - \alpha'_x)} = D(f, \alpha_x - \alpha'_x). \quad (2.33)$$

Aus obiger Gleichung ist ersichtlich, dass eine negative Phasenverschiebung im Frequenzbereich einer Verzögerung im Zeitbereich entspricht, aber hier nur für ϕ' [MCCOWAN, 2001]. Daher ist ein *Steering* nur durch unterschiedliche Verzögerung der einzelnen Sensorsignale möglich (vgl. Abb. 2.13).

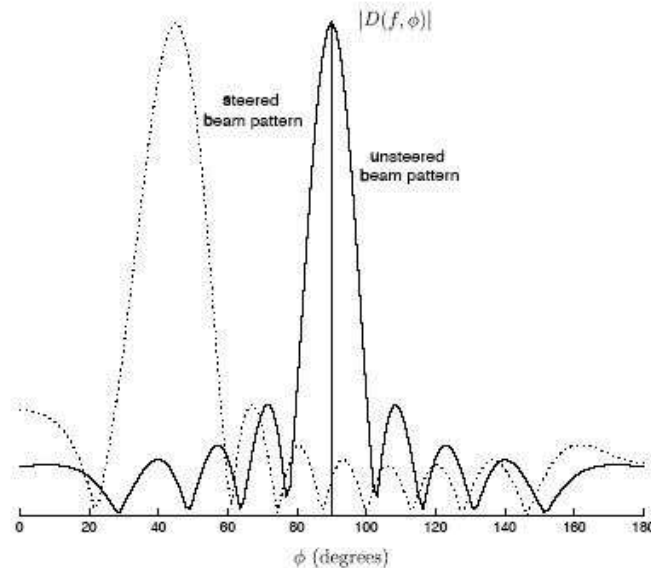


Abb. 2.13: Gerichtetes (links) und ungerichtetes (rechts) Beam Pattern ($\phi' = 45^\circ$, $f=1$ kHz, $N=10$, $d=0.15$ m) [PAPE, 2004]

Die Verzögerung im Fernfeld ist für den n-ten Sensor gegeben durch:

$$\tau_n = \frac{\varphi_n}{2\pi f} = \frac{2\pi f n d \cos \phi'}{2\pi f c} = \frac{n d \cos \phi'}{c}, \quad (2.34)$$

was äquivalent zu der Zeit ist, die eine Welle benötigt, um vom Referenzsensor zum n-ten Sensoren zu gelangen [MCCOWAN, 2001]. Dieses Prinzip ist das einfachste unter den *Beamforming* Prinzipien, genannt *Delay & Sum Beamforming*. Die Sensorsignale werden zuerst so verzögert, dass die Hauptkeule in eine gewünschte Richtung „schaut“, also sich die Hauptkeule in Richtung der Signalquelle ausrichtet. Anschließend werden die Signale addiert.

Werden die Phasengewichte durch

$$\varphi_n = \frac{-2\pi(n-1)d \cos \phi' f}{c} \quad (2.35)$$

ausgedrückt, erhält man das *Directivity Pattern*

$$D(f, \phi) = \sum_{n=1}^N e^{j \frac{-2\pi(n-1)d(\cos \phi - \cos \phi')}{c}} \quad (2.36)$$

wodurch sich die Hauptkeule von ϕ nach ϕ' ausrichtet. Wie bereits vorhin erwähnt kann die negative Phasenverschiebung implementiert werden, indem die Sensoreingangssignale verzögert werden. Das n-te *Delay* ist dabei gegeben durch

$$\tau_n = \frac{(n-1)d \cos \phi'}{c}, \quad (2.37)$$

welches die Zeitdauer beschreibt, die eine ebene Welle benötigt, um die Strecke zwischen Referenzsensor und dem n-ten Sensor zurückzulegen. Gewöhnlich wird dabei jedem Kanal die gleiche Amplitudengewichtung bei der Aufsummierung gewährt, sodass das *Directivity Pattern* den Verstärkungsfaktor 1 (*Unity Gain*) in die gewünschte Richtung aufweist [MCCOWAN, 2001]. Das führt zu den komplexen Kanalgewichten:

$$w_n = \frac{1}{N} e^{j \frac{2\pi f}{c} (n-1) d \cos \phi} \quad (2.38)$$

Gibt man nun den Ausgang des Arrays als Summe der gewichteten Kanäle an, erhält man:

$$y(f) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_n e^{j \frac{2\pi f}{c} (n-1) d \cos \phi} \quad (2.39)$$

was umgeformt für den Zeitbereich, in dem τ_n definiert ist, bedeutet:

$$y(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_n(t - \tau_n) \quad (2.40)$$

2.3 Beamforming mittels Lautsprecherarray-Projekte

Wie in Kapitel 2 erwähnt, werden nun zwei andere Projekte, die sich mit Lautsprecher-*Beamforming* beschäftigten, vorgestellt. Dies geschieht einerseits, um zu zeigen, dass es zwar in der Praxis Projekte gibt, die *Beamforming* mit Hilfe eines Lautsprecherarrays betreiben, jedoch sind diese beiden Arbeiten Teil einer überschaubaren Menge im außerkommerziellen Sektor. Ursprünglich entwickelt wurde die *Beamforming*-Theorie in der Antennentechnik. Danach wurde diese Methode auf Mikrofone angewandt, wo sie nach wie vor regen Anklang erfährt und dementsprechend viel Literatur vorhanden ist, zum Beispiel [BENESTY, 2008] und [PAPE, 2004]. Es soll außerdem gezeigt werden, dass jeder Ansatz des Lautsprecherarray-*Beamformings* sich von den anderen unterscheidet, wodurch es kein „Richtig“ oder „Falsch“ gibt, sondern vielmehr in „funktionierend“ oder „nicht funktionierend“ gewertet wird.

2.3.1 Projekt „Audio Spotlight“

[HONG] beschreibt in der Dokumentation eines Projektes den Versuch, ein System zu realisieren, das aktiv Schall in eine gewünschte Richtung lenkt. Dabei wollte er weder Ultraschall-Ansätze [SCHURMAN, 2005] oder Schalllenkung mittels parabolischer Oberfläche verwenden [BROWN]. Stattdessen wählte er einen *Beamforming*-Ansatz, mit dessen Hilfe er die Richtung des Schalls ohne mechanische Arbeiten steuern konnte. Eine Graphik seines Setups wird in Abb. 2.14 gezeigt.

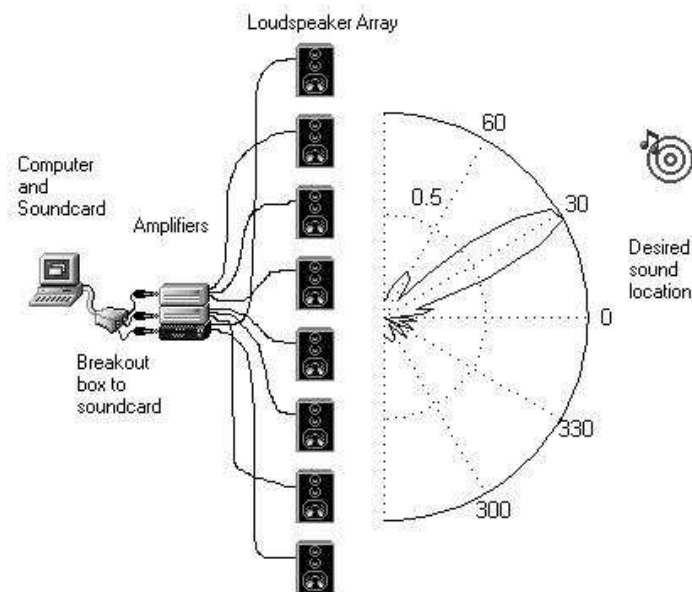


Abb. 2.14: Aufbau des Audio Spotlights [HONG]

Wie man in Abbildung 2.14 erkennen kann, beinhaltet das Lautsprecherarray acht Lautsprecher, die nur durch geeignete Verzögerung gesteuert werden. Somit sollte theoretisch gewährleistet werden, dass sich die Signale in dem gewünschten Punkt vor dem Array durch konstruktive Interferenz aufsummieren, sonst aber destruktive Interferenz vorherrscht, wodurch sich die Signale bis zu einem gewissen Grad auslöschen und daher leiser sind. Das dafür benötigte *Delay* wurde mit

$$t = \frac{(d - r)}{c} \quad (2.41)$$

mit t als Parameter für die Verzögerung, d für die längste Distanz der Lautsprecher-elemente zum Fokuspunkt, r kennzeichnet die Distanz des Elements, dessen Entfernung gerade ermittelt wird und c gleich der Schallgeschwindigkeit in Luft.

Obwohl [HONG] einräumt, dass damit keine perfekte Kontrolle der Richtung des Schalls garantiert ist, ist dies ein geprüfter Ansatz aus dem Radar- und *Array Processing*. Um die unausweichlichen Nebenkeulen zu unterdrücken, schlägt er vor, die Verstärkungsfaktoren der Lautsprecher denen eines Hamming- oder Hanning-Fenster anzugleichen, was ein Abschwächen der Nebenkeulen zur Folge hat. Dadurch wird zwar die Hauptkeule breiter, jedoch ist die Nebenkeulen-Unterdrückung es laut [HONG] wert.

Alle *Soundfiles* wurden im Programm Matlab® vorbereitet. Für die Verzögerungen wurde, da diese in einer digitalen Domäne implementiert wurden, ein sogenanntes „digitales *Delay*“ benutzt. Hierbei wird die Verzögerungszeit mit Hilfe der *Samplingfrequenz* in *Samples* umgerechnet. Gerundet wurde auf die nächste Ganzzahl:

$$dd = \text{round}(\text{delay} \cdot F_s). \quad (2.42)$$

Hier kennzeichnet F_s die *Samplingfrequenz*, dd das digitale *Delay*, delay das aktuelle *Delay* in Sekunden und die Funktion *round* das Runden des Produkts auf die nächste ganze Zahl. Das *Delay* wird in Sekunden angegeben, die F_s in Hertz.

Die Lautsprecher wurden alle in einer Linie angeordnet, Seite an Seite. Der einheitliche Abstand der Lautsprecher untereinander wird mit 13,52 cm angegeben. Sowohl eine Hanningverstärkung als auch Einheitsverstärkung wurden angewandt. Als Testfrequenz verwendete [HONG] 1200 Hz, was dem Nyquistkriterium entspricht (siehe Abschnitt 2.2.4).

Nachdem die Signale in Matlab® generiert wurden (.wav Dateien), wurden diese zum Abspielen in das Programm *Cool Edit Pro*™ geladen und wiedergegeben. Bei einem zusätzlichen Test wurde versucht, *Soundzonen* zu erzeugen in denen „Stille“ herrscht. Hierfür wurde die Hälfte der Lautsprechersignale um die Hälfte der Wellenlänge verzögert. Obwohl die Simulation vielversprechende Ergebnisse lieferte, stellte sich heraus, dass die Ergebnisse in der Praxis nicht überzeugen konnten. Nur wenige „Stillezonen“ waren an den gewünschten Punkten im Raum und diese waren nicht immer Minima. Bei einem finalen Test in einer weniger halligen Umgebung stellten sich die gewünschten Ergebnisse bis zu einem bestimmten Grad ein.

2.3.2 Projekt “*Transaural Stereo in a Beamforming Approach*”

Der Ansatz des *Weighted Delay & Sum Beamformers* in der Diplomarbeit von Markus Guldenschuh, [GULDENSCHUH, 2009], wurde auch für diese Diplomarbeit verwendet. Die Arbeit beschäftigt sich mit der Umsetzung von Lautsprecher-*Beamforming* in der Umgebung einer Flugsicherungszentrale. Es sollte geprüft werden, ob Kopfhörer von Fluglotsen durch andere Systeme ersetzt werden können. Dazu wurde ein *Beamforming* Ansatz mittels Lautsprecherarray im Nahfeld gewählt. Auch wurden drei verschiedene *Beamforming*techniken getestet. Da aber zwei davon adaptiv sind, wird auf eine genauere Beschreibung an dieser Stelle verzichtet und auf [GULDENSCHUH, 2009] verwiesen.

Die Bandbreite der Signale in der Flugsicherungszentrale liegt zwischen 300 und 2500 Hz, laut [GULDENSCHUH, 2009]. Die Simulationen zur Überprüfung der Wirksamkeit der Ansätze wurden mit Hilfe der Green’schen Funktion, für omnidirektionale Punktquellen durchgeführt, wobei die Green’sche Funktion die Formulierung der Lösung der Wellengleichung für kartesische Koordinaten ist, Gleichung 2.43.

$$G(r' | r) = \frac{1}{4\pi|r' - r|} e^{-jk|r' - r|} \quad (2.43)$$

Die Wellenzahl wird durch $\mathbf{k} = \frac{\omega}{c}$ dargestellt, wobei ω die radiale Frequenz und c die Schallgeschwindigkeit ist. Der Schalldruck an einem bestimmten Punkt kann über die Superposition der Green'schen Funktionen von jeder Lautsprecherposition \mathbf{r}_l , mit $l = 1 \dots L$, zu diesem bestimmten Fokuspunkt \mathbf{r}_f berechnet werden.

Kombiniert man nun diese Green'schen Funktionen zu einem Vektor:

$$h(\omega) = \left[G(\mathbf{r}_1 | \mathbf{r}_f) G(\mathbf{r}_2 | \mathbf{r}_f) \dots G(\mathbf{r}_L | \mathbf{r}_f) \right]^T, \quad (2.44)$$

so lässt sich eine kompakte Vektorgleichung anschreiben:

$$p_f(\omega) = h^T(\omega) \cdot q(\omega), \quad (2.45)$$

wobei $p_f(\omega)$ der Schalldruck im Fokuspunkt ist und die Einträge des Vektors $q(\omega)$ die komplexen Gewichtungsfaktoren der Lautsprecher darstellen. Durch das Transponieren von $h(\omega)$, der die Distanz von jedem Lautsprecher zu einem Punkt in der Ebene kennzeichnet, wird durch Matrizen- und Vektorenrechnung die Aufsummierung der Elemente zu einem Element $p_f(\omega)$ gewährleistet, das dem Schalldruck an einem bestimmten Punkt entspricht, und zwar für alle Lautsprecher zusammen für eine bestimmte Frequenz.

Zusätzlich zum Schalldruck im Fokuspunkt können N andere Punkte im Raum als Kontroll- oder Evaluierungspunkte in Betracht gezogen werden. Mit der Matrix

$$G(\omega) = \begin{pmatrix} G(\mathbf{r}_1 | \mathbf{r}_1) & G(\mathbf{r}_2 | \mathbf{r}_1) & \dots & G(\mathbf{r}_L | \mathbf{r}_1) \\ G(\mathbf{r}_1 | \mathbf{r}_2) & G(\mathbf{r}_2 | \mathbf{r}_2) & \dots & G(\mathbf{r}_L | \mathbf{r}_2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G(\mathbf{r}_1 | \mathbf{r}_N) & G(\mathbf{r}_2 | \mathbf{r}_N) & \dots & G(\mathbf{r}_L | \mathbf{r}_N) \end{pmatrix} \quad (2.46)$$

ergibt sich aufgrund des Quellstärke-Vektors $q(\omega)$ der N -Einträge lange Schalldruck-Vektor $p(\omega)$:

$$p(\omega) = G(\omega) \cdot q(\omega). \quad (2.47)$$

[GULDENSCHUH, 2009] hat das Schallfeld auf einer Fläche von 112 x 168 cm evaluiert. Dieses Gebiet wurde mit einer Distanz von $\Delta x = 7\text{ cm}$ abgetastet, wieder dem Nyquist Theorem in Gleichung 2.23 beziehungsweise dem räumlichen Abtasttheorem in Gleichung 2.27 folgend,

$$\Delta x \leq \frac{\lambda}{2}. \quad (2.48)$$

λ kennzeichnet die Wellenlänge der oberen Grenzfrequenz der Bandbreite.

Basierend auf den Simulationen wurden drei wichtige Charakteristiken evaluiert. Erstens, die *Beam Width*, zweitens die Verstärkung, die in der Mikrofonliteratur als *White Noise Gain* (WNG) bezeichnet wird, und drittens der Signal-Rauschabstand (SNR).

$$WNG(\omega) = 10 \log \left(\frac{|h^T q|^2}{q^H q} \right) \quad (2.49)$$

Der Faktor H weist auf hermitesch hin.

Der SNR wird definiert als die Differenz zwischen dem Schalldruck (*Sound Pressure Level*, SPL) im Fokuspunkt, zum Beispiel $20 \cdot \log(p_f)$, und dem SPL L_r im angeregten hallenden Raum. L_r wird über die akustische Leistung

$$P_{ak} = \oint_S J dS \quad (2.50)$$

hergeleitet. $J(\omega)$ beschreibt die Schallintensität, die in einem Halbkreis um das *Array* evaluiert wurde. [GULDENSCHUH, 2009] trifft die Annahme, dass in einem Flugsicherheitszentrum mindestens 100 m^2 reflektierende Wände vorzufinden sind. Dadurch lässt sich der Schalldruck im hallenden Raum L_r schätzen mit

$$L_r = 10 \log \left(\frac{P_{ak}}{P_0} \right) - 10 \log(A) + 6\text{ dB} \quad (2.51)$$

mit $P_0 = 10^{-12}\text{ W}$. Der SNR nimmt mit der Anzahl der Lautsprecher zu. Die Simulationen wurden mit 16 Lautsprechern durchgeführt, da dies [GULDENSCHUH, 2009] zufolge ausreichte, um die gegebene Fläche mit den Fokuspunkten mit genügend hohen SNRs zu beschallen.

Alle Breitband-Simulationen wurden durch einheitliche Superposition von $p(\omega)$ beziehungsweise $p_f(\omega)$ für 65 Frequenzbins mit einer *Sampling*frequenz von 6000 Hz berechnet. In allen Abbildungen wurde die Energie auf die Energie im Fokuspunkt normiert.

Zuerst wurde die klassische *Nearfield-Beamformer* Methode gewählt. Dabei kompensiert der *Nearfield-Beamformer* (NFB) die Laufzeiten der Green'schen Funktionen von den Lautsprechern zum Fokuspunkt. Deswegen ist der Quellstärke-Vektor die konjugiert Komplexe des Entfernungsvektors \mathbf{h} . Um konstantes WNG zu erhalten muss der Quellstärke-Vektor durch die Summe der Amplituden normiert werden [GULDENSCHUH, 2009]:

$$q(\omega) = \frac{h^*(\omega)}{\sum_{l=1}^L |h_l(\omega)|} \quad (2.52)$$

Ein Simulationsergebnis ist in Abbildung 2.15 angeführt.

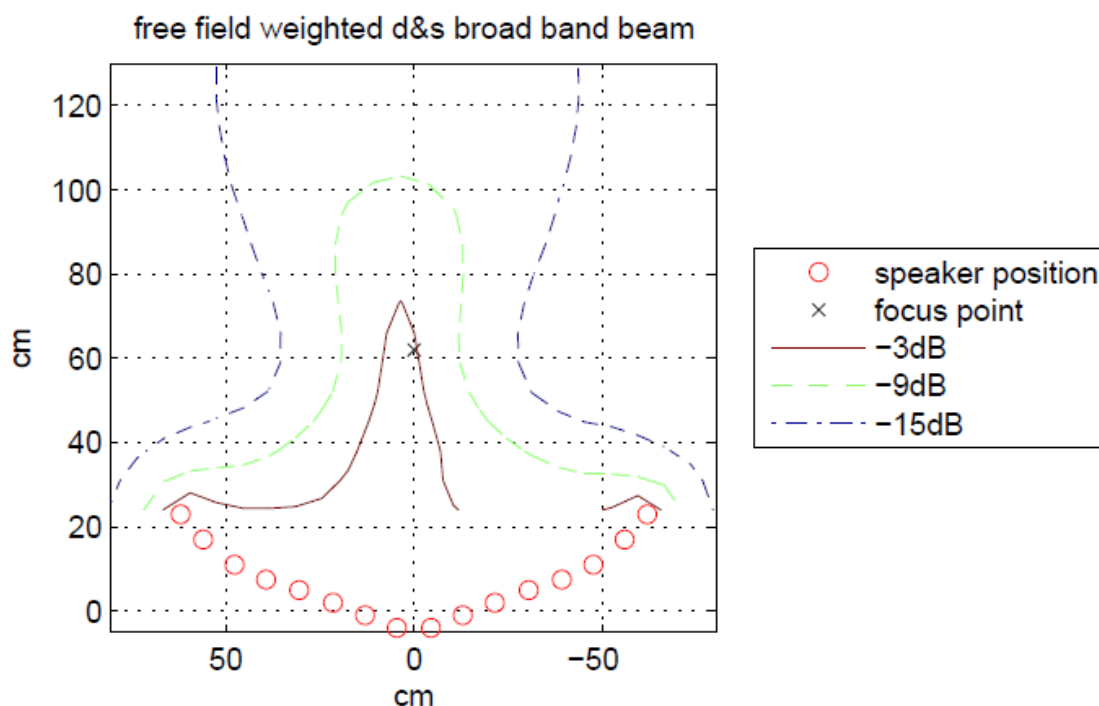


Abb. 2.15: Simulation eines Nahfeldbeamformers [GULDENSCHUH, 2009]

Wie zu Beginn des Kapitels erwähnt werden in dieser Arbeit auf die zwei anderen *Beamforming*-Ansätze nicht weiter eingegangen, da diese adaptiv sind und solche Ansätze im Rahmen dieser Diplomarbeit nicht verwendet wurden. Jedoch können diese entweder in [GULDENSCHUH, 2009] oder in jeder das Thema *Beamforming* behandelnden Fachliteratur nachgeschlagen werden.

Es zeigte sich, dass trotz der hochdirektiven, adaptiven Ansätze der *Nearfield-Beamformer* die besten Resultate erzielte. Auch da dieser mit nur einem komplexen Gewicht pro Lautsprecher betrieben werden kann, und dadurch in seiner Komplexität weniger Rechenleistung verlangt als die adaptiven Ansätze. Die Gewichte sind dabei konstant über den Frequenzbereich, ebenso wie die Antwort im Fokuspunkt. Dies wurde durch eine Messung untermauert.

2.4 Lautsprecher

Wie bereits in der Einleitung erwähnt, wurde für diese Diplomarbeit ein eigenes Lautsprecher *Array* gebaut. Dafür war es notwendig, sich zuerst nicht nur über die Aufgabe und somit über die Art der Lautsprecher sondern auch über deren Anordnung und den benötigten Platz im Klaren zu sein.

Zuerst wird die Funktionsweise eines Lautsprechers erklärt, um die nachfolgenden Eigenschaften (Thiele & Small Parameter), die für ein Lautsprecher-Bauprojekt unbedingt notwendig sind, leichter zu verstehen.

2.4.1 Funktionsweise

Grundsätzlich gibt es mehrere Arten von Lautsprechern. Der aber mit Abstand gebräuchlichste Typ ist der elektrodynamische Lautsprecher. Dieser wurde auch im Rahmen dieser Diplomarbeit verwendet (vgl. Abb. 2.16).

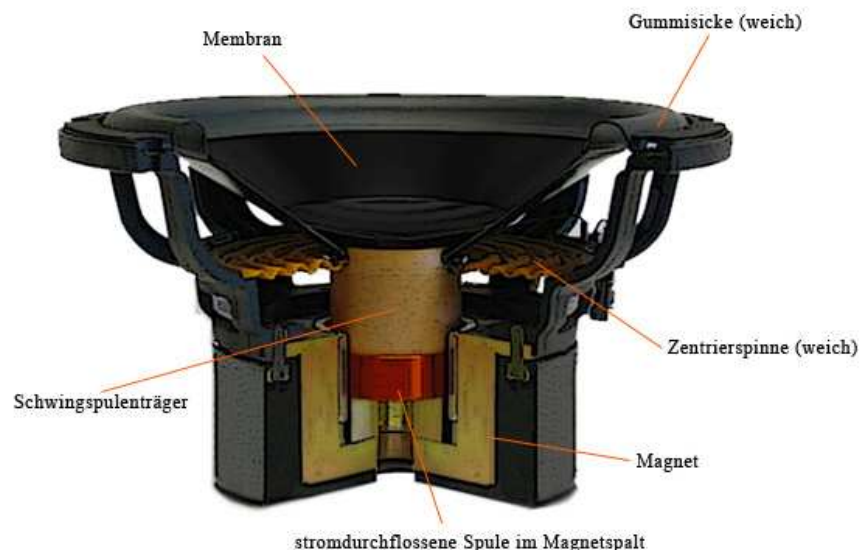


Abb. 2.16: Aufbau eines elektrodynamischen Lautsprechers [LAUTSPRECHER1]

Bei Lautsprechern (auch Chassis genannt) wird elektrischer Strom in Schall umgewandelt. Als Schall werden Luftdruckschwankungen mit einer bestimmten Häufigkeit pro Zeiteinheit und mit einer bestimmten Amplitude bezeichnet. Durch diese Luftdruckschwankungen wird das Trommelfell in Bewegung versetzt, wodurch Schall hörbar wird. Der Hörvorgang selbst ist recht komplex, weshalb hier nicht weiter darauf eingegangen wird. Die Umwandlung von Strom in Schall reduziert sich somit auf das Problem, wie man mit Strom Luftdruckschwankungen produziert.

Da aber nicht irgendwelche Geräusche erzeugt werden sollen, müssen die erzeugten Luftdruckschwankungen stets der Stärke des Stroms entsprechen. Dafür bieten sich mehrere Methoden an, jedoch ist allen gemein, dass eine Membran im Rhythmus der Musik nach vor oder nach hinten bewegt wird. Wird die Membran schnell nach vorne bewegt, herrscht an der Vorderseite ein höherer, an der Rückseite ein niedrigerer Luftdruck.

Um für den Menschen hörbar zu sein, muss Schall im Frequenzbereich zwischen 20 Hz und 20.000 Hz (1 Hertz entspricht einer Schwingung pro Sekunde) liegen. Die Membran des Lautsprechers muss also sehr schnell bewegt werden. Das wird erreicht, indem als Antrieb für die Membran eine Spule benutzt wird, die sich in einem von einem Permanent-Magneten erzeugten Magnetfeld befindet. Wenn Strom diese Spule durchfließt, wirkt diese als Elektromagnet. Durch verschiedene Polaritäten bewegt sich dieser Elektromagnet bei Stromdurchfluss im Magnetfeld vor und zurück [LAUTSPRECHER1].

Wird die Schwingspule nun bewegt und ist die Membran steif genug, bewegt sich die Membran mit. Bei einer Vorwärtsbewegung der Membran ergibt sich direkt an der Vorderseite ein sehr kleiner Überdruck, bei einer Bewegung nach hinten ein Unterdruck. Treffen diese Druckänderungen, die sich mit Schallgeschwindigkeit von der Membran weg ausbreiten, auf unser Ohr, nehmen wir diese Druckänderungen als abgestrahlten Schall wahr.

Bei realen Lautsprechern muss sichergestellt sein, dass die Spule im Magnetfeld zentriert ist [LAUTSPRECHER1]. Dies gewährleistet die sogenannte Zentrierspinne. Sie verhält sich aber bei Bewegung der Spule inklusive Membran wie eine Feder, die beides in eine Ruhestellung zurückziehen will. Weiterhin muss die sich bewegende Membran am Rand mit dem Blech- oder Gusschassis verbunden werden, damit deren Rand stabilisiert wird und sich nicht willkürlich bewegt. Dies geschieht durch die sogenannte Sicke, einen gewölbten Gummiring, der ebenfalls wie eine schwache Feder wirkt.

Der Nachteil liegt darin, dass Spule und Membran ein zwar geringes aber dennoch vorhandenes Gewicht besitzen und zusammen mit der Sicke und Zentrierspinne ein Feder-Masse-System bilden. Dieses besitzt eine bestimmte Resonanzfrequenz.

Lautsprecher sind also Schallwandler im eigentlichen Sinn, denn sie wandeln elektrische Energie (Wechselstrom) in Schallwellen um. Ihre Eigenschaften lassen sich mit einigen Parametern, den sogenannten Thiele & Small Parametern, gut beschreiben, die auch für das Planen eines eigenen Projekts ausschlaggebend sind.

2.4.2 Thiele & Small Parameter

Die Thiele & Small Parameter lassen sich in mechanische und elektrische Parameter unterteilen. Die mechanischen Parameter beinhalten unter anderem:

- Die Freiluft Resonanzfrequenz f_s ,
- Das Äquivalente Luftvolumen V_{as} ,
- Die mechanische Güte Q_{ms} ,
- Die mechanische Nachgiebigkeit der Aufhängung C_{ms} ,
- Die abstrahlende Oberfläche (Membranfläche) S_d ,
- Den mechanischen Widerstand R_{ms}
- Die bewegte Masse M_{ms} .

Die elektrischen Parameter bestehen unter anderem aus:

- Elektrische Güte Q_{es} ,
- Gleichstromwiderstand der Schwingspule R_{dc} ,
- Kraftfaktor Bl ,
- Der Induktivität der Schwingspule L_{vc} .

Da von Herstellerseite nicht immer alle Werte angegeben werden, beziehungsweise diese Angaben auch das eine oder andere Mal nicht ganz korrekt sind, sollte man sich nicht auf die Herstellerangaben verlassen, sondern entweder selber die Thiele & Small Parameter nachmessen oder errechnen.

Die wichtigsten Parameter beim Bau einer eigenen Lautsprecher-Anordnung samt Gehäuse sind die Freiluft-Resonanzfrequenz f_s , das Äquivalente Luftvolumen V_{as} und die Gesamtgüte Q_{ts} , die sich aus der mechanischen und der elektrischen Güte zusammensetzt [HIFI-SELBSTBAU1]. Diese drei Parameter sind deshalb so wichtig, da alle anderen Parameter von ihnen abhängen, oder anders gesagt: kennt man die Werte für f_s , Q_{ts} und V_{as} genau, lassen sich die anderen daher durch Berechnungen exakt ermitteln.

Da diese 3 Parameter ausschlaggebend für die Berechnung der Gehäuseabmessungen des *Sound Panels* sind, folgt eine kurze Beschreibung (vgl. [DICKASON]).

Als Resonanzfrequenz oder Freiluft-Resonanzfrequenz f_s wird vereinfacht der Punkt ausgedrückt, an dem sich das Gewicht von den sich bewegenden Teilen des Lautsprechers und die Federkraft (Steifheit der Zentrierspinne) der Lautsprecheraufhängung bei Bewegung ausbalancieren [EMINENCE]. Sie sind somit die Schlüsselemente, welche die Resonanzfrequenz beeinflussen. Als eine allgemeine Daumenregel gilt, je niedriger die Resonanzfrequenz, desto besser ist der Lautsprecher für eine niedrigere Frequenzwiedergabe geeignet als ein Lautsprecher mit höherer Resonanzfrequenz [HIFI FORUM]. Aber wie bei fast allem, das mit Lautsprechern und deren Eigenschaften zu tun hat, gibt es auch hier Ausnahmen. Die Formel der Freiluftresonanzfrequenz f_s berechnet sich zu:

$$f_s = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{C_{ms} \cdot M_{ms}}} . \quad (2.53)$$

Die Güte-Parameter Q sind die wichtigsten Parameter zur Anpassung von Lautsprecherchassis und deren Gehäuse. Ziel ist die optimale Kontrolle der Wiedergabeeigenschaften der Chassis-Gehäuse-Kombination. Q ist dabei ein zusammengesetzter Faktor und beschreibt den Grad, zu dem die elektrischen (Q_{es}), die mechanischen (Q_{ms}) und die pneumatischen Schaltungen bei der Kontrolle der Resonanz zusammenwirken [DICKASON, 2007].

Die sogenannten Q -Parameter Q_{ms} , Q_{es} und Q_{ts} sind somit Messungen, die in Zusammenhang mit der Überwachung der Membranaufhängung stehen, wenn die Resonanzfrequenz f_s erreicht wird. Die Aufhängung muss so beschaffen sein, dass jegliche seitliche Bewegung verhindert wird, die sonst zum Kontakt zwischen Schwingspule und Polplatte/Magnet führen würde, da dies den Lautsprecher zerstören würde. Die Aufhängung muss dabei wie ein Stoßdämpfer agieren [HIFI FORUM].

Die mechanische Güte Q_{ms} ist ein Maß für die Güte, die von der mechanischen Aufhängung (Sicke und Zentrierspinne) des Lautsprechers abhängig ist [EMINENCE]. Man kann sie als Feder betrachten.

$$Q_{ms} = \frac{2\pi \cdot f_s \cdot M_{ms}}{R_{ms}} \quad (2.54)$$

Die elektrische Güte Q_{es} , ist abhängig von der elektronischen Aufhängung (Schwingspule und Magnet) des Lautsprechers:

$$Q_{es} = \frac{2\pi \cdot f_s \cdot M_{ms} \cdot R_e}{(Bl)^2} . \quad (2.55)$$

Die Gesamtgüte Q_{ts} hingegen ist ein errechneter Wert, der sich, wie oben erwähnt, aus der mechanischen und der elektrischen Güte zusammensetzt. Q_{ts} berechnet sich zu:

$$Q_{ts} = \frac{Q_{ms} \cdot Q_{es}}{Q_{ms} + Q_{es}} . \quad (2.56)$$

Als Richtlinie für die Gesamtgüte Q_{ts} gilt nach [EMINENCE]:

- Q_{ts} von 0.4 oder niedriger zeigt an, dass ein Wandler gut geeignet ist für ventilierte Gehäuse.
- Q_{ts} zwischen 0.4 und 0.7 zeigt an, dass der Lautsprecher besser in geschlossenen Gehäusen arbeitet
- Q_{ts} von 0.7 oder höher zeigt an, dass der Wandler gut geeignet ist für Freiluft oder „unendliche“ Schallwand.

Aber wie bereits erwähnt, gibt es überall Ausnahmen!

Das äquivalente Luftvolumen V_{as} entspricht dem Luftvolumen, das, wenn es zu 1m^3 komprimiert wird, dieselbe Kraft aufwendet wie die Kraft (C_{ms}) der Aufhängung eines Lautsprechers [EMINENCE]. C_{ms} in [m/N] ist die Kraft, die durch die mechanische Aufhängung des Lautsprechers bestimmt wird, oder anders ausgedrückt, eine Messung der Steifheit. Der Parameter V_{as} ist nicht zwingend anzugeben, da sein Informationsgehalt dieselbe Aussagekraft wie der Parameter C_{ms} hat, er wird aber in der Praxis gerne als Berechnungsgröße angewandt [GRABER, 2004] . Gleichzeitig ist er einer der heikelsten Parameter, die zu messen sind, weil sich der Luftdruck relativ zu Feuchtigkeit und Temperatur ändert. Daher sind genau kontrollierte Laborbedingungen sehr wichtig. Die Einheit des äquivalenten Luftvolumens wird in Litern angegeben:

$$V_{as} = \rho \cdot c^2 \cdot S_d^2 \cdot C_{ms} , \quad (2.57)$$

wobei ρ der Dichte von Luft (1.184 kg/m^3 bei $25 \text{ }^\circ\text{C}$) und c der Schallgeschwindigkeit in Luft (340 m/s bei $20 \text{ }^\circ\text{C}$) entspricht.

Das äquivalente Luftvolumen V_{as} ist ein ungefährender Maßstab für die Größe des Gehäuses, in das man den Lautsprecher einbauen will.

2.4.3 Lautsprechergehäuse

Mit Kenntnis der Thiele & Small Parameter kann man nun an die Planung eines Lautsprecher-Projektes herangehen. Grundsätzlich gibt es mehrere Gehäusearten:

- geschlossenes Gehäuse,
- ventiliertes Gehäuse,
- Bass-Reflex Gehäuse,
- Bandpass Gehäuse,
- oder aber auch unendliche Schallwand (kein Gehäuse).

Die sogenannte offene, oder unendliche, Schallwand (vgl. Abb. 2.17) bezeichnet den Einbau eines Lautsprecher-Chassis in eine (theoretisch) unendliche Frontseite, wobei die Rückseite offen bleibt. Damit wird der Druckausgleich zwischen Vorderseite und Rückseite unterbunden. Für theoretische Betrachtungen, wie zum Beispiel Resonanzfrequenz auf unendlicher Schallwand, wird dieses Konstrukt, ebenso wie der Einbau in eine unendlich große Box, gerne verwendet. In der Praxis ist dieser Ansatz natürlich nicht möglich und man muss sich mit endlichen Schallwänden begnügen.

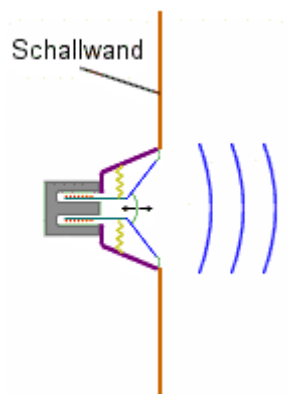


Abb. 2.17: Lautsprecher in unendlicher Schallwand [LAUTSPRECHER1]

Endliche Schallwände unterbinden jedoch den akustischen Kurzschluss nur teilweise. Unter diesem Effekt versteht man die gegenseitige teilweise Auslöschung der von beiden Seiten der Membran abgestrahlten Schallwelle.

Wie bereits erwähnt, entstehen bei Stromdurchfluss der Spule Unter- und Überdruck vor beziehungsweise hinter der Membran. Diese Druckschwankungen sind fast genau gegenphasig, wodurch es zu Auslöschungen kommen kann. Ein möglichst luftdichtes Gehäuse verhindert, dass diese gegenphasigen Schallwellen aufeinandertreffen (siehe Abb. 2.18).

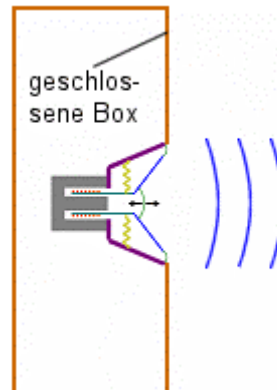


Abb. 2.18: Lautsprecher in geschlossenem Gehäuse [LAUTSPRECHER1]

Die durch das Gehäuse entstehende Druckänderung bewirkt im Inneren des Gehäuses Folgendes: das Chassis bekommt durch die im Hohlraum eingeschlossene Luftmasse eine weitere Komponente dazu, welche die Resonanzfrequenz und die Resonanzgüte beeinflusst. Wenn das Gehäuse zu klein gewählt wird, wirkt der Luftpolster wie eine Feder auf das Chassis. Dadurch steigen sowohl Resonanzfrequenz als auch Resonanzgüte.

Den Einfluss eines geschlossenen Gehäuses auf die Resonanzfrequenz f_s und die Gesamtgüte Q_{ts} kann man aber vorher berechnen. Dazu werden die Parameter V_b (für das neue Gehäusevolumen), f_c (für die neue Resonanzfrequenz) und Q_{tc} (für die gewünschte Gesamtgüte) eingeführt. Mit den bekannten Parametern f_s , V_{as} und Q_{ts} lassen sich die neuen Parameter wie folgt berechnen (vgl. [DICKASON, 2007], [HIFI FORUM]).

Gewünschte Q-Werte sind:

- $Q_{tc} = 0,5$, kritisch bedämpfte Abstimmung - dynamisch perfekt
- $Q_{tc} = 0,577$, Bessel-Abstimmung – maximal flache Zeitverzögerung; ideales Phasenverhalten, jedoch noch geringe Bassausbeute
- $Q_{tc} = 0,707$, auch Butterworth-Abstimmung genannt; oft als ideal bezeichnet, da das theoretisch der rein ideale Frequenzgang im kleinstmöglichen Gehäuse ohne Schalldruckverlust oder Anhebung wäre, also maximal flacher Amplitudenverlauf mit minimaler unterer Grenzfrequenz. Diese „Wunschgüte“ wurde auch für die Berechnung der Gehäusedimensionen für die Gehäuse dieser Arbeit gewählt.

- $Q_{tc} > 0,707$, Chebychev-Abstimmung und [DICKASON, 2007] zufolge generell mit symmetrischer Welligkeit - maximale Belastbarkeit und maximaler Wirkungsgrad; etwas schlechteres Dynamikverhalten
- $Q_{tc} = 0,7-0,9$, beste Allroundeigenschaften
- $Q_{tc} > 0,9$, maximale Bassausbeute für geschlossene Gehäuse (eher im Techno-Bereich)

Nachdem man sich den passenden Wert für Q_{tc} ausgesucht hat, wird das neue Gehäusevolumen V_b mit

$$V_b = \frac{V_{as}}{\sqrt{\left(\frac{Q_{tc}}{Q_{ts}}\right)^2 - 1}} \quad (2.58)$$

berechnet.

Ebenfalls durch Q_{tc} wird die neue Resonanzfrequenz f_c errechnet:

$$\frac{f_c}{f_s} = \frac{Q_{tc}}{Q_{ts}}, \quad (2.59)$$

was umgeformt für f_c :

$$f_c = \frac{Q_{tc}}{Q_{ts}} \cdot f_s \quad (2.60)$$

bedeutet.

Der Innenraum muss zur Verringerung von stehenden Wellen bedämpft werden. Ideal ist eine reichliche, aber nicht zu volle Bedämpfung mit wärmespeicherndem Material. Damit wird das Volumen um circa 10-15% gesteigert und man kann das Gehäuse um diesen Faktor kleiner bauen (vgl.[DICKASON, 2007], [HIFI-SELBSTBAU2]).

3 Kommerzielle Produkte

Bei dem Begriff *Surround Sound* muss man zwischen virtuellem *Surround* und *Surround Sound*, der durch mehrere externe, physikalische Lautsprecher erzeugt wird, unterscheiden. Bei letzterem werden aus einer digitalen Information – alle Kanäle sind einzeln auf dem Datenträger gespeichert – mehrere Monosignale (Dolby 5.1, 7.1 oder sogar 9.1) an den jeweiligen externen Lautsprecher übertragen und wiedergegeben. Dadurch kommt der Schall aus verschiedenen, den Hörer umgebenden, Richtungen.

Anders ist der Vorgang beim virtuellen *Surround Sound*. Eine Art der Erzeugung ist die Verwendung von *Head Related Transfer Functions* (HRTFs, Kopfbezogene Übertragungsfunktionen). Diese täuschen dem Gehirn vor, den Schall aus anderen Richtungen zu hören, als er tatsächlich kommt. Eine andere Möglichkeit virtuellen *Surround Sound* zu erzeugen, ist die Nutzung von Wandreflexionen an den Wänden des Hörraums.

3.1 Soundpanels

Soundpanels, auch *Soundprojektoren* oder *Soundbars* genannt, nutzen beide Techniken um virtuellen *Surround Sound* zu erzeugen. Modelle wie die Yamaha YSP-Serie, (Abb. 3.1), JVC (TH-Serie) und die neue Marke Enox (Cinema Box_Serie) (Abb. 3.2), nutzen Wandreflexionen. Die Modelle der Firmen Denon (DHT-Serie) (vgl. Abb. 3.3), Samsung (HT-Serie) oder Yamaha (YHT-S-Serie) verwenden hingegen HRTFs. Da in einer vorangegangenen Diplomarbeit [TELSNIG, 2008] bereits HRTF-Techniken zur Erzeugung von virtuellem *Surround Sound* mit einer 2.1 Lautsprecheranordnung verwendet wurden, lag das Augenmerk diesmal auf einem anderen Ansatz.



Abb. 3.1: Digitaler Soundprojektor Yamaha YSP 1000 [ULTIMATE AV MAGAZIN]



Abb. 3.2: Soundprojektor Enox Cinema Box VI [ENOX]



Abb. 3.3: Soundprojektor Denon DHT-FS3 [DENON]

3.2 Digitale Soundprojektoren der Yamaha YSP-Reihe

Als erstes Unternehmen und somit Pionier dieser für die Unterhaltungsindustrie interessanten Technik gilt Yamaha beziehungsweise das Unternehmen *Cambridge Mechatronics*, das als Erstes ein Lautsprecherarray für den Heimkinobereich realisiert und für Yamaha kommerzialisiert hat.

Das Simple aber zugleich Revolutionäre an dieser Technik war die Ausnutzung von Wandreflexionsflächen. Die externen Lautsprecher, die zum Beispiel bei einem 5.1 *Surround-Setup* für die den Hörer umschließende Schalleinfallrichtung zuständig sind, werden dadurch ersetzt. Schallsignale (*Soundbeams*) werden nur durch die Verzögerung der Signale selbst, abhängig von der Position des Lautsprecher und der Hörposition, gesteuert, wobei jedes Lautsprechersignal die Information aller Eingangs-Kanäle enthält.

Durch geeignete Verzögerung der *Beams*, werden diese so gesteuert, dass sie an der gewünschten Positionen in der Hörerebene phasenrichtig aufsummiert werden. Somit sollen virtuelle Schallquellen an den Wänden und somit Soundflächen an der gewünschten Hörposition erzeugt werden, die alle *Surround Sound*-Informationen enthalten und dem Hörer alle relevanten Klanginformationen liefern (Abb. 3.4).

Dieser Effekt wird durch das Prinzip des *Beamforming* erzielt. Ob dem ein *Delay & Sum*-, ein *Filter & Sum*- oder sogar ein adaptiver *Beamforming*-Ansatz zugrunde liegt, konnte nicht herausgefunden werden.



Abb. 3.4: Prinzip des *Beamformings* bei Soundprojektoren der Yamaha YSP-Serie [YAMAHA]

Um die gewünschte Hörposition und somit die Grundlage für die Berechnung der *Surround* Effekte festzulegen, wird vom Nutzer selbst nur verlangt, ein (mitgeliefertes) Messmikrofon an diesem Punkt im Raum zu platzieren. Dann werden mit Hilfe verschiedener Testsignale, wie zum Beispiel rosa Rauschen, vom digitalen *Sound*projektor selbst die raumakustischen Übertragungswege, wie in etwa die Länge der Übertragungsstrecke, die Abschwächung der Amplitude durch Wandreflexion und einige andere bestimmt. Anschließend werden mittels aufwendiger Signalverarbeitung durch den digitalen Signalprozessor die Algorithmen so angepasst, dass alle Schallsignale an der gewünschten Position gleichzeitig und mit gleicher Lautstärke eintreffen (vgl. Abb. 3.5).

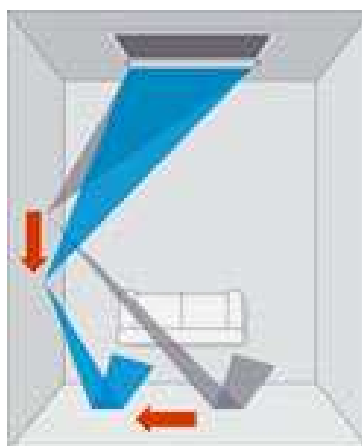


Abb. 3.5: Einrichten bzw. Korrektur der einzelnen *Soundbeams* auf Hörposition [YAMAHA]

3.2.1 Konzept für *Hardwareumsetzung*

[HOOLEY, 2006B] gibt für den privaten Gebrauch aus Kostengründen und *Performance*gründen einige Charakteristiken vor.

Die Grundfläche stellt eine quadratische oder rechteckige Frontplatte dar, auf der die jeweiligen Lautsprecher angebracht sind. Die zu favorisierenden Anordnung, sofern mehr als eine Reihe von Lautsprechern verwendet wird, ist eine Dreiecksform, wobei die Anzahl der Lautsprecher nach unten hin abnimmt, aber auch andere Anordnungen, wie eine Rechtecksform oder kreisförmige Lautsprecherplatzierung, werden verwendet.

Die Anzahl der Lautsprecher für den tieffrequenten Bereich ist auf maximal sieben begrenzt, während die Anzahl der Hochtöner von mindestens fünf bis circa zwanzig, dreißig oder sogar fünfzig gehen kann. Sofern vertikales Steuern der *Soundbeams* nicht von Nöten ist, kann die Menge der Hochtöner in diesem Bereich gehalten werden. Ein genaues Verhältnis nennen [HOOLEY, 2006B] nicht, aber es sollte in einem „vernünftigen“ Rahmen liegen. Ebenso ist es von Vorteil, wenn die Hochtöner möglichst eng beieinander liegen. Für die Erklärung hierfür wird auf Abschnitt 2.2.4 verwiesen, in dem die Grundlagen der *Array*technik genauer erklärt werden. Die *Woofers* sind vorzugsweise symmetrisch an den Enden des Arrays angebracht. Das geschieht einerseits, um die möglichst eng-beieinanderliegenden Hochtöner nicht zu trennen und somit Platz einzusparen, andererseits reduziert solch eine Anordnung, laut [HOOLEY, 2006B] auftretende Nebenkeulen.

Nachdem die Anzahl und Anordnung der Lautsprecher einigermaßen festgelegt ist, beschreiben [TAKUMAI, 2005] und [KONAGAI, 2007] danach die Abfolge der Signalverarbeitung.

Sie schildern im Wesentlichen, dass die Eingangssignale zu Beginn von einem *Decoder* (Audio/Video *Receiver* oder *DVD-Player*) in die verschiedenen Eingangssignale aufgeteilt werden. Danach werden die gemessenen und gespeicherten Daten für die in Abschnitt 3.3.2 beschriebenen Hörpositionen verwendet, um jedes Ausgangssignal der Lautsprecher so zu verzögern, dass alle an der Hörposition zeitgleich und mit gleicher Lautstärke, wie auf der DVD gespeichert, ankommen. Dazu werden die Amplituden der Ausgangssignale mit einem bestimmten Verstärkungsfaktor multipliziert.

Dieser Verstärkungsfaktor entspricht der Abschwächung, welche die Signale auf dem Weg von *Array* zur Hörposition erfahren. Bestimmt wird der Faktor sowohl durch das Abstandsgesetz (vgl. Gleichung 3.1 beziehungsweise Gleichung 3.2) das aber in dieser Form nur für Freifeldbedingungen gilt, als auch von der Abschwächung der Signale durch die Wände.

$$p \approx \frac{1}{r} \quad (3.1)$$

$$\frac{p_1}{p_2} = \frac{r_2}{r_1} \quad (3.2)$$

Die Abnahme des Schallpegels beträgt 6dB pro Abstandsverdopplung. Wenn man sich nun ein Wohnzimmer mit einer Distanz von Couch zu Fernseher von 2 bis 4 Metern vorstellt, und dann noch den „Umweg“ der *Soundbeams* über die Seiten- und Rückwand berücksichtigt, wird schnell klar, warum ein Verstärkungsfaktor eingesetzt wird. In der Praxis ergibt sich durch Diffusschall eine geringere Abnahme des Schallpegels, jedoch kann diese je nach Raum- und Wandbeschaffenheit variieren.

Die *Soundbeams* werden nur durch Verzögerung der Ausgangssignale gesteuert. Am gewünschten Fokuspunkt sollen sich, durch das Prinzip der Superposition, die Signale durch Phasengleichheit konstruktiv addieren, störende Signalanteile jedoch destruktiv interferieren und sich somit bestmöglich auslöschen oder zumindest soweit abgeschwächt werden, dass diese Signalanteile vom Hörer nicht als Störung wahrgenommen werden.

[TAKUMAI, 2005] erwähnt zusätzlich zu *Delay*- und Verstärkungseinheit eine *Equalizereinheit*. Diese soll die Abschwächung höherer Frequenzen, die durch die Frequenzantwort der Lautsprecher und durch Reflektionen an den Wänden entsteht, kompensieren.

3.2.2 *Delay*bechnung

In diesem Kapitel werden nun die Berechnungsgrundlagen des *Soundprojektors* Yamaha YSP 500 angeführt. Da dieses Modell der Ausgangspunkt für eine eigene Realisierung eines Lautsprecherarrays war, wurde die *Delay*berechnung für die *Delay & Sum Beamforming*-Methoden im Zeitbereich (vgl. Abschnitt 4.3.1 und 4.3.2) auf gleiche Art und Weise durchgeführt.

[HOOLEY, 2006A] zufolge werden die Eingangssignale zuerst gefiltert (vgl. Abb. 3.6). Dabei werden die hoch- und tieffrequenten Anteile eines jeden Kanals getrennt. Die tieffrequenten Anteile werden entweder zu dem *Low Frequency* (LFE) Kanal hinzugefügt oder über *Woofers* im *Array* selbst wiedergegeben, je nach Trennfrequenz.

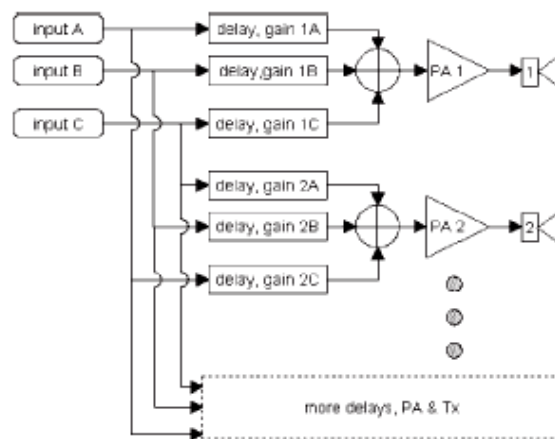


Abb. 3.6: Prinzip der Signalabstrahlung beim *Soundprojektor Yamaha YSP 500* [HOOLEY, 2006A]

Die hochfrequenten Anteile werden über die eigentlichen *Array*-Lautsprecher wiedergeben. Davor werden aber für diese Signale die Verzögerung und Verstärkung berechnet. Die *Beams* werden beim *Soundprojektor YSP 500* über die Wände an die Hörposition gelenkt. Dadurch wird die Lautstärke (Amplitude) abgeschwächt, wodurch eine Verstärkung des Signals notwendig ist (*Gain Adjustment*). Erfolgt die Wiedergabe nicht über Reflexionsflächen, kann der Verstärkungsfaktor für geringe Distanzen von *Array* zu Fokuspunkt entfallen. Die Verzögerung hingegen muss unbedingt berechnet werden.

Laut [HOOLEY, 2006A] wird das beim *Soundprojektor* auf folgende Weise getan:

Zur Berechnung der Verzögerung werden j Fokuspunkte (F_j , mit $1 \leq j \leq n$) definiert, wobei n gleich der Anzahl der Eingangssignale ist. Diese Fokuspunkte liegen relativ zu der *Array*mitte. Allgemein können nur so viele Fokuspunkte definiert werden, wie Eingangssignale vorhanden sind [HOOLEY, 2006B].

Dann wird die maximale Distanz $d_{j,\max}$ vom Fokuspunkt F_j zum dem Lautsprecher im *Array* ermittelt, der am weitesten vom Fokuspunkt F_j entfernt ist. Dieser Wert für $d_{j,\max}$ ist der jeweilige Bezugspunkt und bleibt für die Berechnung von Panel zum Fokuspunkt F_j konstant.

Die Distanz d_{ij} ist die Entfernung von F_j zum i -ten Lautsprecher (=jeweils aktuell zur *Delay*berechnung betrachteten Lautsprecher), mit $1 \leq i \leq N$, wobei N die Gesamtanzahl der Lautsprecher im *Array* ist (Abb. 3.7).

Die zeitliche Verzögerung wird dann mit

$$t_{ij} = \left(\frac{d_{j,\max} - d_{ij}}{c_0} \right) \quad (3.3)$$

ermittelt, wobei t_{ij} der jeweiligen Verzögerung entspricht, um die das Signal von Lautsprecher i zu Fokuspunkt j verzögert werden muss und c_0 kennzeichnet die Schallgeschwindigkeit in Luft (340 m/s bei 20 °C).

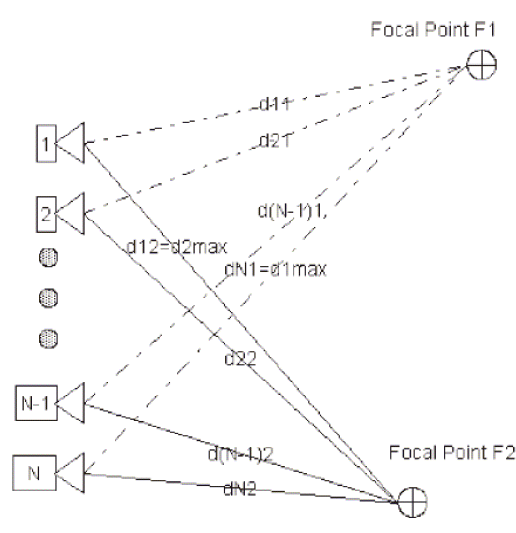


Abb. 3.7: Delayberechnung bei Yamaha YSP 500 [HOOLEY, 2006A]

Die Distanzen im Nahfeld werden dabei durch Vektoren beziehungsweise deren Beträge berechnet:

$$|d_{ij}| = \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2 + (z_i - z_j)^2} \quad (3.4)$$

mit Lautsprecher $i = \begin{pmatrix} x_i \\ y_i \\ z_i \end{pmatrix}$ und Fokuspunkt $j = \begin{pmatrix} x_j \\ y_j \\ z_j \end{pmatrix}$. Das haben alle *Delay*-Berechnungen für

Nahfeld*beamforming* gemein, da die Wellen keine ebene Wellenform besitzen, wie im Fernfeld, sondern eine gekrümmte Wellenfront auftritt. Daher lassen sich auch die geometrischen Formeln, zum Beispiel für das *Beam Pattern* aus Kapitel 2, nicht ohne Weiteres anwenden, da diese für Kugel- und gekrümmte Wellen keine Gültigkeit besitzen (Abb. 3.8).

Dies ist ein wesentlicher Unterschied zu Berechnungen im Fernfeld.

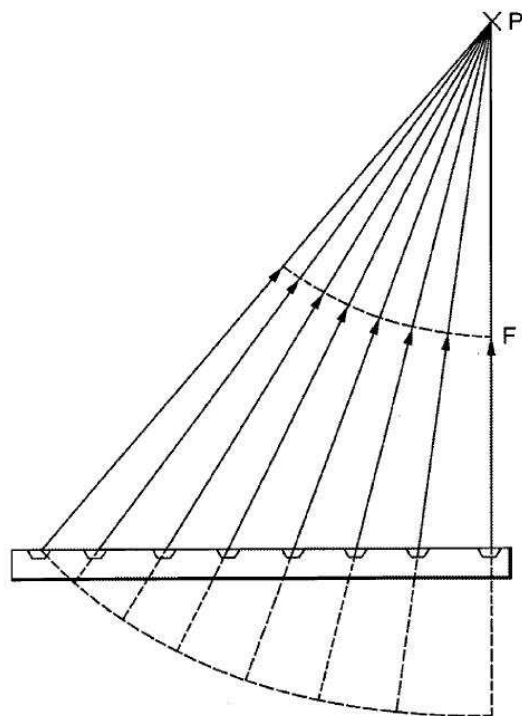


Abb. 3.8: *Beamsteering* im Nahfeld [HOOLEY, 2009]

Das nachfolgende Kapitel beschreibt die Umsetzung eines eigenen *Soundpanels*. Doch zuerst wird darauf eingegangen, warum es notwendig war, ein eigenes *Soundpanel* zu bauen und die *Software* zu implementieren und warum es nicht möglich war, ein kommerzielles Produkt in das Cabinet einzubauen.

4 Entwicklung eines eigenen Panels

Dieses Kapitel beschreibt die Umsetzung eines eigenen *Soundpanels*. Dabei wird sowohl auf den Bau des Lautsprecher-*Arrays* eingegangen, als auch auf die in Matlab® geschriebenen Programme, um die für *Beamforming* notwendigen Signale zu generieren.

4.1 Hardware

Die Beschreibung der *Hardware* umfasst die Vorgaben, Überlegungen und die Realisierung des Lautsprecher-*arrays*. Zuerst wird jedoch darauf eingegangen, warum es nicht möglich war, ein kommerzielles Produkt in das Cabinet einzubauen, sondern es notwendig war, ein eigenes *Soundpanel* zu bauen und die *Software* zu implementieren.

4.1.1 Vorgaben

Da ein *Soundpanel* viel mehr Platz benötigt als ein 2-Wege-Lautsprechersystem und der Platz in einem Spiele-Cabinet begrenzt ist, wurden von Seite der Firma Atronic folgende Vorgaben bezüglich der Abmessungen festgelegt:

- Breite: <60 cm
- Höhe: <15 cm
- Tiefe: keine Grenze, da Spiele-Cabinets in der Tiefe sehr viel Platz bieten

Hauptkriterium war dabei die Breite des *Panels*. Wie eine umfangreiche Marktrecherche zeigte, besitzt kein einziges im Handel erhältliches *Soundpanel* die erforderliche Breite, alle Modelle waren schlicht zu breit. Das einzige Produkt, das annähernd in die Nähe der geforderten Maximalbreite kam, war das Modell YSP 500 von Yamaha. Doch auch hier war ein Einbau nicht möglich, da das Panel zwar rein theoretisch die genaue Breite des Cabinets besitzt, aber kein Platz mehr für Verstrebungen, Stabilisierungssäulen oder Ähnliches blieb. Daher war an eine Verwendung nicht zu denken.

Außerdem benötigt ein kommerzielles Produkt, wie bereits in Abschnitt 3.2 beschrieben, den Hörer umgebende Wände, um *Surround Sound* erzeugen zu können. Auch das ist in der Casino-Spielautomaten-Umgebung nicht möglich.

Zusätzlich war der finanzielle Aspekt nicht zu unterschätzen. Der Preis für ein *Soundpanel* beträgt mehrere hundert Euro, was ein weiterer Grund war, zu versuchen, ob sich ein *Soundpanel* mit weniger Mitteln umsetzen ließe.

4.1.2 Überlegungen

Der für Casinospiegelgeräte interessante Frequenzbereich umfasst den gesamten, hörbaren Frequenzbereich. Der Frequenzumfang von Sprache liegt normalerweise in einem Bereich von 200 Hz bis 8 kHz. Musik sollte jedoch von der Trennfrequenz der Lautsprecher bis 20 kHz wiedergegeben werden können. Dafür müsste aber die Länge des *Arrays* mindestens 1,7 m betragen (Abschnitt 2.2.4). Damit auch die oberen Frequenzen korrekt wiedergegeben werden, müsste der Abstand zwischen den Lautsprechern bei ca. 1 cm liegen. Das ist physikalisch nicht möglich. Aus der Überlegung wie viele Lautsprecher man für effektives *Beamforming* benötigen könnte und den Abmessungen des zur Verfügung stehenden Platzes wurde festgelegt, dass insgesamt 14 Lautsprecher das *Soundpanel* bilden sollten.

Aus der Anzahl der Lautsprecher, dem zur Verfügung stehenden Platz und den Vorschlägen aus [HOOLEY, 2006B] ergaben sich die Abstände zwischen den Lautsprechern, und somit die Grenzfrequenzen f_{UG} und f_{OG} . Das Panel wurde mit 54,5 cm Länge und einem Abstand der Lautsprecher zueinander (Apertur) von 44,6 cm (Visaton FRS 8M 8 Ohm) beziehungsweise 27,5 cm (Visaton FRWS 5 8 Ohm) gebaut. Dadurch sind die Grenzen des für *Beamforming* geeigneten Frequenzbereiches für f_{UG} mit

- 381,2 Hz für die ‚*Woofers*‘³ (Visaton FRS 8M 8 Ohm) und
- 618,2 Hz für die ‚*Hochtöner*‘³ (Visaton FRWS 5 8 Ohm)

festgelegt. Die zweite Grenze für die Visaton FRWS 5 8 Ohm ist aber nur theoretischer Natur, da die beiden größeren Lautsprecher an den Seiten bei der *Beamforming* voll miteingebunden wurden und damit die untere Grenzfrequenz von der Apertur der beiden Lautsprecher an den Seiten abhängt, den ‚*Woofers*‘.

³ Obwohl die verwendeten Lautsprechertypen beide Breitbandlautsprecher sind, so bezeichnet und verkauft werden, werden die größeren Visaton FRS 8M 8 Ohm in dieser Arbeit öfters als ‚*Woofers*‘ und die kleineren Visaton FRWS 5 8 Ohm als ‚*Hochtöner*‘ bezeichnet. Dies ist streng genommen nicht üblich, dient aber in dieser Arbeit zur Vereinfachung und Angleichung an die Vorgaben von [HOOLEY, 2006B]

Die Grenze von f_{oG} liegt bei 3090,9 Hz, da hierfür nur der Abstand zwischen den Membranen der ‚Hochtöner‘ herangezogen wurde, da bei den beiden ‚Woofers-Lautsprechern‘ ja die Länge der von ihnen aufgespannten Apertur gleich dem *Spacing* wäre, also $f_{uG}=f_{oG}$.

Festgelegt wurde eine untere Grenzfrequenz von 200 Hz, ab der die Lautsprecher die Signale wiedergeben sollten. Alles darunter würde ein zusätzlicher *Subwoofer*, oder für besseres Klangbild ein Tiefmitteltöner, wiedergeben.

4.1.3 Konstruktion

Das realisierte *Soundpanel* entspricht den Anforderungen in Abschnitt 4.1.1. Die Breite wurde mit 54,5 cm sogar um Einiges kleiner als notwendig. Dies ist besonders auf die eng nebeneinander angeordneten Lautsprecher des Typs Visaton FRWS 5 8 Ohm zurückzuführen, dessen Abmessungen circa 5x5 cm entsprechen. Da dieser Typ Lautsprecher beim Einbau in ein geschlossenes Gehäuse nur ein kleines Gehäuse benötigt (ungefähr 0.1 Liter), konnte so der notwendige Platz eingespart werden. Laut Hersteller Visaton würde bei diesem Lautsprechertyp ein Gehäuse sogar nicht zwingend benötigt werden.

Aufgeteilt auf zwei horizontale Reihen wurden so insgesamt 12 Stück dieses Lautsprechertyps auf die Frontseite des Panels montiert. Benannt wurden sie, mit Blickrichtung von vorne auf das *Array*, in der oberen Reihe von links nach rechts, mit HT1 (Hochtöner 1) bis HT6, und in der unteren Reihe HT7 bis HT12. Auf eine Decke oder Fußkonstruktion konnte ebenfalls verzichtet werden, wodurch die Höhe des *Panels* 13 cm bemisst (Abb. 4.1).

Lediglich zur akustischen Entkopplung am Boden wurden sogenannte *Spikes* aus Kunststoff an der Unterseite des *Soundpanels* angebracht. Dies wurde gemacht, damit sich möglichst wenig Schwingungen vom *Array* auf den Spielautomaten übertragen.

Die beiden Breitbandlautsprecher Visaton FRS 8M 8 Ohm wurden an den äußeren Enden der Frontseite angebracht, wie in [HOOLEY, 2006B] vorgeschlagen. Dies geschah aus Symmetrie- und Platzgründen. Der linke Lautsprecher, wiederum die selbe Blickrichtung wie oben erwähnt, wird in dieser Arbeit und in den Matlab® Programmen als BBL (Breitbänder Links), der rechte als BBR bezeichnet. Es hat sich gezeigt, dass mit einer solchen Anordnung der zur Verfügung stehende Platz auf der Frontseite des Panels besser und effizienter genutzt werden kann. Ob sich dadurch auch die Nebenkeulen reduzierten, konnte im Rahmen dieser Diplomarbeit nicht überprüft werden. Bei einem Hörvergleich, Kapitel 5, merkten die Teilnehmer aber an, dass seitlich des *Soundpanels* bei Fokussierung eine Schallpegelreduktion wahrnehmbar ist.

Obwohl die beiden Lautsprecher-Typen Visaton FRS 8M 8 Ohm und Visaton FRWS 5 8 Ohm die für die Realisierung erforderlichen Abmessungen aufweisen, wurden sie nicht nur deshalb ausgesucht. Beide Typen sind sowohl von Frequenzgang als auch vom Preis-Qualitätsverhältnis aus gesehen ein sehr gutes Produkt. Besonders der Breitbänder FRS 8M 8 Ohm wurde immer wieder von diversen Fachzeitschriften hervorragend bewertet und für

Surround-Lautsprecher-Boxen im Selbstbau empfohlen. Der Frequenzgang ist für einen Breitband Lautsprecher vergleichsweise ausgeglichen (Abb. 4.2 und Abb. 4.3).

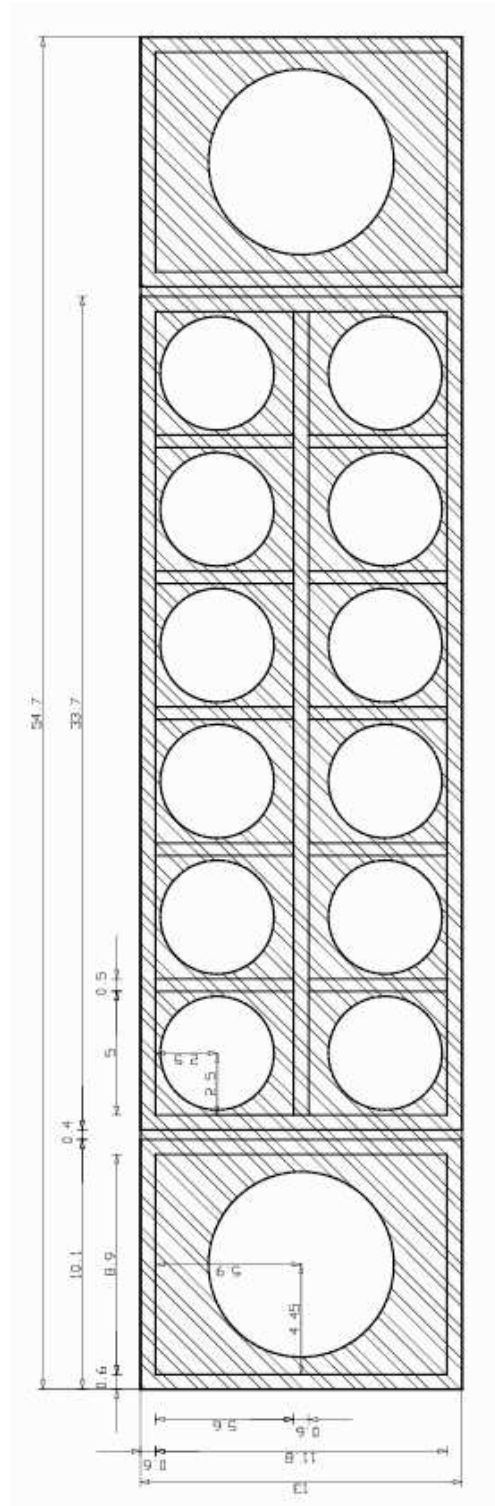


Abb. 4.1: Entworfenes *Soundpanel* mit Abmessungen

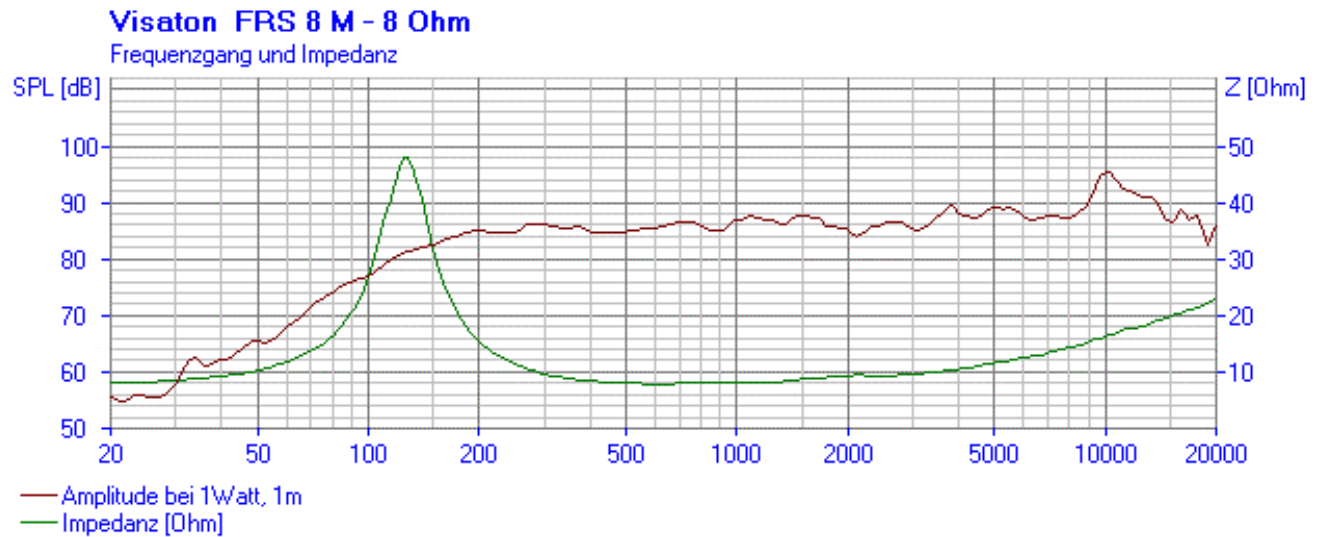


Abb. 4.2: Frequenzgang Visaton FRS 8M 8 Ohm [VISATON]

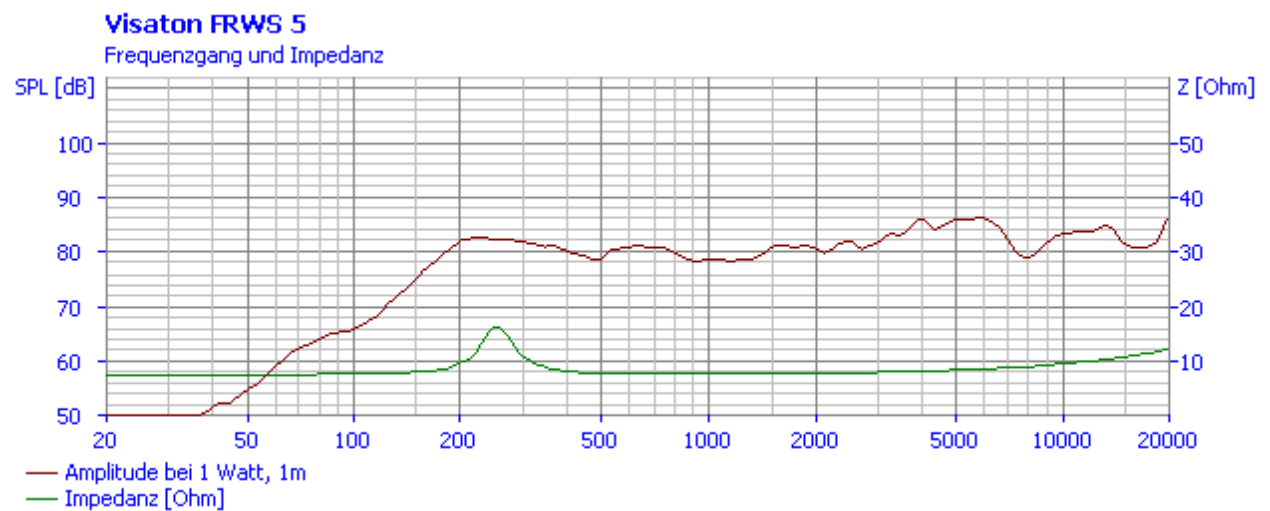


Abb. 4.3: Frequenzgang Visaton FRWS 5 8 Ohm [VISATON]

4.2 Lautsprecherberechnung

Da von Herstellerseite der Frequenzgang immer wieder geglättet wird, um eine bessere *Performance* des Produktes zu bewerben, wurde mit Hilfe des Gratisprogramms *TSPCheck* überprüft, ob die angegebenen Parameter der Wirklichkeit entsprechen. Da die Thiele & Small Parameter f_s , V_{as} und Q_{tc} für die Berechnung der Gehäusekammern des eigenen *Panel*s wichtig waren, war dies also notwendig. *TSPCheck* ist als *Trial and Error* Programm aufgebaut. Um die TSP Parameter überprüfen zu können, benötigt man nur die Herstellerdaten des Lautsprecherchassis und ein paar Minuten Zeit [TSPCHECK].

Hat man sämtliche Daten eingetragen, wird nun von oben nach unten „korrigiert“. Zuerst werden C_{ms} , M_{ms} und F_s so verändert, dass die linke und rechte Seite des Programms und V_{as} übereinstimmen. Dazu wird S_d benötigt. Dann bringt man die Gruppe R_{dc} , BL und Q_{es} zur Übereinstimmung. Zum Schluss noch Q_{ms} und R_{ms} anpassen. Bei jeder Eingabe werden die anderen Parameter automatisch verändert oder angepasst. Idealerweise stimmen die Werte links und rechts genau überein. Sollten sich manche Werte nach dem Anpassen der anderen Werte nochmals ändern, wird vorgeschlagen, solange die einzelnen Werte zu verändern, bis alle Werte in den Eingabefeldern mit den errechneten Werten des Programms übereinstimmen.

So wird mitunter aufgedeckt, dass die Resonanzfrequenz gerne vom Hersteller nach unten „korrigiert“ wird oder die Güte „großzügig“ ausgelegt wird. Dies war jedoch bei den verwendeten Chassis von Visaton nicht der Fall. Wie aus Abb. 4.3 und Abb. 4.4. ersichtlich ist, stimmen sämtliche Parameter von Herstellerseite mit den errechneten Parameter fast genau überein.

Technische Daten:		Testet die Konsistenz der Thiele/Small Parameter eines Lautsprechers			
		Lautsprechername (Hersteller/Typ)		Formel (verwende SI Einheiten)	
Nennbelastbarkeit	30 Watt	Visaton FRS 8M			
Musikbelastbarkeit	50 Watt	Freiluft Resonanzfrequenz F_s [Hz]	125.0	125.04	$=1/(2*\pi*(Cms*Mms)^{0.5})$
Nennimpedanz Z	8 Ohm	Bewegte Masse (inkl. Luftlast) Mms [g]	1.80	1.80	$=1/((2*\pi*Fs)^2*Cms)$
Übertragungsbereich (-10 dB)	100-20000 Hz	Mech. Nachgiebigk. der Aufh. Cms [mm/N]	0.90	0.90	$=1/((2*\pi*Fs)^2*Mms)$
Mittlerer Schalldruckpegel	88 dB (1 W/1 m)	Abstrahlende Oberfläche Sd [cm²]	29.03	29.00	$=(Vas/(Rho*c^2*Cms)^{0.5})$
Maximaler Hub	+/-2,5 mm	Effektiver Membrandurchmesser Dd [cm]	6.08	6.08	$=2*(Sd/\pi)^{0.5}$
Resonanzfrequenz f_s	125 Hz	Äquivalentes Luftvolumen Vas [l]	1.05	1.05	$=Rho*c^2*Cms*Sd^2$
Magnetische Induktion	1,2 T	DC-Widerstand der Schwingspule Rdc [Ohm]	7.20	7.20	$=Qes*BL^2/(2*\pi*Fs*Mms)$
Magnetischer Fluss	225 µWb	Kraftfaktor für X < Xlin BL [N/A]	4.19	4.19	$=(2*\pi*Fs*Mms*Rdc/Qes)^{0.5}$
Obere Polplattenhöhe	3 mm	Mechanische Güte (Freiluft) Qms [l]	3.240	3.213	$=2*\pi*Fs*Mms/Rms$
Schwingspuldurchmesser	20 mm	Elektrische Güte (Freiluft) Qes [l]	0.580	0.580	$=2*\pi*Fs*Mms*Rdc/BL^2$
Wickelhöhe	4 mm	Mechanischer Widerstand Rms [kg/s]	0.44	0.44	$=2*\pi*Fs*Mms/Qms$
Schallwandöffnung	75 mm	Wirkungsgrad (1W/1m/Halbraum) η [dB]	87.4	87.41	$=51.91+10*\log10(Fs^3*Vas/Qes)$
Gewicht netto	0,5 kg	Wirkungsgrad-Bandbreite Produkt EBP [Hz]	215.5	215.67	$=Fs/Qes$
Gleichstromwiderstand Rdc	7,2 Ohm	Elektrische Belastbarkeit Pel [W]	80		$=\eta+10*\log10(Pel)$
Mechanischer Q-Faktor Qms	3,24	Max. SPL (Pel/1m/Halbraum) SPL_e [dB]	102.2		$=10*\log10(Pel/H_schwingspule-H_luftspalt)/2$
Elektrischer Q-Faktor Qes	0,58	Lineare Auslenkung $Xlin$ [mm]	3.00		
Gesamt-Q-Faktor Qts	0,49	Maximale Auslenkung $Xmax$ [mm]	5.00		
Äquivalentes Luftnachgiebigkeitsvolumen Vas	1,1 l	Max. lin. SPL @ 50 Hz in CB SPL_m [dB]	78.2		$=20*\log10(Xlin*Sd^2*50^2)+111.43$
Effektive Membranfläche Sd	29 cm²	Frequenz bei der $SPL_m = SPL_e$ $F_{m=e}$ [Hz]	198.8		$=50*10^{((SPL_e-SPL_m)/40)}$
Dynamische bewegte Masse Mms	1,8 g				
Antriebsfaktor Bxl	4,0 Tm				
Schwingspuleninduktivität L	0,3 mH				
Temperaturfestigkeit	-25 ... 70 °C				

Abb. 4.4: TSP Berechnung des Visaton FRS 8M 8 Ohm mit *TSPCheck*, links Herstellerangaben [VISATON], rechts die errechneten Werte

Technische Daten:		Testet die Konsistenz der Thiele/Small Parameter eines Lautsprechers			
Datei Info		Lautsprechername (Hersteller/Typ)	Visaton FRWS 5 8 Ohm	Formel (verwende SI Einheiten)	
Nennbelastbarkeit	4 W	Freiluft Resonanzfrequenz	Fs [Hz]	250.0	250.09 = 1/(2*Pi*(Cms*Mms)^0.5)
Musikbelastbarkeit	10 W	Bewegte Masse (inkl. Luftlast)	Mms [g]	0.50	= 1/((2*Pi*Fs)^2*Cms)
Nennimpedanz Z	8 Ohm	Mech. Nachgiebigk. der Aufh.	Cms [mm/N]	0.81	= 1/((2*Pi*Fs)^2*Mms)
Übertragungsbereich (-10 dB)	150-20000 Hz	Abstrahlende Oberfläche	Sd [cm²]	11.95	= (Vas/(Rho*c^2*Cms))^0.5
Mittlerer Schalldruckpegel	84 dB (1 W/1 m)	Effektiver Membrandurchmesser	Dd [cm]	3.90	= 2*(Sd/Pi)^0.5
Maximaler Hub	4 mm	Äquivalentes Luftvolumen	Vas [l]	0.16	= Rho*c^2*Cms*Sd^2
Resonanzfrequenz fs	250 Hz	DC-Widerstand der Schwingspule	Rdc [Ohm]	6.82	= Qes*BL^2/(2*Pi*Fs*Mms)
Magnetische Induktion	0,75 T	Kraftfaktor für X < Xlin	BL [N/A]	1.29	= (2*Pi*Fs*Mms*Rdc/Qes)^0.5
Magnetischer Fluss	65 µWb	Mechanische Güte (Freiluft)	Qms [-]	3.272	= 2*Pi*Fs*Mms/Rms
Obere Polplattenhöhe	2 mm	Elektrische Güte (Freiluft)	Qes [-]	3.220	= 2*Pi*Fs*Mms*Rdc/BL^2
Schwingspuldurchmesser	14 mm	Mechanischer Widerstand	Rms [kg/s]	0.24	= 2*Pi*Fs*Mms/Qms
Wickelhöhe	2,7 mm	Wirkungsgrad (1W/1m/Halbraum)	Eta [dB]	80.8	= 51.91 + 10*Log10(Fs^3*Vas/Qes)
Schallwandöffnung	45 mm	Wirkungsgrad-Bandbreite Produkt EBP	[Hz]	77.6	= Fs/Qes
Gewicht netto	0,1 kg	Elektrische Belastbarkeit	Pel [W]	4	
Gleichstromwiderstand Rdc	6,8 Ohm	Max. SPL (Pel/1m/Halbraum)	SPL_e [dB]	86.8	= Eta + 10*Log10(Pel)
Mechanischer Q-Faktor Qms	3,31	Lineare Auslenkung	Xlin [mm]	3.00	= (H_schwingspule_H_luftspalt)/2
Elektrischer Q-Faktor Qes	3,22	Maximale Auslenkung	Xmax [mm]	4.00	
Gesamt-Q-Faktor Qts	1,63	Max. lin. SPL @ 50 Hz in CB	SPL_m [dB]	70.5	= 20*Log10(Xlin*Sd*50^2) + 111.43
Äquivalentes Luftnachgiebigkeitsvolumen Vas	0,1 l	Frequenz bei der SPL_m = SPL_e	F_m=e [Hz]	128.2	= 50*10^((SPL_e - SPL_m)/40)
Effektive Membranfläche Sd	12 cm²				
Dynamische bewegte Masse Mms	0,5 g				
Antriebsfaktor Bxl	1,4 T m				
Schwingspuleninduktivität L	0,1 mH				
Temperaturfestigkeit	-25 ... 70 °C				

Abb. 4.5: TSP Berechnung des Visaton FRWS 5M 8 Ohm mit *TSPCheck*, links Herstellerangaben [VISATON], rechts die errechneten Werte

In Abbildung 4.5 ist ersichtlich, dass sich der Wert der mechanischen Güte Q_{ms} laut Berechnung mit *TSPCheck* von 3,31 (Herstellerangabe) auf 3,272 ändert. Mit Gleichung 2.56 ändert sich die Gesamtgüte Q_{ts} aber nur marginal, von 1,63 auf 1,62.

Da beide Lautsprechertypen in ein geschlossenes Gehäuse eingebaut wurden, und sich, wie Abschnitt 2.4.3 bereits erwähnt, die Parameter für die Resonanzfrequenz und Volumen dadurch ändern, müssen beide Parameter neu berechnet werden.

Thiele & Small Parameter Visaton FRS 8M 8 Ohm:

$$f_s = 125 \text{ Hz}; V_{as} = 1,1 \text{ Liter}; Q_{ts} = 0,49;$$

Daraus folgt für ein geschlossenes Gehäuse mit der Butterworth Abstimmung ($Q_{tc} = 0,707$):

$$V_b = \frac{V_{as}}{\left(\frac{Q_{tc}}{Q_{ts}}\right)^2 - 1} \quad (4.1)$$

$$V_b = \frac{1,1}{\left(\frac{0,707}{0,49}\right)^2 - 1} = 1,0167 \text{ liter} .$$

Die neue Resonanzfrequenz beträgt für

$$\frac{F_c}{F_s} = \frac{Q_{tc}}{Q_{ts}} \Rightarrow F_c = \frac{Q_{tc} * F_s}{Q_{ts}} \quad (4.2)$$

$$F_c = \frac{0,707 * 125}{0,49} = 180,35 \text{ Hz}$$

Aufgrund dieser Berechnungen wurden die Gehäuse der beiden Visaton FRS 8M 8 Ohm wie folgt gebaut (Abb. 4.6).

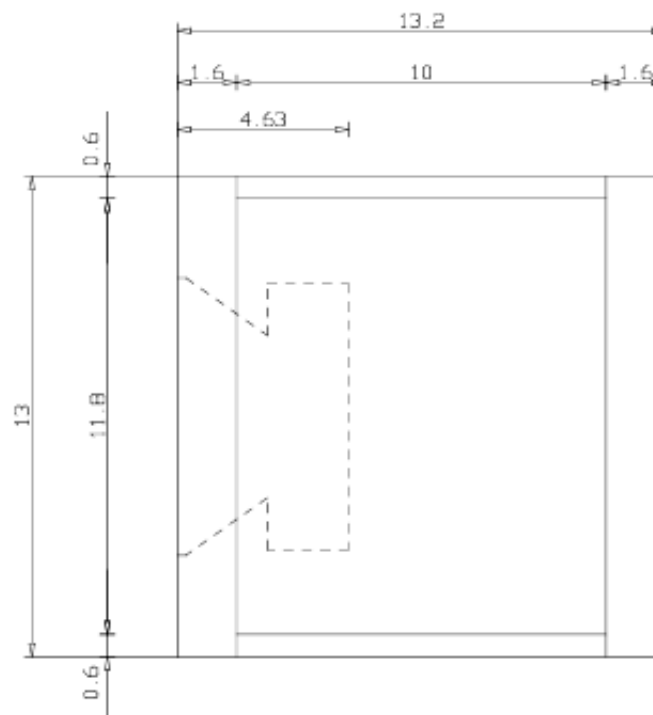


Abb. 4.6: Gebaute Gehäuse für Visaton FRS 8M 8 Ohm

Die Breite des Gehäuses beträgt 8,9 cm, wodurch sich ein Gesamtvolumen des geschlossenen Gehäuses von 1,05 Liter ergibt.

Die Berechnung für den Typ Visaton FRWS 5 8 Ohm wurde analog dazu durchgeführt.

Die Thiele & Small Parameter des Lautsprechers Visaton FRWS 5 8 Ohm sind:

$$f_s=250 \text{ Hz}; V_{as}=0,1 \text{ Liter}; Q_{ts}=1,62;$$

Daraus würde für ein geschlossenes Gehäuse mit der Butterworth Abstimmung ($Q_{tc}=0.707$) folgen:

$$V_b = \frac{0,1}{\left(\frac{0,707}{1,62}\right)^2 - 1} = (-)0,123 \text{ liter} . \quad (4.3)$$

Da aber die Gesamtgüte dieses Lautsprechertyps schon über der Butterworth-Güte liegt, ist ein Absenken von Q_{ts} auf Q_{tc} jedoch nicht möglich. Daher ist die neue Resonanzfrequenz gleich der alten, nämlich

$$F_c = f_s = 250 \text{ Hz} . \quad (4.4)$$

Dass die Lautsprecher Frequenzanteile unter ihrer Resonanzfrequenz wiedergeben, hat keinen Einfluss auf die Lebensdauer der Lautsprecher. Solange die Leistung, mit welcher die Lautsprecher betrieben wird, die Nennbelastbarkeit von 4 Watt nicht übersteigt, wird der Lautsprecher nicht zerstört.

Nach Rücksprache mit einem Mitarbeiter der Firma Visaton, wäre es eigentlich nicht notwendig, diesen Typ Lautsprecher in ein Gehäuse einzubauen. Jedoch war dies eine Sicherheitsmaßnahme. Sowohl eine mechanische, um den Lautsprecher vor Abnutzung, Feuchtigkeit oder ähnlichem zu schützen, als auch eine akustische, da so das Wiedergabeverhalten kontrolliert werden kann und mit Gehäuse keine eventuellen, unerwünschten Auslöschungen möglich sind.

Dem Hersteller zufolge liegt der Wert für V_{as} bei 0,1 Liter. Aus praktischen Gründen wurde das Gehäuse für alle senkrechten Reihen der Visaton FRWS5 8 Ohm Lautsprecher laut Bauplan in Abb. 4.7 mit einer Breite von 5 cm und somit einem Volumen von 0,2 Liter gebaut:

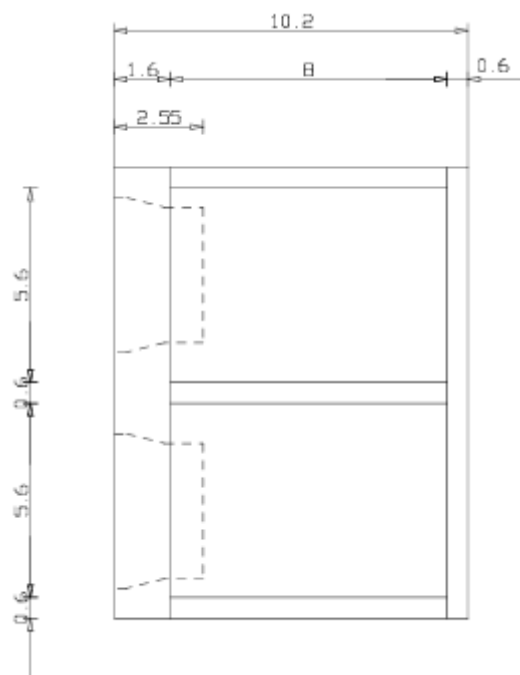


Abb. 4.7: Gehäuse für eine senkrechte Reihe der Lautsprecher Visaton FRWS5 8 Ohm

Wie ebenfalls bereits oben erwähnt kann mit Dämmmaterial nochmals 10-20% des Volumens eingespart werden [STARK, 2009]. Diese Materialien bedämpfen Resonanzen, indem sie die Bewegung der Luftmoleküle in Wärme umwandeln. Dazu müssen die Materialien in den Schnellexima der stehenden Wellen im Gehäuse zu liegen kommen, also eher in der Mitte des Gehäuses und nicht in der Nähe der Hinterwände, da sie dort so gut wie unwirksam sind. Dies wurde beim Bau des *Soundpanels* berücksichtigt, wobei hierfür akustische Dämmwolle von Visaton verwendet wurde.

4.3 Software

Die im Zuge dieser Diplomarbeit generierten Signale wurde in dem Programm Matlab® verfasst. Dies hatte den Vorteil, dass die Berechnungen relativ schnell durchgeführt wurden, jedoch *offline*, das heißt, die angepassten Signale mussten jedes Mal aus dem Programm ausgeschrieben werden, bevor man das Ergebnis anhören konnte.

In den meisten Fällen, in denen *Beamforming* implementiert wird, werden Kugelkoordinaten oder Zylinderkoordinaten verwendet. Da aber der Bewegungsbereich des Spielers vor dem Automaten relativ eindeutig ist, wurde ein kartesisches Koordinatensystem verwendet. Dies erleichtert auch die Definition der Hörpositionen erheblich, da nur Abstände vom Automat und dem *Soundpanel* und nicht Azimuth- und Elevationswinkel herangezogen werden.

Durch die enge Anordnung der Lautsprecher, und da nur zwei vertikale Reihen von Lautsprechern am Panel angeordnet sind, ist es aber nicht oder nur schlecht möglich, auch in der y -Ebene *Soundbeams* zu konzentrieren. Dafür müsste das *Array* mindestens eine oder zwei Zeilen von Lautsprechern mehr aufweisen. Dies war aber weder aus Platzgründen noch aus Kostengründen möglich, da auch auf die wirtschaftliche Komponente geachtet werden sollte. Für den optimalen Fall wäre das *Array* quadratisch auszulegen.

Der Ursprung wurde genau in die Mitte des Lautsprecherarrays gelegt, da alle Lautsprecher symmetrisch um diesen Punkt angeordnet sind. Da die Anzahl der Schallwandler gerade ist, lag dies nahe. Abbildung 4.8 zeigt das entwickelte *Soundpanel* und den gewählten Mittelpunkt, Abbildung 4.9 das Koordinatensystem angewandt auf die *Array*- und Hörebene.

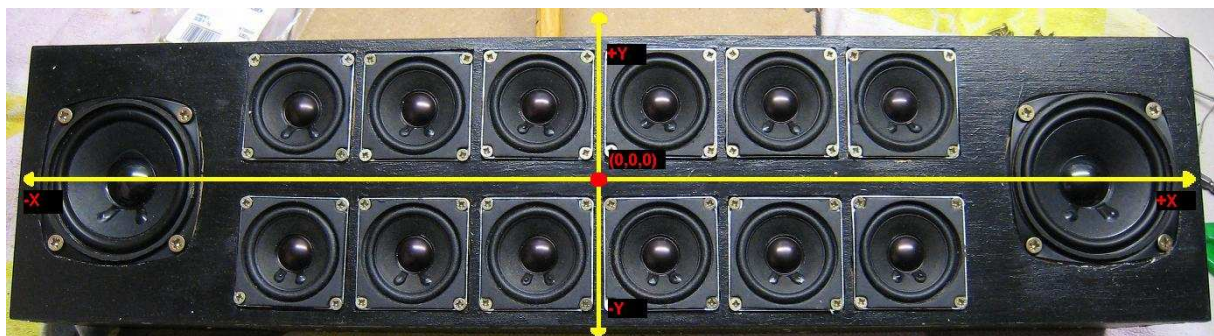


Abb. 4.8: Wahl des Mittelpunktes im kartesischen Koordinatensystem

4.3.1 *Nearfield Beamforming* im Zeitbereich

Der erste Ansatz war, das Lenken der *Beams* und somit die Schallfeldkonzentration so einfach wie möglich zu realisieren. Dazu wurden zuerst Excel-Dateien erstellt, in denen die Koordinaten der Lautsprecher im drei-dimensionalen Raum eingetragen sind. In Abbildung 4.10 ist ein Flussdiagramm zu sehen, das den Ablauf des Programms *Nearfield Beamformer* im Zeitbereich beschreibt.

Nachdem die Daten in der Exceldatei gespeichert worden sind, legt man in einer anderen Exceldatei die Koordinaten der Hörpositionen fest. Hierbei kann man theoretisch bis zu fünf Hörposition definieren, an die Schall gelenkt wird, für jeden digitalen Kanal der *Surround*signale eine Hörposition [HOOLEY, 2006B].

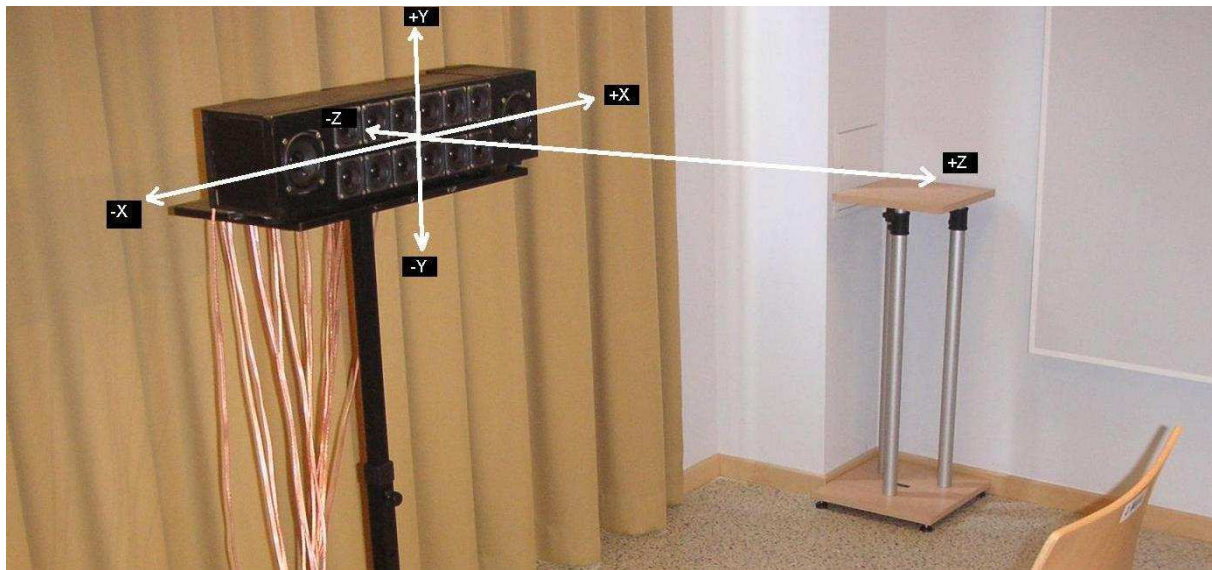


Abb. 4.9: Kartesisches Koordinatensystem angewandt auf Array- und Hörebene

Es wurde aber zur Evaluierung nur eine Hörposition festgelegt, da so am besten festzustellen war, ob und wie groß die Wirkung der einzelnen Methoden tatsächlich war. Außerdem wurden alle *Surround* Signale zu einem Gesamtsignal zusammengefasst. Mehrere Hörpositionen hätten diese Ergebnisse wahrscheinlich beeinträchtigt, da die Fokuspunkte sonst auf 20 Zentimeter beisammen gelegen wären, um den zu erwarteten Bewegungsradius der Spieler abzudecken. Dadurch wären eventuell in manchen Punkten energiereiche Fokuspunkte mit energiearmen „Nullen“ (oder „*Nulls*“) oder anderen energiereichen Fokuspunkten zusammengefallen. Die Punkte hätten sich im schlimmsten Fall ausgelöscht, oder sogar noch ungleichmäßig verstärkt.

Nach Starten des Programms werden also die beiden Exceldateien in das Programm geladen. Dies wird gleich am Anfang gemacht, um einerseits die erforderlichen *Delay*-Berechnungen und deren Ergebnisse zu bekommen, andererseits wird so der Arbeitsspeicher-Bedarf der *Software* nicht voll ausgereizt. Denn die anschließend eingelesenen *.wav*-Dateien waren mit mehreren Millionen Werten sehr groß.

Musiksignale von circa dreißig bis sechzig Sekunden Länge bei einer *Sampling*-frequenz von 44,1 kHz bewirken Vektoren in der Größenordnung von bis zu 2,6 Millionen Einträgen pro Kanal. Bei 6 Kanälen lässt sich der Umfang erahnen.

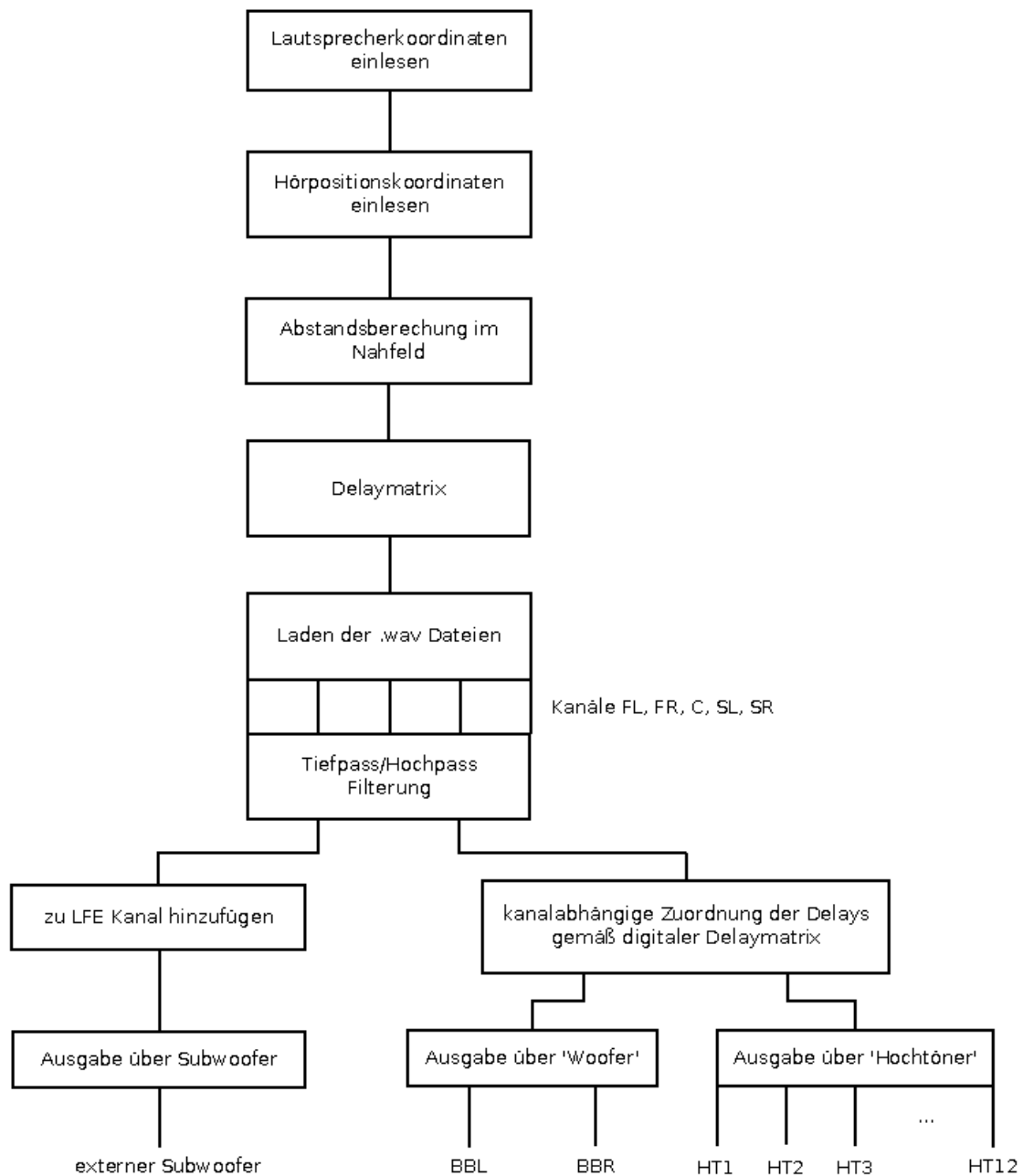


Abb. 4.10: Flussdiagramm des Matlab® Programms im Zeitbereich ohne *Oversampling*

Die Berechnungen der einzelnen Verzögerungen, abhängig von Lautsprecher- und Hörposition, wurden, wie in Abschnitt 3.3.2 beschrieben, auf vektorieller Basis durchgeführt. Damit wurden Nahfeldbedingungen und somit die gekrümmte Wellenform berücksichtigt. Pro Hörposition wird der Lautsprecher bestimmt, der am weitesten von dieser Hörposition entfernt ist. Von dieser maximalen Distanz d_{\max} wurden dann die anderen Entfernungen der Lautsprecher von der jeweiligen Hörposition subtrahiert und durch die Division mit der Schallgeschwindigkeit in Sekundeneinheiten in eine *Delaymatrix* geschrieben (vgl. Abb. 4.10 beziehungsweise Abschnitt 3.3.2).



Abb. 4.11: Blockdiagramm zur Berechnung der *Delay*werte

Nachdem nun der erste Teil der Berechnungen mit dem Erhalt der *Delaymatrix* abgeschlossen ist (vgl. Abb. 4.11), werden nun die Musiksignale in das Programm geladen. Matlab® liest die .wav-Dateien als Vektoren ein. Monosignale werden dabei als $n \times 1$ -Vektoren ausgewiesen, Stereosignale als $n \times 2$ Matrizen, also jeweils ein $n \times 1$ Vektor für den linken und rechten Kanal. Mehrkanalige Signale können von Matlab® nicht eingelesen werden. Da aber die digitale Information eines 5.1-Signals aus fünf Monosignalen besteht, spielte das keine Rolle.

Die einzelnen Signale wurden in eine Gesamtmatrix geschrieben, in welcher der Kanal *Front Left* die erste Spalte darstellt, der Kanal *Front Right* die zweite, *Centerkanal* die dritte, *Surround Left* die vierte Spalte und *Surround Right* die fünfte. Danach wurden gemäß den Vorschriften für räumliches *Aliasing* die Signale mit einem *Butterworthfilter* 4.Ordnung hochpass- und tiefpass-gefiltert. Die Überlegung war, dass alle Frequenzanteile unter 200 Hz ein zusätzlicher *Subwoofer* wiedergeben sollte, jedoch die Signalanteile zwischen dieser Grenzfrequenz und der oberen Grenzfrequenz für *Beamforming* über die *Array*-Lautsprecher wiedergegeben wird. Auch wenn die Signalanteile zwischen 200 Hz und der unteren *Beamforming*-Grenzfrequenz nicht für *Beamforming* verwendet werden können, da sie durch die, im Vergleich zur Apertur, großen Wellenlängen keine ausreichende Richtwirkung erzielen, werden sie dennoch verzögert. [HOOLEY, 2006B] spricht von einem zusätzlichen Gewinn für den Klangeindruck, da durch einheitliche Verzögerung des gesamten Kanals keine Laufzeitunterschiede zwischen den Frequenzen auftreten.

Die Frequenzanteile, die nach der Tiefpassfilterung unter der Grenzfrequenz lagen, wurden mit den Werten des *Low Frequency* Kanals addiert und das Signal normiert, um wieder in einem Wertebereich zwischen +1 und -1 zu liegen, was eine Voraussetzung in Matlab® ist, um Signale als .wav-Dateien einzulesen und auszugeben. Nachdem die Einträge der *Delaymatrix* durch Runden auf die nächste Ganzzahl dem digitalen *Sampling* angepasst wurden, wurden durch *Zero Padding* in der Länge der jeweiligen *Delaymatrix*werte die Signale so verzögert, dass sie der Theorie des *Delay & Sum Beamforming* für die definierten Koordinaten entsprechen (siehe Abb. 4.12).

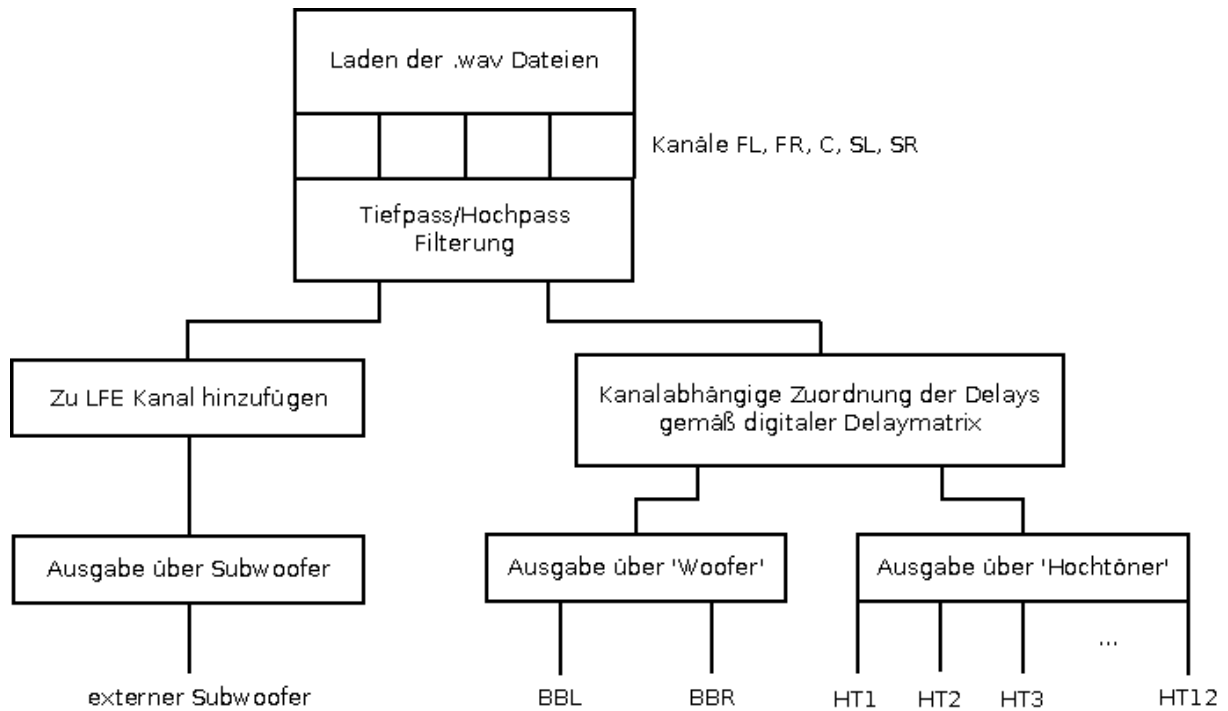


Abb. 4.12: Bearbeiten der .wav-Dateien und Anpassung an *Beamforming*-Theorie

Bevor für jeden Lautsprecher das individuelle Signal aus Matlab® ausgegeben wird, werden die für jede Hörposition berechneten Signale pro Lautsprecher noch normiert, also durch die Anzahl der Kanäle dividiert. Somit wird wiederum sichergestellt, dass die Werte im erforderlichen Bereich $-1 \leq \text{Wert} \leq +1$ liegen. Das Ergebnis sind Gesamtsignale, die gemäß den Berechnungsgrundlagen verzögert werden, jedoch alle Informationen der Originalsignale enthalten (vgl. Abb. 4.13 bis Abb. 4.15).

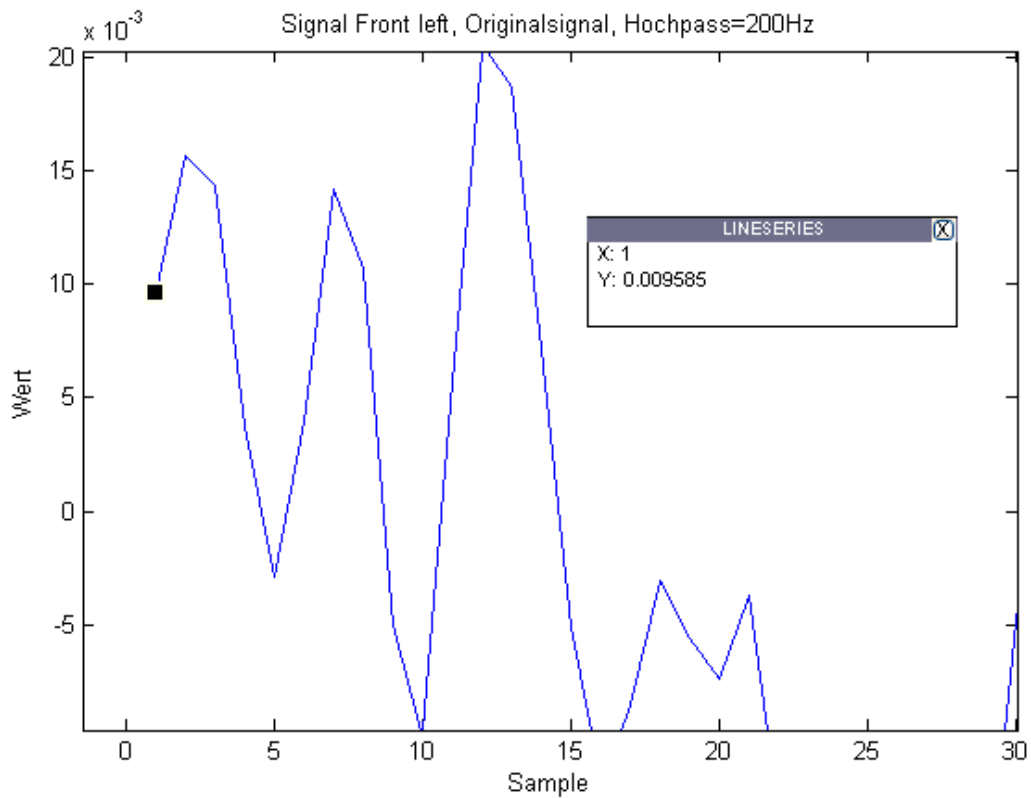


Abb. 4.13: Originalsignal, Kanal *Front Left*, Hochpass gefiltert mit $f_c=200$ Hz, kein Delay

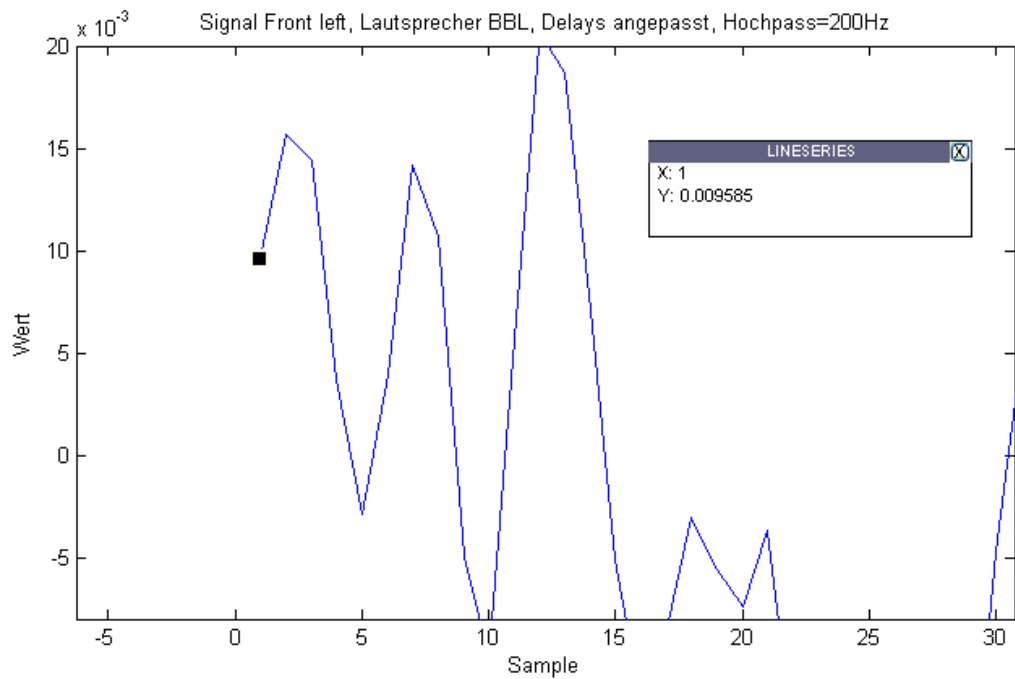


Abb. 4.14: Verzögertes Kanal-*Front Left*-Signal, Lautsprecher: BBL, Hochpass-gefiltert mit $f_c=200$ Hz

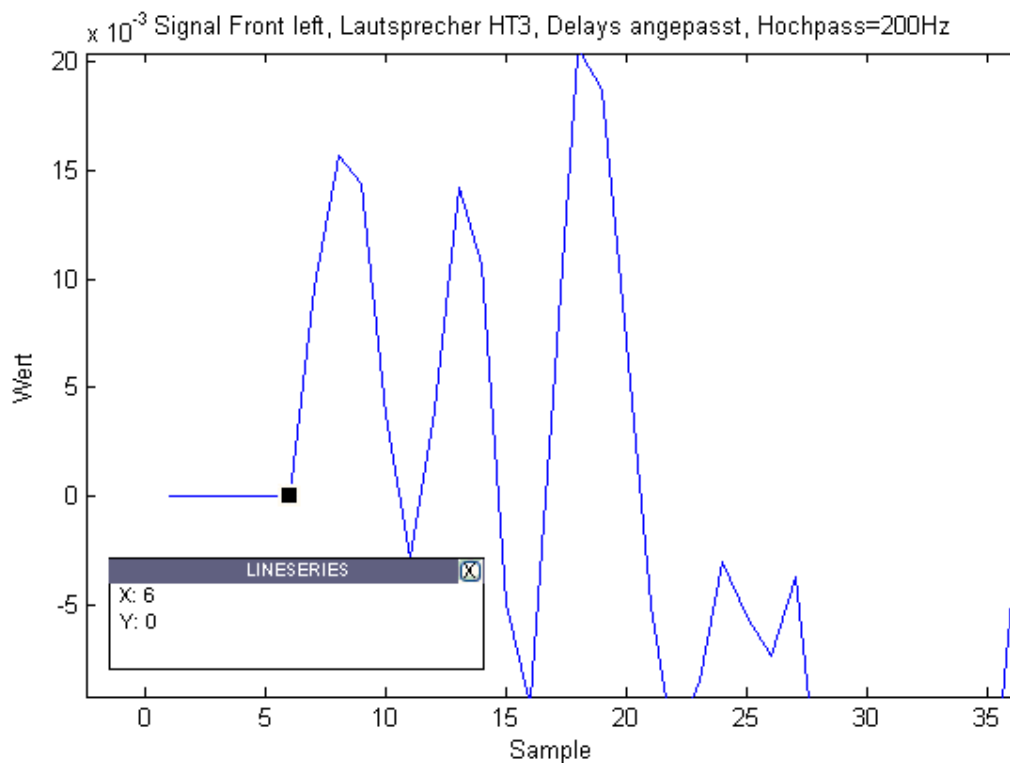


Abb. 4.15: Verzögertes Kanal-Front Left-Signal, Lautsprecher: HT3, Hochpass gefiltert mit $f_c=200$ Hz

Wie in Abbildung 4.14 zu sehen ist, ist dieses Signal nicht verzögert. Der errechnete, zugehörige *Delay*wert ist Null. Da der Fokuspunkt genau in der Mitte der x-Achse des Arrays gewählt wurde, sind die beiden äußeren Lautsprecher, BBL und BBR, am weitesten entfernt und werden daher, gemäß Abschnitt 3.2.2, nicht verzögert.

Der Lautsprecher HT3 in Abb. 4.15 ist dem gewählten Fokuspunkt am nächsten, weshalb sein Signal am meisten verzögert wird.

4.3.2 Oversampling

Wie ein erster Kontrollversuch zeigte, erzielte die Methode des beschriebenen *Delay & Sum Beamformings* nicht die gewünschten Ergebnisse. Die Testpersonen konnten praktisch keine explizite Konzentration des Schalls im Fokuspunkt beziehungsweise eine Abnahme der Schallkonzentration außerhalb dieses Bereiches feststellen. Ein eventueller Grund hierfür war, dass der Hörraum etwas zu hallig war. Glatte Wände, große Fenster, ein glatter Boden und ein großer Schreibtisch in der Mitte des Raumes sorgten dafür, dass von den Testpersonen viele Reflexionen zu den angepassten Signalen gehört wurden.

Dieser Kontrollversuch fand in einem Konferenzraum der Firma Atronic statt. Es ging darum zu überprüfen, ob die in Abschnitt 4.3.1 vorgestellte Methode überhaupt einen Unterschied zum Originalsignal bewirken kann.

Ein möglicher anderer Grund für die Abwesenheit eines wahrnehmbaren *Beamforming*effektes könnte eine zu geringe Dauer der digitalen *Delaysamples* gewesen sein. Bei einer Abtastfrequenz von 44,1 kHz entspricht 1 *Sample* 0,0227 Millisekunden. Diese Zeitdauer entspricht aber auch in etwa der räumlichen Distanz von 1 cm bei einer Schallgeschwindigkeit von 340 m/s.

Da bei den *Delay*werten in Matlab® auf die nächste Ganzzahl gerundet wird, würde ein solches Runden mitunter bewirken, dass die Schallstrahlen nicht exakt zum selben Zeitpunkt im Fokuspunkt eintreffen und dadurch keine exakte konstruktive Interferenz mehr vorherrscht. Anders gesagt, gleicht dies der Situation, dass ein Schall*beam* genau im Fokuspunkt eintrifft, ein anderer 1 cm daneben. Ungenauigkeiten in dieser Größenordnung bewirken normalerweise aber nicht, dass der Effekt des *Beamforming* nahezu komplett verschwindet, jedoch könnten mehrere Ungenauigkeiten zu einer merkbaren Verschlechterung des Klangbildes führen.

Aus diesem Grund wurde *Oversampling* auf die Signale angewandt. Bedingt durch die Datenmenge der Beispielsignale wurde das *Oversampling* auf den Faktor 4 begrenzt. Eine *Sampling*frequenz von 176,4 kHz anstatt 44,1 kHz bewirkt somit eine 4-mal genauere Darstellung eines *Samples*. Die Dauer eines *Samples* in Matlab® beträgt mit dieser neuen *Sampling*frequenz nun 0,0056 Millisekunden, was einer 4-mal genaueren Darstellung der gleichen Zeitdauer entspricht.

Nach der kanalabhängigen Zuordnung der *Delays*, gemäß der digitalen *Delaymatrix*, werden die Signale mit dem *Oversampling*-Faktor wieder *downgesampelt*. Die *Sampling*frequenz beträgt somit wieder 44,1 kHz.

Abbildung 4.16 zeigt, an welcher Stelle des Programms *Oversampling* der Signale und der *Delay*werte angewandt wurde. Die nachfolgenden Abbildungen 4.17 und 4.18 zeigen die mit *Oversampling* behandelten Signale, wieder für die Lautsprecher BBL und HT3.

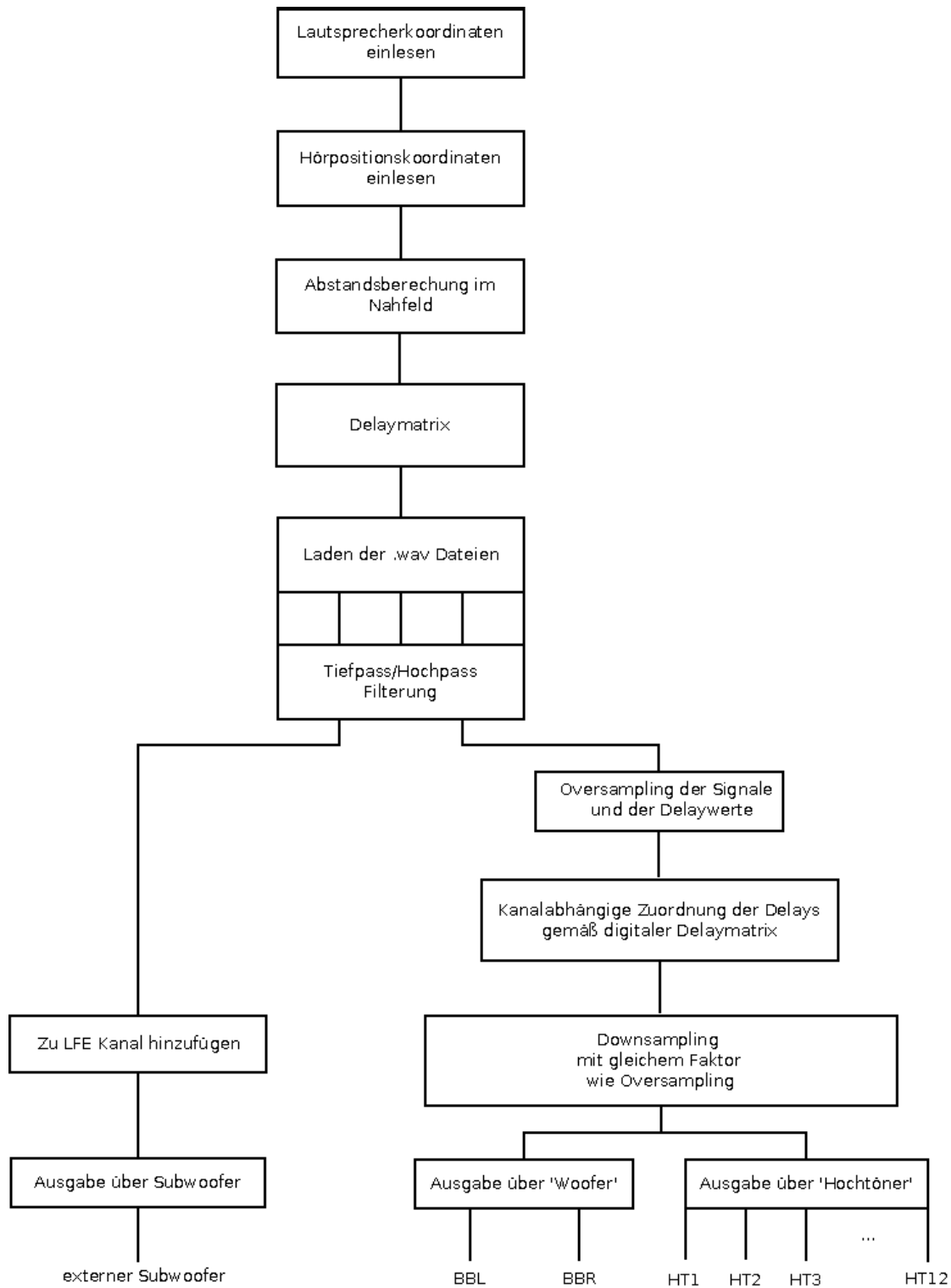


Abb. 4.16: Flussdiagramm des *Delay & Sum* Programms mit *Oversampling* in Matlab®

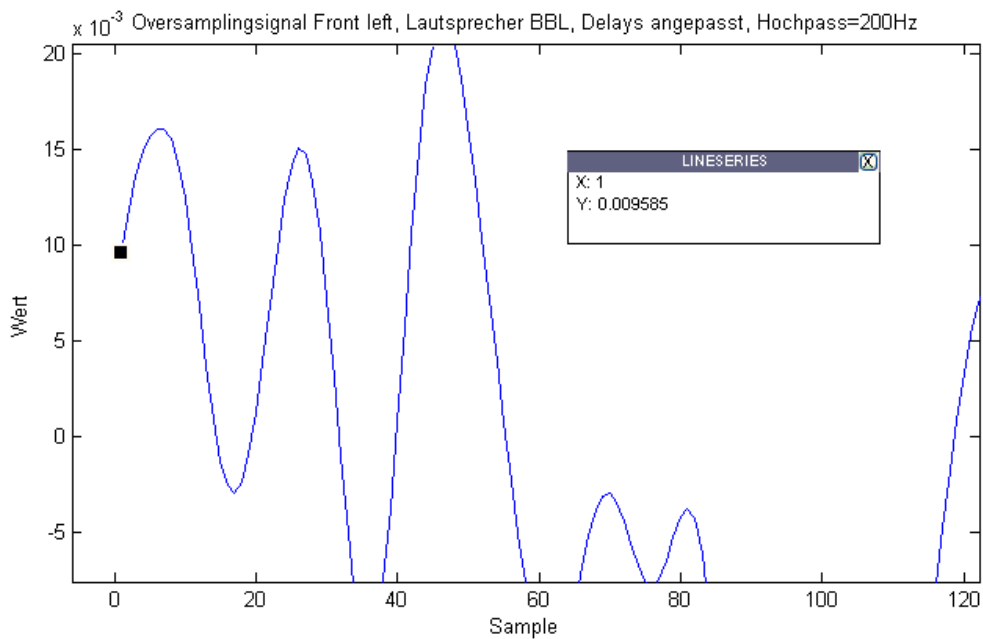


Abb. 4.17: Verzögertes Kanal-*Front Left*-Signal mit *Oversampling*, Lautsprecher: BBL, Hochpass-gefiltert mit $f_c=200$ Hz

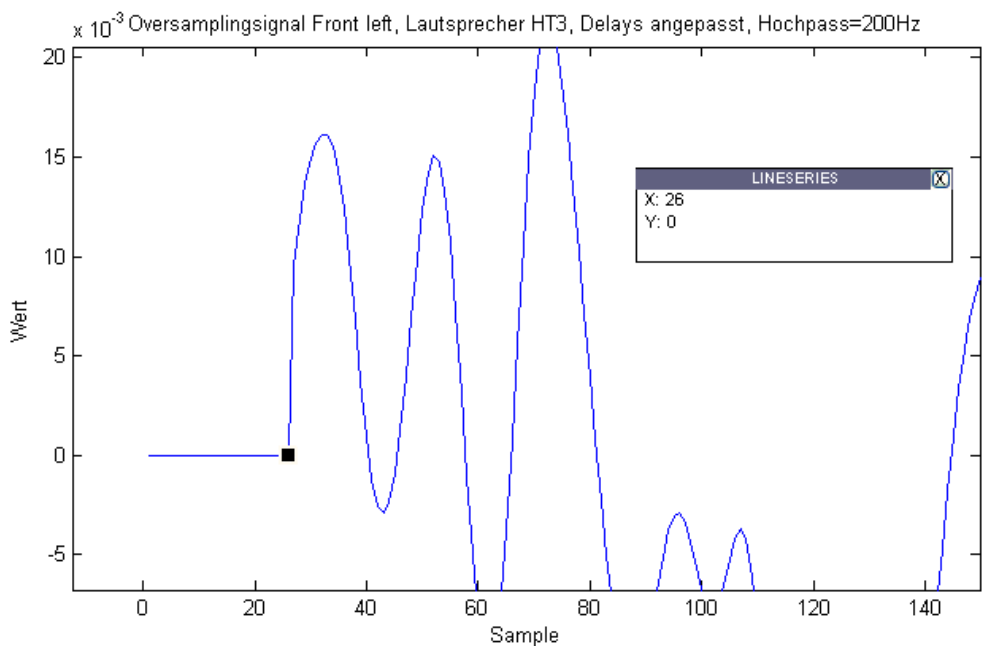


Abb. 4.18: Verzögertes Kanal-*Front Left*-Signal mit *Oversampling*, Lautsprecher: HT3, Hochpass-gefiltert mit $f_c=200$ Hz

Bei einem abschließend durchgeführten Hörtest (vgl. Kapitel 5) zeigte sich, dass die Probanden den Unterschied zwischen *Delay & Sum Beamforming* aus Abschnitt 4.3.1 und *Delay & Sum Beamforming* mit *Oversampling* zwar feststellten, jedoch brachte diese Methode keine Verbesserung, im Gegenteil, die meisten Teilnehmer bewerteten den gewünschten Effekt sogar schlechter.

4.3.3 Weighted Delay & Sum Beamformer

Da die beiden vorigen Methoden die Erwartungen noch nicht komplett erfüllten, wurde zusätzlich ein anderer Ansatz gewählt - der des *Weighted Delay & Sum Beamformers* [GULDENSCHUH, 2009]. Den ersten Teil des Abschnitts bildet die Simulation der Ergebnisse in Matlab®, danach folgt eine Beschreibung wie der Gewichtungsvektor in den Zeitbereich übergeführt wurde.

4.3.3.1 Simulation

Wie in Abschnitt 2.3.2 beschrieben, wird dieser Ansatz hauptsächlich im Frequenzbereich berechnet. Nur für die praktische Anwendung wird der Gewichtungsvektor invers fouriertransformiert, um das Musiksinal abschließend mit dem Filter zu falten. Dieser Filter ist dabei die Impulsantwort eines jeden Lautsprechers über den gewünschten Frequenzbereich.

Mit einem räumlichen *Sampling* von 5,5 cm wurde ein Fläche von 99 x 121 cm evaluiert. Dieser gleichmäßige Abstand von 5,5 cm entsprach dem Membranabstand der ‚Hochtöner‘ und war bewusst gewählt worden, um das räumliche Abtasttheorem nicht zu verletzen.

Als komplexe Gewichtung der Lautsprecher wurde dabei die inverse Green'schen Funktion des Fokuspunktes gewählt. Damit wird sichergestellt, dass für den Fokuspunkt der komplexe Ausdruck wegfällt und nur reelle Werte übrig bleiben. Eine Abweichung von der Methode bei [GULDENSCHUH, 2009] ist jedoch, dass der Gewichtungsvektor \mathbf{q} nicht durch die Anzahl seiner Amplituden normiert wurde. Durch diese Maßnahme wird berücksichtigt, dass die Lautsprecher an den Enden weniger zum Schalldruck im Fokuspunkt beiträgt, was andernfalls in der Simulation kompensiert würde. Der Vorteil dabei ist, dass eine leichte Fensterung erfolgt und die Simulation weniger Nebenkeulen aufweist. Das Weglassen dieses Faktors kann aber nur gemacht werden, wenn der Fokuspunkt in der Mitte des *Arrays* gewählt wird.

Die Green'sche Funktion, Gleichung (2.43) beziehungsweise Gleichung (4.5), wurde wiederum für die Wellenform des Nahfeldes mit Hilfe der vektoriellen Abstandsberechnungen bestimmt, Gleichung (4.6):

$$G(r'|r) = \frac{1}{4\pi|r' - r|} e^{-jk|r' - r|} \quad (4.5)$$

mit

$$|r' - r| = \sqrt{(n'_x - n_x)^2 + (n'_y - n_y)^2 + (n'_z - n_z)^2} \quad (4.6)$$

Eine Fläche von 99 x 121 cm wurde im Abstand von 5,5 cm abgetastet. Daraus ergeben sich insgesamt 437 Evaluierungspunkte. Der Frequenzbereich wurde wiederum dem *Beamforming*bereich, 380 Hz bis 3000 Hz, des *Arrays* angepasst. Die Signale wurden mit einem *Butterworth*-Bandpass 4.Ordnung dafür ab 300 Hz gefiltert, die Anzahl der *Frequenzbins* wurde mit 33 festgelegt. Daraus folgt, dass die Evaluierungsmatrix die Größe von 437 x 14 x 33 hat, was Evaluierungspunkte mal Anzahl der Lautsprecher mal *Frequenzbins* entspricht.

Die Evaluierungsmatrix wurde somit nach Gleichung (2.46):

$$G(\omega) = \begin{pmatrix} G(n'|n) & G(r_2'|n) & \dots & G(r_L'|n) \\ G(n'|r_2) & G(r_2'|r_2) & \dots & G(r_L'|r_2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G(n'|r_N) & G(r_2'|r_N) & \dots & G(r_L'|r_N) \end{pmatrix} \quad (4.7)$$

für 14 Lautsprecher und einen Fokuspunkt angelegt (siehe Gleichung 4.8),

$$G(\omega_n) = \begin{pmatrix} G(n'|n) & G(r_2'|n) & \dots & G(n_4'|n) \\ G(n'|r_2) & G(r_2'|r_2) & \dots & G(n_4'|r_2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G(n'|r_{437}) & G(r_2'|r_{437}) & \dots & G(n_4'|r_{437}) \end{pmatrix}, \quad (4.8)$$

wobei $n=1\dots 33$.

Anschließend wurde der Eintrag aus der Matrix bestimmt, der dem Fokuspunkt entspricht. Dieser Vektor besaß die Größe 33 x 1, also ein Evaluierungspunkt über alle Frequenzpunkte. Nachdem der konjugiert komplexe Gewichtungsvektor angelegt war, wurde die Evaluierungsmatrix mit diesem Vektor für jeden Frequenzpunkt gemäß Gleichung 2.47 multipliziert:

$$p(\omega_n) = G(\omega_n) \cdot q(\omega_n). \quad (4.9)$$

Das Ergebnis war eine Matrix der Größenordnung 437 x 33, in der ein Spaltenvektor den Schalldruck in allen Evaluierungspunkten pro *Frequenzbin* repräsentierte.

Nach der Bandpassfilterung von $p(\omega)$ wurde die Matrix normiert, um für jeden Punkt im untersuchten Raum den gemittelten Schalldruck über alle Frequenzpunkte zu erhalten. Das Ergebnis ist somit ein Vektor mit der Dimension 437×1 .

Dieser Vektor wurde für die x- und z-Achse umgeformt und in Matlab® dargestellt (siehe Abb. 4.19).

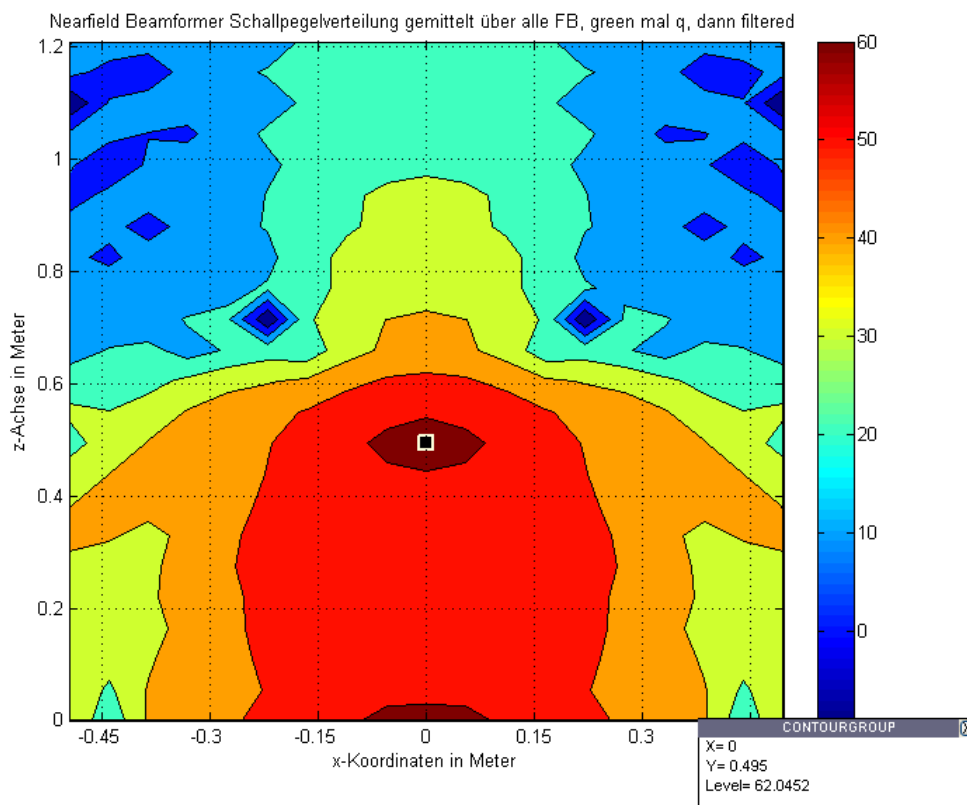


Abb. 4.19: Simulation des über alle Frequenzen gemittelten Schalldrucks im untersuchten Gebiet vor dem *Array*

4.3.3.2 Umsetzung in der Praxis

Um den ermittelten Gewichtungsvektor pro Lautsprecher auch auf das Musiksinal in der Praxis anwenden zu können, muss der Gewichtungsvektor invers fouriertransformiert werden. Um daher ein korrektes Ergebnis im Zeitbereich zu erhalten, musste die Länge des 33×1 Vektors vor der Fourier Transformation mit Nullen auf die nächste 2-er Potenz aufgefüllt werden. Dies entsprach 31 Nullen. Somit war der Gewichtungsvektor insgesamt 64 *Taps* lang. Wiederum für alle Lautsprecher ergab das die Dimension 64×14 .

Nach der inversen Fourier Transformation kann die Impulsantwort eines jeden Lautsprechers zirkulär verschoben sein. Um dem entgegen zu wirken, wurden alle Impulsantworten um den gleichen Wert zirkulär verschoben. Den genauen Wert sollte man aus einer Darstellung der Impulsantworten ablesen. Es ist nicht notwendig, *samplegenau* zu *shiften*, wichtig ist vielmehr, dass das Einschwing- und Ausschwingen der Impulsantwort den *Peak* derselben

nicht verrauscht. In dieser Arbeit wurden die Impulsantworten um 22 *Samples* verschoben. In einem Hörtest wurde kontrolliert, ob das Signal ‚rauscht‘ oder sonst irgendwelche klanglichen Einbußen vorhanden waren, jedoch war nichts dergleichen festzustellen.

Die Abbildungen 4.20 und 4.21 zeigen die Impulsantworten der Lautsprecher BBL und HT3, die durch die inverse FFT verschoben wurden, die Abbildungen 4.22 und 4.23 zeigen die zirkulär verschobenen Impulsantworten der selben Lautsprecher.

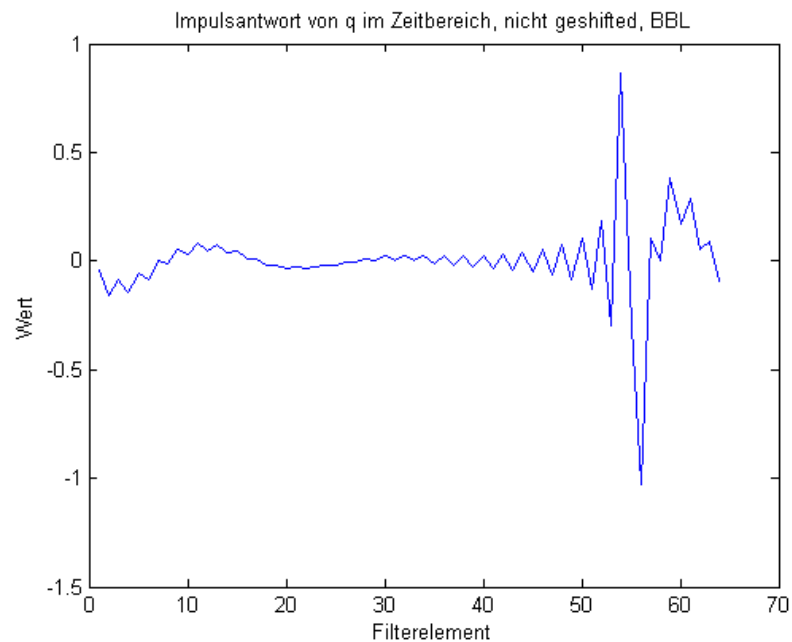


Abb. 4.20: Durch IFFT verschobene Impulsantwort Lautsprecher BBL



Abb. 4.21: Durch IFFT verschobene Impulsantwort Lautsprecher HT3

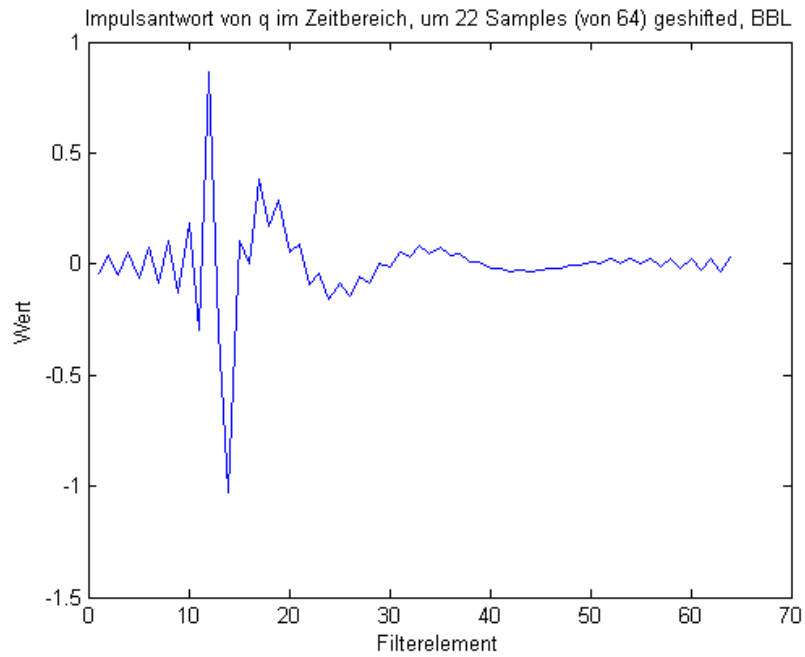


Abb. 4.22: Verschobene Impulsantwort Lautsprecher BBL

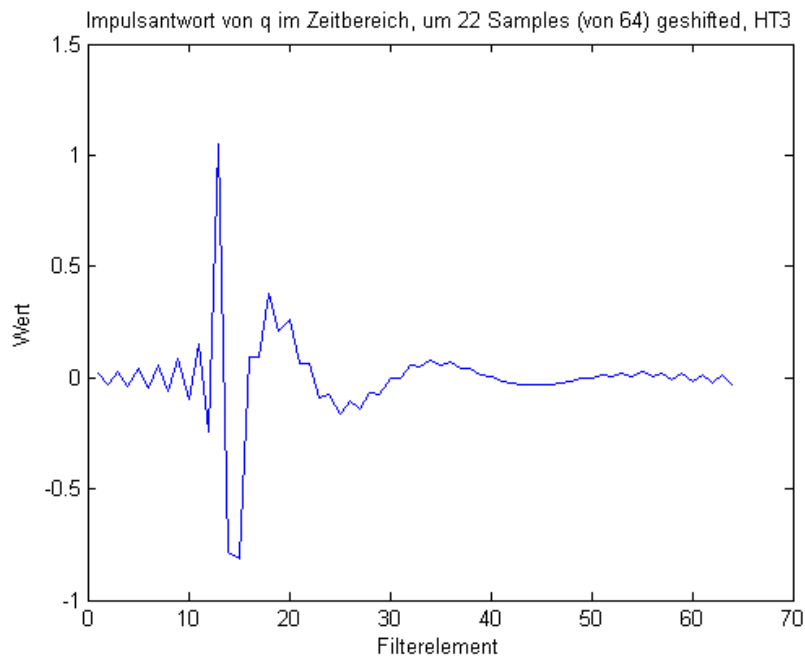


Abb. 4.23: Verschobene Impulsantwort Lautsprecher HT3

Danach wurde das Musiksignal in das Programm geladen und mit jedem Spaltenvektor der Impulsantwort-Matrix gefaltet.

4.4 Materialaufwand

Der *Hardware*-Aufwand für ein eigenes *Panel* ist nicht zu unterschätzen (vgl. Abb. 4.24 und Abb. 4.25). Die benötigte Hardware umfasst :

- Das *Panel* selbst – Lautsprecher und Gehäusekonstruktion
- Einen eigenen Verstärker für jeden Lautsprecher – das entspricht im Rahmen dieser Diplomarbeit 14 einzelnen Verstärkern mit entsprechender Leistung; bei verschiedenen Lautsprechertypen dementsprechend unterschiedliche Leistungen
- Eine mehrkanalige *Soundkarte* - pro Lautsprecher ein Ausgang
- Lautsprecherkabel, Dämmmaterial, akustische Entkopplung durch *Spikes* (Steher auf Panel-Unterseite), Kabel zum Anschluss der *Soundkarte* und der Verstärker..

Der *Software*-Aufwand liegt hauptsächlich darin, die Signale berechnen zu lassen. Dazu werden diese Audio-Signale in ein Programm eingelesen, die mathematischen Operationen auf die Audiosignale angewandt und anschließend als *Audiofiles* wieder ausgegeben. Für diese Diplomarbeit wurde Matlab[®] verwendet.

Außerdem ist zur Erstellung der *Soundfiles* ein Programm notwendig, das fähig ist, Mehrkanalspuren zu erzeugen, abzuspielen und in das gewünschte Format zu speichern, wie zum Beispiel Nuendo©, Cubase©, beide von SteinbergTM oder Ähnliche.

Auf jeden Fall wäre das Dolby© Digital Format aufgrund von Lizenzansprüchen wieder mit finanziellen Ausgaben verbunden, welche für ein „*Open Source*“ Format wie zum Beispiel .ogg (vorbis) nicht anfallen.

Da das fertige Ergebnis ein Zusammenspiel aller *hardwareseitigen* und *softwareseitigen* Komponenten ist, spielt die Planung eine ganz wesentliche Rolle. Ohne ein fertiges Konzept ist ein zufriedenstellendes Klangerlebnis bei einem *Soundpanel* mit *Beamforming* nicht möglich.

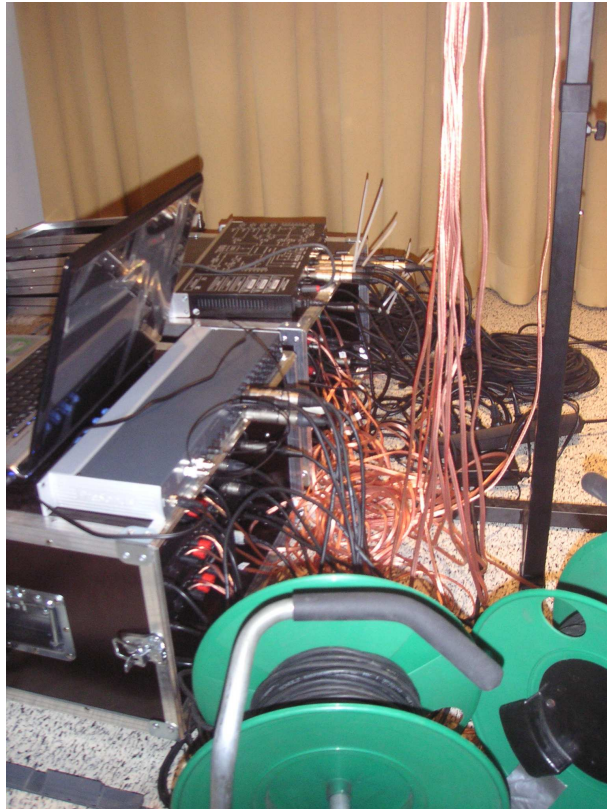


Abb. 4.24: Equipment zur Audioevaluierung

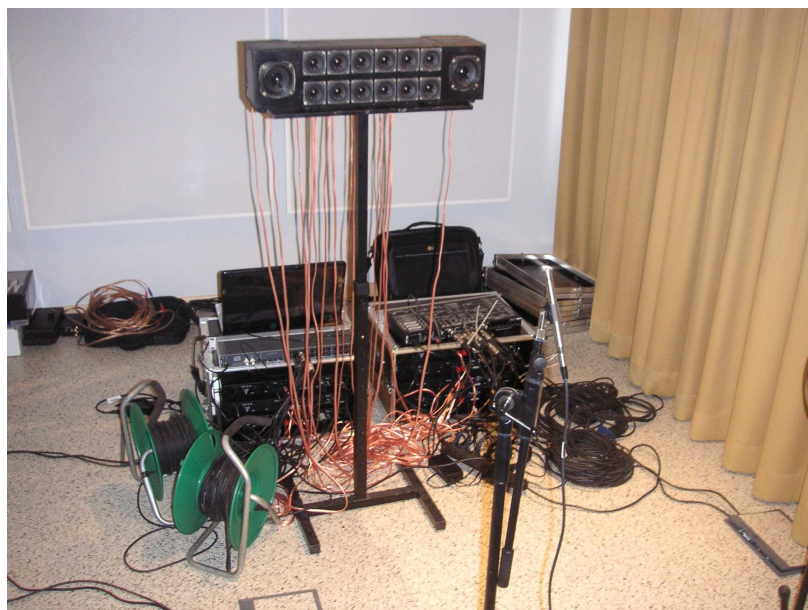


Abb. 4.25: Aufbau Hörtest

5 Hörtest

5.1 Motivation

Zur Überprüfung, ob die implementierten *Beamforming*-Methoden wirklich eine Schallkonzentration für die anspruchsvolle Anforderung eines *Nearfield Beamformings* erzielen können, wurde ein Hörtest im Hörraum bei Joanneum Research durchgeführt.

Ein Hörtest ersetzt keine quantitative Messung der Schallpegel im untersuchten Gebiet, aber es gibt einen guten Eindruck, wie Menschen das Ergebnis der *Beamforming*effekte wahrnehmen, beziehungsweise, ob Probanden den Effekt überhaupt wahrnehmen.

Dazu wurde im Hörraum, einem Raum für akustische Messungen und Wiedergabe am Joanneum Research, ein Testaufbau realisiert. Die Wiedergabesituation war nicht optimal, da der Raum bis circa zur Hälfte mit einem Schreibtisch und Boxen belegt war, jedoch wurde das *Soundpanel* so ausgerichtet, dass Reflexionen nur von hinten die Teilnehmer erreichen konnten, da die Seitenwände schallabsorbierend sind. Auch spielte der Diffusschall keine übergeordnete Rolle, da der erwähnte Schreibtisch die einzige Reflexionsfläche in der Nähe der Probanden war und dieser nur etwa hüfthoch war und der Boden zusätzlich gedämpft ist. Auch an der dem *Soundpanel* gegenüberliegende Seite des Raumes sind Schallabsorber angebracht. Der Raum klingt ‚sehr trocken‘.

Wie in Abschnitt 4.4 angeführt, ist der materielle Aufwand nicht unerheblich. Abbildung 5.1 zeigt die Audiokette des Hörvergleichs.

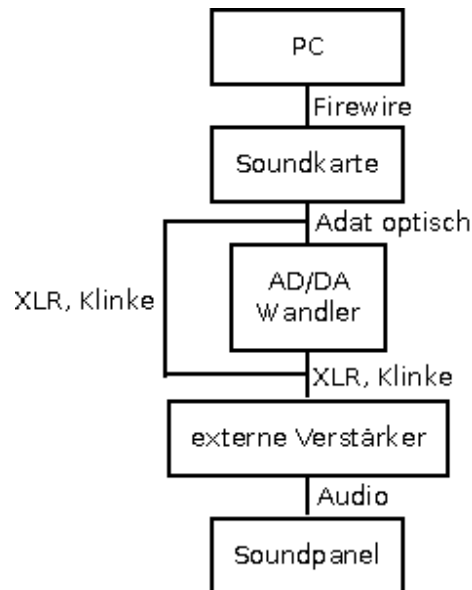


Abb. 5.1: Flussdiagramm der Audiokette bei einem Hörvergleich

Das Equipment bestand aus:

- *Notebook*: HP Pavilion DV9533EG
- Steinberg™ Nuendo© 3
- *Soundkarte*: RME Fireface 800
- AD/DA Wandler: Presonus DigiMax FS
- Verstärker: t.Amp S-100
- Schallpegelmessgerät: Larson Davis 2900 mit dazugehörigem Mikrofon

Bei einem früheren Probehören wurde festgestellt, dass die einzelnen Lautsprecher die Signale nicht mit gleicher Lautstärke abstrahlten. Daher wurde dies mit einem Schallpegelmessgerät verifiziert und gleichzeitig der Schalldruck jedes einzelnen Lautsprecher gemessen. Dazu wurde das Mikrofon nach der Kalibrierung des *Sound Pressure Level* –Meters (SPL-Meter) im Fokuspunkt aufgestellt, um festzustellen, wie viel Leistung jeder Lautsprecher zum Fokuspunkt abstrahlt.

Es wurden immer nur dasselbe Audiokabel, derselbe Verstärker und derselbe Verstärkerausgang benutzt. Somit sollte sichergestellt werden, dass die unterschiedlichen Schallpegel nur vom Lautsprecher herrührten. Das Signal bestand aus einem Ausschnitt des beim Hörvergleich verwendeten Signals mit dem Namen ‚Regen‘ von einer Demonstrations-

CD des *Soundpanels* von Yamaha YSP 500. Der Pegel des Signals schwankte konstant in einem Bereich von 1 Dezibel. Dieses Verhalten konnte bei allen Lautsprechern beobachtet werden.

Der gemessene Schallpegel überraschte zum Teil ordentlich. Tabelle 1 zeigt im Einzelnen die gemessenen Schallpegel in Dezibel (A bewertet).

Lautsprecher	BBL	BBR	HT1	HT2	HT3	HT4	HT5	HT6	HT7	HT8	HT9	HT10	HT11	HT12
Schallpegel in dB(A)	63,7	61,7	53,2	52,4	58,4	57,5	55	54,6	58,2	58,5	63,3	61,6	58,3	57,8

Tabelle 1: Gemessene Schallpegel der Lautsprecher im Fokuspunkt

Das A-bewertete Dezibelmaß wurde verwendet, da dies annähernd dem Frequenzgang des menschlichen Ohres entspricht. Die in Tabelle 1 angeführten Werte entsprechen einer Mittelung. Wie bereits erwähnt lagen die dB(A) Werte des Signals innerhalb eines Dezibels. Die genauen Grenzwerte wurde notiert und daraus der Mittelwert gebildet.

Anschließend wurden diese Mittelwerte erneut gemittelt, um einen Referenzwert zu erhalten. An diesen Referenzwert, der 58,05 dB(A) betrug, wurden in dem *Sequencer* Programm Nuendo© 3 alle Ausgangspegel der Lautsprecher manuell an den Referenzpegel angeglichen.

Mit dieser Maßnahme wurde sichergestellt, dass das *Array* ‚Unity Gain‘ besitzt. Dies ist aber nicht zwingend notwendig. Eine beliebte Methode, um Nebenkeulen abzuschwächen oder sogar zu unterdrücken, ist es, eine räumliche Fensterung auf das *Panel* anzuwenden. Dabei werden die Amplituden der einzelnen Lautsprechersignale entsprechend der Lautsprecheranordnung auf dem *Panel* den Fensterkoeffizienten angepasst.

Dies wäre in diesem Fall aber keine gute Maßnahme gewesen. Die Amplituden der Signale der beiden leistungsstärkeren ‚*Woofers*‘ an den Enden wären mit den Faktor 0.08 sehr stark abgeschwächt worden. Den größten Teil der Leistung hätten die beiden ‚*Hochtöner*‘ in der Mitte beigetragen, und zwar mit dem Faktor 0.9544 (vgl. Tabelle 2).

Hamming Koeffizienten	0,08	0,2532	0,6424	0,9544	0,9544	0,6424	0,2532	0,08
-----------------------	------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	------

Tabelle 2: Koeffizienten eines Hamming-Fensters bestehend aus 8 Koeffizienten

Damit wären die Lautsprecher eindeutig zu leise gewesen. Mehr Leistung wäre aber nicht möglich gewesen, da die Ausgangsleistung der Verstärker 65 Watt bei 8 Ohm beträgt, die Nennbelastung der Visaton FRWS 5 8 Ohm aber nur 4 Watt beträgt.

5.2 Aufbau

Das *Panel* wurde in einer Höhe von 1,4 Meter in der Mitte des zur Verfügung stehenden Raumes aufgebaut. Daraufhin wurde der Fokuspunkt ausgemessen, sowie eine quadratische Fläche von 30 cm um den Fokuspunkt. Dies sollte eine Orientierungshilfe für die Teilnehmer darstellen (vgl. Abb. 5.2).

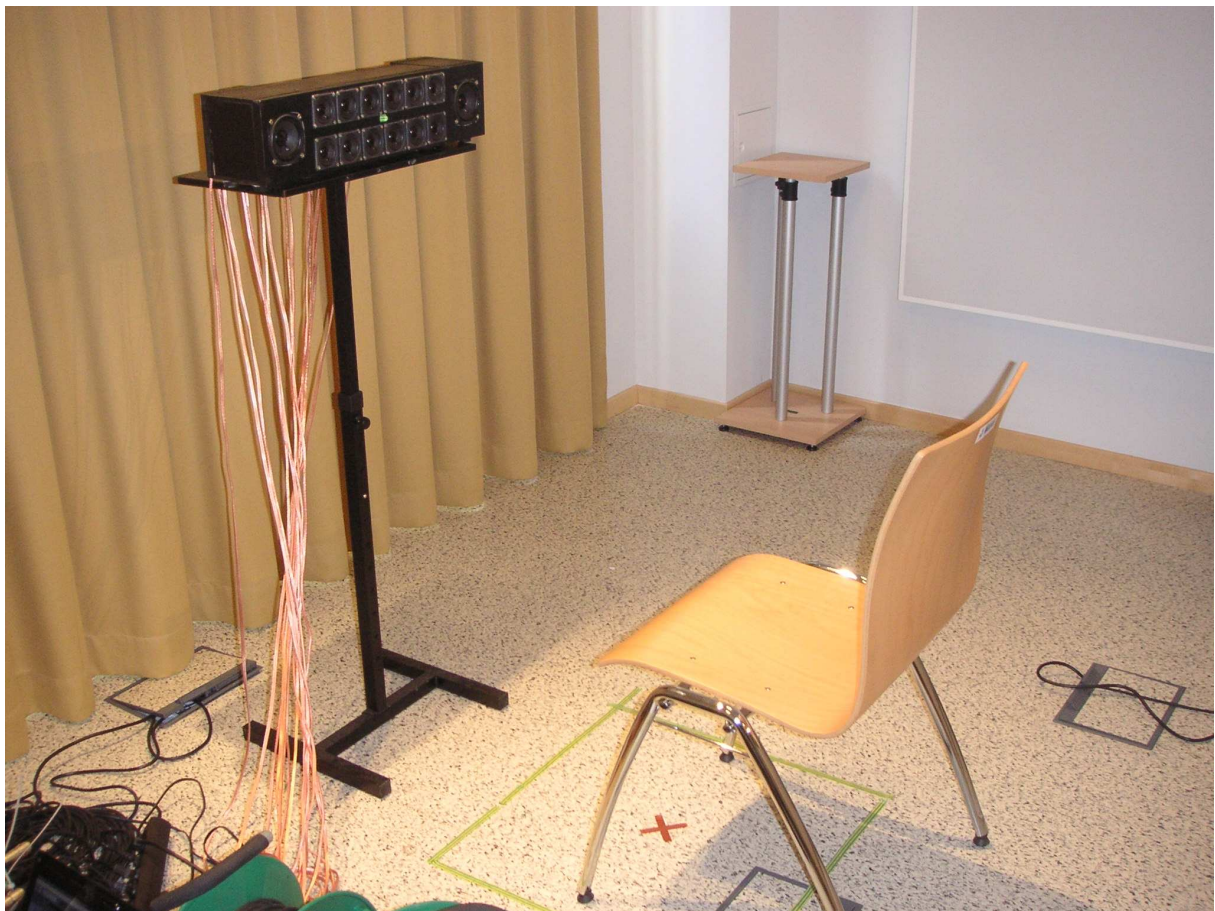


Abb. 5.2: Ausgangssituation des Hörvergleichs

Als Testsignale wurde das Audiosignal ‚Gewitter‘ von der Demonstrations-CD des Yamaha YSP 500 verwendet. Die Abfolge war wie folgt (vgl. Abb. 5.3):

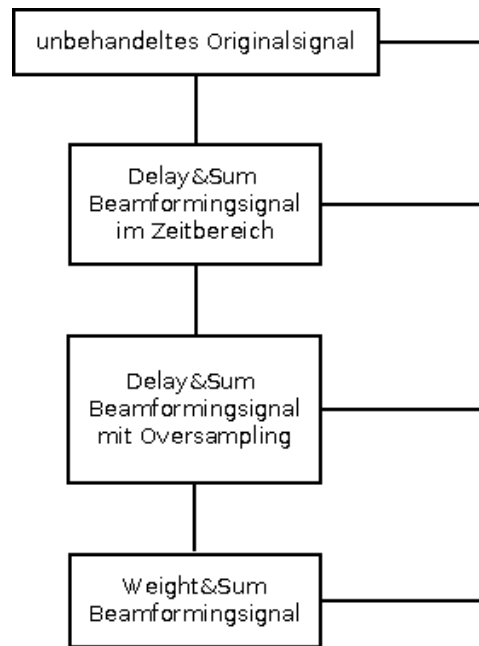


Abb. 5.3: Signalabfolge während des Hörvergleichs

Die Teilnehmer waren dazu aufgefordert, sich das unbehandelte Originalsignal einzuprägen, um ein Gefühl für die natürliche Abstrahlcharakteristik des *Arrays* zu bekommen. Es sollte ein Eindruck gewonnen werden, wo und wie sich die Lautstärke im Verhältnis von Fokuspunkt zu selbst gewählten Punkten im Umfeld des *Arrays* ändert.

Es zeigte sich, dass die Probanden sich besser auf den Höreindruck konzentrieren und den auftretenden *Beamforming*effekt besser wahrnehmen konnten, wenn sie hinter dem in Abb. 5.2 gezeigten Sessel standen, anstatt darauf zu sitzen. Die einzige Vorgabe an die Probanden war, sich ungefähr in der Höhe des *Array*mittelpunktes zu bewegen. Ansonsten konnten und sollten die Teilnehmer überall im Raum ihre Evaluierungspunkte selbst bestimmen, vorausgesetzt sie untersuchten diese Punkte auch für die anderen Testsignale.

Zuerst wurden die Signale bandpassbegrenzt, im Frequenzbereich von 300 Hz bis 3000 Hz, abgespielt (vgl. Abb. 5.6 „Evaluierung Nr.1“). Die Auswertung zeigte, dass der *Beamforming* Effekt von nahezu allen Personen wahrgenommen wurde. Am besten wurden der *Delay & Sum* Ansatz ohne *Oversampling* und der *Weighted Delay & Sum* Ansatz beurteilt (vgl. Abb. 5.4).

Im zweiten Vergleich wurden die bandpassbegrenzten Signale in die Originalsignale integriert (vgl. Abb. 5.6 „Evaluierung Nr.2“). Das wurde einerseits gemacht, damit die teilnehmenden Personen einen ‚natürlicheren‘ Klangeindruck des Signals bekamen, was sich auch in der Bewertung niederschlug, als auch, um zu testen, ob der Effekt der Schallkonzentration besser, gleich oder schlechter wahrnehmbar ist als beim bandpassbegrenzten Signal alleine. Die Signale wurden insgesamt allgemein besser beurteilt, doch diesmal erhielt der *Weighted Delay & Sum* Ansatz die beste Bewertung. Der *Delay & Sum* Ansatz mit *Oversampling* erhielt dieses Mal eine bessere Beurteilung, als der Ansatz ohne *Oversampling* (vgl. Abb. 5.5).

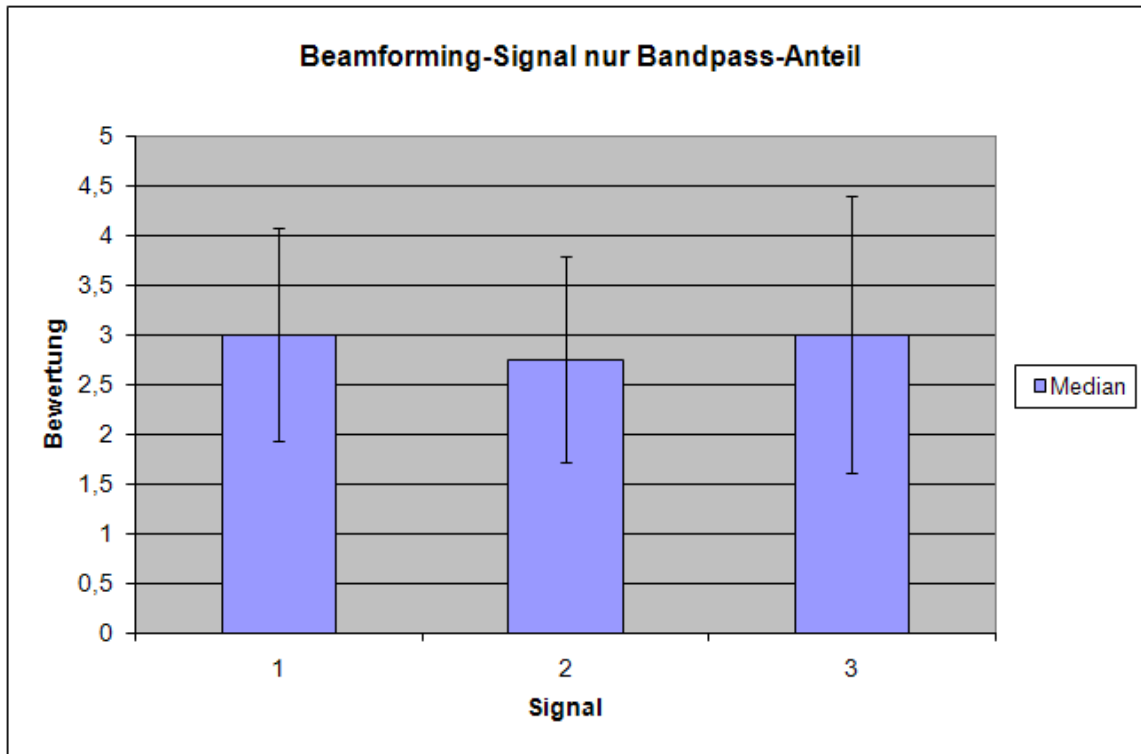


Abb. 5.4: Auswertung Hörtest, nur Bandpass-Anteil

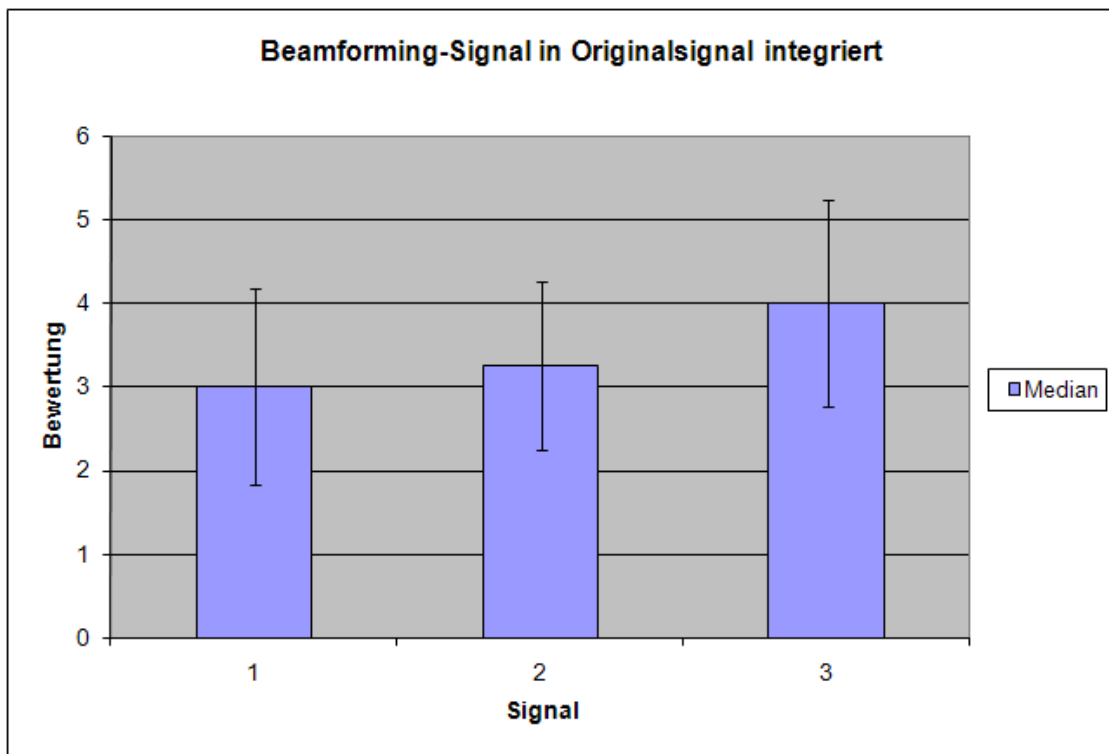


Abb. 5.5: Auswertung Hörtest, Gesamtsignal

Die Bewertung erfolgte in fünf Kategorien (vgl. Abb. 5.6):

Evaluierung Nr. 1

Effekt Signal	Sehr gut hörbar	Gut hörbar	hörbar	wenig hörbar	Nicht hörbar
Nr. 1					
Nr. 2					
Nr. 3					

Evaluierung Nr. 2

Effekt Signal	Sehr gut hörbar	Gut hörbar	hörbar	wenig hörbar	Nicht hörbar
Nr. 1					
Nr. 2					
Nr. 3					

Abb. 5.6: Beurteilungsbogen für Teilnehmer des Hörvergleichs

Signal Nr.1 kennzeichnet das *Delay & Sum* Signal ohne *Oversampling*, Signal Nr.2 das *Delay & Sum* Signal mit *Oversampling* und Signal Nr.3 das Signal des *Weighted Delay & Sum* Ansatzes, gemäß Abbildung 5.3. Das Referenzsignal wurde nicht extra angegeben.

Für die Übernahme in die Diagramme wurde folgendes Punktesystem definiert:

- „Sehr gut hörbar“ 5 Punkte
- „Gut Hörbar“ 4 Punkte
- „Hörbar“ 3 Punkte
- „Wenig Hörbar“ 2 Punkte
- „Nicht Hörbar“ 1 Punkt

Eine Gegenüberstellung der beiden Vergleiche zeigt deutlicher, wie die Personen die Testsignale und deren Effekte wahrgenommen haben (vgl. Abb. 5.7):

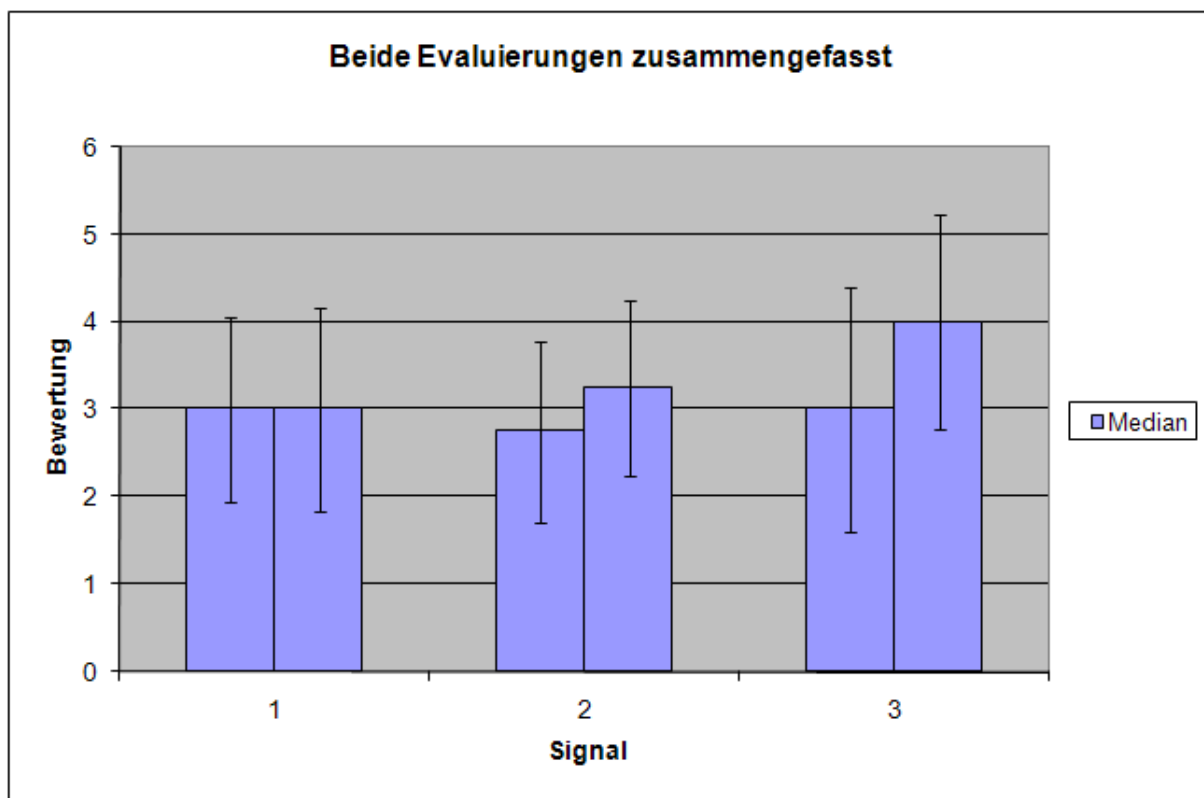


Abb. 5.7: Gegenüberstellung der Bewertungen

In allen Diagrammen sind der Medianwert und die Standardabweichung angeführt. Insgesamt nahmen 10 Personen an dem Hörvergleich teil. Von diesen Probanden waren 9 männlich und einer weiblich. Das Alter der Teilnehmer variiert von Ende 20 bis Mitte Fünfzig.

Es zeigte sich, dass der *Weighted Delay & Sum* Ansatz über beide Vergleiche am Besten bewertet wurde. Jedoch nur, wenn der bandpassbegrenzte Signalanteil im Gesamtsignal integriert wird.

6 Zusammenfassung und Ausblick

6.1 Zusammenfassung

Der Trend bei mehrkanaligen Audiosignalen geht immer mehr in Richtung *Surround-Sound-Panel*. Die relativ einfache Handhabung und das Einsparen von mehreren externen Lautsprecherboxen im Wiedergaberaum machten dieses Produkt bei vielen Anwendern beliebt. Dieses *Soundpanel* benötigt nur eine einzige Box, um Schall in die Zuhörerrichtung zu lenken und erreicht dies mit einem bis dato revolutionärem Ansatz im Heimkinobereich: *Beamforming* mittels Lautsprecherarray.

In dieser Arbeit wurde untersucht, ob ein *Soundpanel* auch für den Einsatz in Spielautomaten geeignet ist. Dazu wurde die zugrunde liegende Theorie für *Beamforming* beschrieben und selbst ein Lautsprecherarray nach diesen Kriterien gebaut. Außerdem wurden mehrere *Beamforming*-Ansätze im Zeit- und Frequenzbereich in Matlab® implementiert, um die notwendigen Signale zu erzeugen.

Es hat sich in einem Hörvergleich mit mehreren Personen gezeigt, dass der Effekt einer Schallkonzentration an einem vorher definierten Punkt in der Horizontalebene wahrgenommen wurde. Jedoch war dieser Effekt nicht in solchem Maße ausgeprägt, wie erhofft. Im besten Fall wäre eine deutliche Lautstärkereduktion um circa die Hälfte in einer Entfernung von nur 2 Metern um das *Array* festzustellen. Dennoch war eine Abnahme der Lautstärke im Verhältnis zur natürlichen Abstrahlcharakteristik durch die Probanden gegeben.

6.2 Ausblick

Um ein besseres Ergebnis zu erzielen, könnten weitere Optimierungsmaßnahmen getroffen werden. Alleine die Entscheidung gegen die in dieser Arbeit verwendeten Visaton FRWS 5 8 Ohm und für zusätzliche 2 bis 3 Lautsprecher des ebenfalls in dieser Arbeit verwendeten Visaton FRS 8M 8 Ohm würde eine deutliche Leistungssteigerung erbringen, da alle Lautsprecher auch mit gleicher Verstärkerleistung betrieben werden könnten. Dies würde überdies noch eine Kostenreduktion von 65 % bewirken.

Durch die eben erwähnte Methode könnte auch eine räumliche Fensterung durchgeführt werden. Dabei werden die Amplituden der jeweiligen Lautsprechersignale mit den Koeffizienten von Hann- oder Hamming-Fenstern multipliziert. Dies bewirkt eine deutliche Absenkung der Nebenkeulen.

Auch würde eine leicht konkave Anordnung der Lautsprecher eine bessere Richtwirkung und somit eine bessere Konzentration des Schalls auf den Fokuspunkt zur Folge haben. Dadurch könnte die Lautstärkeabnahme im Gebiet außerhalb des Fokusgebietes nochmals gesteigert werden.

Ein letzter Optimierungsansatz ist der Einsatz adaptiver Methoden, wie schon bei Mikrofonarrays verwendet. Allerdings nimmt dadurch der Rechenaufwand stark zu. Ob sich das aber in einer klanglichen Verbesserung des gewünschten Effektes auswirkt, wäre erst zu untersuchen.

Abschließend ist noch anzumerken, dass es bei der Verwendung eines *Soundpanels* in Spielautomaten nicht einfach ist, wirklich gute Ergebnisse zu erzielen. Bedingt durch den geringen Abstand der Spieler zum Cabinet muss man akzeptieren, dass das *Array* seine optimale Richtwirkung nicht entfalten kann. Kommerzielle Produkte für den Heimkinobereich lenken ihre *Beams* auf mehrere Meter Entfernung. Das für diese Arbeit umgesetzte *Soundpanel* dagegen auf 50 cm.

7 Literaturverzeichnis

7.1 Literatur

[BENESTY, 2008] BENESTY JACOB, CHEN JINGDON, HUANG YITENG : “MICROPHONE ARRAY SIGNAL PROCESSING”, KAPITEL 3 “CONVENTIONAL BEAMFORMING TECHNIQUES”, SPRINGER VERLAG, BERLIN HEIDELBERG, 2008

[DICKASON, 2007] DICKASON VANCE: „LAUTSPRECHERBAU: BEWÄHRTE REZEPTE FÜR DEN PERFEKTEN BAU“, ELEKTOR VERLAG GMBH, AACHEN, 4.AUFLAGE 2007

[GRABER, 2004] GRABER GERHARD: „ELEKTROAKUSTIK“, VORLESUNGSSKRIPTUM, VERSION 8, INSTITUT FÜR BREITBANDKOMMUNIKATION, TECHNISCHE UNIVERSITÄT GRAZ, WINTERSEMESTER 2004/05

[GULDENSCHUH, 2009] GULDENSCHUH MARKUS, SONTACCHI ALOIS: “TRANSAURAL STEREO IN A BEAMFORMING APPROACH”, STUDIE IM RAHMEN DER PROC. OF THE 12TH INT. CONFERENCE ON DIGITAL AUDIO EFFECTS (DAFX-09), COMO, ITALY, SEPTEMBER 1-4, 2009, DURCHGEFÜHRT AM INSTITUT FÜR ELEKTRONISCHE MUSIK UND AKUSTIK, UNIVERSITÄT FÜR MUSIK UND DARSTELLEND KUNST, ARBEIT UNTERSTÜTZT VON DER EUROCONTROL UNDER RESEARCH GRANT SCHEME – GRAZ, (08-120918-C)

[HONG] HONG PAUL: ”THE AUDIO SPOTLIGHT: AN ALTERNATIVE APPROACH”, PROJEKT FÜR THE INTERACTIVE MEDIA TECHNOLOGY CENTER IMTC, GEORGIA INSTITUTE OF TECHNOLOGY, ATLANTA, GEORGIA, KEIN ANGABE DES JAHRES

[HOOLEY, 2006A] HOOLEY ANTHONY: “SINGLE BOX SURROUND SOUND”, ACOUST.SCI. & TECH. 27, 6, INVITED REVIEW, 2006

[HOOLEY, 2006B] HOOLEY ANTHONY ET AL.: “SOUND BEAM LOUDSPEAKER SYSTEM”, APPL.No. 10/544,943, FILED ON FEB. 24, 2004, PUB. DATE: SEPT 14, 2006, PUB.NO.: US 2006/0204022 A1

[HOOLEY, 2009] HOOLEY ANTHONY ET AL.: “METHOD AND APPARATUS TO DIRECT SOUND”, APPL.No. 12/533,362, FILED ON JUL. 31, 2009, PUB. DATE: DEC. 3, 2009, PUB.NO.: US 2009/0296954 A1

[HUR, 2008] HUR YOONI: "HIGHLY FOCUSED SOUND BEAMFORMING ALGORITHM USING LOUSPEAKER ARRAY SYSTEM", CONVENTION PAPER 7619, PRESENTED AT THE 125TH AES CONVENTION IN SAN FRANCISCO, CA, USA, ON 2-5 OCTOBER 2008

[KONAGAI, 2007] KONAGAI YUSUKE, TAKUMAI SUSUMU: "ARRAY SPEAKER APPARATUS", APPL.NO: 06714459.2, FILED ON FEB. 23, 2006, PUB.DAT: DEC. 26, 2007, PUB.NO: WO 2006/090799

[MCCOWAN, 2001] MCCOWAN IAIN: "ROBUST SPEECH RECOGNITION USING MICROPHONE ARRAYS", PHD THESIS, QUEENSLAND UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, AUSTRALIA, 2001

[PAPE, 2004] PAPE LUTZ: "ARRAY PROCESSING (BEAMFORMING)", SEMINARARBEIT AUS DER VORLESUNG DIGITALE AUDIOTECHNIK 2 AN DER TECHNISCHEN UNIVERSITÄT GRAZ, INSTITUT FÜR SIGNALVERARBEITUNG UND SPRACHKOMMUNIKATION, 2004

[SCHURMAN, 2005] SCHURMAN KYLE: „FOCUSED AUDIO : BRINGS SOUND TO YOU & YOU ONLY“, HARD HAT AREA | WHITE PAPER, SEITE 40-43, VOLUME 5, ISSUE 9, MAI, 2005, ABRUFBAR UNTER [HTTP://WWW.COMPUTERPOWERUSER.COM/ARTICLES/ARCHIVE/C0509/27C09/27C09.PDF?GUID=](http://www.computerpoweruser.com/articles/archive/c0509/27c09/27c09.pdf?guid=)

[STARK, 2009] STARK BERNDT: "LAUTSPRECHER HANDBUCH – THEORIE UND PRAXIS DES BOXENBAUENS", RICHARD PFLAUM VERLAG GMBH & CO KG, MÜNCHEN, 8.AUFLAGE

[TAKUMAI, 2005] TAKUMAI SUSUMU: "AUDIO REPRODUCTION APPARATUR", APPL.NO. 11/574,248, FILED ON AUG. 26, 2005, PUB.DAT: SEPT. 20, 2007, PUB.NO: US 2007/0217621 A1

[TELSNIG, 2008] TELSNIIG MARK: "3-D AUDIO FÜR CASINOSPIELGERÄTE MITTELS BINAURALSYNTHESE UND ÜBERSPRECHKOMPENSATION", DIPLOMARBEIT AN DER TECHNISCHEN UNIVERSITÄT GRAZ, IN ZUSAMMENARBEIT MIT JOANNEUM RESEARCH FORSCHUNGSGESELLSCHAFT MBH UND ATRONIC INTERNATIONAL GMBH, SEPTEMBER 2008

[ZIOMEK, 1995] ZIOMEK, L.J.: "FUNDAMENTALS OF ACOUSTIC FIELD THEORY AND SPACE-TIME SIGNALPROCESSING", CRC PRESS, FLORIDA, 1995

7.2 Internetadressen

[BROWN] <http://browninnovations.com/models.html>

[DENON]

http://www.denon.at/site/frames_main.php?main=prod&ver=&MID=3&sub=1&action=detail&Pid=334

[EMINENCE] <http://eminence.com/resources/data.asp>

[ENOX] <http://www.enox-deutschland.de/sound-projektor/cinema-box-6.html>

[HIFI FORUM] <http://www.hifi-forum.de/viewthread-42-53.html>

[HIFI-SELBSTBAU1] http://www.hifi-selbstbau.de/index.php?option=com_content&task=view&id=87

[HIFI-SELBSTBAU2] http://hifi-selbstbau.de/index.php?option=com_content&view=article&id=43:geschlossene-geheanfer&catid=33:gehearten&Itemid=67

[LAUTSPRECHER1] <http://www.elektronikinfo.de/audio/lautsprecher.htm>

[TSPCHECK] http://hifi-selbstbau.de/index.php?option=com_content&task=view&id=199

[ULTIMATE AV MAGAZIN] <http://www.ultimateavmag.com/speakersystems/605yamaha/>

[VISATON] <http://www.visaton.de>

[YAMAHA] <http://sound-projektor.de/pages/en/digital-sound-projectorstrade/ysp-600.php>