



Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg
Hamburg University of Applied Sciences

Bachelorthesis

Simon Nibbrig

Theorie und Simulation des durch Überlagerung
von Schallfeldern auftretenden Kammfiltereffekts
und Implementierung eines DSP-Messsystems
zur Bestimmung von Systemlaufzeiten zur
Laufzeitkompensation

Simon Nibbrig

Theorie und Simulation des durch Überlagerung
von Schallfeldern auftretenden Kammfiltereffekts
und Implementierung eines DSP-Messsystems zur
Bestimmung von Systemlaufzeiten zur
Laufzeitkompensation

Bachelorthesis eingereicht im Rahmen der Bachelorprüfung
im Studiengang Informations- und Elektrotechnik
am Department Informations- und Elektrotechnik
der Fakultät Technik und Informatik
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer: Prof. Dr.-Ing. Jürgen Vollmer
Zweitgutachter: Prof. Dr.-Ing. Hans Peter Kölzer

Abgegeben am 27. Februar 2017

Simon Nibbrig

Thema der Bachelorthesis

Theorie und Simulation des durch Überlagerung von Schallfeldern auftretenden Kammfiltereffekts und Implementierung eines DSP-Messsystems zur Bestimmung von Systemlaufzeiten zur Laufzeitkompensation

Stichworte

Kammfiltereffekt, DSP, akustische Interferenzen, Impulsantwort, TMS320C6713

Kurzzusammenfassung

Anhand einer mit Matlab programmierten Simulation werden die Verzerrung des Amplitudengangs durch den Kammfiltereffekt bei der Überlagerung von mehreren Schallfeldern untersucht. Anschließend wird auf dem TMS320C6713DSK ein DSP-Messsystem implementiert, mit dem akustische Laufzeiten zwischen Lautsprechern und Messmikrofon gemessen werden können. Das Ziel ist Laufzeitunterschiede zwischen verschiedenen Lautsprechern zu kompensieren und diese so aufeinander abzustimmen, dass der Kammfiltereffekt minimiert wird.

Simon Nibbrig

Title of the paper

Theory and simulation of the comb filter effect occurring by interference of overlapping sound fields and the implementation of a DSP measuring system to determine system propagation times for run-time compensation

Keywords

comb filter, DSP, acoustic interference, impulse response, TMS320C6713

Abstract

In this thesis the distortion of the amplitude response due to the comb filter effect by overlapping soundfields is investigated using a Simulation programmed with Matlab. Afterwards a DSP measurement system is implemented on the TMS320C6713DSK that allows measuring acoustic propagation times between a loudspeaker and a measuring microphone. The aim is the compensation of propagation time differences between electroacoustic sources to minimize the comb filter effect.

Inhaltsverzeichnis

Tabellenverzeichnis	6
Abbildungsverzeichnis	7
1. Einführung	10
1.1. Motivation	10
1.2. Kammfiltereffekt	13
1.3. Zielsetzung	15
2. Grundlagen	16
2.1. Grundlegende Eigenschaften von Luftschall	16
3. Simulation: Überlagerung von Schallfeldern	23
3.1. Konzept	23
3.1.1. Anforderungen	24
3.1.2. Simulationsareal	24
3.1.3. Virtuelle Schallquelle	25
3.1.4. Berechnung von überlagerten Schallfeldern	28
3.1.5. Visualisierung	28
3.2. Validierung	30
3.3. Simulationen	34
3.4. Ergebnis	43
4. DSP Implementierung der Laufzeitmessung	44
4.1. Hardware: TMS320C6713 DSK	44
4.1.1. TLV320C6713 DSP	45
4.1.2. Speicherarchitektur	45
4.1.3. TLV320AIC23 Stereo Audio Codec	46
4.1.4. Debugging	47
4.2. Anforderungen	48
4.2.1. Anwendungen	48
4.3. Konzeption der Laufzeitbestimmung	49
4.4. Implementierung	57

4.5. Messungen	65
4.5.1. Messung 1: Schallmesskammer	66
4.5.2. Messung 2: Wohnzimmer	67
4.5.3. Messung 3: Vorlesungssaal	68
4.5.4. Messung 4: Veranstaltungssaal	68
4.6. Korrektur	71
5. Gesamtfazit	74
6. Ausblick	76
Literaturverzeichnis	77
Fremdwortverzeichnis	79
Anhang	81
A. Anleitung für die MATLAB Simulation	82
B. Datenblätter	84
C. Messung DSK	91
D. Grafische Darstellungen der Messsignale	93
E. Bilder der Messaufbauten	98

Tabellenverzeichnis

2.1. Frequenzen und Wellenlängen für Luftschall bei $v_L = 340\text{m/s}$	17
2.2. Schalldruck Schalldruckpegel	18
3.1. Positionen und Simulationsparameter für einzelne Schallquelle	32
3.2. Ermittelte Abstrahlwinkel für verschiedene Bündelungsfaktoren	32
3.3. Simulierte und berechnete Pegelwerte bei unterschiedlichen Entfernungen zur Schallquelle auf der Abstrahlachse.	33
3.4. Positionen und Simulationsparameter für die Simulation zweier nebeneinander angeordneter Schallquellen	34
3.5. Messpositionen und Ergebnisse der simulierten Amplitudengänge für zwei Schallquellen bei Stereoaufstellung	35
3.6. Positionen und Simulationsparameter für die Simulation zweier hintereinander angeordneter Schallquellen	39
3.7. Vergleich der Frequenz des ersten Minimums $f_{dip,1}$ und Dämpfung ΔL_{min} bei verschiedenen Messpositionen mit und ohne Laufzeitkompensation für die Simulation zweier Schallquellen, die hintereinander angeordnet sind.	43
4.1. Die Bedienung des Programms erfolgt durch die Zuweisung verschiedener Werte der Variable <i>action</i>	59
4.2. Messergebnisse der Laufzeitmessungen in der Schallmesskammer	67
4.3. Messergebnisse Wohnzimmer	67
4.4. Messergebnisse Vorlesungssaal	68
4.5. Messergebnisse Veranstaltungssaal	68
4.6. Messergebnisse der Laufzeitmessung mit der korrigierten DSP-Implementierung und zwei Referenzmessungen mit REW und SatLive.	73

Abbildungsverzeichnis

1.1. Schematische Darstellung einer Beschallungssituation, bei der sich die Schallfelder mehrerer Lautsprecher überlagern	11
1.2. Typische Anwendung von Stützlautsprechern bei der Beschallung einer Großveranstaltung. Zu sehen ist ein Beschallungssystem mit Hauptlautsprechern, die durch Stützlautsprecher ergänzt werden.	12
1.3. Amplitudengang des Kammfilters mit Laufzeitdifferenz $\tau = 1$ ms, $\alpha = 1$	13
1.4. Systembeschreibungen von Kammfiltern	14
2.1. Veranschaulichung der Definition des Abstrahlwinkels bei Lautsprechern	20
2.2. Illustration des Gangunterschieds	20
2.3. Summation zweier Pegel bei verschiedenen Pegeldifferenzen ΔL in Abhängigkeit der Phasendifferenz	22
3.1. UML Diagramm der Klasse classSpace	24
3.2. Isobaren-Darstellung des horizontalen Abstrahlverhaltens eines Lautsprechers	28
3.3. UML Diagramm der Klasse classMeas	29
3.4. Visualisierung der Schallverteilung bei 1 kHz einer einzelnen Schallquelle	31
3.5. Visualisierung der Draufsicht einer einzelnen Schallquelle mit MAPP XT bei 8kHz (Lautsprechertyp: MM4XP)	33
3.6. Visualisierung der Schallfelder zweier nebeneinander angeordneter Schallquellen bei $f=1$ kHz. In der oberen Darstellung das räumlich verteilte Interferenzmuster zu erkennen. Die untere Darstellung zeigt die Seitenansicht mittig zwischen den Lautsprechern, hier treten keine Auslöschungen auf. Die weißen Linien zeigen jeweils die Position der anderen Darstellung.	36
3.7. Visualisierung von zwei Schallquellen mit MAPP XT bei 1kHz mit MM4 XP Lautsprechern	37
3.8. Simulierte Amplitudengänge für verschiedene Messpositionen auf der y-Achse	37
3.9. Schallfelder von zwei Schallquellen, die hintereinander angeordnet sind, ohne Laufzeitkompensation bei 1kHz. Die schwarzen Kreuze markieren die Positionen, bei denen die Pegel der einzelnen Schallquellen gleich sind. Top View zeigt den Längsschnitt auf $z = 1, 2$ m Höhe, Side View zeigt den Querschnitt auf $y = 6$ m Tiefe.	40

3.10. Vergrößert Ausschnitt der Messposition. Der rote Punkt zeigt die Referenzposition auf 1,2m Höhe, bei der die Schalldruckpegel der einzelnen Lautsprecher gleich sind.	41
3.11. Amplitudengänge für verschiedene Messpositionen auf x-Achse ohne Zeitkompensation	42
3.12. Amplitudengänge für verschiedene Abstände zur Messpositionen auf x-Achse mit Zeitkompensation	42
4.1. TMS320C6713 DSK im Gehäuse	45
4.2. Schematische Darstellung des Messaufbaus	49
4.3. Komponenten des Übertragungssystems, die die Messung beeinflussen	50
4.4. Amplitudengang eines Lautsprechers, gemessen auf der Mittelachse in 1 m Abstand (Modell: Tannoy Reveal 402)	51
4.5. Mit REW aufgenommene Impulsantwort eines Lautsprechers, gemessen in 1 m Abstand (Modell: Tannoy Reveal 420)	53
4.6. Flussdiagramm der DSP Implementierung	57
4.7. Gemessenes Amplitudenspektrum des durch den DSP generierten weißen Rauschens	60
4.8. Transportables fertig verkabeltes Messsystem	66
4.9. Vergleich der gemessenen Laufzeiten des DSP-Messsystems und der Referenzmessung mit der Messsoftware REW	70
4.10. Auswertung der mit der fehlerhaften Implementierung aufgenommene Sinusschwingung mit $f_{sin} = 100$ Hz	71
4.11. Auswertung der mit der korrigierten Implementierung aufgenommene Sinusschwingung mit $f_{sin} = 100$ Hz	72
B.1. Auszug aus dem Datenblatt des Messmikrofons Behringer ECM8000	85
B.2. Auszug aus dem Datenblatt der externen Soundkarte M-Audio Fast Track Pro	86
B.3. Auszug aus dem Datenblatt des Lautsprechers Tannoy Reveal 402	87
B.4. Auszug aus dem Datenblatt des Mischpultes Behringer XENYX 1202	88
B.5. Auszug aus dem Datenblatt Leistungsverstärker CROWN CDi Serie	89
B.6. Auszug aus dem Datenblatt Leistungsverstärker Yamaha PX Serie	90
C.1. Angabe der Filtercharakteristik aus dem AIC23 Audio Codec Datenblatt	91
C.2. Messung des Amplitudengangs des DSK	92
D.1. Referenzbuffer des generierten weißen Rauschens	93
D.2. Buffer des gemessenen Mikrofonsignals	94
D.3. Sequenz des generierten weißen Rauschens mit zero-padding	95
D.4. Sequenz des gemessenen weißen Rauschens mit zero-padding	96
D.5. Berechnete Impulsantwort	97

E.1. Laufzeitmessung in der Schallmesskammer	98
E.2. Laufzeitmessung eines festinstallierten Lautsprechers im Vorlesungssaal Berliner Tor 5	99
E.3. Laufzeitmessung eines festinstallierten Lautsprechersystems in einem Veranstaltungssaal	100

1. Einführung

Der Kammfiltereffekt tritt in verschiedenen Bereichen der Elektrotechnik und Tontechnik als physikalisches Phänomen auf, das durch die Summierung zweier kohärenter¹, zeitversetzter Signale hervorgerufen wird [1]. Dadurch kommt es zu Interferenzerscheinungen, die den Amplitudengang des resultierenden Signals verzerren. In der Beschallungstechnik tritt der Kammfiltereffekt beispielsweise auf, wenn sich kohärente Schallfelder verschiedener Lautsprecher überlagern und diese nicht zeitlich auf einander abgestimmt sind. Die dadurch entstehenden Verzerrungen im Amplitudengang sind unerwünscht. Daher wird bei der Installation und Einrichtung eines Beschallungssystems versucht diese Verzerrungen zu minimieren. Die Qualität einer Beschallung wird durch verschiedene Faktoren bestimmt. Viele davon werden durch den subjektiven Höreindruck beeinflusst und fallen in den Bereich der Psychoakustik. Diese Faktoren sind daher nicht direkt messbar. Darum ist es nicht möglich, die Qualität einer Beschallung allein durch messtechnische Gesichtspunkte vollständig zu bewerten. Dennoch gibt es einige messbare Kriterien, die als theoretische Voraussetzung einer guten Beschallung erfüllt sein sollten. Neben einer ausreichenden Lautstärke, bei der keine nichtlinearen Verzerrungen auftreten, ist ein gleichmäßiger Amplitudengang der Beschallungsanlage die Grundlage für eine qualitativ gute Bewertung einer Beschallung.

1.1. Motivation

Da Lautsprecher in ihrer Lautstärke und damit auch in ihrer Reichweite begrenzt sind, erfolgt die Beschallung großer Flächen häufig mit mehreren Lautsprechersystemen, die räumlich getrennt voneinander positioniert sind. Je nach Distanz der zu beschallenden Fläche und der Reichweite der Hauptlautsprecher, werden diese durch weitere Stützlautsprecher (engl.: Delay Line) ergänzt, wodurch eine größere Fläche gleichmäßig beschallt werden kann. Dabei kommt es zu Überlagerungen der von den jeweiligen Lautsprechern emittierten Schallfeldern (siehe [Abbildung 1.1](#)). In den Bereichen, in denen sich die Schallfelder überlagern, kommt es aufgrund der unterschiedlichen Distanzen der einzelnen Schallquellen zu Laufzeitunterschieden. Dadurch entstehen die als Kammfilter bezeichneten Einbrüche und Überhöhungen im

¹Signale mit konstantem Phasenbezug

Amplitudengang. Im ersten Teil dieser Arbeit wird anhand einer selbst entwickelten 3D Simulation untersucht, in welchem Ausmaß der Kammfiltereffekt durch diese Überlagerungen in Erscheinung tritt und inwieweit sich die Auswirkungen des Kammfiltereffekts durch eine zeitliche Laufzeitanpassung der Schallquellen verringern lässt. Darauf basierend wird definiert mit welcher Genauigkeit die zeitliche Anpassung von Lautsprechern durchgeführt werden muss, um den Kammfiltereffekt hinreichend zu minimieren.

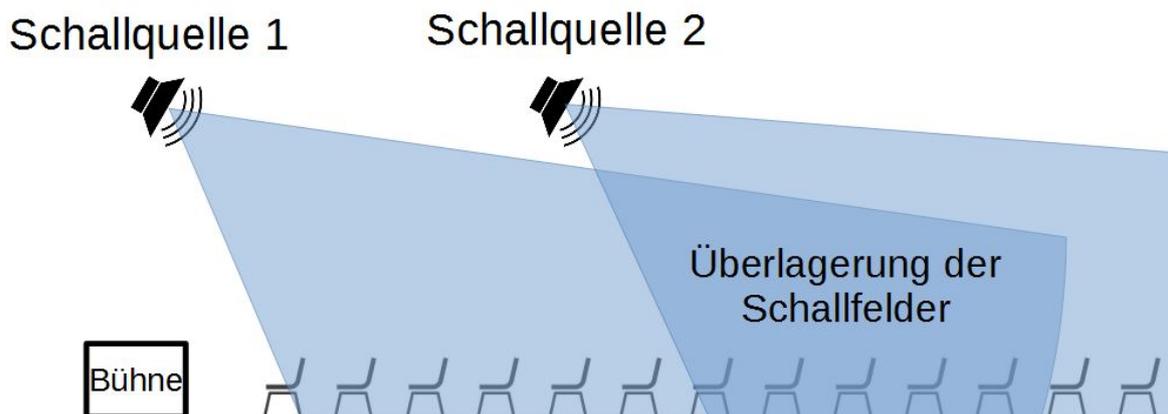


Abbildung 1.1.: Schematische Darstellung einer Beschallungssituation, bei der sich die Schallfelder mehrerer Lautsprecher überlagern

Die zeitliche Anpassung einzelner Lautsprecher ist ein wesentlicher Bestandteil beim Einmessen von Beschallungsanlagen. Häufig wird hier vom sogenannten Timealignment gesprochen. Dieser Begriff beschreibt das Synchronisieren der Laufzeiten einzelner Schallquellen, deren Schallfelder sich überlagern.

"Das Timealignment, also die zeitliche Synchronisation der einzelnen Wege eines PA² Systems bildet die Grundlage für eine erfolgreiche Einrichtung und Einstellung des Systems." [2, S. 2]

Eine typische Konstellation mehrere Lautsprechersysteme bei der Beschallung einer Großveranstaltung ist in [Abbildung 1.2](#) dargestellt. Zu sehen ist ein Beschallungssystem mit Hauptlautsprechern in Stereo Anordnung, die durch sogenannte Stützlautsprecher erweitert werden, um eine gleichmäßige Schallverteilung über den gesamten Zuhörerbereich zu erzielen. Um den Laufzeitunterschied zwischen Haupt- und Stützlautsprecher zu kompensieren, werden die Signale der Stützlautsprecher durch eine elektronische Signalverzögerung auf die Hauptlautsprecher synchronisiert, indem das Signal um den Laufzeitunterschied verzögert wird. Diese Signalverzögerung wird durch spezielle Systemcontroller oder in digitalen

²PA System = Public Adress System, Professionelles Lautsprechersystem zur Beschallung von Publikum

Mischpulten vorgenommen. Um die genaue Verzögerungszeit zu ermitteln, wird im zweiten Teil dieser Arbeit eine technische Möglichkeit aufgezeigt, mit der die Signallaufzeit zwischen einem Lautsprecher und einem Messmikrofon gemessen werden kann, um die Laufzeitdifferenz zweier Schallquellen zu bestimmen. Dazu wird ein geeignetes Mess- und Berechnungsverfahren auf einem digitalen Signal Prozessor (DSP) implementiert.



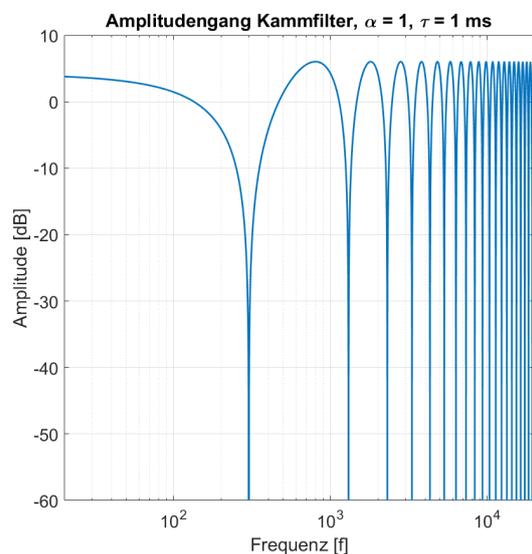
Abbildung 1.2.: Typische Anwendung von Stützlautsprechern bei der Beschallung einer Großveranstaltung. Zu sehen ist ein Beschallungssystem mit Hauptlautsprechern, die durch Stützlautsprecher ergänzt werden.

Anhand von Referenzmessungen mit einer professionellen Messsoftware wird verglichen, wie exakt die Laufzeiten mit dem DSP-Messsystem ermittelten werden können.

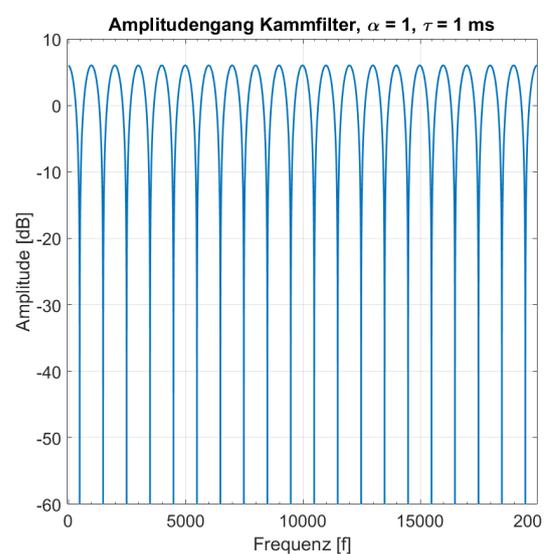
1.2. Kammfiltereffekt

Der Kammfiltereffekt beschreibt das Erscheinungsbild eines Amplitudengangs, der durch Interferenzen verursachte Einbrüche und Überhöhungen mit gleichem Frequenzabstand aufweist.

Die Bezeichnung Kammfilter kommt dadurch zustande, dass solch ein Amplitudengang bei logarithmischer Frequenzachse Ähnlichkeit zu einem Kamm aufweist. Kammfilter werden u.a. in der Signalverarbeitung [3, S. 235] [4, S.216] eingesetzt. Diese Arbeit betrachtet den nicht rekursiven Kammfilter, der als unerwünschter Effekt in verschiedenen Bereichen der Tontechnik auftritt [5], [6], [7]. Die Abbildung 1.3(a) zeigt den Amplitudengang eines Kammfilters.



(a) Kammfiltereffekt mit logarithmischer Frequenzachse



(b) Kammfiltereffekt mit linearer Frequenzachse

Abbildung 1.3.: Amplitudengang des Kammfilters mit Laufzeitdifferenz $\tau = 1$ ms, $\alpha = 1$

Bei der systemtheoretischen Betrachtung unterscheidet man zwischen dem rekursiven³ Kammfilter (vgl. Abbildung 1.4(a)) und dem nicht rekursiven⁴ Kammfilter (vgl. Abbildung 1.4(b)).

Der rekursive Kammfilter wird im Zeitbereich mathematisch durch

³IIR: infinite impulse response filter

⁴FIR: finite impulse response filter

$$y(t) = x(t) + \alpha \cdot x(t - \tau) \quad (1.1)$$

beschrieben. Diese Gleichung zeigt anschaulich, dass das Ausgangssignal $y(t)$ die Summe des Eingangssignals $x(t)$ mit dem um den Faktor α gewichteten und um τ verzögerten Eingangssignal $x(t - \tau)$ ist. Die Impulsantwort eines Systems erhält man durch die Anregung

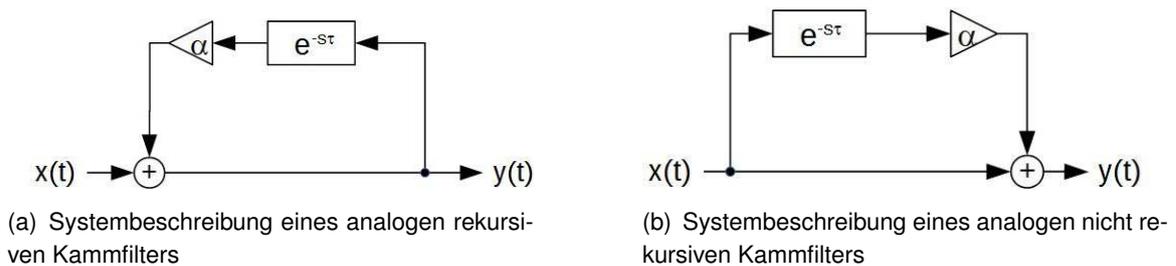


Abbildung 1.4.: Systembeschreibungen von Kammfiltern

des Eingangs mit dem Dirac-Impuls $x(t) = \delta(t)$.

$$h(t) = \delta(t) + \alpha \cdot \delta(t - \tau) \quad (1.2)$$

Durch die Transformation der Impulsantwort $h(t)$ in den Bildbereich ergibt sich die Übertragungsfunktion des analogen Kammfilters $H(s)$.

$$H(s) = 1 + \alpha \cdot e^{-s\tau} \quad (1.3)$$

Der Amplitudengang ist der Betrag der Übertragungsfunktion

$$A(s) = |H(s)| \quad (1.4)$$

Wird der Faktor $\alpha = 1$ gewählt, so erhält man den in den 1.3(a) gezeigten Amplitudengang für die Verzögerungszeit τ .

$$|H(s)| = A(s) = 2|\cos(\pi f\tau)| \quad (1.5)$$

Die erste Auslöschung $f_{dip,1}$ tritt bei

$$f_{dip,1} = \frac{1}{2 \cdot \Delta t} \quad (1.6)$$

auf. Die erste Überhöhung $f_{peak,1}$ tritt bei

$$f_{peak,1} = \frac{1}{\Delta t} \quad (1.7)$$

auf.

In Abbildung 1.3(a) ist der Kammfiltereffekt zweier Signale mit gleichem Pegel ($\alpha = 1$) und einer Laufzeitdifferenz von $\tau = 1$ ms auf logarithmischer Frequenzachse dargestellt. Zu erkennen ist die erste Auslöschung bei $f_{dip,1} = 1/2 \text{ ms} = 500$ Hz und die erste Überhöhung bei $f_{peak,1} = 1/1 \text{ ms} = 1$ kHz. In Abbildung 1.3(b) ist der gleiche Kammfilter auf linearer Frequenzachse dargestellt. So erkennt man am besten die periodisch auftretenden Auslöschungen mit dem konstanten Frequenzabstand von 1 kHz.

1.3. Zielsetzung

Anhand der Simulation in [Abschnitt 3.3](#) soll untersucht werden, unter welchen Bedingungen der Kammfiltereffekt in typischen Beschallungssituationen auftritt, welche Auswirkungen dieser auf den Amplitudengang und damit auf den tonalen Charakter einer Beschallung hat und inwieweit sich der Kammfiltereffekt durch Laufzeitanpassung der elektroakustischen Schallquellen kompensieren lässt. Auf Grundlage der Ergebnisse wird eine Genauigkeitsanforderung für die Laufzeitanpassung formuliert. Um die Verzögerungszeit für die Laufzeitanpassung ermitteln zu können, wird ein Messsystem entwickelt, das mit Hilfe eines Messmikrofons die Laufzeiten zwischen Lautsprechern und Messpositionen messen kann, um daraus die Laufzeitdifferenzen zwischen verschiedenen Quellen bestimmen zu können ([Kapitel 4](#)). Anhand dieser Laufzeitdifferenz ist es möglich, einzelne Lautsprecher so zu verzögern, dass sie exakt aufeinander synchronisiert werden.

2. Grundlagen

In den folgenden Abschnitten werden einige Grundlagen der Akustik und Beschallungstechnik erörtert, die für das Verständnis der nachfolgenden [Kapitel 3](#). Simulation und [Kapitel 4](#). Implementierung notwendig sind.

2.1. Grundlegende Eigenschaften von Luftschall

Frequenzbereich

Luftschall bezeichnet die longitudinale Ausbreitung von Luftdruckschwankungen, die im Frequenzbereich von $20\text{Hz} - 20\text{kHz}$ vom menschlichen Gehör wahrgenommen werden können [8]. Die Frequenz f einer Schallschwingung ist über die Schallgeschwindigkeit in Luft v_L mit der Wellenlänge λ_L verknüpft ([Gleichung 2.1](#)).

$$f = \frac{v_L}{\lambda_L} \quad (2.1)$$

Die Wellenlängen dieses Frequenzbereiches liegen bei einer typischen Schallgeschwindigkeit von 340m/s in einem Bereich von $\lambda_{L,\text{min}} = 0,017\text{m}$ bis $\lambda_{L,\text{max}} = 17\text{m}$ (vgl. [Tabelle 2.1](#)). Damit erstreckt sich das Verhältnis von größter zu kleinster Wellenlänge über einen Faktor 1000. Dadurch ist das Auftreten von Interferenzerscheinungen und Beugungseffekten im räumlichen Ausmaß für verschiedene Frequenzbereiche sehr unterschiedlich.

Aufgrund dieses großen Bereichs wird die Frequenzachse bei der graphischen Darstellung von Frequenzgängen logarithmisch aufgetragen.

Tabelle 2.1.: Frequenzen und Wellenlängen für Luftschall bei $v_L = 340\text{ m/s}$

Frequenz $f[\text{Hz}]$	Wellenlänge $\lambda[\text{mm}]$	Faktor $\lambda_L/\lambda_{L,\min}$
20	17150	1000
50	6860	400
100	3430	200
200	1715	100
500	686	40
1000	343	20
2000	172	10
5000	69	4
10000	34	2
20000	17	1

Schallgeschwindigkeit

Die Schallgeschwindigkeit ist größtenteils von der Lufttemperatur abhängig [8]. Für einen Temperaturbereich von $\vartheta = -20^\circ\text{C}$ bis 40°C kann die Temperaturabhängigkeit der Schallgeschwindigkeit mit

$$v_L = \left(331,5 + \frac{0,6 \cdot \vartheta}{^\circ\text{C}}\right) \frac{\text{m}}{\text{s}} \quad (2.2)$$

in guter Näherung beschrieben werden [9].

Da die Wellenlänge durch [Gleichung 2.1](#) in direkter Beziehung mit der Schallgeschwindigkeit steht und diese wiederum von der Umgebungstemperatur abhängt ([Gleichung 2.2](#)), ist diese für die Untersuchung von Interferenzerscheinungen zu berücksichtigen.

Schalldruckpegel

Als messbare Größe der Stärke eines Schallereignisses wird häufig der Schalldruckpegel L_p in db SPL ¹ angegeben. Dieser ist als das 20fache logarithmische Verhältnis des Schalldrucks $p[\text{Pa}]$ (Pa = Pascal = 1 N/m^2) zu dem definierten Bezugswert $p_0 = 2 \cdot 10^{-5}\text{ Pa}$ in der DIN 5493 festgelegt [10, S. 6-9] (vgl. [Gleichung 2.3](#)). Der Bezugsschalldruck p_0 entspricht

¹SPL = Sound Pressure Level, dt.: Schalldruckpegel

der Amplitude einer Schallschwingung mit 1 kHz , die vom menschlichen Gehör gerade noch wahrgenommen werden kann. Man spricht hier von der menschlichen Hörschwelle.

$$L_p = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{p}{p_0}\right) \quad (2.3)$$

Für den Menschen liegt die Schmerzgrenze bei einem Schalldruck von ca. 100 Pa . Damit erstreckt sich das Verhältnis der für den Menschen wahrnehmbaren Amplitude des Schalldrucks über einen Bereich von $5 \cdot 10^6$. Um diesen großen Bereich besser darstellen zu können, wird das logarithmische Maß des Schalldruckpegels (SPL, engl.: Sound Pressure Level) verwendet. Dabei entspricht 0 dB SPL der unteren Wahrnehmungsschwelle. Die Schmerzgrenze ist demnach mit [Gleichung 2.3](#) bei einem Schalldruckpegel von 134 dB SPL erreicht.

Tabelle 2.2.: Schalldruck Schalldruckpegel

Schalldruckpegel [db SPL]	Schalldruck[Pa]	Beschreibung
134	$1 \cdot 10^3$	Schmerzgrenze bei 1kHz
100	2	Kreissäge
80	$2 \cdot 10^{-1}$	starker Verkehrslärm
60	$2 \cdot 10^{-2}$	normale Sprache in 1m Entfernung
30	$6,3 \cdot 10^{-4}$	leises Flüstern
0	$2 \cdot 10^{-5}$	Hörschwelle bei 1kHz

Kennschalldruckpegel von Lautsprechern

Der Kennschalldruckpegel beschreibt, wie ein Lautsprecher eine definierte elektrische Spannung in den mittleren Schalldruckpegel in einem definierten Frequenzbereich umwandelt. Dabei wird der Schalldruckpegel in 1 m Abstand zur Abstrahlrichtung des Lautsprechers bei einer zugeführten elektrischen Leistung von 1 W gemessen.

Dämpfung des Schalldruckpegels über Distanz

Die Abnahme des Schalldruckpegels eines Kugelstrahlers nimmt umgekehrt proportional mit der Entfernung ab. Die Schallpegeländerung von einer Position mit dem Abstand r_1 zu einer weiteren Position mit dem Abstand r_2 lässt sich anhand von [Gleichung 2.4](#) berechnen [11,

S. 115, Kap 5.2]. Bei einer Verdoppelung der Entfernung ($r_1/r_2 = 1/2$) nimmt der Schalldruckpegel L_p um $\Delta L_p = 6$ dB ab (vgl. [Gleichung 2.5](#)).

$$\Delta L_p = \log_{10}\left(\frac{r_1}{r_2}\right) \quad (2.4)$$

$$10^{-6\text{dB}/20} = \frac{1}{2} \quad (2.5)$$

Abstrahlverhalten

Der Abstrahlwinkel eines Lautsprecher wird meist für die horizontale und vertikale Ebene angegeben. Der Schalldruckpegel L_{max} eines Lautsprechers ist bei einem definierten Abstand r auf der Mittelachse in Abstrahlrichtung am höchsten. Rotiert man den Lautsprecher in der horizontalen oder vertikalen Achse, so verringert sich der Schalldruckpegel zunehmend. Der Abstrahlwinkel φ_{AW} ist der Winkel zwischen den zwei Punkten p_1 und p_2 , bei denen sich der Schalldruckpegel im Vergleich zur Mittelachse um 6 dB verringert hat (vgl. [Abbildung 2.1\(a\)](#)). Der Abstrahlwinkel variiert dabei für verschiedene Frequenzen. Die Angabe im Datenblatt eines Lautsprechers bezieht sich häufig auf den Abstrahlwinkel bei 1 kHz. Die [2.1\(b\)](#) zeigt das horizontale (blau) und vertikale (rot) Abstrahlverhalten eines Lautsprecher bei $f = 1$ kHz als Polardiagramm.

Gangunterschied

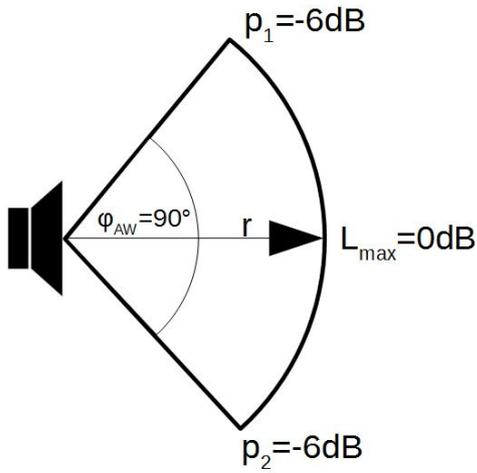
Der Gangunterschied ist die Wegdifferenz $\Delta s = d_1 - d_2$ zweier kohärenter Wellen. Die [Gleichung 2.6](#) zeigt die Verknüpfung mit der Phasendifferenz.

$$\Delta\varphi = \Delta t \cdot f \cdot 360^\circ = \frac{\Delta s}{v_L} \cdot f \cdot 360^\circ \quad (2.6)$$

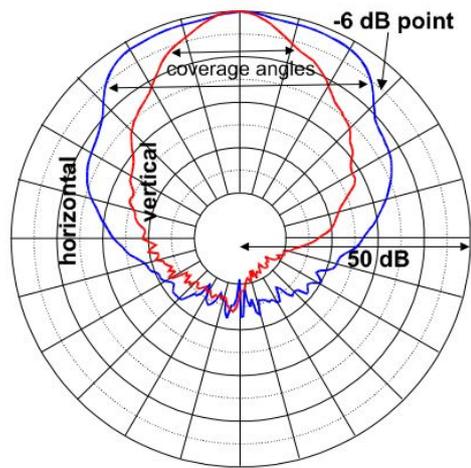
Überlagerung von Schallwellen

Ein breitbandiges akustisches Signal lässt sich als Summe von einzelnen harmonischen Sinusschwingungen mit der Amplitude \hat{x} , der Frequenz $f = \omega/2\pi$ und der Nullphasenlage φ_0 beschreiben. Eine einzelne harmonische Schwingung wird mathematisch durch

$$x(t) = \hat{x} \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi_0) \quad (2.7)$$



(a) Schematische Darstellung der Definition des Öffnungswinkels bei Lautsprechern. In diesem Fall erstreckt sich der Abstrahlwinkel über 90°



(b) Polardiagramm des horizontalen und vertikalen Abstrahlverhaltens eines Lautsprechers

Abbildung 2.1.: Veranschaulichung der Definition des Abstrahlwinkels bei Lautsprechern

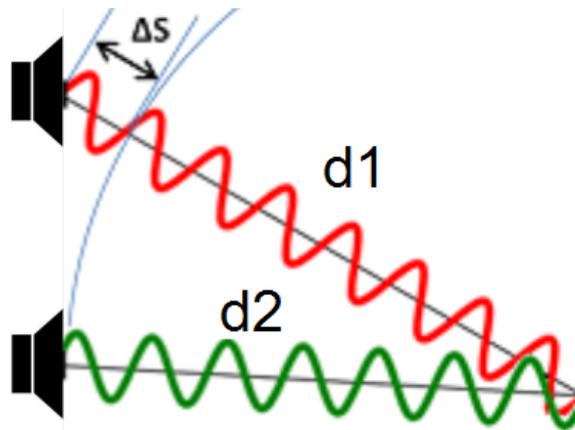


Abbildung 2.2.: Illustration des Gangunterschieds

<https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/0/00/Gangunterschied.png>

oder als komplexer Drehzeiger mit

$$\underline{x}(t) = \hat{x} \cdot e^{j\omega \cdot t + \varphi_0} \tag{2.8}$$

beschrieben. Betrachtet man die Wellenausbreitung in einem Raum, so ist der Nullphasen-

winkel an einer bestimmten Position eine Funktion der Frequenz f und der Distanz d zur Schallquelle.

$$\varphi_0(d, f) = 360^\circ \cdot f \cdot \frac{d}{v_L} \quad (2.9)$$

Der Nullphasenwinkel einer Schwingung ist durch die Ausbreitungsgeschwindigkeit v_L , die Frequenz f und den Abstand zur Quelle d bestimmt. Damit ist die Phasendifferenz zweier kohärenter Wellen an einem bestimmten Ort durch den Gangunterschied und die daraus resultierende Laufzeitdifferenz bestimmt. Da es sich bei Wellen um zeitlich und räumlich periodische Größen handelt, ist die Phasendifferenz $\Delta\varphi$ zweier Wellen für eine feste Position zeitunabhängig.

$$\Delta\varphi = \varphi_{0,1} - \varphi_{0,2} = 360^\circ \cdot f \cdot \left(\frac{d_1 - d_2}{v_L} \right) \quad (2.10)$$

Betrachtet man die Überlagerung zweier monochromatischer Wellen nach [Gleichung 2.7](#), so lässt sich die resultierende Amplitude A mit der [Gleichung 2.11](#) berechnen.

$$A = \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + 2 \cdot x_1 \cdot x_2 \cdot \cos(\Delta\varphi)} \quad (2.11)$$

Dabei sind x_1 und x_2 die Amplituden der einzelnen Wellen und $\Delta\varphi$ deren Phasendifferenz. In [Abbildung 2.3](#) ist die resultierende Amplitude zweier Wellen mit verschiedenen Pegeldifferenzen in Abhängigkeit der Phasendifferenz $\Delta\varphi$ aufgetragen. Die dunkel blaue Kurve zeigt die Überlagerung zweier Wellen mit gleicher Amplitude. Hier ist zu erkennen, dass sich der resultierende Pegel bei einer Phasendifferenz von $\Delta\varphi = 0$ bzw. $\Delta\varphi \bmod 360^\circ = 0$ um 6 dB erhöht. Bei $\Delta\varphi \bmod 90^\circ = 0$ ist der resultierende Pegel gleich dem einer einzelnen Welle. Bei einer Phasendifferenz von $\Delta\varphi \bmod 180^\circ = 0$ tritt für Wellen mit gleicher Amplitude eine vollständige Auslöschung auf. Mit zunehmender Pegeldifferenz fallen die Auslöschungen und Überhöhungen zunehmend geringer aus.

Bei der Überlagerung von kohärenten Wellen ist sowohl die Pegel- als auch die Phasendifferenz für die resultierende Amplitude ausschlaggebend.

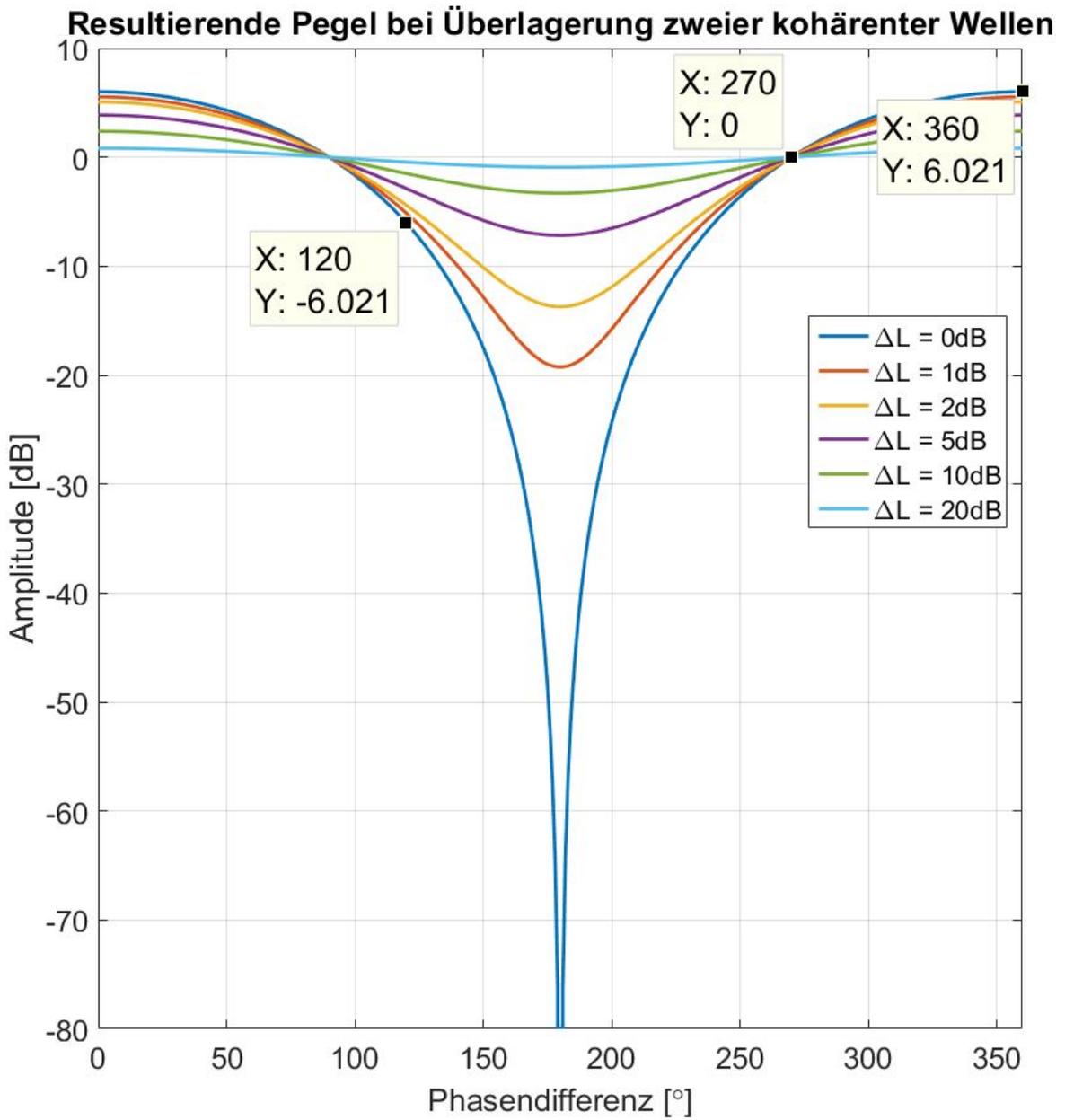


Abbildung 2.3.: Summation zweier Pegel bei verschiedenen Pegeldifferenzen ΔL in Abhängigkeit der Phasendifferenz

3. Simulation: Überlagerung von Schallfeldern

Im folgenden Kapitel wird untersucht, unter welchen Voraussetzungen und mit welcher Auswirkung der Kammfiltereffekt bei unterschiedlichen Positionierungen bzw. Konstellationen von Schallquellen auftritt. Dazu wird eine Simulation programmiert, die es ermöglicht, mehrere virtuelle Schallquellen in einem virtuellen Areal zu positionieren und die Auswirkung der Überlagerung der abgestrahlten Schallfelder, insbesondere die dadurch auftretenden Interferenzerscheinungen, anhand verschiedener Visualisierungen ([Unterabschnitt 3.1.5](#)) zu untersuchen. Die Simulation wird mit MATLAB programmiert. Bei MATLAB handelt es sich um eine wissenschaftliche Programmiersprache, die insbesondere für die numerische [12] Berechnung von Matrizen geeignet ist und darüber hinaus viele Möglichkeiten bietet, Daten zu visualisieren. Aufgrund der Vielzahl von Möglichkeiten der grafischen Darstellung, einer einfach strukturierten Syntax und guter Dokumentation ist dieses Tool für die Entwicklung der Simulation gut geeignet.

3.1. Konzept

Um die Implementierung der Simulation übersichtlich und nachvollziehbar zu gestalten, wird bei der Programmierung ein objektorientierter Ansatz verfolgt. Dazu werden Klassen definiert, die die einzelnen Komponenten der Simulation anhand von Methoden und Attributen repräsentieren. Um das Programm auszuführen, gibt es ein Script-File (*SoundPrediction*), mit dem die entsprechenden Instanzen der Klassen erzeugt, die Attribute gesetzt und die Methoden aufgerufen werden.

Die folgenden Unterkapitel orientieren sich an der Aufteilung dieser Klassen und beschreiben die programmiertechnische Umsetzung der Komponenten, die für die Modellierung der physikalischen Eigenschaften, Bezeichnungen und Funktionen der Programmteile zuständig sind. Im [Anhang A](#) befindet sich eine Anleitung für das Simulationsprogramm.

3.1.1. Anforderungen

Das physikalische Verhalten von Schallfeldern, die durch Lautsprecher emittiert werden, soll hinsichtlich Pegel, Frequenzgang und Abstrahlverhalten realitätsgetreu nachgebildet werden. Durch die Simulation sollen Interferenzerscheinungen bewertet werden können, dafür muss die Überlagerung von Schallfeldern hinsichtlich der Frequenz, Nullphasenwinkel und resultierenden Pegeln realitätsgetreu nachgebildet werden.

3.1.2. Simulationsareal

In der Simulation wird die räumliche Ausbreitung der Schallfelder modelliert. Dazu dient die Klasse *classSpace*, die einen dreidimensionalen Raum definiert, in dem die Quellen positioniert und die Schallfelder grafisch veranschaulicht werden. In der [Abbildung 3.1](#) sind die Attribute und Methoden der Klasse *classSpace* zusammen gefasst.

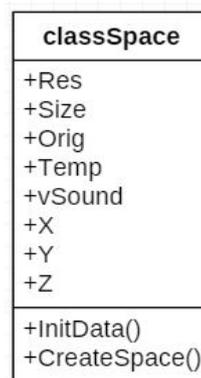


Abbildung 3.1.: UML Diagramm der Klasse classSpace

Dieses Areal wird durch eine dreidimensionale Matrix repräsentiert, die durch die drei Koordinatenvektoren \vec{x} , \vec{y} , \vec{z} in kartesischer Form aufgespannt wird. Die Werte der Koordinatenvektoren spiegeln die räumliche Ausdehnung der jeweiligen Raumdimension wieder. Der Vektor \vec{x} stellt die Länge, der Vektor \vec{y} die Tiefe und der Vektor \vec{z} die Höhe eines Raumes dar. Die Maßeinheit ist jeweils in Meter definiert. Durch das Attribut *Res* (Resolution) wird die Anzahl von Punkten pro Strecke festgelegt. Die Elemente der Matrix entsprechen somit fest definierten Punkten im dreidimensionalen kartesischen Areal mit den äquidistanten Abständen *Res*. Für die Simulationen in dieser Arbeit wird eine Auflösung von 5 cm gewählt. Dies ist ein sinnvoller Kompromiss zwischen Rechenaufwand und Genauigkeit.

Anhand dieser Matrix lassen sich Distanzen zwischen zwei Punkten $\mathbf{M} = (x_M, y_M, z_M)$ und $\mathbf{N} = (x_N, y_N, z_N)$ im dreidimensionalen Raum mit [Gleichung 3.1](#) berechnen. Die Distanz ist

Grundlage für die Berechnung der Nullphasenwinkel und der Verteilung der Schalldruckpegel (vgl. [Gleichung 2.9](#), [Gleichung 2.4](#)). Für die visuelle Darstellung wird jeweils ein vertikaler¹ (vgl. [Abbildung 3.4](#)) und ein horizontaler² (vgl. [Abbildung 3.4](#)) Ausschnitt dieses Areal dargestellt.

$$D(\mathbf{M}, \mathbf{N}) = \sqrt{(x_M - x_N)^2 + (y_M - y_N)^2 + (z_M - z_N)^2} \quad (3.1)$$

Dieser Raum spiegelt nicht die akustischen Eigenschaften eines realen Raumes wieder, sondern repräsentiert ein dreidimensionales Areal, in dem die Schallfelder berechnet und visualisiert werden. Es werden keine Reflexionen berücksichtigt. Das bedeutet, dass lediglich der Direktschall [[10](#), S.2, Kap 1.1] betrachtet wird und ausschließlich die Überlagerungsercheinungen im Freifeld simuliert werden. Des Weiteren besitzt eine Instanz dieser Klasse das Attribut für die Umgebungstemperatur. Diese dient für die Berechnung der Schallgeschwindigkeit nach [Abschnitt 2.1](#). Die Schallgeschwindigkeit ist nach [Gleichung 2.9](#) ebenfalls zur Berechnung der Nullphasenwinkel in den jeweiligen Positionen im Raum ausschlaggebend.

3.1.3. Virtuelle Schallquelle

Die Nachbildung der virtuellen Schallquellen wird in vereinfachter Form den Eigenschaften realer Lautsprecher nachempfunden. In dem Simulationsprogramm repräsentiert eine Instanz der Klasse `classSource` eine virtuelle Schallquelle, die jeweils die Parameter für Position, Schalldruckpegel, vertikales und horizontales Abstrahlverhalten und vertikale und horizontale Ausrichtung besitzt. Die Berechnung der Schallverteilung einer einzelnen Schallquelle erfolgt aufgrund dieser Eigenschaften.

In [Listing 3.1](#) ist ein Beispiel für die Vorgaben der Parameter einer Schallquelle angegeben. Im folgenden wird die Modellierung und programmiertechnische Umsetzung der virtuellen Schallquellen erläutert.

Position

Für jede erzeugte Instanz wird anhand der vorgegebenen Position eine dreidimensionale Matrix erstellt, deren Werte jeweils die Distanz zur Quelle angeben. Die Positionen können mit der räumlichen Auflösung von 5 cm gewählt werden. Es ist darauf zu achten, dass sich

¹Seitenansicht, Graph mit Titel *Side View*

²Draufsicht, Graph mit Titel *Top View*

Listing 3.1: Instanziierung und Parameter-Definition einer virtuellen Schallquelle

```

1 % Define Values for Sound Source Properties
2 % Source 1
3 src1 = classSource;      % create first instance of class classSource
4 src1.Pos = [1, 4, 4];    % position [X-Length, Y-Depth, Z-Height]
5 src1.Rot = [0 25];      % rotation, [Horz, Vert]; 0 -> right;
6 src1.Dly = 0;           % delay in [s]
7 src1.SPL = 100;         % maximum SPL in 1m distance
8 src1.Qy=.6;             % horizontal directivity factor
9 src1.Qz=.3;             % vertical directivity factor

```

die Positionen innerhalb des vorher in der Instanz der Klasse `classSpace` festgelegten Areals befinden. Die Implementierung für die Berechnung der Diastanz-Matrix ist in [Listing 3.2](#) angegeben.

Listing 3.2: Berechnung der Entfernungen aller Punkte im Raum zur Schallquelle

```

1 obj.X = mySpC.X - obj.Pos(1)+obj.Res; % length of prediction space
2 obj.Y = mySpC.Y - obj.Pos(2)+obj.Res; % depth of prediction space
3 obj.Z = mySpC.Z - obj.Pos(3)+obj.Res; % height of prediction space
4 obj.dist = sqrt( (obj.X).^2 + (obj.Y).^2 + (obj.Z).^2 ); % distance to source

```

Schalldruckpegel

In den Datenblättern (vgl. [Abbildung B.3](#)) für Lautsprecher wird der Kennschalldruckpegel (vgl. [Abschnitt 2.1](#)) in dB/W/m angegeben. Um dies bei der Simulation zu berücksichtigen, wird der festgelegte Schalldruckpegel auf alle Punkte in 1 m Abstand berechnet. Die Programmzeile in [Listing 3.3](#) zeigt die Berechnung der Schalldruckpegelverteilung für einen Kugelstrahler. Die Werte der dreidimensionalen Matrix `obj.A` repräsentieren die Schalldruckpegelverteilung einer Quelle für alle Punkte im Raum. Das Attribut `obj.SPL` hat den Wert des für die Quelle festgelegten Schalldruckpegels. Das Attribut `obj.dist` ist eine dreidimensionale Matrix, deren Dimensionen durch die Koordinatenvektoren der Klasse `classSpace` bestimmt werden. Die Werte sind die Entfernungen der entsprechenden Punkte im Raum zur Schallquelle.

Listing 3.3: Berechnung des Schalldruckpegels für alle Punkte im Raum anhand der Entfernung zur Schallquelle

```

1 obj.A = obj.SPL - 20 .* log10(obj.dist);

```

Für einen Kugelstrahler kann mit Kenntnis des Abstandes der Pegel unter Berücksichtigung der Dämpfung berechnet werden (siehe [Abschnitt 2.1](#)). Bei der Schallübertragung im gasförmigen Medium tritt eine frequenzabhängige Dämpfung auf (Dissipation). Dieses Phänomen

wird bei der Simulation jedoch nicht weiter berücksichtigt. Die Schallverteilung einer einzelnen Schallquelle bei der Frequenz $f = 1$ kHz ist in [Abbildung 3.4](#) dargestellt.

Frequenz- und Phasengang

In der Beschallungstechnik wird der Frequenzbereich von 20 Hz bis 20 kHz als relevant angesehen. In der Simulation werden die Schallquellen mit einem idealen (konstanten) Amplitudengang und damit einhergehend mit einem linearen Phasengang modelliert. Dadurch lassen sich Verzerrungen im Amplitudengang, die durch Interferenzen verursacht werden, deutlich erkennen.

Abstrahlverhalten und Rotation

In der Praxis ist das Abstrahlverhalten ein wesentlicher Aspekt bei der Auswahl eines geeigneten Lautsprechers. Reale Lautsprecher haben ein frequenzabhängiges Abstrahlverhalten, das oft in Isobaren-Darstellung für die jeweils horizontale und vertikale Achse visualisiert wird. In [Abbildung 3.2](#) ist eine Isobaren-Darstellung des horizontalen Abstrahlverhaltens eines Lautsprechers als Beispiel dargestellt. Zu erkennen ist das über den gesamten Frequenzbereich stark variierende Abstrahlverhalten. Das Abstrahlverhalten von tiefen Frequenzen ist in weiten Teilen annähernd kugelförmig, da die Wellenlänge im Verhältnis zur Fläche der abstrahlenden Lautsprechermembran groß ist. Zu hohen Frequenzen hin wird das Abstrahlverhalten zunehmend gebündelt.

In der Simulation wird das Abstrahlverhalten durch die Bündelungsfaktoren G_y und G_z umgesetzt. Ein frequenzabhängiges Abstrahlverhalten ist nicht implementiert.

Die Abstrahlcharakteristik zu hohen Frequenzen hin kann bei der Konstruktion durch verschiedene Maßnahmen beeinflusst werden (z.B. durch Hörner oder besondere Gehäusetypen). Um eine Angabe über das Abstrahlverhalten machen zu können, wird in den Datenblättern der Abstrahlwinkel angegeben, der in der Regel beschreibt, bei welchem Winkel der Schalldruckpegel im Vergleich zur Mittelachse um 6 db abnimmt.

Um dies für die Modellierung zu vereinfachen und dennoch das Richtverhalten einzukalkulieren, wird angenommen, dass für den gesamten Frequenzbereich die gleiche Abstrahlcharakteristik mit festem definierten horizontalen und vertikalen Abstrahlwinkel gilt. Das idealisierte Abstrahlverhalten eignet sich gut für das Verständnis der Überlagerung von Schallfeldern, da somit für alle Frequenzen die räumliche Ausbreitung identisch ist.

Die horizontale und vertikale Ausrichtung wird durch den Vektor *Rot* (Rotation) festgelegt. Der erste Wert bestimmt den horizontalen Winkel, der zweite Wert den vertikalen Winkel.

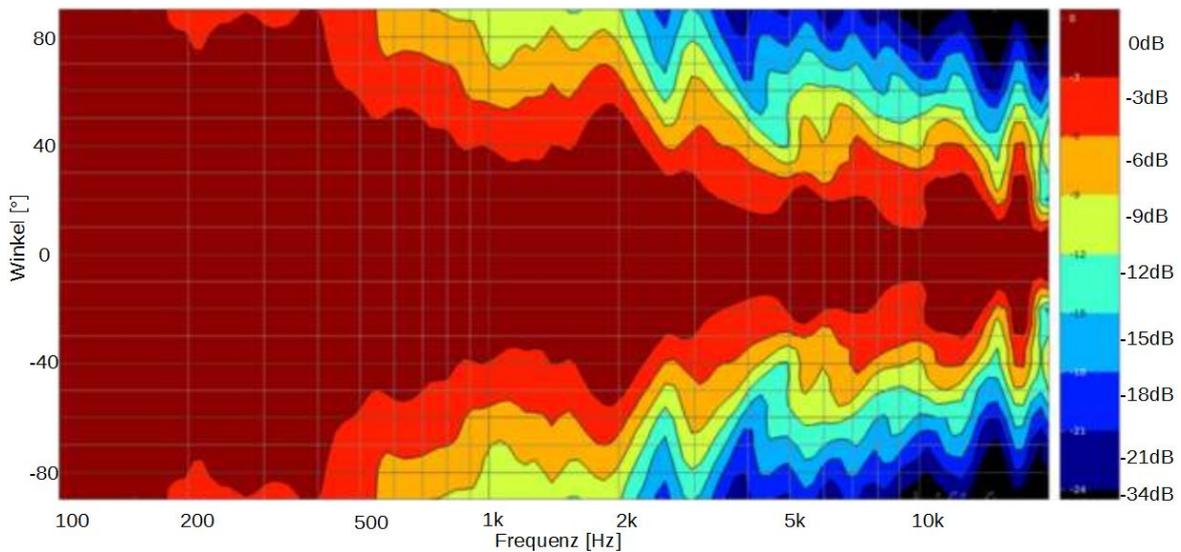


Abbildung 3.2.: Isobaren-Darstellung des horizontalen Abstrahlverhaltens eines Lautsprechers

Die Angabe erfolgt in Grad. Bei einem Winkel von 0° ist die Schallquelle sowohl in der Seitenansicht als auch in der Draufsicht der Darstellung nach rechts gerichtet.

Die durch Lautsprecher emittierten Schallfelder werden real auch durch raumakustische Gegebenheiten beeinflusst. So treten frequenzabhängige Reflexionen an Oberflächen und Beugungserscheinungen auf. Diese Aspekte werden in der Simulation nicht berücksichtigt.

3.1.4. Berechnung von überlagerten Schallfeldern

Die Berechnung der Überlagerung von Schallfeldern erfolgt in einer Instanz der Klasse *class-Meas*. Die Summe der Schalldruckpegel für die einzelnen Punkte im Raum berechnet sich nach [Gleichung 2.11](#). Die resultierende Amplitude der Überlagerung der Schallfelder ist neben den Amplituden der einzelnen Wellen abhängig von der Phasendifferenz der beiden Wellen. Die Phasendifferenz wird mit [Gleichung 2.10](#) durch den Gangunterschied in Abhängigkeit des Ortes berechnet.

3.1.5. Visualisierung

Die graphische Darstellung basiert auf den berechneten Schallfeldern und wird durch eine Instanz der Klasse *classDisp* durchgeführt. Die Schallfelder der Quellen lassen sich für



Abbildung 3.3.: UML Diagramm der Klasse classMeas

eine bestimmte Frequenz graphisch als Draufsicht und Seitenansicht darstellen. Die resultierenden Pegel der überlagernden Schallfelder werden anhand einer Farbskala farblich zugeordnet. Somit lässt sich auf den ersten Blick erkennen, wie sich die Schallfelder im Raum ausbreiten und wie sich verschiedene Schallfelder beeinflussen.

Da die Interferenzerscheinungen sowohl orts- als auch frequenzabhängig sind, werden unterschiedliche Visualisierungen implementiert, die es ermöglichen, die Ergebnisse der Simulation aus verschiedenen Betrachtungen heraus zu untersuchen.

In dieser Klasse sind außerdem die gesamten Optionen und Einstellungen für die graphischen Darstellungen gespeichert. Dadurch können Anpassungen der graphischen Darstellungen übersichtlich zentral angepasst werden.

Räumliche Schallverteilung bei fester Frequenz

Das Simulationsprogramm bietet die Möglichkeit, die Verteilung des Schalldrucks sowohl in horizontaler als auch in vertikaler Ebene für eine ausgewählte Frequenz anzeigen zu lassen. Dabei wird der Wert des Schalldruckpegels für jeden Punkt im Simulationsareal anhand einer definierten Farbe dargestellt. Damit ergibt sich für die Fläche des Areal ein Farbverlauf, der Interferenzmuster erkennbar macht. Die Darstellung wird mit der MATLAB-Funktion *contourf* realisiert, die insgesamt 75 verschiedene Farben darstellt. Diese werden auf einen festgelegten Wertebereich aufgeteilt, die farblich dargestellten Werte werden also diskretisiert. Dadurch kommt es bei dieser Visualisierung zu einer groben Auflösung, die allerdings ausreichend ist, um das Interferenzverhalten hinreichend genau darzustellen. So wird ein Pegelbereich von 5 dB in 8 verschiedene Farben dargestellt.

Amplitudengang an fester Position

Für einen festen Punkt im Raum lässt sich der Amplitudengang der überlagernden Schallfelder anzeigen. Hiermit lässt sich das Auftreten und die Auswirkung des Kammfiltereffekts an einer festen Position über den gesamten Frequenzbereich untersuchen.

Amplitudengänge über räumliche Strecke

Die Amplitudengänge können entlang einer Strecke des Simulationsareals mit Hilfe der Darstellung eines Wasserfalldiagramms visualisiert werden. Dadurch kann untersucht werden, inwieweit die zeitliche Anpassung in einem Punkt die umliegenden Bereiche beeinflusst.

3.2. Validierung

Um zu überprüfen, ob die Ergebnisse des Simulationsprogramms den Anforderungen aus [Unterabschnitt 3.1.1](#) entsprechen, wird die Simulation zunächst hinsichtlich der modellierten Eigenschaften einer einzelnen Schallquelle untersucht und die Ergebnisse werden auf Plausibilität überprüft. Zur Validierung der simulierten Überlagerung von Schallfeldern wird das Ergebnis einer Simulation mit zwei Schallquellen untersucht.

Einzelne Schallquelle

Die [Abbildung 3.4](#) zeigt die Verteilung eines Schallfeldes bei der Frequenz $f = 1\text{ kHz}$ und einem Kennschalldruckpegel von 100 dB SPL, das durch eine einzelne Schallquelle emittiert wird. Das Simulationsareal ist 20 m lang, 8 m tief und 5 m hoch. Die Positionierung der Quelle und weitere Simulationsparameter sind in [Tabelle 3.1](#) aufgelistet. Die Farbskala zeigt die Zuordnung der einzelnen Farben zu den entsprechenden Werten des Schalldruckpegels in dB SPL an. Mit diesem Farbverlauf wird ein Pegelbereich von 58 dB SPL bis 100 dB SPL zugeordnet. Alle Pegelwerte, die außerhalb dieses Wertebereichs liegen, werden mit der gleichen Farbe wie für die Maximal- und Minimalwerte dargestellt. Die graphische Darstellung wird mit der Funktion *contourf* realisiert. Dies führt dazu, dass die Zuordnungen der Farben zu den jeweiligen Pegelwerten abgestuft sind (vgl. [Abschnitt 3.1.5](#)).

Die obere Darstellung in [Abbildung 3.4](#) zeigt das Schallfeld in der Draufsicht auf Höhe der Schallquelle ($z = 4\text{ m}$). Zu erkennen ist der horizontale Winkel von 0° , der durch die schwarz gestrichelte Linie angezeigt wird. Die untere Darstellung zeigt die Seitenansicht auf Tiefe der Schallquelle ($y = 4\text{ m}$), die anhand der gestrichelten schwarzen Linie den eingestellten

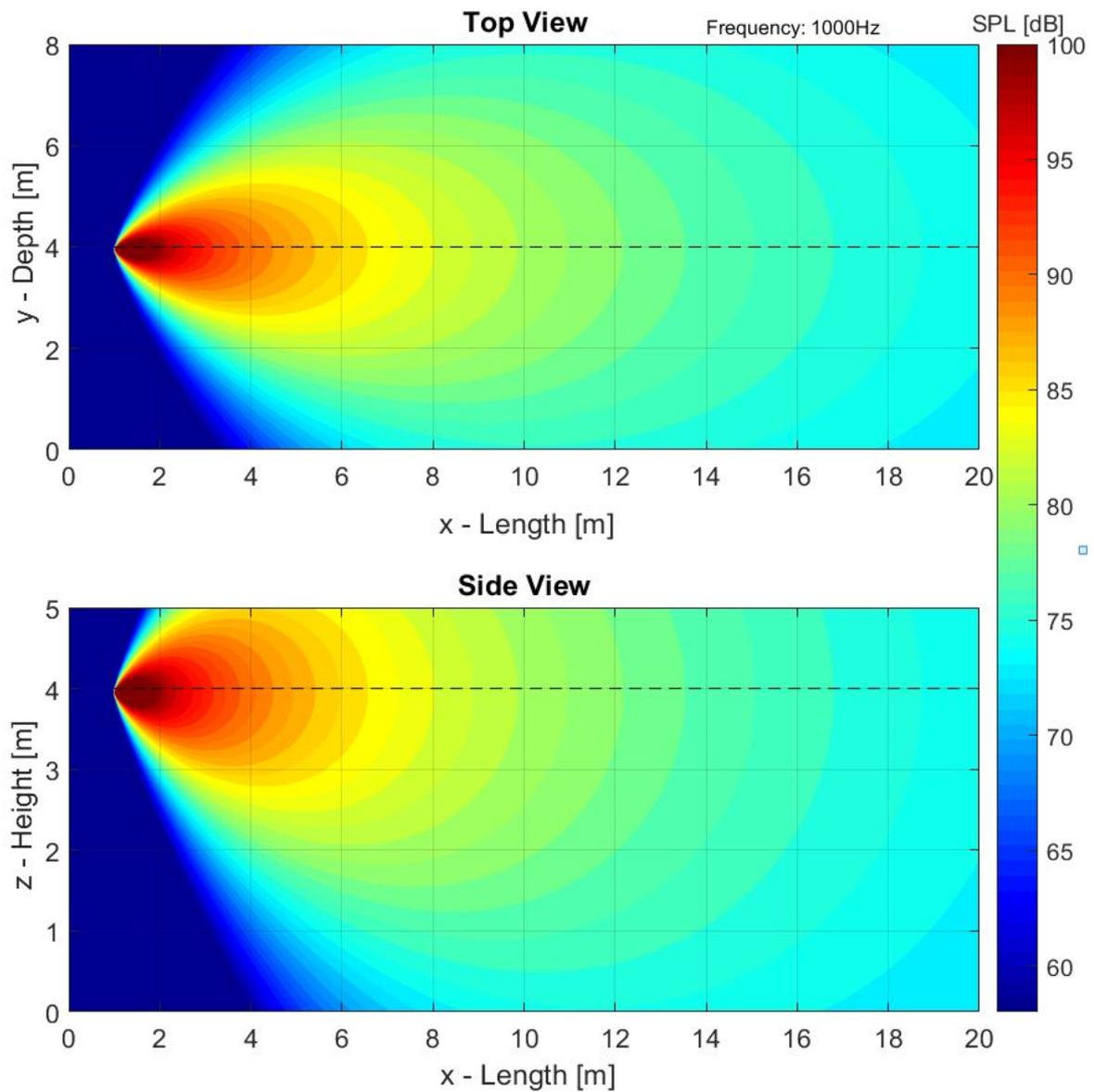


Abbildung 3.4.: Visualisierung der Schallverteilung bei 1 kHz einer einzelnen Schallquelle

Tabelle 3.1.: Positionen und Simulationsparameter für einzelne Schallquelle

Position Schallquelle (x,y,z)	1 m, 4 m, 4 m
Kennschalldruckpegel	100 dB SPL
Ausrichtung horizontal	0°
Ausrichtung vertikal	0°
Bündelungsfaktor horizontal (Q_y)	0.8
Bündelungsfaktor vertikal (Q_z)	0.9
Verzögerung	0 ms
Räumliche Auflösung	0.05 m
Frequenz	1 kHz
Temperatur	20°

Tabelle 3.2.: Ermittelte Abstrahlwinkel für verschiedene Bündelungsfaktoren

$Q = 0$	360°
$Q = 0.3$	160°
$Q = 0.6$	66°
$Q = 0.8$	50°
$Q = 1$	40°

vertikalen Winkel von 0° anzeigt. Außerdem ist zu erkennen, dass das horizontal betrachtete Schallfeld (obere Darstellung) mit einem Bündelungsfaktor von $Q_y = 0.8$ ein breiteres Abstrahlverhalten aufweist als das vertikal dargestellten (untere Darstellung) mit einem Bündelungsfaktor von $Q_z = 0.9$.

Mit der Definition aus [Abschnitt 2.1](#) kann nun ermittelt werden, welchen Abstrahlwinkeln diese Bündelungsfaktoren entsprechen. Dazu wird ein Referenzpegel auf der Mittelachse der Quelle bei einer definierten Distanz von 1 m festgelegt. Nun wird die Ausrichtung der Quelle in einer Ebene soweit gedreht, bis der Pegel bei gleicher Messposition um 6 db unter dem Referenzpegel liegt. In [Tabelle 3.2](#) sind die Abstrahlwinkel für verschiedene Bündelungsfaktoren aufgelistet. Für die in [Abbildung 3.4](#) dargestellte Simulation entspricht dies einem horizontalen Abstrahlwinkel von 50° für $Q_y = 0.8$ und einem vertikalen Abstrahlwinkel von ° für $Q_z = 0.9$.

In der Matrix *src1.A* sind die berechneten Schalldruckpegel für alle Positionen im Simulationsareal gespeichert. Um die Abnahme des Schalldruckpegels mit zunehmender Distanz zur Quelle zu validieren, werden einige Werte für verschiedene Abstände in [Tabelle 3.3](#) aufgelistet und ausgewertet. Die berechneten Pegelwerte werden mit [Gleichung 2.4](#) ermittelt. Es ist zu erkennen, dass die Werte der berechneten und simulierten Schalldruckpegel bei unter-

Tabelle 3.3.: Simulierte und berechnete Pegelwerte bei unterschiedlichen Entfernungen zur Schallquelle auf der Abstrahlachse.

Abstand	Simulierter Pegel	Pegelabnahme	Berechneter Pegel
1m	100 dB SPL	0 dB	100 dB SPL
2m	93,98 dB SPL	6,02 dB	93,98 dB SPL
3m	90,46 dB SPL	9,54 dB	90,46 dB SPL
4m	87,96 dB SPL	12,04 dB	87,96 dB SPL
5m	86,02 dB SPL	13,98 dB	86,02 dB SPL
6m	84,44 dB SPL	15,56 dB	84,44 dB SPL
7m	83,1 dB SPL	16,9 dB	83,1 dB SPL
8m	81,94 dB SPL	18,06 dB	81,94 dB SPL
9m	80,9 2dB SPL	19,08 dB	80,92 dB SPL
10m	80 dB SPL	20 dB	80 dB SPL
16m	75,92 dB SPL	24,08 dB	75,92 dB SPL

schiedlichen Entfernungen zur Schallquelle übereinstimmen. Somit ist die Pegelberechnung hinreichend genau und entspricht den theoretischen Erwartungen.

Abschließend wird die Darstellung des Schallfeldes in [Abbildung 3.4](#) anhand einer Simulation mit der Software MAPP XT der Firma Meyer Sound verglichen [13]. MAPP XT bietet die Möglichkeit, reale Messdaten der hauseigenen Lautsprecher in einer 2D Ebene für bestimmte Frequenzbereiche zu visualisieren.

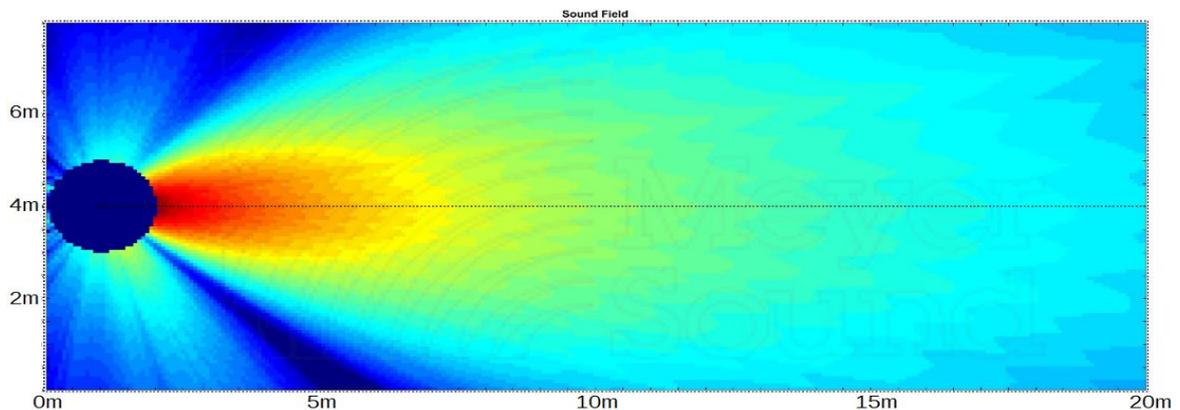


Abbildung 3.5.: Visualisierung der Draufsicht einer einzelnen Schallquelle mit MAPP XT bei 8kHz (Lautsprechertyp: MM4XP)

Es ist zu erkennen, dass die Darstellung des Schallfeldes große Ähnlichkeit mit der [Abbildung 3.4](#) aufweist. Dies ist ein weiterer Beleg dafür, dass das Ergebnis der Simulation eine realitätsnahe Beschreibung von Schallfeldern abbildet.

3.3. Simulationen

Szenario 2: Zwei Schallquellen nebeneinander

Um ein durch Interferenzen geprägtes Simulationsergebnis zu überprüfen, wird die Überlagerung von zwei Schallfeldern simuliert. Dazu werden zwei Schallquellen auf gleicher Höhe ($z=6$ m) und Länge ($x=6$ m) nebeneinander platziert. Das resultierende Schallfeld dieser typischen Positionierung zweier Lautsprecher ist in [Abbildung 3.6](#) dargestellt. Es zeigt eine Stereo-Aufstellung von zwei Schallquellen. Die Positionen der Quellen und Simulationsparameter sind in [Tabelle 3.4](#) aufgelistet.

Tabelle 3.4.: Positionen und Simulationsparameter für die Simulation zweier nebeneinander angeordneten Schallquellen

Parameter	Quelle 1	Quelle 2	
Position Schallquelle (x,y,z)	1 m, 3 m, 4 m	1 m, 9 m, 4 m	-
Kennschalldruckpegel	100 dB SPL	100 dB SPL	-
Ausrichtung horizontal	0°	0°	-
Ausrichtung vertikal	25°	25°	-
Bündelungsfaktor horizontal Q_y	0.8	0.8	-
Bündelungsfaktor vertikal Q_z	0.9	0.9	-
Verzögerung	0 ms	0 ms	-
Räumliche Auflösung	-	-	0.05 m
Frequenz	-	-	1 kHz
Temperatur	-	-	20°

In der Draufsicht (Top View) ist zu erkennen, dass sich durch die Überlagerung der Schallfelder ein räumlich verteiltes Interferenzmuster bei einer Frequenz von $f = 1$ kHz ergibt. Die Positionen, bei denen die Phasendifferenz der beiden Schallfelder für $f = 1$ kHz einen Winkel von 180° beträgt, weisen destruktive Interferenzen auf und sind durch die dunkelblaue Färbung erkennbar. Hier bewirkt die Überlagerung eine Pegelabschwächung. Die Positionen, an denen konstruktive Interferenz auftritt, sind durch die farblich helleren Flächen erkennbar. Hier führt die Überlagerung der beiden Schallfelder zu einer Pegelerhöhung. Entlang der x-Achse, die exakt mittig zwischen den beiden Schallquellen verläuft, ist der Abstand zu beiden Quellen stets gleich, der Gangunterschied ist null. Daher ist sowohl der Schalldruckpegel als

Tabelle 3.5.: Messpositionen und Ergebnisse der simulierten Amplitudengänge für zwei Schallquellen bei Stereoaufstellung

Messposition	Frequenz des 1. Minimum	Pegeldifferenz
5m , 6 m, 1,2 m	-	0dB
5m , 6.05 m, 1,2 m	3282 Hz	32,21 dB
5m , 6.1 m, 1,2 m	1641 Hz	26,19 dB
5m , 7 m, 1,2 m	167 Hz	6,11 dB
5 m, 9 m, 1,2 m	59,74 Hz	-1,66 dB

auch der Nullphasenwinkel beider Schallquellen in jedem Punkt auf dieser Strecke gleich. Deshalb wird erwartet, dass dort keine Auslöschungen im Amplitudengang auftreten. Dies lässt sich durch eine Betrachtung der Seitenansicht in [Abbildung 3.6](#) bestätigen. Die Seitenansicht zeigt den räumlichen Längsschnitt, der mittig zwischen den Quellen dargestellt ist (bei $y=6$ m Tiefe). Hier erkennt man ein homogenes Schallfeld ohne Auslöschungen. Die weißen Linien zeigen den Schnitt der in der jeweils anderen Abbildung dargestellt wird.

Beim Vergleich der Darstellung der Draufsicht mit einer Simulation mit MAPP XT, zeigt sich, dass die Interferenzmaxima und -minima räumlich exakt gleich auftreten. Die farbliche Darstellung der Schalldruckpegel unterscheidet sich daher, dass MAPP XT für diese Simulation nur einen Wertebereich von 18 dB darstellt.

Um die in [Abbildung 3.6](#) erkennbaren Interferenzen bei 1 kHz für den gesamten Frequenzbereich genauer zu untersuchen, wird im folgenden eine Messreihe erstellt, mit der die Amplitudengänge auf verschiedenen Positionen der y -Achse gemessen und bewertet werden. Dazu werden mit der Simulation die Amplitudengänge (siehe [Abbildung 3.8](#)) an den Positionen in [Tabelle 3.5](#) gemessen und die Ergebnisse bewertet.

Entfernt man sich auf der y -Achse von der Mittelachse, so zeigt sich, dass der Amplitudengang bereits bei einer Entfernung von 5 cm zur Mittelachse Einbrüche aufweist. Das erste Minimum tritt hier bei 3282 Hz auf und reduziert die Amplitude um 32,21 dB. Bei Messungen mit einer geringen Entfernung von der Mittelachse macht sich der Pegelunterschied aufgrund des geringen Gangunterschieds kaum bemerkbar. Das hat zur Folge, dass die Einbrüche im Amplitudengang relativ stark sind. Betrachtet man die gesamte Messreihe in [Tabelle 3.5](#), bei der lediglich die Position auf der y -Achse geändert wird, so zeigt sich, dass das erste Interferenzminimum zu tiefen Frequenzen wandert, wenn die Messposition von der Mittelachse weiter entfernt wird. Die Stärke der Einbrüche sinkt allerdings mit steigender Distanz zur Mittelachse, da sich die Pegelunterschiede der beiden Quellen aufgrund des gebündelten Abstrahlverhaltens in der Summation der Schallfelder zunehmend bemerkbar machen. Dabei lässt sich feststellen, dass der Kammfiltereffekt auch dann auftritt, wenn sich die Positionen der Lautsprecher nebeneinander auf gleicher Länge und Höhe befinden (gleiche

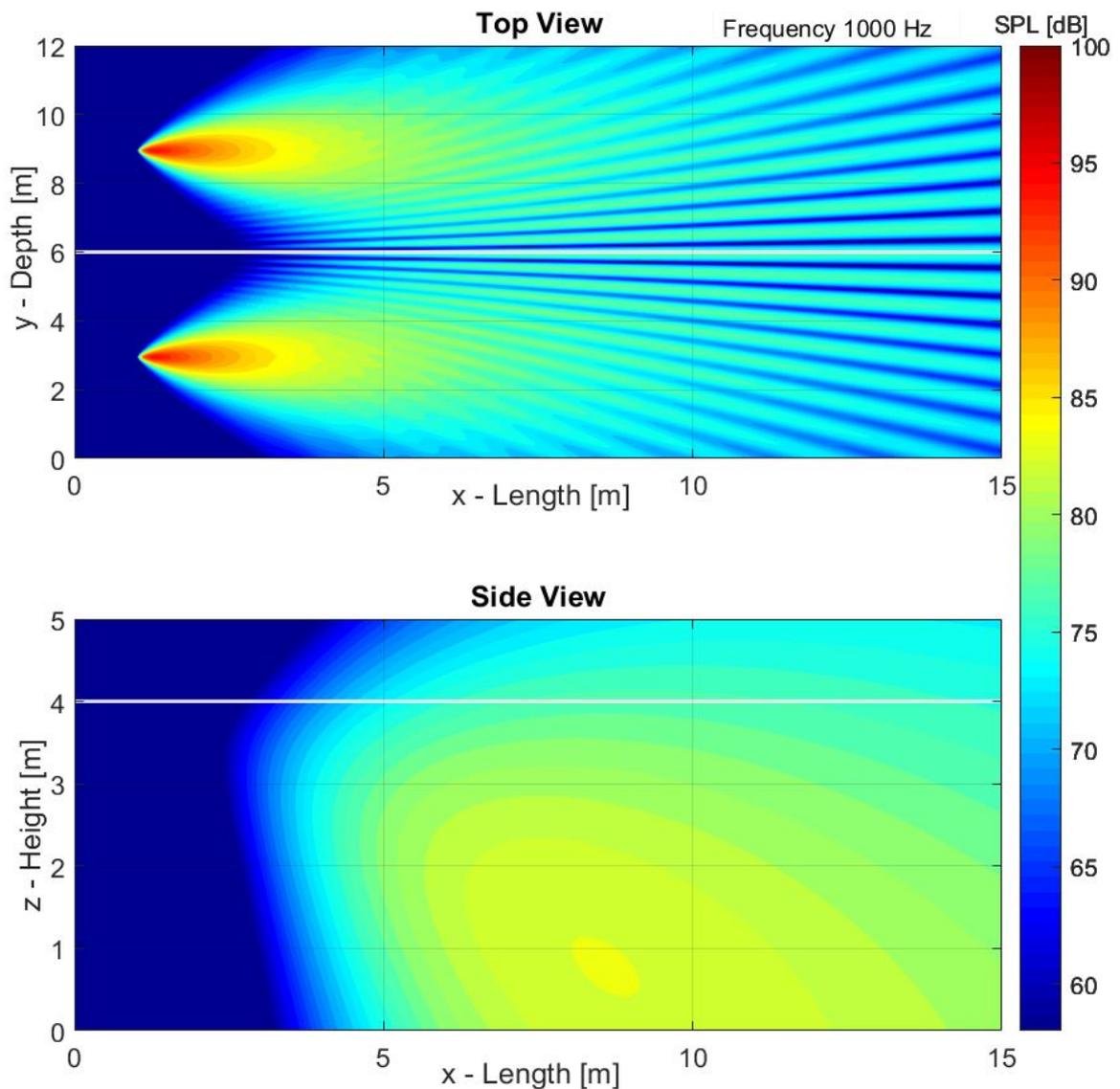


Abbildung 3.6.: Visualisierung der Schallfelder zweier nebeneinander angeordneter Schallquellen bei $f=1$ kHz. In der oberen Darstellung das räumlich verteilte Interferenzmuster zu erkennen. Die untere Darstellung zeigt die Seitenansicht mittig zwischen den Lautsprechern, hier treten keine Auslöschungen auf. Die weißen Linien zeigen jeweils die Position der anderen Darstellung.

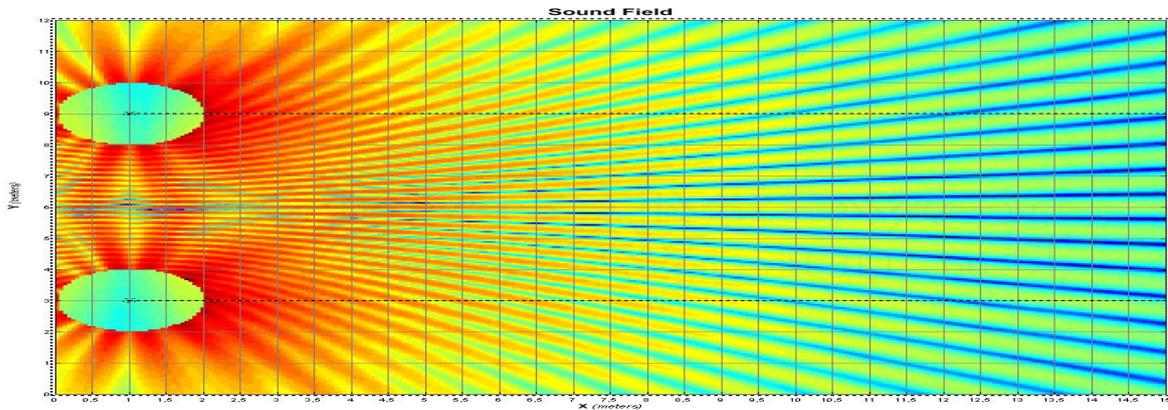


Abbildung 3.7.: Visualisierung von zwei Schallquellen mit MAPP XT bei 1kHz mit MM4 XP Lautsprechern

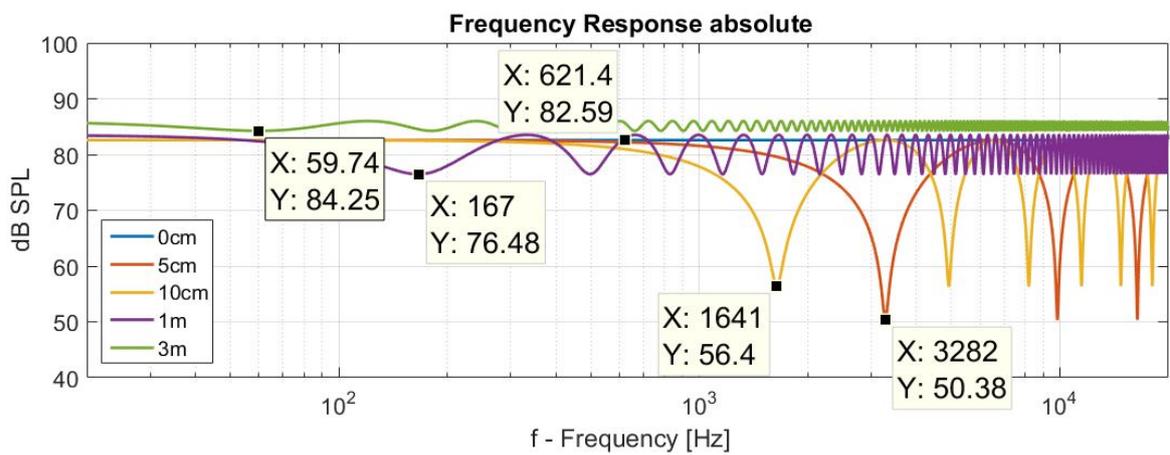


Abbildung 3.8.: Simulierte Amplitudengänge für verschiedene Messpositionen auf der y-Achse

Position auf y- und z-Achse). Dieser tritt sowohl an Positionen auf, die dicht an der Mittelachse (x-Achse) liegen, dort wirkt sich der Kammfiltereffekt stark bei hohen Frequenzen aus, als auch bei Positionen, die weiter von der Mittelachse entfernt liegen. Dort nimmt der Gangunterschied zunehmend zu, was dazu führt, dass die erste Auslöschung zu tiefen Frequenzen wandert. Allerdings steigt die Pegeldifferenz der beiden Quellen aufgrund der gebündelten Schallfelder. Dadurch fallen die Überhöhungen und Auslöschungen hier deutlich schwächer aus.

Obwohl in dem gezeigten Szenario der Kammfiltereffekt zu einem gewissen Maße auftritt, ist es bei der in [Abbildung 3.6](#) gezeigten Konstellation nicht möglich, das Ergebnis durch Laufzeitkompensation zu verbessern. Da die Quellen symmetrisch zur x-Achse positioniert sind (Stereo-Aufstellung), tritt in den Punkten im Raum, bei denen die Pegel identisch sind (senkrechte Ebene mittig zwischen den Lautsprechern), kein Gangunterschied auf. Eine Minimierung des Kammfiltereffekts kann durch Laufzeitkompensation nur dann erreicht werden, wenn in den Positionen, bei denen sie den gleichen Pegel aufweisen, ein Gangunterschied vorliegt.

Für Lautsprecherkonstellationen, bei denen die Lautsprecher hintereinander und mit gleicher Abstrahlrichtung angeordnet sind, lässt sich der durch Überlagerung auftretende Kammfiltereffekt minimieren. Dazu wird eine Messposition definiert, die auf durchschnittlicher Ohrhöhe der Zuhörer gewählt werden sollte. Der Abstand zu den Lautsprechern wird so gewählt, dass die Lautstärkepegel der Quellen in diesem Punkt gleich sind. Für diese Position wird der Lautsprecher, der sich näher an der Messposition befindet, um die Laufzeitdifferenz verzögert. Dadurch lässt sich der durch die Überlagerung der Schallfelder auftretende Kammfiltereffekt minimieren.

Szenario 3: Zwei Schallquellen hintereinander

Da Lautsprecher in ihrer Reichweite begrenzt sind, werden für die Beschallung von Flächen mit großen Distanzen mehrere Lautsprechersysteme hintereinander angeordnet. Man spricht von einem Hauptsystem, das mit zusätzlichen sogenannten Stützlautsprechern erweitert wird. Diese Aufstellung ist ein typisches Beispiel für die Anwendung einer Laufzeitkompensation.

Die folgende Simulation ist an eine typische Beschallungssituation angelehnt, bei der die Länge eines Raumes mit zwei Lautsprechern beschallt wird, die auf gleicher Höhe und Tiefe in 7,5 m Abstand hintereinander positioniert sind. In der [Abbildung 3.9](#) ist zu erkennen, dass bei einer Frequenz von 1 kHz Interferenzerscheinungen auftreten.

Tabelle 3.6.: Positionen und Simulationsparameter für die Simulation zweier hintereinander angeordneter Schallquellen

Parameter	Quelle 1	Quelle 2	
Position Schallquelle (x,y,z)	1 m, 6 m, 4 m	8,5 m, 6 m, 4 m	-
Kennschalldruckpegel	100 dB SPL	100 dB SPL	-
Ausrichtung horizontal	0°	0°	-
Ausrichtung vertikal	25°	25°	-
Bündelungsfaktor horizontal Qy	0.8	0.8	-
Bündelungsfaktor vertikal Qz	0.9	0.9	-
Verzögerung	0 ms	0 ms	-
Räumliche Auflösung	-	-	0.05 m
Frequenz	-	-	1 kHz
Temperatur	-	-	20°

In [Abbildung 3.11](#) sind Amplitudengänge für verschiedene Messpositionen (vgl. [Tabelle 3.6](#)) dargestellt. Der Amplitudengang im Punkt P=(10,45 m; 6 m; 1,2 m) zeigt einen deutlichen Kammfiltereffekt (vgl. [Abbildung 3.9](#), gelbe Kurve).

Messposition

Für die genaue zeitliche Anpassung muss ein fester Messpunkt im Raum definiert werden, für den die beiden Quellen zeitlich synchronisiert werden. Dieser Referenzpunkt lässt sich durch einen Vergleich der Schalldruckpegel der einzelnen Quellen definieren. Es wird eine Höhe definiert, für die der Kammfiltereffekt minimiert werden soll. Für eine bestuhlte Veranstaltung wird dafür die durchschnittliche Höhe der Ohren der Hörer auf $z=1,20$ m gewählt. Für diese Höhe wird der Punkt gesucht, bei dem der Schalldruckpegel der beiden Quellen gleich ist. Mit der Funktion *DrawEqualSPL()*, die in der Klasse *classDisp* implementiert ist, lassen sich in der Seitenansicht die Punkte durch schwarze Kreuze markieren, bei denen die Pegeldifferenz der beiden Quellen am geringsten ist. Die [Abbildung 3.10](#) zeigt einen vergrößerten Ausschnitt der Seitenansicht aus [Abbildung 3.9](#) in dem die Punkte mit den geringsten Pegelunterschieden durch schwarze Kreuze markiert sind. Zusätzlich sind die Messpunkte für die Amplitudengänge in [Abbildung 3.11](#) und [Abbildung 3.12](#) beschriftet. Anhand der Markierungen der gleichen Schallpegel erkennt man, dass für die definierte Höhe von 1,2m bei der Position P=(10.45 m; 6m; 1,2 m) der Punkt mit dem geringsten Pegelunterschied liegt. Daher treten hier die Auslöschungen mit der größten Dämpfung ΔL_{min} auf. An diesem Punkt ergibt die Simulation eine Zeitdifferenz von 18,7598 ms. Dies ist der Punkt, an dem die Auslöschungen aufgrund der gleichen Pegel der Schallquellen am stärksten ausgeprägt sind.

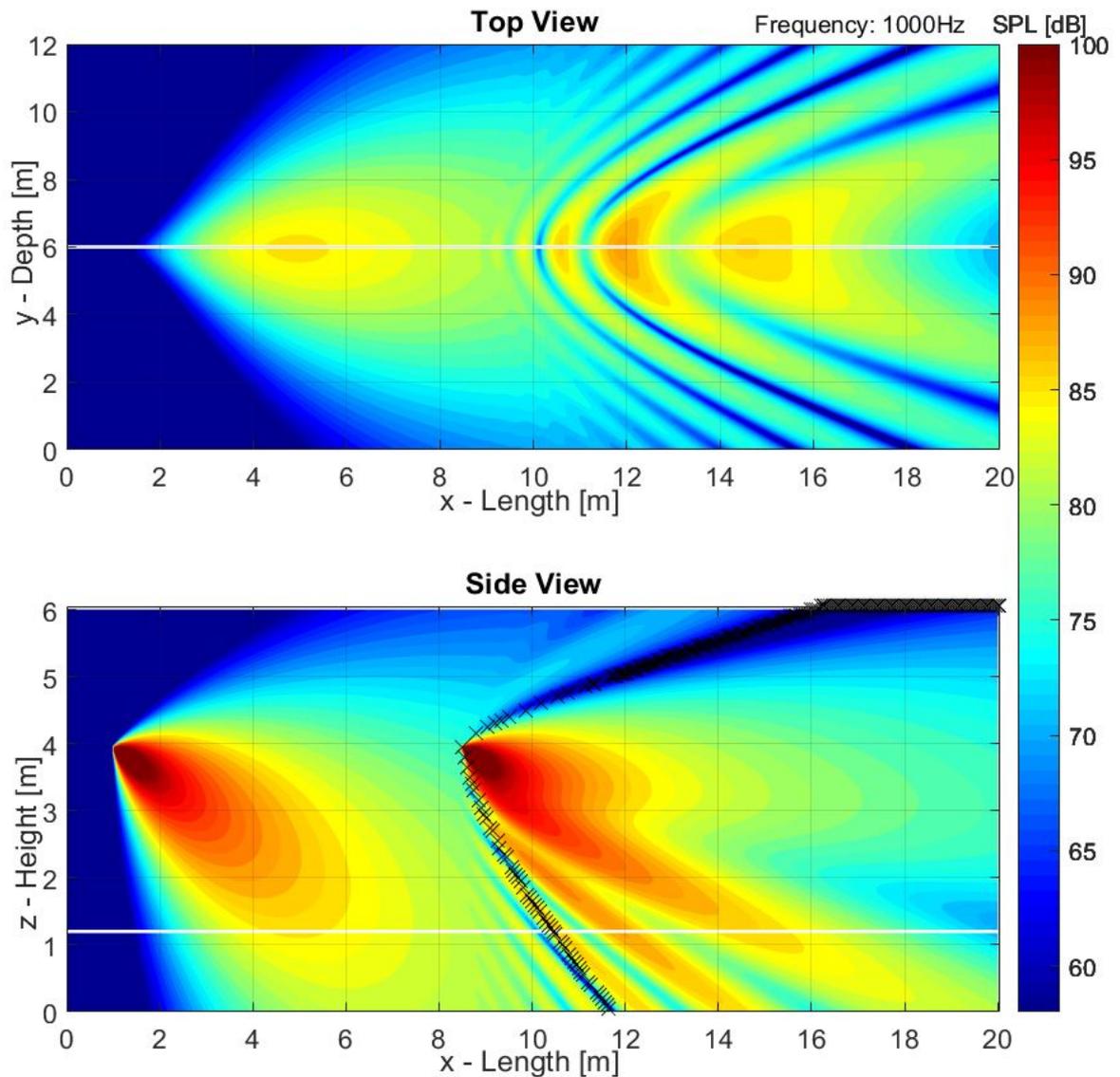


Abbildung 3.9.: Schallfelder von zwei Schallquellen, die hintereinander angeordnet sind, ohne Laufzeitkompensation bei 1kHz. Die schwarzen Kreuze markieren die Positionen, bei denen die Pegel der einzelnen Schallquellen gleich sind. Top View zeigt den Längsschnitt auf $z = 1,2$ m Höhe, Side View zeigt den Querschnitt auf $y = 6$ m Tiefe.

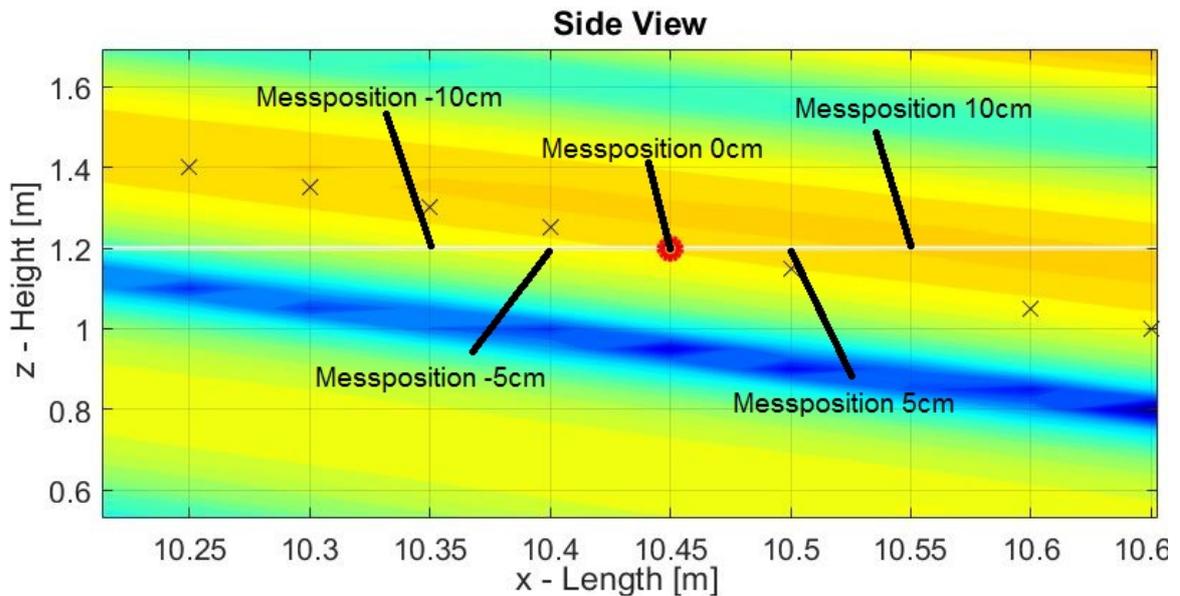


Abbildung 3.10.: Vergrößert Ausschnitt der Messposition. Der rote Punkt zeigt die Referenzposition auf 1,2m Höhe, bei der die Schalldruckpegel der einzelnen Lautsprecher gleich sind.

Auswertung

In [Abbildung 3.11](#) werden die Amplitudengänge für 5 verschiedene Messpositionen dargestellt. Die Positionen sind in [Abbildung 3.10](#) zur Verdeutlichung markiert. Es ist zu erkennen, dass die Auslöschungen durch den Kammfiltereffekt an der Position, bei der die Pegel der beiden Quellen gleich sind, am stärksten auftritt. Der Amplitudengang weist Einbrüche bis zu ca. 45 dB auf. Entfernt man sich von der Messposition, so verschiebt sich die Frequenz f_{min} der ersten Minima zu tiefen Frequenzen. Durch den zunehmenden Pegelunterschied der Schallquellen verringert sich die Dämpfung ΔL_{min} .

Die Amplitudengänge für verschiedene Messpositionen bei kompensierter Laufzeit ist in [Abbildung 3.12](#) dargestellt. Die gelbe Kurve zeigt den Amplitudengang am Messpunkt. Der Kammfiltereffekt tritt durch die Kompensation der Laufzeit in diesem Punkt nicht mehr auf. Für alle anderen Punkte auf dieser Linie minimiert sich der Kammfiltereffekt dadurch, dass jeweils ein Pegel einer der Quellen dominiert. Die Frequenz des ersten Minimums $f_{dip,1}$ verschiebt sich zu den höheren Frequenzen. Die Dämpfung ΔL_{min} der ersten Minima sind für die Überlagerung mit und ohne Zeitkompensation nahezu gleich, da sich die Pegel der Schallquellen nicht geändert hat.

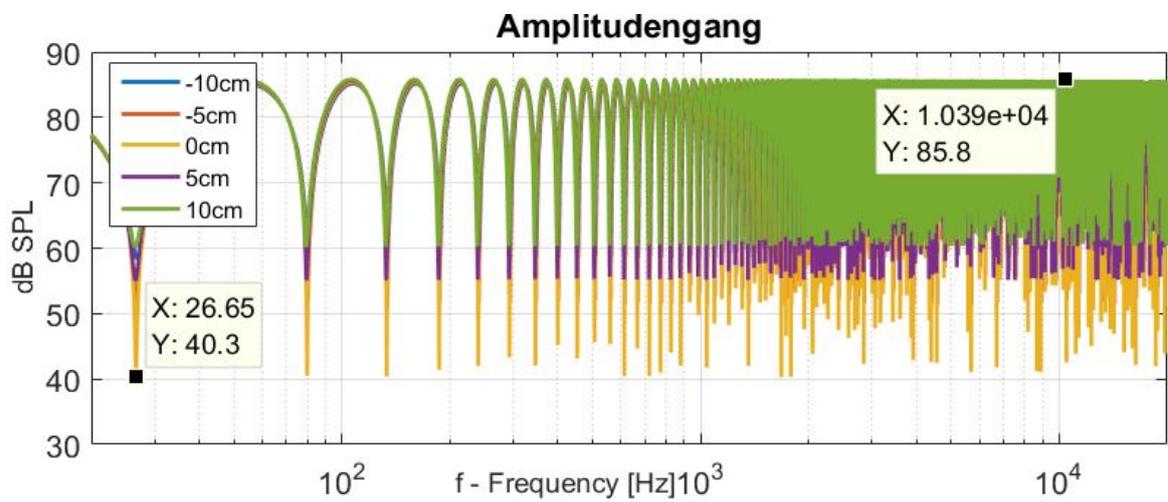


Abbildung 3.11.: Amplitudengänge für verschiedene Messpositionen auf x-Achse ohne Zeitkompensation

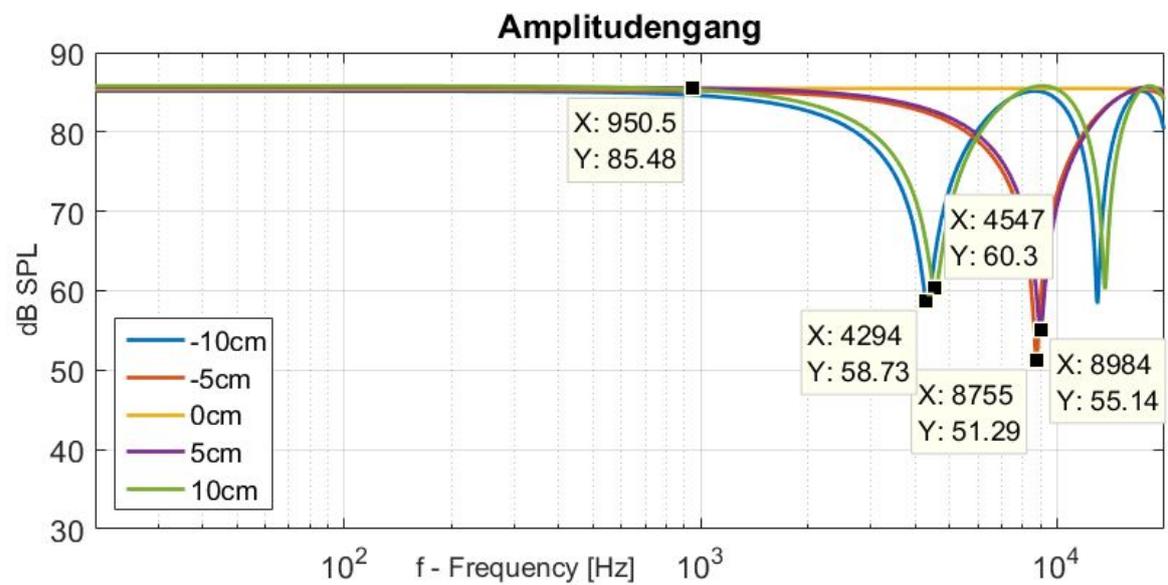


Abbildung 3.12.: Amplitudengänge für verschiedene Abstände zur Messpositionen auf x-Achse mit Zeitkompensation

Tabelle 3.7.: Vergleich der Frequenz des ersten Minimums $f_{dip,1}$ und Dämpfung ΔL_{min} bei verschiedenen Messpositionen mit und ohne Laufzeitkompensation für die Simulation zweier Schallquellen, die hintereinander angeordnet sind.

Messposition	$f_{dip,1}$	ΔL_{min}	$f_{dip,1}$	ΔL_{min}
	ohne Laufzeitkompensation		mit Laufzeitkompensation	
10,35m; 6m; 1,2m	26,79Hz	27,33dB	4294Hz	26,75dB
10,4m; 6m; 1,2m	26,73Hz	34,51dB	8755Hz	34,19dB
10,45m; 6m; 1,2m	26,65Hz	45,5dB	-	-
10,5m; 6m; 1,2m	26,57Hz	30,66dB	8984Hz	30,34dB
10,55m; 6m; 1,2m	26,51Hz	25,5dB	4547Hz	25,18dB

3.4. Ergebnis

Anhand der Simulation konnte festgestellt werden, dass der Kammfiltereffekt auch mit Laufzeitkompensation immer in einem gewissen Maße an bestimmten Orten auftritt. Allerdings können die Verzerrungen des Amplitudengangs durch die exakte Laufzeitkompensation minimiert werden. Je geringer die Laufzeitdifferenz ist, desto größer ist der Frequenzabstand, mit denen die Einbrüche im Amplitudengang auftreten. Außerdem verschieben sich die Einbrüche mit abnehmender Laufzeitdifferenz zu den hohen Frequenzen. Dadurch ist es möglich, Auslöschungen in den tiefen Frequenzbereichen zu vermeiden. Die Verzögerung zur Laufzeitkompensation sollte an Punkten ermittelt werden, bei denen die Schallfelder den gleichen Schalldruckpegel aufweisen, um das beste Ergebnis zu erhalten.

4. DSP Implementierung der Laufzeitmessung

In diesem Kapitel wird ein Konzept für eine akustische Laufzeitmessung und eine darauf basierende Implementierung eines Messsystems auf dem DSP-Entwicklungsboard TMS320C6713 DSK von Spectrum Digital [14] entwickelt. Die Implementierung erfolgt mit der Entwicklungsumgebung *Code Composer Studio Version: 5.5.0.00077* (CCS) von Texas Instruments. Die Einstellungen und Konfigurationen von CCS wurden anhand der Anleitungen des Labors für Signalverarbeitung der HAW Hamburg vorgenommen [15]. Die Funktion des Messsystems wird durch verschiedene Messungen in unterschiedlichen akustischen Umgebungen getestet und anhand von Referenzmessungen verglichen. Die gewonnenen Messergebnisse der Laufzeitmessung werden im Anschluss dargestellt und auf Grundlage der definierten Anforderungen aus [Abschnitt 4.2](#) bewertet.

4.1. Hardware: TMS320C6713 DSK

Als zentrale Recheneinheit ist auf dem Board der DSP TM320C6713 von Texas Instruments verbaut. Außerdem verfügt das DSK-Board¹ über weitere Peripherie, die es ermöglicht viele Applikationen der digitalen Signalverarbeitung funktionsfähig zu implementieren, ohne dass zusätzliche Hardware benötigt wird. Im Folgenden werden einige wichtige Spezifikationen und Funktionen der verschiedenen Komponenten erläutert, die für das Verständnis und die Umsetzung der in dieser Thesis behandelten Implementierung von Bedeutung sind. Die Platine ist zum zusätzlichen mechanischen Schutz in ein Gehäuse verbaut. Die Stromversorgung der Platine erfolgt über ein 5V Schaltnetzteil. Die Anschlüsse der analogen Ein- und Ausgänge sind als 3,5 mm-Klinkenbuchsen auf der Platine angebracht. Diese sind nach außen geführt und mit weiblichen BNC-Buchsen am Gehäuse eingebaut (siehe [Abbildung 4.1](#)).

¹DSK: DSP Starter Kit

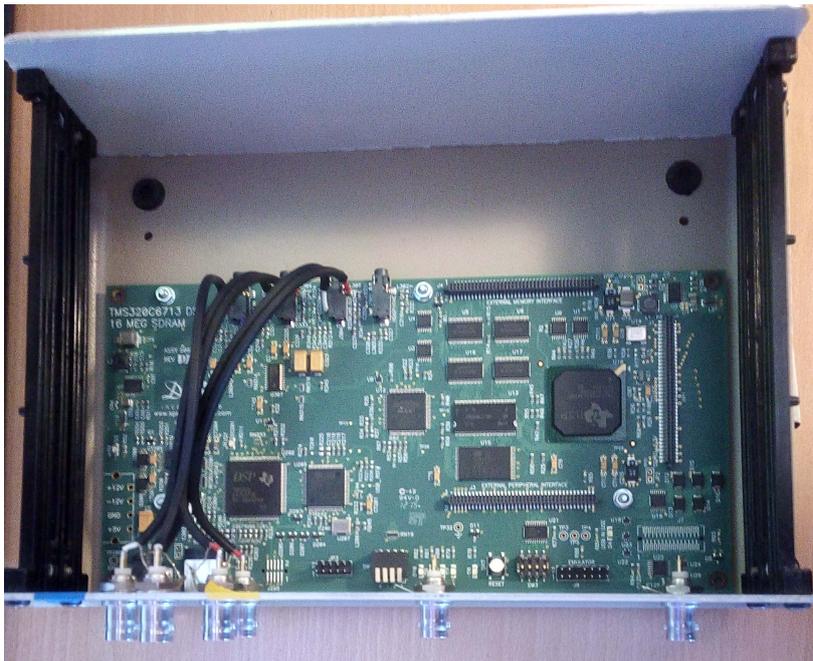


Abbildung 4.1.: TMS320C6713 DSK im Gehäuse

4.1.1. TLV320C6713 DSP

Der DSP verfügt sowohl über Festkomma- als auch Fließkommaarithmetik mit *Single-* und *Double-Precision Instruction Set* [16] [17]. Mit der 32-bit VLIW (Very Long Instruction Word) Befehlssatzarchitektur ist eine parallele Ausführung von bis zu acht Instruktionen möglich, wodurch eine schnelle Berechnung ermöglicht wird. Die Gruppierung von parallelisierbaren Instruktionen wird vom Compiler durchgeführt. Die Taktung des DSP erfolgt über einen Quarz mit einer Frequenz von $f_g = 225$ Mhz.

4.1.2. Speicherarchitektur

Das DSK verfügt über einen Level 1 Programmspeicher von 4 kB (L1P) und einen Datenspeicher von 4 kB (L1D). Außerdem stehen 256 kB als Level 2 Cachespeicher zur Verfügung. Zusätzlich besitzt das DSK-Board einen 16 MB großen externen SDRAM Arbeitsspeicher [18].

4.1.3. TLV320AIC23 Stereo Audio Codec

Das DSK verfügt über zwei unsymmetrische Audio-Ein- und Ausgänge, die über den TLV320AIC23 Stereo Audio Codec angebunden sind. Die Analog-Digital-Umsetzer ² und Digital-Analog-Umsetzer ³ sind als Sigma-Delta Wandler ausgeführt. Der Codec arbeitet mit einer Taktfrequenz von $f_g = 12$ MHz. Die Sigma-Delta Wandler arbeiten im USB-Modus [19, S. 3-9] mit Überabtastraten von $250 \cdot f_s$ und $272 \cdot f_s$. Damit ergibt sich exakt die in der Audiotechnik übliche Abtastrate von $f_s = 12 \text{ MHz} / 250 = 48$ kHz. Die für Audio-CDs typische Abtastfrequenz von $f_s = 44,1$ kHz wird bei diesen Einstellungen mit $f_s = 12 \text{ MHz} / 272 \approx 44,117$ kHz [19, S. 3-9, untere Tabelle]. Die Konfiguration des Audio Codec erfolgt in der Header-Datei `dk6713_aic23.h`. Die in dieser Arbeit vorgenommene Konfiguration der Abtastraten ist in Listing 4.1 dargestellt.

Listing 4.1: Konfiguration der Abtastraten des AIC23 Audio Codec

```

1 0x0081, /* Set-Up Reg 8      Sample rate control */      \
2 /* X      0      reserved */      \
3 /* CLKOUT 1      clock output divider: 2 (MCLK/2) */      \
4 /* CLKIN  0      clock input divider: 2 (MCLK/2) */      \
5 /* SR,BOSR 00000  sampling rate: ADC 48 kHz DAC 48 kHz */      \
6 /* USB/N  1      clock mode select (USB/normal): USB */      \

```

Die maximale analoge Input Spannung beträgt 1 V RMS ($1 \text{ V} \hat{=} 0 \text{ dBV} = 2.218 \text{ dBu}$) bei einer analogen Referenzspannung von $A_{VDD} = 3.3$ V. Dies entspricht der digitalen Aussteuerungsgrenze 0 dBFS ⁴ [19, S. 2-1, Tabelle 2.2]. Die beiden analogen Eingänge verfügen jeweils über einen einstellbaren Verstärker. Die Verstärkung kann von -34.5 dB bis 12 dB in 1.5 dB Schritten eingestellt werden. Das Signal-Rausch-Verhältnis ⁵ des analogen Eingangs liegt bei einer Abtastfrequenz von $f_s = 48$ kHz bei 90 dB [19, S. 2-2, Tabelle 2.3.1.1]

Die maximale analoge Output Spannungen liegt bei voller Aussteuerung bei 1 V RMS. Der typische Dynamikbereich ist bei einer analogen Referenzspannung von $A_{VDD} = 3.3$ V mit 90 dB angegeben. Das Signal-Rausch-Verhältnis des analogen Ausgangs liegt bei einer Abtastfrequenz von $f_s = 48$ kHz bei 100 dB [19, S. 2-3, Tabelle 2.3.2.1].

In [Abbildung C.1](#) ist ein Auszug aus dem Datenblatt des Audio Codecs abgebildet, in dem die digitalen Filtereigenschaften der Audio-Ein- und Ausgänge beschrieben sind. Die [Abbildung C.2](#) zeigt den mit dem Audioanalyzer von Rhode und Schwarz gemessenen Amplitudengang. Dafür wurde das DSK-Board so programmiert, dass das Signal des Audio-Eingangs direkt auf den Ausgang ausgegeben wird. Die Messung zeigt den Amplitudengang

²ADU, engl. ADC - Analog-Digital-Converter

³DAU, engl. DAC - Digital-Analog-Converter

⁴0 dBFS: digitale Aussteuerungsgrenze

⁵SRV, engl.: signal-to-noise ratio, SNR

für $f_A = 44,1$ kHz und $f_A = 48$ kHz. Die Messergebnisse bestätigen die Angaben aus dem Datenblatt.

4.1.4. Debugging

Die Programmierung erfolgt mit der IDE ⁶ Code Composer Studio Version 5.5.0.00077 von TI [20], die auf der quelloffenen integrierten Entwicklungsumgebung Eclipse [21] basiert. Die Verbindung zum Schreiben und Debuggen erfolgt über die JTAG ⁷ Schnittstelle, die über eine USB 2.0 Verbindung mit einem herkömmlichen USB Kabel realisiert wird. Im Debug-Modus lassen sich die Variablen in Echtzeit manipulieren. Dazu wird in der *Debug Perspective* im Menü **Tools** → **Debugger Options** → **Auto Run and Launch Options** aufgerufen. Dort muss unter **Realtime Options** der Punkt **Halt target before any debugger access** aktiviert werden. Damit ist es möglich, das Programm mit einem PC in Echtzeit zu steuern.

⁶IDE: Integrierte Entwicklungsumgebung

⁷JTAG: Joint Test Action Group

4.2. Anforderungen an die Implementierung

In [Kapitel 3](#). Simulation wurde gezeigt, dass der Amplitudengang bei Überlagerung von Schallfeldern durch den Kammfiltereffekt verzerrt wird. Diese Verzerrung kann minimiert werden, wenn hintereinander angeordnete Lautsprecher zeitlich auf eine bestimmte Position im Raum synchronisiert werden. Diese Position wird dort gewählt, wo beide Schallfelder den gleichen Pegel aufweisen. Der Lautsprecher mit der kürzeren Laufzeit wird um die Laufzeitdifferenz verzögert. Dadurch treffen die Wellenfronten beider Lautsprecher in dieser Position zeitgleich auf. Um diese Laufzeitdifferenz zu bestimmen, wird ein Messsystem entwickelt, das mit einem Messmikrofon die akustische Laufzeit zwischen einem Lautsprecher und der definierten Messposition im Raum ermittelt werden kann.

Sowohl in der Arbeit von Brunner, Maempel und Weinzierl [22] als auch in der Arbeit von Ahnert [23] wird die Hörbarkeit von kammfilterartigen Verzerrungen untersucht. In den Arbeiten wird gezeigt, dass die Hörbarkeit des Kammfiltereffekts stark davon abhängig ist, welche Art von Signalen wiedergegeben wird und wie groß die Pegelunterschiede der überlagerten Signale sind. Außerdem ist die Hörbarkeit subjektiv und variiert stark bei Hörversuchen mit verschiedenen Versuchsteilnehmern.

Als höchste Anforderung wird angesetzt, dass die erste auftretende Auslöschung oberhalb von des Hörbereich bei $f_{max} = 20$ kHz liegt. Die erste Auslöschung tritt bei $f_{dip1} = 1/2 \cdot \Delta t$ auf. Daraus ergibt sich eine minimale Zeitverzögerung von

$$\Delta t = \frac{1}{2 \cdot f_{max}} = \frac{1}{2 \cdot 20 \text{ kHz}} = 0,025 \text{ ms} \quad (4.1)$$

Das System soll in der Lage sein, akustische Laufzeiten mit einer Genauigkeit besser als $\Delta t < 25 \mu s$ zu ermitteln. Dabei soll das System in der Lage sein, Laufzeiten über Entfernungen von 1 m bis 50 m zu messen. Die Dauer des Messvorgang soll eine Zeit von 5 s nicht überschreiten, damit eine praktikable Nutzung gewährleistet ist. Die Implementierung soll so umgesetzt werden, dass durch die akustische Wiedergabe des Messsignals eine möglichst geringe Lärmbelästigung anfällt. Daher soll die Dauer der Messung und die Lautstärke des Messsignals möglichst gering sein.

4.2.1. Anwendungen

In dieser Thesis wird mit der Implementierung der Laufzeitmessung das Ziel verfolgt, installierte Lautsprechersysteme zeitlich aufeinander abstimmen zu können, indem der Laufzeitunterschied an einer vorher definierten Position (vgl. [Abschnitt 3.3](#)) bestimmt wird. Des Weiteren lassen sich auch Latenzen von elektrischen Systemen gemessen werden, wie Sie

z.B. bei audiotecnischen Gerätschaften auftreten können. Hierbei wird anstelle des Messmikrofons der Ein- und Ausgang des Probanden an das System angeschlossen.

4.3. Konzeption der Laufzeitbestimmung

Der prinzipielle Aufbau der Messung für die Laufzeitbestimmung ist in [Abbildung 4.2](#) dargestellt. Das Messsystem gibt ein analoges Messsignal $x_{Gen}(t)$ aus, mit dem die Leistungsverstärker der zu messenden Lautsprecher gespeist werden. In dieser Signalkette sind elektronische Verzögerungssysteme enthalten mit denen die Lautsprecher einzeln verzögert werden können. In der Praxis sind diese beispielsweise in digitalen Mischpulten oder in Steuerungseinheiten für die Lautsprecher integriert. Die Lautsprecher wandeln das elektrische Signal in ein Schallsignal um.

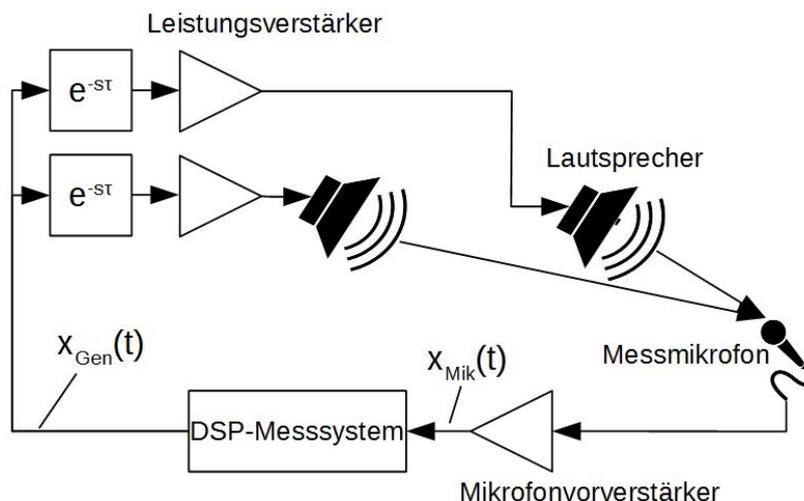


Abbildung 4.2.: Schematische Darstellung des Messaufbaus

Mit einem Messmikrofon wird an einer definierten Position (vgl. [Abschnitt 3.3](#)) der emittierte Schall eines Lautsprechers in ein elektrisches Signal umgewandelt und durch einen Mikrofonvorverstärker auf einen definierten Pegel (vgl. [Unterabschnitt 4.1.3](#)) verstärkt. Das Signal $x_{Mik}(t)$ wird von dem Messsystem aufgenommen und mit dem ursprünglich generierten Signal $x_{Gen}(t)$ verglichen. Die Synchronisation zweier Lautsprecher erfordert zwei Messungen. Bei jedem dieser Messvorgänge wird die Laufzeit von einem der Lautsprecher bis zur Messposition ermittelt. Aus der Differenz der Laufzeiten erhält man den Laufzeitunterschied. In den folgenden Abschnitten wird erklärt, wie die praktische Umsetzung des Messsystems erfolgt und wie die genaue Laufzeit anhand der Signale berechnet werden kann.

Bestimmung und Analyse des Systems

Die Messung nach [Abbildung 4.2](#) kann systemtheoretisch als Messung mehrerer Teilsysteme betrachtet werden. Dabei wird die Signalkette vom Ausgang des Messsystems entlang der einzelnen Komponenten bis zum Eingang des Messsystems betrachtet (vgl. [Abbildung 4.3](#)). Unter der Annahme, dass es sich um lineare zeitinvariante Systeme handelt, kann die Gesamtübertragungsfunktion der Signalkette als Produkt der jeweiligen Teilübertragungsfunktionen der einzelnen Systeme nach dem Superpositionsprinzip berechnet werden. Folgende Komponenten finden dabei Berücksichtigung:

- Leistungsverstärker
- Lautsprecher
- Verzögerungselemente
- Messmikrofon
- Mikrofonvorverstärker
- Akustischer Übertragungskanal
- Messsystem

Die Eigenschaften der einzelnen Teilsysteme werden im folgenden [Abschnitt 4.3](#) erläutert.

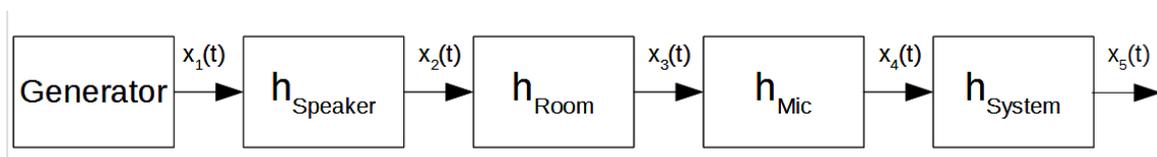


Abbildung 4.3.: Komponenten des Übertragungssystems, die die Messung beeinflussen

Übertragungsverhalten des Systems

Ein Leistungsverstärker (Audioverstärker), der das elektrische Signal für die Lautsprecher verstärkt, wird als analoges System betrachtet. Bei professionellen Verstärkern wird der Frequenzgang im Bereich von 20Hz bis 20kHz um maximal $\pm 1 \text{ dB}$ verzerrt und ist damit nahezu ideal (vgl. [Abbildung B.5](#), [Abbildung B.6](#)), so dass der Einfluss im folgenden vernachlässigt wird. Der Eingang eines Leistungsverstärkers wird mit analogen Signalen gespeist⁸, die typischerweise mit einem Pegel von ca. $1,4 \text{ V} = +5,14 \text{ dBu}$ voll ausgesteuert wird und dabei

⁸Verstärker mit digitalen Signaleingängen werden in dieser Arbeit nicht thematisiert.

keine, bzw. vernachlässigbar kleine nichtlineare Verzerrungen auftreten (THD < 0,1%). Die Laufzeit dieses Systems ist vernachlässigbar klein. Im Anhang befinden sich verschiedene Datenblätter für professionelle Lautsprecher-Verstärker, anhand derer die Übertragungseigenschaften entnommen werden können. Die Aufgabe eines Audioverstärkers ist die Pegelwandlung der relativ geringen Pegel von Zuspielern (CD-Player o.ä.), Mischpulten etc. auf einen hohen Pegel, der ausreichend ist, um die mechanischen Treiber der Lautsprecher so anzusteuern, dass eine hinreichende Lautstärke erzielt werden kann. Im Weiteren wird nur die Verstärkung dieses Systems betrachtet, die die Lautstärke beeinflusst. Die Auswirkungen des Verstärkers auf den Frequenzgang und die Laufzeit dieses Systems werden vernachlässigt. Damit ein einzelner Lautsprecher verzögert werden kann, muss dieser über einen eigenen Verstärker verfügen, da die Verzögerung vor der Leistungsverstärkung stattfindet.

Der Lautsprecher hat zusammen mit dem akustischen Kanal den größten Einfluss auf den Frequenzgang des Gesamtsystems. Der Amplitudengang eines Lautsprechers ist in [Abbildung 4.4](#) dargestellt. In der weiteren Betrachtung werden nichtlineare Verzerrungen vernachlässigt. Um das System übersichtlich beschreiben zu können, werden Verstärker und Lautsprecher im Folgenden gemeinsam als Teilsystem $h_{Speaker}$ definiert.

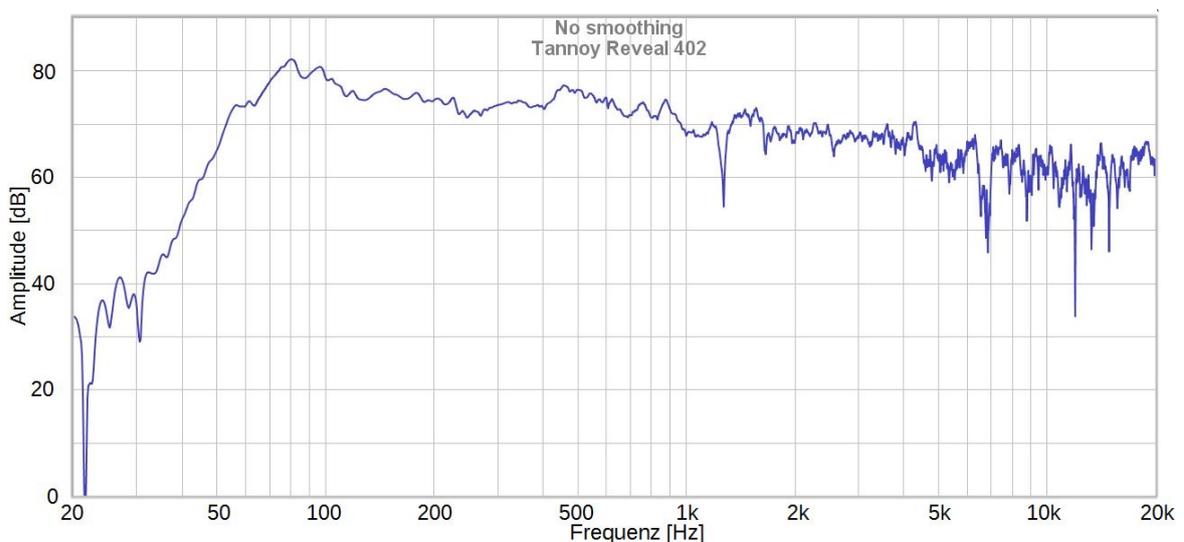


Abbildung 4.4.: Amplitudengang eines Lautsprechers, gemessen auf der Mittelachse in 1 m Abstand (Modell: Tannoy Reveal 402)

Der akustische Übertragungskanal h_{Room} verzerrt das Signal vor allem durch Schallreflexionen. Durch molekulare Reibung werden hohe Frequenzen durch die Transmission in Luft stärker gedämpft als tiefe Frequenzen (Dissipation). Dieses Tiefpassverhalten wird jedoch vernachlässigt, da es durch eine elektronische Entzerrung ausgeglichen werden kann. Die

Laufzeit dieses Übertragungskanals ergibt sich aus der Entfernung und der von der Umgebungstemperatur abhängigen Schallgeschwindigkeit (vgl. [Abschnitt 2.1](#)). Außerdem wird das Signal mit zunehmender Entfernung gedämpft (vgl. [Abschnitt 2.1](#)).

Das Mikrofon ist ebenfalls Teil des Gesamtsystems und hat eine eigene Übertragungsfunktion. Es wandelt das akustische Signal in eine analoge Wechselspannung. Diese wird durch einen Vorverstärker auf regelbare größere Pegel gewandelt. Somit ist es möglich, das Signal an das DSP-Messsystem anzupassen (vgl. [Unterabschnitt 4.1.3](#)). Für die Messungen in [Abschnitt 4.5](#) wird ein spezielles Messmikrofon verwendet, das im Vergleich zu herkömmlichen Mikrofonen darauf konzipiert ist, die akustischen Signale nicht zu verzerren. Der Frequenzgang des Messmikrofons ist nahezu konstant und wird im weiteren vernachlässigt. Der Amplitudengang des Mikrofonvorverstärkers wird ebenfalls als konstant betrachtet. Das Messmikrofon und der Vorverstärker werden im Folgenden zusammen als h_{Mic} betrachtet.

Laufzeitbestimmung

Die Laufzeit eines Systems kann theoretisch durch Analyse der gemessenen Impulsantwort erfolgen, indem die Verschiebung des auftretenden Maximums ermittelt wird.

Wird ein in Ruhe befindliches LTI-System mit dem Eingangssignal $x(t)$ angeregt, so lässt sich nach [Gleichung 4.2](#) das Ausgangssignal durch die Faltung des Eingangssignals mit der Impulsantwort $h(t)$ berechnen (). Die Impulsantwort beschreibt die Eigenschaften eines Systems im Zeitbereich. Sie ist über die Fouriertransformation in [Gleichung 4.3](#) mit dem Frequenzgang verknüpft. In [Abbildung 4.5](#) ist die mit REW gemessene Impulsantwort eines Lautsprechers dargestellt. Die akustische Laufzeit wird durch die Verzögerung des auftretenden Maximums bestimmt.

$$x(t) * h(t) = y(t) \quad (4.2)$$

$$\mathcal{F}\{h(t)\} = H(j\omega) \quad (4.3)$$

Wird als Eingangssignal der Dirac-Impuls $x(t) = \delta(t)$ auf das System gegeben, so erhält man am Ausgang die Impulsantwort $h(t)$.

$$\delta(t) * h(t) = h(t) \quad (4.4)$$

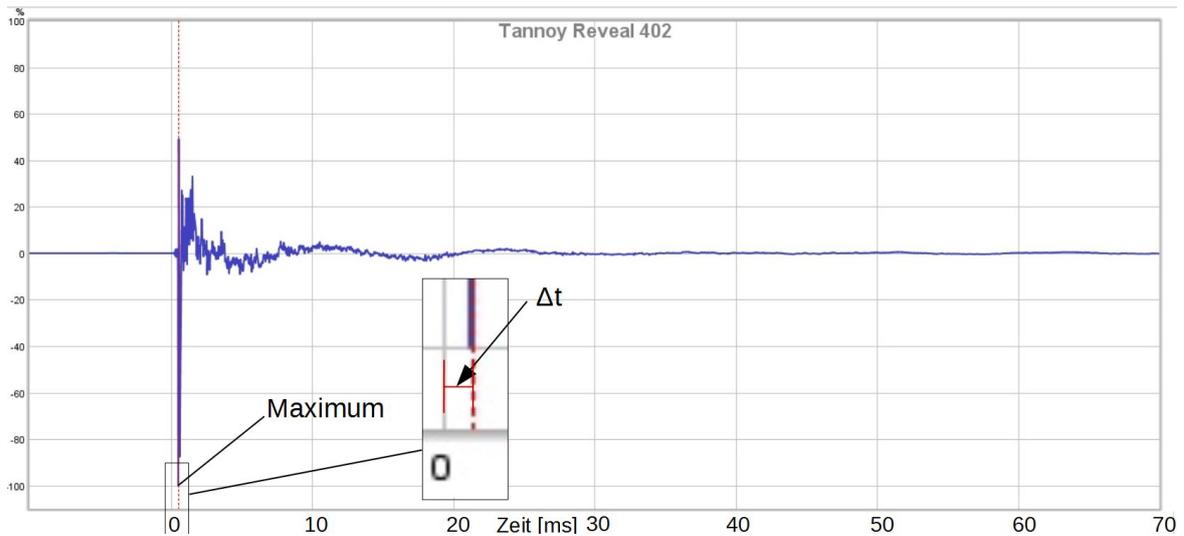


Abbildung 4.5.: Mit REW aufgenommene Impulsantwort eines Lautsprechers, gemessen in 1 m Abstand (Modell: Tannoy Reveal 420)

Handelt es sich um ein verzerrungsfreies LTI-System, so wird der Dirac-Impuls nicht verformt und tritt am Ausgang als verzögerter Dirac-Impuls $\delta(t - t_0)$ auf. Die Verzögerung t_0 ist die Laufzeit des Systems.

$$\delta(t) * h_{ideal}(t) = \delta(t - t_0) \quad (4.5)$$

Das in [Abbildung 4.3](#) gezeigte System verzerrt den Impuls durch die Frequenzgänge der Systemkomponenten. Der infinitesimal kurze Dirac-Impuls tritt in der Impulsantwort als verbreiteter Impuls auf. Das bedeutet, dass verschiedene Frequenzen unterschiedlich verzögert werden. Die Verzerrung der Impulsantwort wird hauptsächlich von den Übertragungseigenschaften des Lautsprechers und des akustischen Kanals hervorgerufen. Die zeitliche Verzögerung des Peaks beschreibt die Verzögerungszeit für bestimmte Frequenzen.

Bei dem Dirac-Impuls handelt es sich jedoch um ein theoretisches Signal mit infinitesimal kurzer Dauer und unendlicher Amplitude. Daher kann dieser in der Realität nicht erzeugt werden. Es wäre denkbar das System mit einem schmalen Rechteckpuls anzuregen. Die Messung des Systems mit einem Impuls ist allerdings nicht praktikabel. Würde man solch einen Impuls über einen Lautsprecher wiedergeben, so könnte dieser beschädigt werden. Außerdem entspricht die akustische Wiedergabe eines solchen Signals einem explosionsartigen Geräusch, das als akustisch störend empfunden wird.

Daher wird ein anderer Ansatz verfolgt, um die Laufzeit bestimmen zu können. Die Impul-

santwort des Systems kann anhand der Kreuzkorrelation eines geeigneten Eingangssignals mit dem gemessenen Ausgangssignal bestimmt werden. Als Eingangssignal eignet sich dazu weißes Rauschen, dessen spektrale Leistungsdichte für alle Frequenzen gleich ist. Die Autokorrelationsfunktion (AKF) des weißen Rauschens hat die Form eines Dirac-Impulses.

"Zur Systemidentifikation kann die Kreuzkorrelierte zwischen Eingangs- und Ausgangssignal in Verbindung mit einem weißen Eingangsrauschen benutzt werden."([24, S. 47])

Für reelle Signale ist die Kreuzkorrelationsfunktion (KKF) r_{xy} die Korrelation des Eingangssignals $x(t)$ mit dem Ausgangssignal $y(t)$. Die Korrelation wird mit \star -Operator beschrieben.

$$r_{xy}(\tau) = x(\tau) \star y(\tau). \quad (4.6)$$

Mit [Gleichung 4.2](#) ergibt sich

$$r_{xy}(\tau) = x(\tau) \star [x(\tau) \star h(\tau)] \quad (4.7)$$

Durch die Verwandtschaft zwischen Korrelation und Faltung (vgl. [Gleichung 4.13](#)) lässt sich der Ausdruck mit

$$r_{xy}(\tau) = x(-\tau) \star [x(\tau) \star h(\tau)] \quad (4.8)$$

beschreiben.

Da die Faltung Assoziativ ist, lässt sich die Gleichung zu

$$\begin{aligned} r_{xy}(\tau) &= [x(-\tau) \star x(\tau)] \star h(\tau) \\ &= [x(\tau) \star x(\tau)] \star h(\tau) \end{aligned} \quad (4.9)$$

umschreiben. Der Ausdruck $[x(\tau) \star x(\tau)]$ ist die AKF $r_{xx}(\tau)$ des Eingangssignals $x(t)$ [25, S. 150]. Daher erhält man für die KKF $r_{xy}(\tau)$

$$r_{xy}(\tau) = r_{xx}(\tau) \star h(\tau). \quad (4.10)$$

Wird für das Eingangssignal $x(t)$ ein mittelwertfreier Prozess (weißes Rauschen) verwendet, so ist die AKF $r_{xx}(\tau)$ ein Dirac-Impuls. Damit erhält man nach [Gleichung 4.4](#) die Impulsantwort $r_{xy}(\tau) = h(\tau)$.

Durch die Fouriertransformation erhält man [4, S. 47]

$$\mathcal{F}\{r_{xy}\} = S_{xy}(e^{j\omega}) = H(e^{j\omega}) \cdot S_{xx}(e^{j\omega}). \quad (4.11)$$

Der Ausdruck $S_{xx}(e^{j\omega})$ ist die Fouriertransformierte der Autokorrelationsfunktion des Eingangssignals und wird als Leistungsdichtespektrum bezeichnet.

Anforderung an die Messung

Die Verarbeitung der Signale erfolgt digital. Das DSP-Messsystem wandelt das analoge Signal des Mikrofons über den ADC in ein wert- und zeitdiskretes (digitales) Signal. Bei der Wahl der Abtastfrequenz muss das Abtasttheorem berücksichtigt werden. Die Abtastfrequenz f_A muss größer als die doppelte maximale Frequenz f_{max} sein, die in dem abzutastenden Signal vorkommt [4, S.22]. Um die höchste auftretende Frequenz von $f_{max} = 20\text{kHz}$ abbilden zu können, wird die Abtastfrequenz $f_A = 48\text{kHz}$ gewählt.

$$f_A > 2 \cdot f_{max} \Rightarrow f_A > 40\text{kHz} \Rightarrow f_A = 48\text{kHz} \quad (4.12)$$

Anforderung an das Messsignal

Wie in [Abschnitt 4.3](#) gezeigt, wird für die Messung ein weißes Rauschen benötigt. Das Messsystem muss ein weißes bandbegrenztetes Rauschen generieren können, das als analoges Signal ausgegeben wird. Das Spektrum des weißen Rauschens muss im Frequenzbereich von 20 Hz bis 20 kHz konstant sein.

Berechnung der schnellen Faltung

Wie in [Abschnitt 4.3](#) gezeigt, lässt sich die Impulsantwort rechnerisch durch die Korrelation bestimmen. Die Korrelation ist mit der Faltung verwandt und lässt sich durch

$$r_{xy}(\tau) = (x(-t) * y(t))|_{t=\tau} \quad (4.13)$$

berechnen.

Um die Korrelation effizient auf dem DSP durchzuführen, wird diese als diskrete schnelle Faltung implementiert. Die analogen Signale der Dauer T_x und T_y werden mit der Abtastfrequenz F_A in äquidistanten Zeitabständen T_A in diskrete Werte gewandelt. Somit enthält man Vektoren mit den Längen

$$L = \frac{T_A}{T_x} \quad \text{und} \quad M = \frac{T_A}{T_y}. \quad (4.14)$$

Die diskrete Faltung ist im Zeitbereich definiert als

$$h[n] = x[n] * y[n] = \sum_{k=0}^{M-1} y[k] \cdot x[n - k]. \quad (4.15)$$

Durch die Fouriertransformation ergibt sich im Frequenzbereich aus der Faltung eine Multiplikation

$$\mathcal{F}\{h[n]\} = \mathcal{F}\{x[n]\} \cdot \mathcal{F}\{y[n]\}. \quad (4.16)$$

Die Länge einer diskreten Faltung der Signale $y[n]$ mit der Länge L und $x[m]$ mit der Länge M beträgt $L + M - 1$. Die einzelnen Signale müssen also für die Berechnung der Faltung verlängert werden. Dies geschieht, indem die diskreten Signale mit Nullen aufgefüllt werden. Dieses Vorgehen wird häufig als "zero-padding" bezeichnet.

Um die schnelle Faltung durchführen zu können, werden zunächst die zwei zu faltenden Signale mit den Längen L und M durch zero-padding jeweils auf die Länge $L + M - 1$ erweitert und anschließend mittels der DFT nach [Gleichung 4.17](#) in den Frequenzbereich transformiert. Um die DFT auf einem DSP effizient zu berechnen wird der FFT (FFT, engl. Fast Fourier Transform⁹) Algorithmus verwendet. Die Ergebnisse der FFT sind mit denen der DFT gleich.

$$X[m] = \sum_{k=0}^{N-1} x[k] \cdot e^{-j2\pi mk/N} \quad (4.17)$$

Nun werden die beiden Spektren komplex multipliziert und anschließend mittels der inversen Fouriertransformation (IFFT) in den Zeitbereich zurück transformiert. Das Ergebnis ist gleich mit dem der Berechnung der Faltung.

⁹Die FFT ist ein effizienter Algorithmus zur Berechnung der DFT.

Mit der Abtastfrequenz $f_A = 48\text{ kHz}$ ergibt sich eine Abtastperiode von

$$T_A = \frac{1}{f_A} = 2,08\bar{3} \cdot 10^{-5}\text{ s}. \quad (4.18)$$

4.4. Implementierung

In diesem Kapitel wird die Implementierung der wichtigsten Programmteile erläutert. Dabei besteht die Implementierung aus folgenden drei Dateien:

- main_delayfinder.c
- aux_delayfinder.c
- aux_delayfinder.h

Um den Programmcode übersichtlich zu halten, sind in der Datei *aux_delayfinder.c* einige Hilfsfunktionen ausgelagert. In der Datei *main_delayfinder.c* stehen die Kernfunktionen und die Konfiguration des DSK. In der Header-Datei *aux_delayfinder.h* stehen die Deklarationen der Funktionen. In [Abbildung 4.6](#) ist der prinzipielle Ablauf des Programms *main_delayfinder.c* als Flussdiagramm dargestellt.

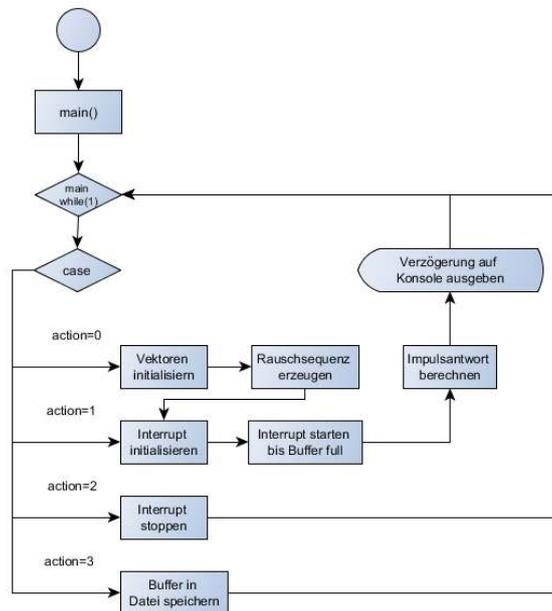


Abbildung 4.6.: Flussdiagramm der DSP Implementierung

Speicherverwaltung

Um ausreichend Speicher für die Variablen zur Verfügung zu stellen, muss der Speicherbereich des SDRAM Speichers in der Datei *C6713dsk_AIC23.cmd* wie in [Listing 4.2](#) zugewiesen werden. Über die Compiler-Anweisung `#pragma DATA_SECTION(var, "EXT.RAM")` kann dem Präprozessor nun gezielt vorgeschrieben werden, den Speicher für die Variable *var* auf den externen SDRAM zu verlagern.

Listing 4.2: Anpassung der Speicheradressierung für den externen SDRAM

```
1 // Ursprüngliche Speicheradressierung: len = 0x00100000 = 1Mb
2 SDRAM: org = 0x80000000, len = 0x00100000 /* external memory*/
3
4 // Angepasste Speicheradressierung: len = 0x01000000 = 16Mb
5 SDRAM: org = 0x80000000, len = 0x01000000 /* external memory*/
```

Für die Implementierung in dieser Arbeit wurden der Haldenspeicher (engl.: heap) und Stapelspeicher (engl.: stack) manuell angepasst, indem in die Datei *C6713dsk_AIC23.cmd* die Zeilen aus [Listing 4.3](#) hinzugefügt wurden.

Listing 4.3: Manuelle Erweiterung des Halden- und Stapelspeichers

```
1 -stack 0x800 // Stapelspeicher auf 2MB erweitern
2 -heap 0x800 // Haldenspeicher auf 2MB erweitern
```

Einige der im Programm verwendeten Funktionen verlangen eine Speicherausrichtung (engl.: data structure alignment) für die zur Berechnung notwendigen Variablen. Dies wird mit der Compiler-Anweisung `#pragma DATA_ALIGN(var, n)` erreicht, wobei für die Variable *var* ein *n*-bytes breiter zusammenhängender Speicherbereich festgelegt wird. Ohne diese Speicherausrichtung geben die entsprechenden Funktionen falsche Ergebnisse aus.

Installation der DSPLIB

Bei dem Programm ist die Berechnungen der FFT und IFFT am aufwendigsten. Daher werden die optimierten FFT-Algorithmen der C-Bibliothek DSPLIB von TI verwendet. Bei der Installation der DSPLIB muss darauf geachtet werden, dass dem Compiler die notwendigen Bibliotheken hinzugefügt werden.

Benutzereingabe zur Steuerung des Programms

Wie in [Tabelle 4.1](#) aufgelistet, wird das Programm dadurch gesteuert, dass der Wert der Variable *action* während der Programmlaufzeit durch den Benutzer geändert wird. In der Hauptschleife des Programms wird diese Variable ausgewertet und die entsprechenden Programmteile werden ausgeführt.

Tabelle 4.1.: Die Bedienung des Programms erfolgt durch die Zuweisung verschiedener Werte der Variable *action*

action =	Funktionsaufruf
0	Start Dauermessung
1	Reset ISR
2	Programm Stop
3	Buffer in Datei Speichern

Rauschgenerator

Um das weiße Rauschsignal am analogen Audioausgang ausgeben zu können, wird mit der Funktion *generateNoise()* ein Pseudozufallsgenerator implementiert. Die Implementierung ist in [Listing 4.4](#) dargestellt. Hier wird der Vektor *noise[]* vom Typ *float* mit der Länge *SEQLEN* mit 16 bit Zufallszahlen im Wertebereich von -16383 bis 16383 gefüllt. Die Werte dieses Vektors werden in der Interrupt Service Routine (ISR) an dem analogen Audioausgang ausgegeben. Durch die digitalen Ausgangsfilter des Audio Codecs wird das Spektrum des Rauschens Bandbegrenzt.

Listing 4.4: Implementierung der Funktion zur Generierung der Rauschsequenz

```
1 void generateNoise() {
2     time(&t);
3     srand((unsigned int)t);
4     int fadeCount=0;
5     int i=0;
6
7     for (i = 0; i < SEQLEN; i++){
8         noise[i] = (-rand() + (RAND_MAX/2)) * fadeCount/FADETIME;
9         if(fadeCount < FADETIME){ // Fade In
10            fadeCount++;
11        }
12    }
13 }
```

Das Spektrum des Rauschsignals wird am analogen Ausgang des DSP mit dem Audioanalyzer UPV von Rohde&Schwarz gemessen. In [Abbildung 4.7](#) ist das Spektrum des weißen Rauschens dargestellt, das mit der Funktion `generateNoise()` implementiert wurde. Das Spektrum ist über den Frequenzbereich von 20Hz bis 20kHz konstant. Somit sind die Bedingungen an das Messsignal aus [Abschnitt 4.3](#) erfüllt und das Signal ist für die Messung geeignet.

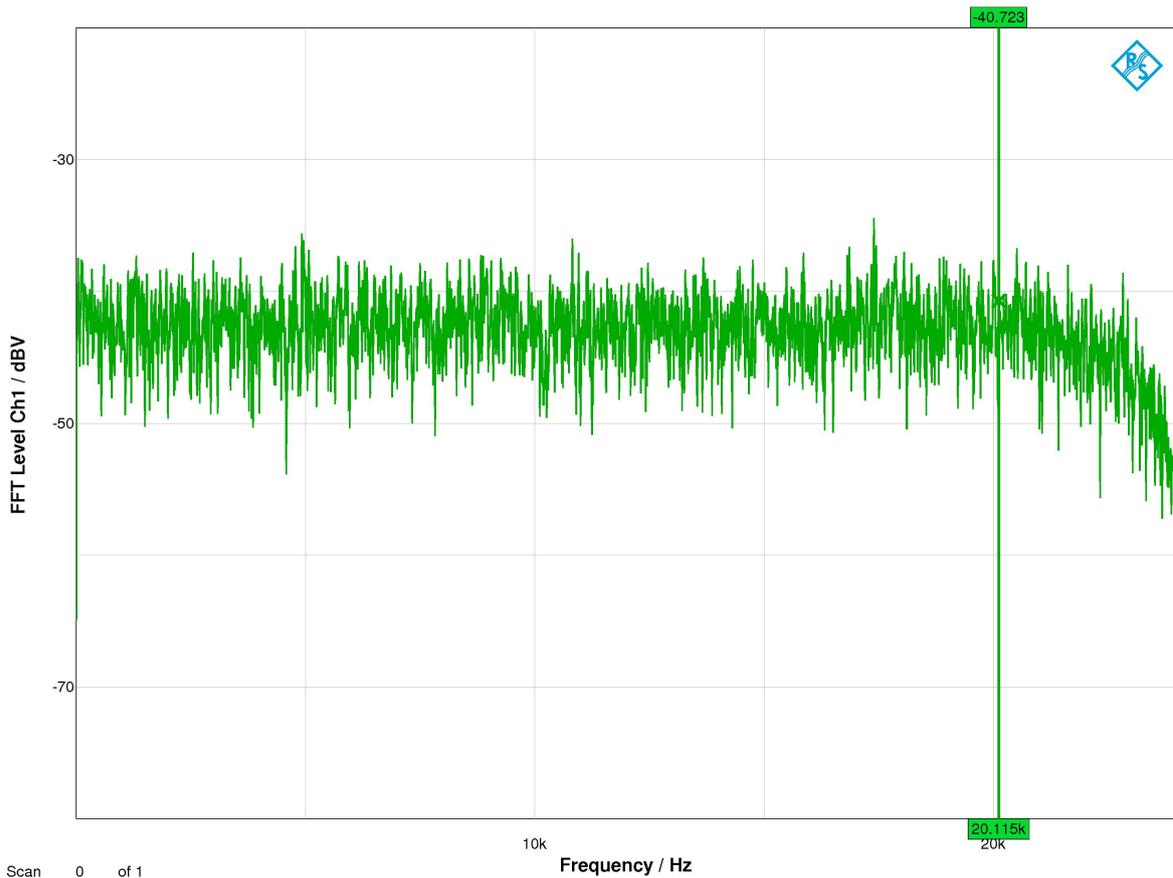


Abbildung 4.7.: Gemessenes Amplitudenspektrum des durch den DSP generierten weißen Rauschens

Wird ein Rauschsignal ausgegeben, entspricht der Moment des Einschaltens einem transienten Vorgang, der vor allem bei hohem Lautstärkepegel als sehr störend wahrgenommen wird. Um dem entgegen zu wirken ist es sinnvoll, das Messsignal nicht mit vollem Pegel starten zu lassen, sondern dieses in einer kurzen Einschwingzeit von null auf den gewünschten Pegel stetig ansteigen zu lassen. Dieser Vorgang wird allgemein als Fade-In bezeichnet. Die Dauer des Fade-In verlängert zwar die gesamte Messdauer, ist aber aufgrund der verringerten Störung sinnvoll. Um ein schlagartiges Einschalten des Rauschsignals zu vermeiden,

wird die Amplitude des Signals für die Dauer der ersten 10000 ausgegebenen Samples linear erhöht. Dadurch wird die Lautstärke des Rauschsignals beim Einschalten linear erhöht. Die Messdauer verlängert sich dadurch um $10000/48000 \approx 208$ ms. Diese zeitliche Verlängerung ist so kurz, dass sie sich kaum bemerkbar macht. Ein abrupter Ausschaltvorgang ist im Prinzip ebenfalls ein transienter Vorgang, allerdings ist das Ausschalten eines akustischen Signals weniger störend als das Einschalten. Außerdem führt das Abklingen einer akustischen Umgebungen zu einem Fade-Out Effekt, da die vorhandenen Schallwellen durch mehrfache Reflexionen in der akustischen Umgebung langsam abklingen. Daher wird auf die Implementierung eines Fade-Out verzichtet.

Interrupt Service Routine

In [Listing 4.5](#) ist die Implementierung der Interrupt Service Routine (ISR) `intser_McBSP1()` dargestellt. Die ISR wird mit dem Takt der gewählten Abtastfrequenz $f_s = 48$ kHz aufgerufen. Die Anzahl der Aufrufe ist in der Programmkonstanten `SEQLEN = 20000` festgelegt. In der ISR wird bei jedem Aufruf zunächst ein Wert der Rauschsequenz in den Buffer `buf_ref` gespeichert und über den linken analogen Audioausgang ausgegeben. Danach wird das Mikrofonsignal am rechten analogen Audioeingang im Buffer `buf_meas` gespeichert. Der Aufruf der ISR erfolgt für einen Messdurchgang so lange, bis die Laufvariable `j` den Wert `SEQLEN = 20000` erreicht hat. Die Aufnahme und Ausgabe der Audiosignale dauert damit $20000/48\text{kHz} \approx 0,42$ sek. Danach wird der Interrupt deaktiviert und die Funktion `calcImpResp` wird zur Berechnung der Impulsantwort aufgerufen. Im [Anhang D](#) sind in [Abbildung D.1](#) und [Abbildung D.2](#) die gefüllten Buffer `buf_ref` und `buf_meas` grafisch dargestellt.

Berechnung der Korrelation

Für die Berechnung der Impulsantwort werden die Vektoren `x` und `y` mit Sequenzen der Abtastwerte aus den Buffern `buf_ref` und `buf_meas` gefüllt. Der Vektor `x` enthält die Signalsequenz des Rauschgenerators. Der Vektor `y` enthält die vom Messmikrofon aufgenommene Sequenz. Für die anschließende Berechnung der FFT mit der Funktion `DSPF_cfftr2_dit()` müssen die Vektoren mit komplexen Wertepaaren gefüllt werden. Dabei werden abwechselnd die Real- und Imaginärteile gespeichert. Damit ergibt sich die doppelte Länge der Vektoren, da nur jeder zweite Wert mit den reellen Abtastwerten gefüllt wird. Da rein reelle Signale aufgenommen werden, sind die Imaginärteile null.

Wie in [Abschnitt 4.3](#) erklärt, müssen die Vektoren mit den Längen `L` und `M` für die schnelle Faltung durch zero-padding auf die Länge $N \geq L + M - 1$ verlängert werden. Außerdem müssen die Eingabevektoren für die Funktion `DSPF_cfftr2_dit()` die Länge einer Potenz zur Basis 2 haben [26].

Listing 4.5: Implementierung der Interrupt Service Routine

```

1 interrupt void intser_McBSP1() {
2
3     buf_ref[j] = noise[j]; // Referenzbuffer mit Rauschsequenz füllen
4     AIC23_data.channel[LEFT] = noise[j];
5     MCBSP_write(DSK6713_AIC23_DATAHANDLE, AIC23_data.both);
6     AIC23_data.both = MCBSP_read(DSK6713_AIC23_DATAHANDLE);
7     buf_mes[j] = AIC23_data.channel[RIGHT]; // Mikrofonsignal aufnehmen
8     j++;
9
10    if (j >= SEQLEN) { // Wiedergabe und Aufnahmen beenden
11        j = 0;
12        MCBSP_close(DSK6713_AIC23_DATAHANDLE);
13        IRQ_globalDisable();
14        IRQ_nmiDisable();
15        IRQ_disable(CODECEventId);
16        calcImpResp(); // Impulsantwort berechnen
17    }
18 }

```

Da die Vektoren komplexe Wertepaare beinhalten, verdoppeln sich die Längen auf

$$N = 2 \cdot L + 2 \cdot M - 2 \quad (4.19)$$

Für die Berechnung der schnellen Faltung von zwei Vektoren mit $L = M = 2048$ Werten ergeben sich damit folgende Längen der Arrays:

$$N = 4096 + 4096 - 2 = 8190 \quad (4.20)$$

Da die Länge N eine Potenz zur Basis 2 sein muss, wird der nächst höhere Wert $N = 8192$ gewählt. Die Vektoren x und y werden daher auf eine Länge von 8192 erweitert. In Listing 4.6 ist dargestellt, wie die Werte aus den Buffern in die Vektoren x und y gespeichert werden. Dabei werden die Abtastwerte, die während des Fade-In aufgenommen wurden, übersprungen. Im [Anhang D](#) sind in [Abbildung D.3](#) und [Abbildung D.4](#) die durch zero-padding verlängerten Vektoren x und y grafisch dargestellt.

Als nächstes generiert das Programm mit der Funktion *gen_twiddle* die Drehfaktoren für die Berechnungen der FFT-Algorithmen und sortiert diese mit der Funktion *bit_rev* in umgekehrter Bit-Reihenfolge.

Listing 4.6: Werte aus Buffer für die Berechnung der schnellen Faltung extrahieren

```

1 for (i=0; i<FFTLEN ; i++){
2   x[2*FFTLEN-2-2*i] = buf_ref[i+FADETIME]; // Signal x drehen
3   y[2*i] = buf_mes[i+FADETIME+(m*1024)+LATENZ]; // Latenz herausrechnen
4 }

```

Die Funktion *DSPF_sp_cfft2_dif(float *x, float *w, short n)* berechnet die FFT durch Dezimierung im Zeitbereich (engl.: decimation in time - DIT). Als Argument *n* wird die Länge der FFT als Anzahl der komplexen Abtastwerte erwartet. Die Länge *n* muss größer als 32 und eine Potenz der Basis 2 sein [26]. Die Eingabewerte für die Berechnung der FFT werden mit dem Zeiger *x* übergeben. Die Werte des Vektors *x* werden von der Funktion überschrieben. Bei der DIT-FFT werden die Werte in richtiger Bit-Reihenfolge eingegeben und kommen in umgekehrter Bit-Reihenfolge heraus. Damit liegt die Reihenfolge der Werte nach der Berechnung der FFT in umgekehrter Bit-Reihenfolge vor. Der Zeiger *w* übergibt die Drehfaktoren für die Berechnung der FFT-Algorithmen.

Die Funktion *DSPF_sp_cfft2_dif(float *x, float *w, short n)* wird nacheinander für die Arrays *x* und *y* aufgerufen. Die Werte in diesen Vektoren entsprechen danach den transformierten komplexen Werten im Frequenzbereich in umgekehrter Bit-Reihenfolge.

Anschließend werden die Vektoren *x* und *y* nach [Gleichung 4.21](#) komplex multipliziert und das Ergebnis wird als komplexe Wertepaare in den Vektor *h* gespeichert. Der Ergebnisvektor der komplexen Multiplikation *h* hat die gleiche Länge wie die Eingabevektoren *x* und *y*.

$$\begin{aligned}
 \operatorname{Re}\{\underline{x} \cdot \underline{y}\} &= \operatorname{Re}\{\underline{x}\} \cdot \operatorname{Re}\{\underline{y}\} - \operatorname{Im}\{\underline{x}\} \cdot \operatorname{Im}\{\underline{y}\} \\
 \operatorname{Im}\{\underline{x} \cdot \underline{y}\} &= \operatorname{Re}\{\underline{x}\} \cdot \operatorname{Im}\{\underline{y}\} + \operatorname{Im}\{\underline{x}\} \cdot \operatorname{Re}\{\underline{y}\}
 \end{aligned}
 \tag{4.21}$$

Die Funktion *DSPF_sp_icfft2_dif(float *h, float *w, short n)* berechnet die IFFT durch Dezimierung im Frequenzbereich (engl.: decimation-in-frequency - DIF). Bei der DIF-IFFT werden die Werte in umgekehrter Bit-Reihenfolge eingegeben und in richtiger Bit-Reihenfolge ausgegeben. Da die Werte durch die DIT-FFT vor der Berechnung der IFFT bereits in umgekehrter Bit-Reihenfolge vorliegen, kann die Umsortierung gespart werden.

Das Vektor *h* wird mit der Funktion *DSPF_sp_icfft2_dif(h, w, 2*FFTLEN)* in den Zeitbereich zurück transformiert. Die Werte sind weiterhin als komplexe Wertepaare gespeichert, wobei sämtliche Imaginärteile den Wert null haben. Die reellen Werte sind die Impulsantwort und werden in dem Array *ImpResp* gespeichert. Eine grafische Darstellung des Vektors *ImpResp* befindet sich im [Anhang D](#) in [Abbildung D.5](#).

Berechnung der Laufzeit

Um die Verzögerungszeit zu ermitteln, wird das Maximum der Impulsantwort mit der Funktion `arrayMax()` ausfindig gemacht. Diese Funktion speichert außerdem die Position an der das Maximum auftritt in die Variable `PtrMaxIndex`. Anhand dieses Wertes kann die Verschiebung des Maximums der Impulsantwort berechnet werden.

Bei der Korrelation zweier identischer Signalsequenzen x und y mit den Längen N tritt das Maximum bei N auf. Wird die Signalsequenz y um k Werte verzögert, so tritt das Maximum bei $N - k$ auf. Der Wert des auftretenden Maximums der Impulsantwort ist durch die Verzögerung der Signalsequenz y um k Abtastwerte verschoben.

Das Messsystem hat eine Latenzzeit Δt_{DSP} , die für die korrekte Berechnung berücksichtigt werden muss. Um diese zu ermitteln, wird der Ausgang, an dem das Rauschsignal ausgegeben wird, direkt mit dem Eingang für das Mikrofonsignal verbunden. Bei dieser Messung tritt das Maximum der Impulsantwort mit einer Verschiebung von 30 Abtastwerten auf. Damit beträgt die Latenzzeit des Systems

$$\Delta t_{DSP} = \frac{30}{48000} = 0,625 \text{ ms} \quad (4.22)$$

Diese Latenz wird für die Berechnung der Laufzeiten herausgerechnet.

Sequentielle Korrelation

Durch die vorgegebenen Signallängen der Korrelation ist die maximal zu ermittelnde Laufzeit begrenzt. Um auch längere Laufzeiten messen zu können, wird die Berechnung der Korrelation sequentiell durchgeführt. Es wird m -mal nacheinander die Korrelation der Rauschsequenz und der Sequenz des Mikrofonsignals vorgenommen. Bei jedem Durchgang wird die Sequenz des Mikrofonsignals um die Hälfte der FFT-Länge (1024 Abtastwerte) verschoben. Mit der einfachen Korrelation lässt sich für eine Überlagerung von mindestens 1024 Werten der Signalsequenzen maximal eine Verzögerungszeit τ_{max} von

$$\tau_{max} = \frac{1024}{48000} = 21,3 \text{ ms} \quad (4.23)$$

messen. Das entspricht bei einer Schallgeschwindigkeit von $v_L = 340 \text{ m/s}$

$$\tau_{max} \cdot v_L = 21,3 \text{ ms} \cdot 340 \frac{\text{m}}{\text{s}} = 7,25 \text{ m} \quad (4.24)$$

Um der Anforderung gerecht zu werden, Entfernungen von bis zu 50 m messen zu können, muss die sequentielle Korrelation daher

$$m = \frac{50 \text{ m}}{7,25 \text{ m}} = 7 \quad (4.25)$$

mal durchgeführt werden.

Ausgabe der Ergebnisse

Die Ausgabe der gemessenen Laufzeit erfolgt über die Konsole der Entwicklungsumgebung CCS. Diese bietet außerdem die Möglichkeit, die berechnete Impulsantwort mit Hilfe der Graph-Funktion grafisch darzustellen. Das um k Abtastwerte verschobene Maximum der Impulsantwort lässt sich anhand der gewählten Abtastfrequenz $f_A = 48 \text{ kHz}$ in die zeitliche Dauer umgerechnet. Die entsprechende Laufzeit berechnet sich nach [Gleichung 4.26](#) damit als

$$\tau_{\text{Laufzeit}} = \frac{k}{f_A} = \frac{k}{48000} \quad (4.26)$$

Eine Messvorgang und die anschließende Berechnung mit 7-facher sequentieller Korrelation benötigt eine Dauer von ca. 3 s. Damit ist die Anforderung an die Dauer eines Messvorgangs aus [Abschnitt 4.2](#) ebenfalls erfüllt.

4.5. Messungen

Um die Vorbereitungszeit für die Messaufbauten so kurz wie möglich zu halten, wurde das gesamte Messsystem in einem einfach zu transportierenden Koffer aufgebaut (vgl. [Abbildung 4.8](#)). So kann die Verkabelung des Messsystems bestehen bleiben. Dadurch lässt sich Zeit beim Aufbau sparen und Fehler durch eine falsche Verkabelung werden vermieden. Es müssen lediglich die Stromversorgung, die Signalanbindung für den zu messenden Lautsprecher und das Messmikrofon angeschlossen werden.

Bei allen Messungen wird das Messmikrofon *Behringer ECM 8000* verwendet (siehe [Anhang C](#), [Abbildung B.1](#)). Als Mikrofonvorverstärker dient das Mischpult *Behringer XENYX 1202* (siehe [Anhang C](#), [Abbildung B.4](#)).

Um zu überprüfen, wie genau sich die Laufzeit mit dem DSP-Messsystem ermitteln lässt, werden im folgenden verschiedene Laufzeitmessungen aufgeführt, die mit verschiedenen



Abbildung 4.8.: Transportables fertig verkabeltes Messsystem

Lautsprechern in unterschiedlichen akustischen Umgebungen aufgenommen wurden. Dabei wurden die Laufzeiten für verschiedene Abstände Δs zwischen Lautsprecher und Messmikrofon gemessen.

Um die Genauigkeit der mit dem DSP-Messsystem gemessenen Laufzeiten bewerten zu können, wird für jede Messung eine weitere Referenzmessung mit der Software REW durchgeführt. REW ist eine freie Software, mit der u.a. die Impulsantworten von Lautsprechern und akustische Laufzeiten gemessen werden können. Im Gegensatz zum DSP-Messsystem, verwendet REW für die Messung einen Sinus-Sweep. Für die Referenzmessungen mit der Software REW wurde die externe Soundkarte *M-AUDIO Fast Track Pro* verwendet.

4.5.1. Messung 1: Schallmesskammer

Die erste Messung erfolgt in der Schallmesskammer der HAW Hamburg. Dadurch können Verzerrungen der Impulsantwort durch akustische Reflexionen weitestgehend vermieden werden. Diese Messung dient dazu die Funktionsweise des Messsystems in einer akustisch ungestörten Umgebung zu testen. Durch die räumliche Größe der Schallmesskammer sind nur Messungen mit relativ kleinem Abstand möglich. Als Schallquelle wird für diese Messung der Lautsprecher *Tannoy Reveal 402* (siehe [Anhang C](#), [Abbildung B.3](#)) genutzt. Ein Foto des Messaufbaus befindet sich in [Anhang E](#), [Abbildung E.1](#).

Tabelle 4.2.: Messergebnisse der Laufzeitmessungen in der Schallmesskammer

Messung mit DSP		Referenzmessung
k [Samples]	τ_{Laufzeit} [ms]	τ_{REW} [ms]
22	0,458	0,816
123	2,5663	4,707
222	4,625	8,477
337	7,021	13,025
456	9,5	17,63
529	12,4	20,46

In [Tabelle 4.2](#) sind die gemessenen Laufzeiten für 6 verschiedene Abstände zwischen Lautsprecher und Messmikrofon aufgelistet. Für diese Messung wird erwartet, dass die gemessenen Verzögerungen des DSP-Messsystems mit denen der Referenzmessungen übereinstimmen.

4.5.2. Messung 2: Wohnzimmer

Die nächste Messung erfolgt in einem Wohnzimmer und wird mit dem gleichen Lautsprecher aus [Unterabschnitt 4.5.1](#) durchgeführt. Auch hier sind die realisierbaren Abstände Δs zwischen Lautsprecher und Messmikrofon mit $\Delta s < 5$ m gering. Allerdings ist die akustische Umgebung im Gegensatz zur Schallmesskammer durch Schallreflexionen nicht ideal. Es wird erwartet, dass die Impulsantwort dadurch verzerrt wird. Mit dieser Messung soll überprüft werden, ob dennoch sinnvolle Messergebnisse erzielt werden können.

Tabelle 4.3.: Messergebnisse Wohnzimmer

Messung mit DSP		Referenzmessung
k [Samples]	τ_{Laufzeit} [ms]	τ_{REW} [ms]
36	0,75	1,522
95	1,98	3,208
131	2,73	5,704
165	3,44	7,033
220	4,58	8,604
282	5,88	11,041

In [Tabelle 4.3](#) sind die im Wohnzimmer gemessenen Laufzeiten für 6 verschiedene Abstände zwischen Lautsprecher und Messmikrofon aufgelistet.

4.5.3. Messung 3: Vorlesungssaal

Eine weitere Messung wird in einem leeren Vorlesungssaal durchgeführt. Auf Grund der räumlichen Ausmaße können Abstände von $\Delta s \approx 10$ m gemessen werden. Als Lautsprecher wird ein festinstallierter Lautsprecher der Firma *Electro Voice* verwendet. Die akustische Umgebung ist kritischer als die bei den Messungen im Wohnzimmer, da der Vorlesungssaal großflächige schallreflektierende Oberflächen hat. Ein Foto des Messaufbaus befindet sich in [Anhang E, Abbildung E.2](#).

Tabelle 4.4.: Messergebnisse Vorlesungssaal

Messung mit DSP		Referenzmessung
k [Samples]	τ_{Laufzeit} [ms]	τ_{REW} [ms]
488	10,16	19,084
634	13,21	24,586
878	18,29	34,39

In [Tabelle 4.4](#) sind die im Vorlesungssaal gemessenen Laufzeiten für 3 verschiedene Abstände zwischen Lautsprecher und Messmikrofon aufgelistet.

4.5.4. Messung 4: Veranstaltungssaal

Bei dieser Messung werden die Laufzeiten von drei unterschiedlichen Entfernungen Δs in einem großen Veranstaltungssaal gemessen. In dem Saal gibt es viele schallreflektierende Oberflächen. Als Schallquelle werden die festinstallierten Lautsprechersysteme der Firma NEXO genutzt. Ein Foto des Messaufbaus befindet sich in [Anhang E, Abbildung E.3](#).

Tabelle 4.5.: Messergebnisse Veranstaltungssaal

Messung mit DSP		Referenzmessung
k [Samples]	τ_{Laufzeit} [ms]	τ_{REW} [ms]
1311	27,31	51,545
2210	46,04	86,782
2475	51,56	95,689

In [Tabelle 4.5](#) sind die im Veranstaltungssaal gemessenen Laufzeiten für 3 verschiedene Abstände zwischen Lautsprecher und Messmikrofon aufgelistet.

Bei der Auswertung der Messergebnisse hat sich herausgestellt, dass die Messwerte des DSP-Messsystems stark von den mit REW ermittelten Werten abweichen. Die anhand der

Abtastfrequenz berechneten Laufzeiten des DSP-Messsystems liefern nicht die erwarteten Ergebnisse. Vergleicht man die mit REW gemessene Laufzeiten bei einem definierten Abstand Δs , so zeigt sich, dass die von REW ermittelten Werte plausibel sind. Bei einem Abstand von $\Delta s = 1$ m zwischen Messmikrofon und Lautsprecher, gibt REW eine Laufzeit von $t_{test} = 2,958$ ms an. Bei einer Schallgeschwindigkeit von $v_L = 340$ m/s ergibt sich aus der Laufzeit t_{test} eine Distanz von

$$\Delta s = v_L \cdot t_{test} = 340 \frac{m}{s} \cdot 2,958 \text{ ms} \approx 1 \text{ m} \quad (4.27)$$

Die Messung mit REW liefert damit zumindest nahezu den korrekten Wert der Laufzeit.

In [Abbildung 4.9](#) sind alle Werte der 4 Messungen zusammen in einem Graph dargestellt. Auf der x-Achse ist die mit dem DSP-Messsystem gemessene Laufzeit $\tau_{Laufzeit}$ aufgetragen. Auf der y-Achse ist die Laufzeit τ_{REW} der Referenzmessung mit REW aufgetragen. Zusätzlich wird eine mit dem *Basic-Fitting-Tool* von MATLAB erstellte Regressionsgerade dargestellt, die den Zusammenhang der Messwerte deutlich macht. Es ist zu erkennen, dass die Werte, wie erwartet, einen linearen Zusammenhang haben. Allerdings weichen die gemessenen Werte des DSP-Messsystems erheblich von den Referenzwerten ab. Die Geradengleichung der Regressionsgeraden lautet $y = 1,862 \cdot x - 0,067261$. Die mit der Messsoftware REW ermittelten Laufzeiten sind demnach um den Faktor 1,8 höher als die mit dem DSP-System gemessenen Laufzeiten. Diese starke systematische Abweichung macht deutlich, dass die Messungen des DSP-Messsystems Fehlerhaft sind.

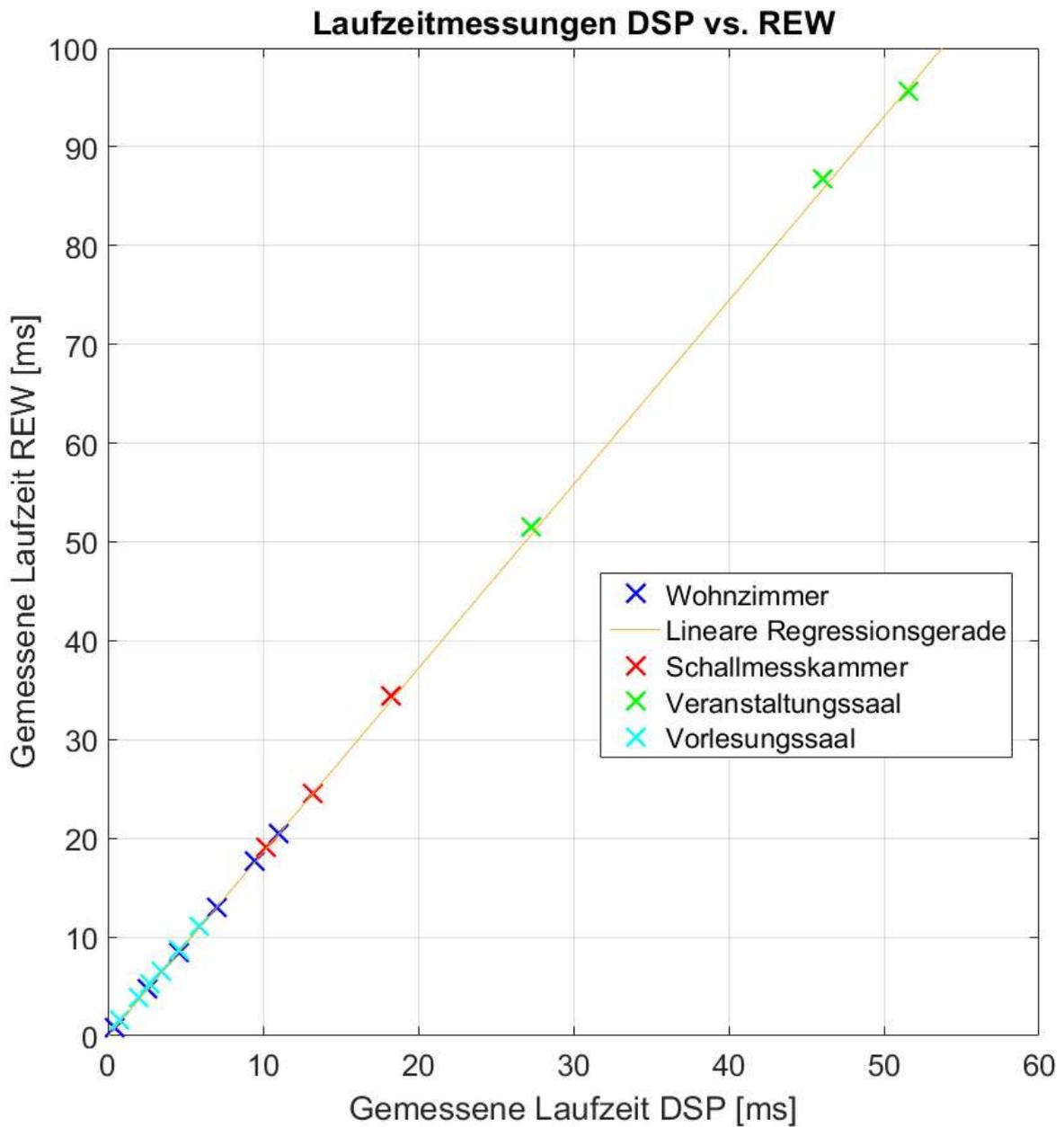


Abbildung 4.9.: Vergleich der gemessenen Laufzeiten des DSP-Messsystems und der Referenzmessung mit der Messsoftware REW

4.6. Korrektur

Bei der Auswertung der Messergebnisse hat sich gezeigt, dass die anhand der Abtastfrequenz berechnete Laufzeit nicht die erwarteten Ergebnisse lieferte. Daher wird im Folgenden untersucht, wodurch dieser Fehler verursacht wurde. Die Proportionalität der Messwerte lässt vermuten, dass der Fehler auftritt, weil das Eingangssignal mit einer zu geringen Abtastfrequenz aufgenommen wird.

Dazu wurde untersucht, ob die ISR der Implementierung durch die eingestellte Abtastfrequenz von $f_A = 48$ kHz aufgerufen wird. Dafür wird mit dem DSP-Messsystem ein Sinus-Signal mit der Frequenz $f_{sin} = 100$ Hz aufgenommen und die Anzahl der Werte pro Periode ermittelt. Bei der Abtastfrequenz von $f_A = 48$ kHz wird erwartet, dass eine Periode des Sinus-Signals mit 480 Werten aufgenommen wird.

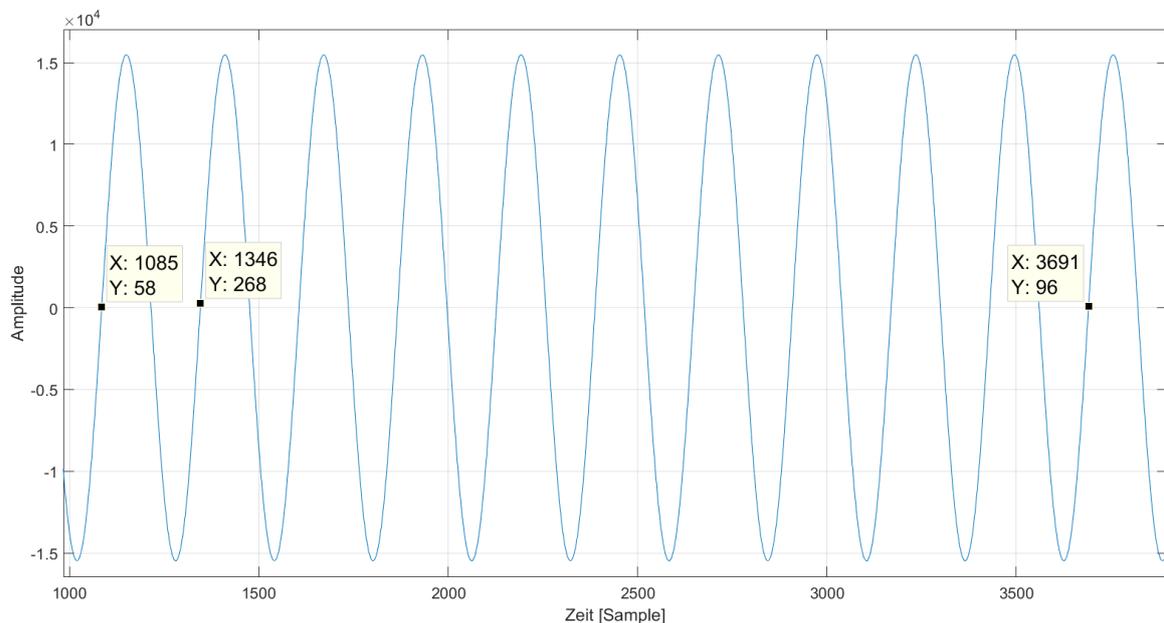


Abbildung 4.10.: Auswertung der mit der fehlerhaften Implementierung aufgenommene Sinusschwingung mit $f_{sin} = 100$ Hz

Bei der in [Abbildung 4.10](#) dargestellten Auswertung der Anzahl der Abtastwerte zeigt sich, dass eine Periode mit nur $3691 - 1085 = 260,6$ Werten aufgenommen wurde. Bei der weiteren Untersuchung stellte sich heraus, dass der Aufruf der ISR durch eine fehlerhafte Berechnung innerhalb der ISR nicht korrekt funktioniert hat. Das Problem war die Berechnung des Fade-In. Diese wurde in der ISR durchgeführt. Dazu wurden zwei Laufvariablen bei

jedem Aufruf der ISR inkrementiert. Durch verschiedene Abfragen dieser Variablen die wurde die ISR nicht bei jedem Takt korrekt aufgerufen.

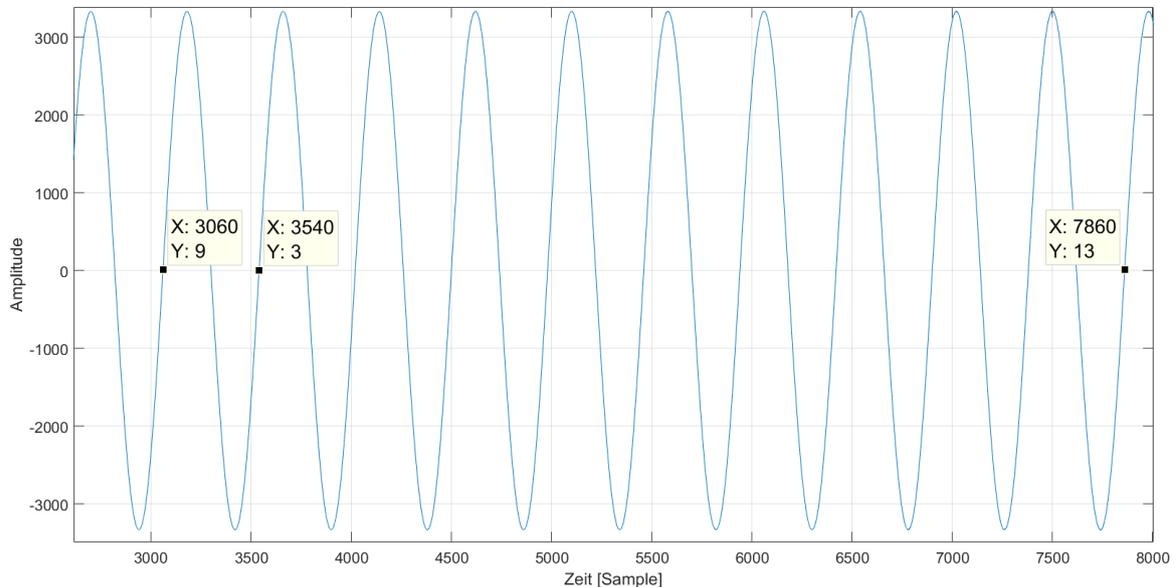


Abbildung 4.11.: Auswertung der mit der korrigierten Implementierung aufgenommene Sinusschwingung mit $f_{sin} = 100$ Hz

Um dies zu beheben, wurde der Fade-In in die Funktion *generateNoise()* verlagert, wodurch diese Berechnung vor dem aktivieren der ISR durchgeführt wird. In [Abbildung 4.11](#) ist Aufnahme des Sinussignals mit der Frequenz $f_{sin} = 100$ Hz des korrigierten Programms zu sehen. Es ist zu erkennen, dass der Sinuston nun mit den erwarteten 480 Werten pro Periode aufgenommen wurde. Damit ist der Fehler erfolgreich behoben. Mit der korrigierten Implementierung wird eine weitere Messreihe erstellt. Die Messungen wurden ebenfalls mit dem Lautsprechermodell *Tannoy Reveal 402* und dem Messmikrofon *Behringer ECM800* durchgeführt. Außerdem wurde bei dieser Messreihe eine weitere Referenzmessung mit der Software *SatLive* durchgeführt. Im Gegensatz zu *REW* nutzt *SatLive* für die Messung der Laufzeit ein Rauschsignal. Die Messung wurde in einem Laborraum mit schallreflektierenden Oberflächen durchgeführt. Die Ergebnisse der Messreihe sind in [Tabelle 4.6](#) aufgelistet.

Die Messwerte der Referenzmessungen mit den Messprogrammen *REW* und *SatLive* weichen mit bis 0,58 ms voneinander ab. Es zeigt sich, dass die mit dem korrigierten DSP-System gemessenen Laufzeiten sehr gut mit den Messungen der Software *SatLive* übereinstimmt. Die größte Abweichung liegt bei $21\mu s$. Im Vergleich zu den Messwerten der Messsoftware *REW* liegt die größte Abweichung bei 0,579 ms. Da es sich bei *SatLive* im Gegensatz zu *REW* um ein professionelle kommerzielle Messsoftware handelt, wird für die

Tabelle 4.6.: Messergebnisse der Laufzeitmessung mit der korrigierten DSP-Implementierung und zwei Referenzmessungen mit REW und SatLive.

Messung mit DSP-Messsystem		Referenzmessungen mit			
		SatLive		REW	
$k[Sample]$	$\tau_{Laufzeit} [ms]$	$\tau_{SL} [ms]$	$\Delta\tau_{SL} [ms]$	$\tau_{REW} [ms]$	$\Delta\tau_{REW} [ms]$
42	0,875	0,896	0,021	0,856	-0,019
120	2,5	2,521	0,021	2,481	-0,019
262	5,4583	5,458	-0,0003	5,414	-0,0443
437	9,1042	9,104	-0,0002	9,084	-0,0202
669	13,9375	13,938	0,0005	13,927	-0,015
1157	24,104	24,104	0	24,084	-0,02
1671	34,8125	34,813	0,0005	34,793	-0,0195
1663	34,6458	34,646	0,0002	34,305	-0,3408
2341	48,7708	48,771	0,0002	48,191	-0,5798

Bewertung der Ergebnisse des DSP-Messsystems die Ergebnisse der Referenzmessung mit SatLive herangezogen. Anhand der Messergebnisse aus [Tabelle 4.6](#) kann festgestellt werden, dass die Anforderung an die Genauigkeit des Implementierten DSP-Messsystems aus [Abschnitt 4.2](#) erfüllt werden. Um eine Aussage über die Genauigkeit der mit dem DSP-System ermittelten Laufzeiten zu festigen, sind weitere Messungen mit längeren Laufzeiten und unterschiedlichen akustischen Umgebungen notwendig.

5. Gesamtfazit

Mit Matlab wurde eine Simulation programmiert, die es ermöglicht eine Überlagerung von Schallfeldern zu simulieren. Dabei stehen mehrere Möglichkeiten der grafischen Darstellung zur Verfügung, um kammfilterartige Verzerrungen der Amplitudengänge zu untersuchen. Die Simulation ermöglicht es, die Pegel, die vertikale und horizontale Ausrichtung und die Bündelung der abgestrahlten Schallfelder vorzugeben. Die Ergebnisse verschiedener Simulationsszenarien konnten die Erwartungen an die theoretische Modellierung erfüllen.

Bei der Untersuchung wurde festgestellt, dass es bei überlagernden Schallfeldern von unterschiedlich positionierten Quellen aufgrund des Gangunterschiedes in bestimmten Bereichen immer zu Verzerrungen des Amplitudengangs kommt. Dabei fallen die Einbrüche im Amplitudengang stärker aus als die Überhöhungen. Diese sind besonders stark an Punkten ausgeprägt, bei denen die Schalldruckpegel der einzelnen Schallfelder gleich sind. Die Einbrüche und Überhöhungen treten im Amplitudengang mit gleichem Frequenzabstand auf. Je größer der Laufzeitunterschied der überlagernden Schallfelder ist, desto tiefer ist die Frequenz, bei der die erste Auslöschung auftritt.

Es konnte gezeigt werden, dass der Kammfiltereffekt bei hintereinander angeordneten Lautsprechern minimiert werden kann, indem die akustische Laufzeitdifferenz durch eine Verzögerung des voreilenden Signals zeitlich aufeinander abgestimmt wird. Durch diese Laufzeitkompensation erhöht sich der Frequenzabstand der Einbrüche und diese verlagern sich zu den hohen Frequenzen. Damit fällt die Verzerrung des Amplitudengangs insgesamt geringer aus.

Um diese Laufzeitdifferenz zu bestimmen wurde, ein Messsystem auf dem TMS320C6713 DSK implementiert. Das DSP-Messsystem ermittelt mit einem Rauschsignal die Impulsantwort und bestimmt die akustische Laufzeiten anhand der Verschiebung des auftretenden Maximums der Impulsantwort. Die mit dem DSP-Messsystem gemessenen Laufzeiten für verschiedenen Entfernungen stimmen mit Abweichungen von bis zu $21 \mu\text{s}$ sehr gut mit den Referenzmessungen der professionellen Messsoftware SatLive überein. Bemerkenswert ist, dass die Laufzeiten einer weiteren Referenzmessung mit der freien Software REW deutlich Unterschiede aufzeigt. Woher diese Unterschiede kommen, konnte in dieser Arbeit nicht geklärt werden. Eine Vermutung ist, dass die unterschiedlichen Signalformen der Messsignale

zu den abweichenden Ergebnissen führen. Die Messsoftware REW verwendet für die Bestimmung der Impulsantwort als Messsignal einen Sinus-Sweep. Das DSP-Messsystem und die Software SatLive führen die Messung mit einem Rauschsignal durch.

6. Ausblick

Die Simulation basiert auf vereinfachten theoretischen Annahmen. Durch die Implementierung weiterer Programmfunktionen kann die Simulation an real auftretenden physikalischen und akustischen Eigenschaften angenähert werden kann. Die Simulation modelliert die Schallquellen mit idealem konstanten Amplitudengang. Um das reale Übertragungsverhalten von Lautsprechern nachzubilden, ist es möglich diese durch entsprechende Messungen von Frequenzgängen verschiedener Lautsprechermodelle anhand ihres Frequenzgangs zu nachzubilden. Die Modellierung der Abstrahlverhalten ist in der Simulation ebenfalls idealisiert. Es ist möglich das Bündelungsmaß sowohl für die horizontale als auch für die vertikale Ebene vorzugeben, allerdings verhält sich dieses für alle Frequenzen gleich. Um dies dem realen Verhalten von Lautsprechern anzupassen, kann das frequenzabhängige Abstrahlverhalten von Lautsprechern anhand von entsprechenden verfügbaren Messdaten implementiert werden. Um ebenfalls die akustischen Einflüsse durch schallreflektierende Raumbegrenzungen, wie Wände, Boden und Decke, untersuchen zu können, ist die Berechnung von Reflexionen zu implementieren.

Die Implementierung des DSP-Messsystems kann durch weitere Maßnahmen verbessert werden. Die Steuerung des Programms und die Ausgabe der Ergebnisse erfolgt im Debug-Modus über die Software CCS. Um das Messsystem als eigenständige Hardware nutzen zu können, ist es notwendig externe Peripherie, wie z.B. Tasten für die Benutzereingabe, zu integrieren. Für die Ausgabe der Ergebnisse ist die Anbindung eines Displays sinnvoll. Außerdem könnten verschiedene LEDs für eine optischen Rückmeldungen zum Messstatus und Fehlerrückmeldungen genutzt werden. Außerdem wäre ein integrierter Mikrofonvorverstärker sinnvoll, damit das Messsystem als eigenständiges Gerät ohne weitere Hilfsmittel Messungen durchführen kann.

Durch eine Erweiterung des Programmcodes können anhand der Berechnung der Impulsantwort noch weitere sinnvolle Messergebnisse berechnet werden. Für akustische Messungen ist die graphische Darstellung der Impulsantwort geeignet. Anhand dieser kann ebenfalls die Polarität des Probanden gemessen werden. Des weiteren ließe sich der Frequenzgang als Amplitudengang und Phasengang berechnen und auf einem geeigneten Display grafisch darstellen.

Literaturverzeichnis

- [1] Julius O. Smith. 'Comb Filter', in *Physical Audio Signal Processing*,. <http://ccrma.stanford.edu/~jos/pasp/>, accessed 12.01.2017. online book, 2010 edition.
- [2] Dipl.-Ing.(FH) Thomas Neumann. *Neue Funktionen für das Timealignment in SATlive*.
- [3] G. Mahler. *Die Grundlagen der Fernsehtechnik: Systemtheorie und Technik der Bildübertragung*. Springer Berlin Heidelberg, 2005.
- [4] Karl-Dirk Kammeyer and Kristian Kroschel. *Digitale Signalverarbeitung*. April 2006 edition.
- [5] Eberhard Sengpiel - sengpielaudio. *Kammfiltereffekt bei der Entfernung einer Schallquelle von einer Wand*.
- [6] Eberhard Sengpiel - sengpielaudio. *Kammfiltereffekt bei der Mikrofonmischung - Konstante 17,5 cm*.
- [7] Eberhard Sengpiel - sengpielaudio. *Kammfiltereffekt bei der Tonaufnahme - Auslöschung und Verstärkung*.
- [8] Umweltmesstechnik Bayreuth. *Grundlagen der schallpegelmessung*.
- [9] Eberhard Sengpiel - sengpielaudio. *Die Schallgeschwindigkeit, die Temperatur und nicht der Luftdruck - Schallkennimpedanz Dichte Luft*.
- [10] Michael Dickreiter. *Handbuch der Tonstudioteknik*. 6. auflage edition.
- [11] Don Davis. *Sound System Engineering*. 3. edition edition.
- [12] Rolf Rannacher. *Einführung in die Numerische Mathematik: Numerik 0*. Vorlesungsskriptum, Universität Heidelberg, Heidelberg, 27. April 2006.
- [13] Inc. Meyer Sound Laboratories. *MAPP XT: System Design Tool*.
- [14] Spectrum Digital. *Tms320c6713 dsk*.
- [15] Andrea Kupke. *Ccs5.5 project for dsk6713: Aufsetzen und debuggen eines ccsv5.5-projektes für dsk6713- oder duett-board*.

-
- [16] Texas Instruments. *TMS320C6713 FLOATING-POINT DIGITAL SIGNAL PROCESSOR*, revised 2005 edition.
 - [17] IEEE standard for floating-point arithmetic, 2008.
 - [18] Micron Technology. *SDR SDRAM*.
 - [19] Texas Instruments. Tlv320aic23b: Stereo audio codec: Data manual.
 - [20] Texas Instruments. Code composer studio.
 - [21] Apache Software Foundation. Eclipse.
 - [22] Stefan Brunner, Hans-Joachim Maempel, and Stefan Weinzierl. On the audibility of comb filter distortions.
 - [23] Wolfgang Ahnert. Comb-filter distortions and their perception in sound reinforcement systems.
 - [24] Kroschel Kammeyer. *Digitale Signalverarbeitung*. April 2006 edition.
 - [25] Prof. Dr.-Ing. Dietmar Rudolph. *Die Fourier-Transformation in der Nachrichtentechnik*.
 - [26] Texas Instruments, Incorporated [SPRA947, and A]. Signal processing examples using the tms320c67x dsp library (rev. a).

Fremdwortverzeichnis

Attribut - Einem konkreten Objekt zugeordnetes Merkmal in Programmiersprachen
BNC - Bayonet Neill Concelman, verriegelbare koaxiale Steckverbindung
CPU - Hauptprozessor eines Computersystems (engl. Central Processing Unit)
dBu - Bezugspegel in der Tontechnik, $0\text{dBu} = 0,775\text{V}$
dBv - Bezugspegel in der Tontechnik, $0\text{dBV} = 1\text{V}$
Debugging - Fehlerbehebung von Softwarefehlern
DFT - Diskrete Fourier Transformation
double precision - Gleitkomma-Zahlenformat (64 Bit)
DRAM - dynamischer RAM (engl. dynamic Random Access Memory)
DSK- DSP starter kit
DSP - Digitaler Signalprozessor (engl. Digital Signal Processor)
Eclipse - Quelloffenes Programmierwerkzeug zur Entwicklung von Software
FFT - Effiziente Implementierung der diskreten Fouriertransformation (DFT) (engl. Fast Fourier Transform)
Fließkommarithmetik - Definierte Operationen für Gleitkommazahlen
Floating point number - Gleitkommazahl, approximative Darstellung einer reellen Zahl in der Computerarithmetik
Fullrange Lautsprecher - Lautsprecher die den gesamten Audiofrequenzbereich wiedergeben können
Fullscale - Vollaussteuerung, definiert als größter unverzerrt übertragbarer Pegel
Heap -Haldenspeicher, dynamischer Speicherbereich
IDE - Integrierte Entwicklungsumgebung (engl. Integrated Development Environment)
JTAG - Joint Test Action Group
Kennschalldruckpegel - Definierter mittlerer Pegel eines Lautsprecher bei definierter Eingangsspannung
MB - MegaByte
Methode - Funktionen eines konkreten Objekt in Programmiersprachen
OOP - Objektorientierte Programmierung
Phantomspeisung - Spannungsversorgung für Kondensatormikrofone
RMS - Effektivwert einer elektrischen Leistung (engl. Root Mean Square)
Sample - Abtastwert
Singel precision - Gleitkomma-Zahlenformat (32 Bit)

SPL - Schalldruckpegel (engl. Sound Pressure Level)

Stack - Stapelspeicher, dynamische Datenstruktur

Systemcontroller - Steuerungsgerät für die Signalanpassung von Lautsprechern

Timealignment - Zeitliche Synchronisation von Lautsprechern

Anhang

Der weitere digitale Anhang zur Arbeit befindet sich auf CD und ist einzusehen bei Prüfer Prof. Dr.- Ing. Jürgen Vollmer oder Prüfer Prof. Dr. -Ing. Hans Peter Kölzer.

A. Anleitung für die MATLAB Simulation

1. Im MATLAB Script-File SoundPrediction.m eine Instanz der Klasse classSpace erstellen:

```
1 spc = classSpace; % Create instance of class classSpace
```

2. Parameter für den Simulationsraum festlegen:

```
1 spc.Orig = [0, 0, 0]; % [x-Length, y-Depth, z-Height]; lower left corner  
2 spc.Size = [20, 8, 5]; % space size in m  
3 spc.Res = .05; % resolution of space  
4 spc.Temp = 20; % temperature, effects speed of sound
```

3. Daten initialisieren und Simulationsraum berechnen:

```
1 spc.InitData(); % initialize Prediction Space  
2 spc.CreateSpace(); % calculate Prediction Space
```

4. Eine Instanz der Klasse classSource erstellen:

```
1 src1 = classSource; % create instance of class classSource
```

5. Parameter der Schallquelle festlegen:

```
1 src1.Pos = [1, 4, 4]; % Source position [x-Length, y-Depth, z-Height]  
2 src1.Rot = [0 0]; % Source rotation, [Horz, Vert]; 0 -> right; -90deg ->  
 % straight up  
3 src1.Dly = 0; % Source delay in [s]  
4 src1.SPL = 100; % Source maximum Soundpressure Level in 1m distance  
5 src1.Qy=.8; % horizontal directivity factor  
6 src1.Qz=0.9; % vertical directivity factor
```

6. Daten anhand des vorher erstellten Simulationsraum initialisieren:

```
1 src1.InitData(spc); % initialize sound source
```

Die Schritte 4.-6. ggf. für weitere Schallquelle wiederholen.

Um das Schallfeld der Schallquelle darzustellen muss diese zuerst für eine Frequenz mit der Funktion *CalcSource(int Frequenz)* berechnet werden:

```
1 src1.CalcSource(1000); % calculate soundfiled for f=1 kHz
```

Für die grafische Darstellung wird zuerst eine Instanz der Klasse *classDisp* erstellt:

```
1 D = classDisp; % create instance of class classDisp
```

Nun kann das Schallfeld der Schallquelle mit der Funktion *D.DrawSource(Simulationsraum, Quelle, Tiefe, Höhe)* grafisch dargestellt werden.

```
1 D.DrawSource(spc, src1, 4, 4);  
2 D.SetProp();
```

Um die Überlagerung von zwei Schallfeldern zu berechnen wird eine Instanz der Klasse *classMeas* erstellt.

```
1 M = classMeas; % create instance of class classMeas
```

Um die Überlagerung von zwei Schallfeldern grafisch darzustellen muss diese erst mit der Funktion *M.CalcMeas(Schallquelle1, Schallquelle2, Frequenz)* berechnet werden.

```
1 M.CalcMeas(src1, src2, 1000)
```

Die Schallfelder von zwei überlagernden Schallquellen wird mit der Funktion *D.DrawMeas(Simulationsraum, Berechnung, Tiefe, Höhe)* erzeugt.

```
1 D.DrawMeas(spc, M, 6, 4);
```

Der resultierende Amplitudengang wird mit der Funktion *CalcFreqResp(x-Koordinate, y-Koordinate, z-Koordinate, Schallquelle1, Schallquelle2)* dargestellt:

```
1 M.CalcFreqResp(17, 4, 4, src1, src2);
```

Mit der Funktion *D.DrawEqualSPL(Schallquelle1, Schalquelle2, Simulationsraum)* werden die Punkte im Raum markiert, bei denen die Schallquellen den gleichen Pegel aufweisen

```
1 D.DrawEqualSPL(src1, src2, spc);
```

Mit der Funktion *M.CalcFreqWfd(Länge, Tiefe, Höhe, Schallquelle1, Schallquelle2, Simulationsraum)* wird ein dreidimensionaler Waterfallplot erstellt

```
1 M.CalcFreqWfd(17,50,12, src1, src2, spc);
```

B. Datenblätter

MEASUREMENT MICROPHONE ECM8000



Technical Specifications

Version 1.2 July 2000

ENGLISH

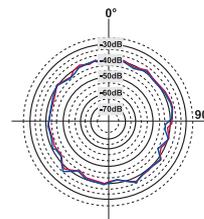
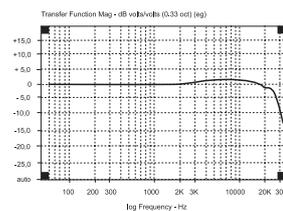
MEASUREMENT MICROPHONE

FEATURES

- ▲ Precise electret condenser measurement microphone
- ▲ Ultra-linear frequency response
- ▲ Well-balanced, true omni-directional pattern
- ▲ Optimally suited for room correction applications
- ▲ Phantom powered, +15 V to +48 V
- ▲ Rugged construction and sleek, modern design
- ▲ Microphone stand adapter and windscreen for outdoor measurement included
- ▲ Perfect for use with the ULTRA-CURVE DSP8000 / ULTRA-CURVE PRO DSP8024 or any other real-time analyzer
- ▲ Manufactured under the BEHRINGER quality control

SPECIFICATIONS

Type	electret condenser, omni-directional
Impedance	600 Ohms
Sensitivity	-60 dB
Frequency response	15 Hz to 20 kHz
Connector	gold-plated XLR
Phantom power	+15 V to +48 V
Weight	app. 120 g



BEHRINGER is constantly striving to maintain the highest professional standards. As a result of these efforts, modifications may be made from time to time to existing products without prior notice. Specifications and appearance may differ from those listed or illustrated.

The information contained in this sheet is subject to change without notice. No part of this sheet may be reproduced or transmitted in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopying and recording of any kind, for any purpose, without the express written permission of BEHRINGER Spezielle Studioteknik GmbH.
BEHRINGER and ULTRA-CURVE are registered trademarks. ALL RIGHTS RESERVED.
© 2000 BEHRINGER Spezielle Studioteknik GmbH.
BEHRINGER Spezielle Studioteknik GmbH, Hanns-Martin-Schleyer-Str. 36-38, 47877 Wüllich-Münchheide II, Germany
Tel. +49 (0) 21 54 / 92 06-0, Fax +49 (0) 21 54 / 92 06-30



www.behringer.com

Abbildung B.1.: Auszug aus dem Datenblatt des Messmikrofons Behringer ECM8000

M-AUDIO

12 › Produktbeschreibung

Technische Daten	48kHz Samplefrequenz (wenn nicht anders angegeben)
Mikrofon-Eingänge (A/D)	
Eingangsimpedanz	2,7 kOhm (unsymmetrisch); 5,4 kOhm (symmetrisch)
Maximaler Eingangspegel	ab +24dBu @ min. Gain, Dämpfung bis zu -40dBu @ max. Gain, ohne Dämpfung
Channel-to-Channel-Crosstalk	< -110dB
Rauschabstand	-101dB (a-weighted)
Dynamikbereich	101dB (a-weighted)
THD+N	0,005% (-86dB) @ -1dBFS, 1kHz
Frequenzgang	20Hz - 20kHz; \pm 0,1dB
Vorverstärkerpegel	>40dB
Dämpfung	-20dB Dämpfung
Instrumenten-Eingänge (A/D)	
Eingangsimpedanz	> 220k Ohm, unsymmetrisch
Maximaler Eingangspegel	ab +22dBV @ min. Gain, Dämpfung bis zu -42dBV @ max. Gain, ohne Dämpfung
Rauschabstand	-100dB (a-weighted)
Dynamikbereich	100dB (a-weighted)
THD+N	0,005% (-86dB) @ -1dBFS, 1kHz
Frequenzgang	20Hz - 20kHz; \pm 0,1dB @ 48kHz Samplefrequenz
Vorverstärkerpegel	> 40dB
Pad	-20dB Dämpfung
Line-Eingänge (A/D)	
Eingangsimpedanz	20 kOhm (symmetrisch und unsymmetrisch)
Maximaler Eingangspegel	+4,1dBu symmetrisch / +1,9dBV unsymmetrisch
Channel-to-Channel-Crosstalk	< -110dB
Rauschabstand	-101dB (a-weighted)
Dynamikbereich	101dB (a-weighted)
THD+N	0,005% (-86dB) @ -1dBFS, 1kHz
Frequenzgang	20Hz - 20kHz; \pm 0,1dB @ 48kHz Samplefrequenz 20Hz - 40kHz; \pm 0,1dB @ 96kHz Samplefrequenz
Pad	-20dB Dämpfung
Inserts (Analog)	
Max. Ausgangspegel	+6dBV (unsymmetrisch)
Max. Returnpegel	+6dBV (unsymmetrisch)
THD+N	0,00281% (-91dB) @ -1dB ab Höchstpegel, 1kHz
Frequenzgang	20Hz - 40kHz; \pm 0,1dB
Line-Ausgänge (D/A)	
Ausgangsimpedanz	150 Ohm (unsymmetrisch), 300 Ohm (symmetrisch)
Max. Ausgangspegel	+1,8dBV (unsymmetrisch) +10,1dBu (symmetrisch)
Channel-to-Channel-Crosstalk	
Rauschabstand	< -108dB
Dynamikbereich	-103 dB (a-weighted)
THD+N	103 dB (a-weighted)
THD+N	0,005% (-86dB) @ -1dBFS, 1kHz
Frequenzgang	20Hz - 20kHz; \pm 0,3dB @ 48kHz Samplefrequenz 20Hz - 40kHz; \pm 0,5dB @ 96kHz Samplefrequenz
Kopfhörer-Ausgang (D/A)	
Max. Ausgangspegel	-2.5dBV @ THD < 0.05% / 32 Ohm
Bereich	32 bis 600 Ohm

051214_FTPro_UG_DE01

Abbildung B.2.: Auszug aus dem Datenblatt der externen Soundkarte M-Audio Fast Track Pro

Technical specifications

Technical specifications

	REVEAL 402	REVEAL 502	REVEAL 802
Frequency response ¹	56 Hz to 48 kHz	49 Hz to 43 kHz	42 Hz to 43 kHz
Maximum SPL ²	101 dB	108 dB	114 dB
Distortion	< 0.9 %	< 0.7 %	< 0.4 %
Dispersion (-6 dB)	90°	90°	90°
Drive Unit LF / Midrange	100 mm (4")	130 mm (5")	200 mm (8")
	Multi fibre paper cones		
Drive unit HF	19 mm (3/4") soft dome	25 mm (1") soft dome	25 mm (1") soft dome
Magnetic shielding	No	No	No
Max. operating temperature	35° C	35° C	35° C
Electronic section			
Inputs	Balanced XLR: 20 kΩ Unbalanced 6.35 mm (1/4") & 3.5 mm mini-jack: 10 kΩ		
Outputs	Monitor Link		
Input sensitivity	0,775 volt RMS for maximum output		
Crossover frequency	2.8 kHz	2.3 kHz	1.8 kHz
Amplifier output power	LF: 25 W RMS, HF: 25 W RMS	LF: 50 W RMS, HF: 25 W RMS	LF: 75 W RMS, HF: 25 W RMS
User controls	Power on/off; Volume; High Frequency Equalizer (+1.5 dB Boost, Neutral, -1.5 dB cut), Left/Right Monitor Select		
Power supply	100 to 120 V and 200 to 240 V (switchable), 50 to 60 Hz		
Power consumption	96 W maximum	120 W maximum	240 W maximum
Fuse	100 to 120 V, T800 mA/ 250 V	100 to 120 V, T1A/ 250 V	100 to 120 V, T2A/ 250 V

English manual

7

Abbildung B.3.: Auszug aus dem Datenblatt des Lautsprechers Tannoy Reveal 402

EN

4. Specifications

Mono Inputs		Equalizer	
Microphone inputs (XENYX Mic preamp)		EQ mono channels	
Type	XLR connector, electronically balanced, discrete input circuit	LOW	80 Hz / ±15 dB
Mic E.I.N.¹ (20 Hz - 20 kHz)		MID	2.5 kHz / ±15 dB
@ 0 Ω source resistance	-134 dB / 135.7 dB A-weighted	HIGH	12 kHz / ±15 dB
@ 50 Ω source resistance	-131 dB / 133.3 dB A-weighted	EQ stereo channels	
@ 150 Ω source resistance	-129 dB / 130.5 dB A-weighted	LOW	80 Hz / ±15 dB
Frequency response		MID	2.5 kHz / ±15 dB
<10 Hz - 150 kHz	-1 dB	HIGH	12 kHz / ±15 dB
<10 Hz - 200 kHz	-3 dB	Send/Return	
Gain range	+10 dB to +60 dB	Aux sends	
Max. input level	+12 dBu @ +10 dB GAIN	Type	¼" TS jack, unbalanced
Impedance	approx. 2.6 kΩ balanced	Impedance	approx. 120 Ω
Signal-to-noise ratio	110 dB / 112 dB A-weighted (0 dBu In @ +22 dB GAIN)	Max. output level	+22 dBu
Distortion (THD+N)	0.005% / 0.004% A-weighted	Stereo aux returns	
Line input		Type	¼" TRS jack, electronically balanced
Type	¼" TRS jack, electronically balanced	Impedance	approx. 20 kΩ balanced / approx. 10 kΩ unbalanced
Impedance	approx. 20 kΩ balanced, approx. 10 kΩ unbalanced	Max. input level	+22 dBu
Gain range	-10 dB to +40 dB	Outputs	
Max. input level	+22 dBu @ 0 dB GAIN	Main outputs	
Fade-out attenuation² (Crosstalk attenuation)		Type	¼" TRS jack, unbalanced
Main fader closed	90 dB	Impedance	approx. 120 Ω unbalanced
Channel muted	89.5 dB	Max. output level	+22 dBu
Channel fader muted	89 dB	Control room outputs	
Frequency response (Mic In → Main Out)		Type	¼" TS jack, unbalanced
<10 Hz - 90 kHz	+0 dB / -1 dB	Impedance	approx. 120 Ω
<10 Hz - 160 kHz	+0 dB / -3 dB	Max. output level	+22 dBu
Stereo inputs		Headphones output	
Type	¼" TRS jack, electronically balanced	Type	¼" TRS jack, unbalanced
Impedance	approx. 20 kΩ	Max. output level	+19 dBu / 150 Ω (+25 dBm)
Max. input level	+22 dBu	Main mix system data³ (Noise)	
		Main mix @ -∞, channel fader @ -∞	-106 dB / -109 dB A-weighted
		Main mix @ 0 dB, channel fader @ -∞	-95 dB / -98 dB A-weighted
		Main mix @ 0 dB, channel fader @ 0 dB	-84 dB / -87 dB A-weighted



6 Especificaciones

6 Technische Daten

6 Caractéristiques

6 Specifications

	CDI 1000	CDI 2000	CDI 4000	CDI 6000
Minimum Guaranteed Power Puissance minimum garantie Garantierter Mindestleistung Potencia Mínima garantizada				
Per channel, both channels driven Par canal, les deux canaux pilotés Pro Kanal, beide Kanäle in Betrieb Por canal, ambos canales operando				
2 ohm Dual (per channel)	700W*	1,000W*	1,600W*	3,000W*
4 ohm Dual (per channel)	500W	800W	1,200W	2,100W
8 ohm Dual (per channel)	275W	475W	650W	1,200W
4 ohm Bridge-Mono	1,400W*	2,000W*	3,200W*	6,000W*
70V Dual (per channel)	500W	800W	1000W	2,500W
140V Bridge-Mono	1000W	1600W	2000W	—
With 0.5% THD *With 1% THD				

Crosstalk (below rated power) 20 Hz to 1 kHz	> 70 dB
Input Impedance (nominal)	20 kilohms balanced, 10 kilohms unbalanced
Load impedance (note: safe with all types of loads) Dual Bridge mono	2–8 ohms 4–16 ohms
Voltage Gain (at 1 kHz, 8 ohm rated output)	CDI 1000: 30.5 dB, CDI 2000: 32.9 dB, CDI 4000: 34.2 dB, CDI 6000: 37.1 dB.
Sensitivity (at 8 ohm rated output)	1.4V
Maximum Input Signal	+22 dBu typical
Operating Temperature	0° C to 40° C at 95% relative humidity (non-condensing)
AC Line Voltage and Frequency Configurations Available (± 10%)	100V, 120V, 220-240V, 50/60 Hz
Ventilation	Flow-through ventilation from front to back Coulair-à-travers la ventilation de l'avant au dos Luftstrom von Front zu Rückseite Ventilación de circulación de flujo del frente hacia atrás
Cooling	Heat sinks and proportional-speed fan Radiateurs et ventilateurs à vitesse proportionnelle. Wärmetauscher und Lüfter mit Proportionaldrehzahl f5 Disipadores de calor y ventilador de velocidad proporcional
Dimensions: Width, Height, Depth (behind mounting surface)	EIA Standard 19" W (EIA RS-310-B) x 3.5" (8.9 cm) H x 12.25" (31.1 cm) D CDI 6000 is 16.2 in. (41.15 cm) D Largeur de la norme 19" d'EIA (EIA RS-310-B) EIA Standard 19" Breite (EIA RS-310-B) Estándar EIA 19" de ancho (EIA RS-310-B)
Net Weight, Shipping Weight	CDI 1K, 2K, 4K: 19 lb (8.6 kg) CDI 6K: 24 lb (10.9 kg)

Frequency Response (at 1 watt into 4 ohms, 20Hz - 20 kHz)	+0/-1 dB
Signal to Noise Ratio (below rated 8-ohm power at 1 kHz, A-weighted)	CDI 1K, 2K, 4K: 100 dB CDI 6K: 103 dB
Damping Factor (8 ohm): 20 Hz to 400 Hz	> 500
Input Stage	Input is electronically balanced and employs precision 1% resistors
AC Line Current	CDI 1000: 6.8A, CDI 2000: 8.3A, CDI 4000: 10.5A; at idle draws no more than 38 watts. CDI 6000: 15.3A; at idle draws no more than 180 watts.

Abbildung B.5.: Auszug aus dem Datenblatt Leistungsverstärker CROWN CDi Serie

Specifications

		PX10	PX8	PX5	PX3
Output Power		120 V 60 Hz, 220 V~240 V 50 Hz/60 Hz			
1 kHz, non-clip, 20 msec burst, both channels driven	8Ω	1000 W × 2	800 W × 2	500 W × 2	300 W × 2
	4Ω	1200 W × 2	1050 W × 2	800 W × 2	500 W × 2
	2Ω	700 W × 2	600 W × 2	500 W × 2	300 W × 2
1 kHz, non-clip, 20 msec burst	8Ω/Power Boost mode	—	—	800 W × 1	600 W × 1
	4Ω/Power Boost mode	—	—	1400 W × 1	1000 W × 1
Output Power		100 V 50 Hz/60 Hz			
1 kHz, non-clip, 20 msec burst, both channels driven	8Ω	1000 W × 2	800 W × 2	500 W × 2	300 W × 2
	4Ω	1200 W × 2	1050 W × 2	800 W × 2	500 W × 2
	2Ω	700 W × 2	600 W × 2	500 W × 2	300 W × 2
1 kHz, non-clip, 20 msec burst	8Ω/Power Boost mode	—	—	800 W × 1	600 W × 1
	4Ω/Power Boost mode	—	—	1200 W × 1	1000 W × 1
Amplifier Type (Output Circuitry)		Class D, balanced output circuit (BTL)			
THD+N	1 kHz, 10 W	0.1 %			
	1 kHz, half power	0.3 %			
Frequency Response	1 W, 8Ω, 20 Hz to 20 kHz	±1.0 dB			
Crosstalk	Half power, 8Ω, 1 kHz, vol. max., input 150Ω shunt	≤ -60 dB			
S/N Ratio	A-weighted, 8Ω, gain setting = +14 dBu	101 dB	101 dB	100 dB	100 dB
Voltage Gain/Sensitivity					
8Ω, Volume max	Gain setting: 32 dB	32.0 dB/+9.3 dBu	32.0 dB/+8.3 dBu	32.0 dB/+6.3 dBu	32.0 dB/+4.1 dBu
	Gain setting: 26 dB	26.0 dB/+15.3 dBu	26.0 dB/+14.3 dBu	26.0 dB/+12.3 dBu	26.0 dB/+10.1 dBu
	Gain setting: +4 dBu	37.3 dB/+4 dBu	36.3 dB/+4 dBu	34.3 dB/+4 dBu	32.1 dB/+4 dBu
	Gain setting: +14 dBu	27.3 dB/+14 dBu	26.3 dB/+14 dBu	24.3 dB/+14 dBu	22.1 dB/+14 dBu
8Ω, Volume max, Power Boost mode	Gain setting: 32 dB	—	—	34.0 dB/+6.3 dBu	35.0 dB/+4.1 dBu
	Gain setting: 26 dB	—	—	28.0 dB/+12.3 dBu	29.0 dB/+10.1 dBu
	Gain setting: +4 dBu	—	—	36.3 dB/+4 dBu	35.1 dB/+4 dBu
	Gain setting: +14 dBu	—	—	26.3 dB/+14 dBu	25.1 dB/+14 dBu
Maximum Input Voltage	+24 dBu				
Input Impedance	20 kΩ (Balanced), 10 kΩ (Unbalanced)				
Signal Processing	Input summing D-CONTOUR: FOH/MAIN, MONITOR, OFF Delay: 0–74msec HPF/LPF: cutoff frequency 20Hz–20kHz with polarity control Speaker processor: 6 band PEQ + limiter + delay				
User Amplifier Preset	8 user amplifier presets				
Factory Speaker Preset	Speaker presets for Yamaha passive speakers				
Connectors	Analog input	XLR-3-31 × 2, 1/4 PHONE(TRS) × 2			
	Speakers	Neutrik speakON NL4 × 2, Binding post × 2 pairs, 1/4" PHONE(TS) × 2			
	AC IN	AC inlet × 1 with AC cord clamp			
	USB	USB 2.0 Standard-A Connector (Female) for data save/load (amp settings, speaker preset, log) and firmware update with USB memory			
AC Power Requirement	Depending on area of purchase; 100 V, 50 Hz/60 Hz, 120 V 60 Hz, 220 V~240 V 50 Hz/60 Hz ^{*1}				
Power Consumption	1/8 MAX power, 4Ω, pink noise at all channels	310 W	280 W	230 W	160 W
	Idle, 4Ω	60 W	60 W	55 W	55 W
Operating Temperature	0°C to +40°C				
Storage Temperature	-20°C to +60°C				
Dimensions (W × H × D)	480 × 88 × 388 mm (18.90 × 3.46 × 15.28 inch)				
Net Weight	7.4 kg (16.31 lbs)	7.2 kg (15.87 lbs)	6.9 kg (15.21 lbs)	6.9 kg (15.21 lbs)	

^{*1} Device operation has been confirmed within +/- 10% of the rated power supply voltage.

* The contents of this manual apply to the latest specifications as of the printing date. To obtain the latest manual, access the Yamaha website then download the manual file.

Abbildung B.6.: Auszug aus dem Datenblatt Leistungsverstärker Yamaha PX Serie

C. Messung DSK

3.3.3 Digital Filter Characteristics

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
ADC Filter Characteristics (TI DSP 250 f_S Mode Operation)					
Passband	± 0.05 dB	0.416 f_S			Hz
Stopband	-6 dB		0.5 f_S		Hz
Passband ripple			± 0.05		dB
Stopband attenuation	$f > 0.584 f_S$		-60		dB
ADC Filter Characteristics (TI DSP 272 f_S and Normal Mode Operation)					
Passband	± 0.05 dB	0.4535 f_S			Hz
Stopband	-6 dB		0.5 f_S		Hz
Passband ripple			± 0.05		dB
Stopband attenuation	$f > 0.5465 f_S$		-60		dB
ADC High-Pass Filter Characteristics					
Corner frequency	-3 dB, $f_S = 44.1$ kHz		3.7		Hz
	-3 dB, $f_S = 48$ kHz		4.0		Hz
	-0.5 dB, $f_S = 44.1$ kHz		10.4		Hz
	-0.5 dB, $f_S = 48$ kHz		11.3		Hz
	-0.1 dB, $f_S = 44.1$ kHz		21.6		Hz
	-0.1 dB, $f_S = 48$ kHz		23.5		Hz
DAC Filter Characteristics (48-kHz Sampling Rate)					
Passband	± 0.03 dB	0.416 f_S			Hz
Stopband	-6 dB		0.5 f_S		Hz
Passband ripple			± 0.03		dB
Stopband attenuation	$f > 0.584 f_S$		-50		dB
DAC Filter Characteristics (44.1-kHz Sampling Rate)					
Passband	± 0.03 dB	0.4535 f_S			Hz
Stopband	-6 dB		0.5 f_S		Hz
Passband ripple			± 0.03		dB
Stopband attenuation	$f > 0.5465 f_S$		-50		dB

Abbildung C.1.: Angabe der Filtercharakteristik aus dem AIC23 Audio Codec Datenblatt

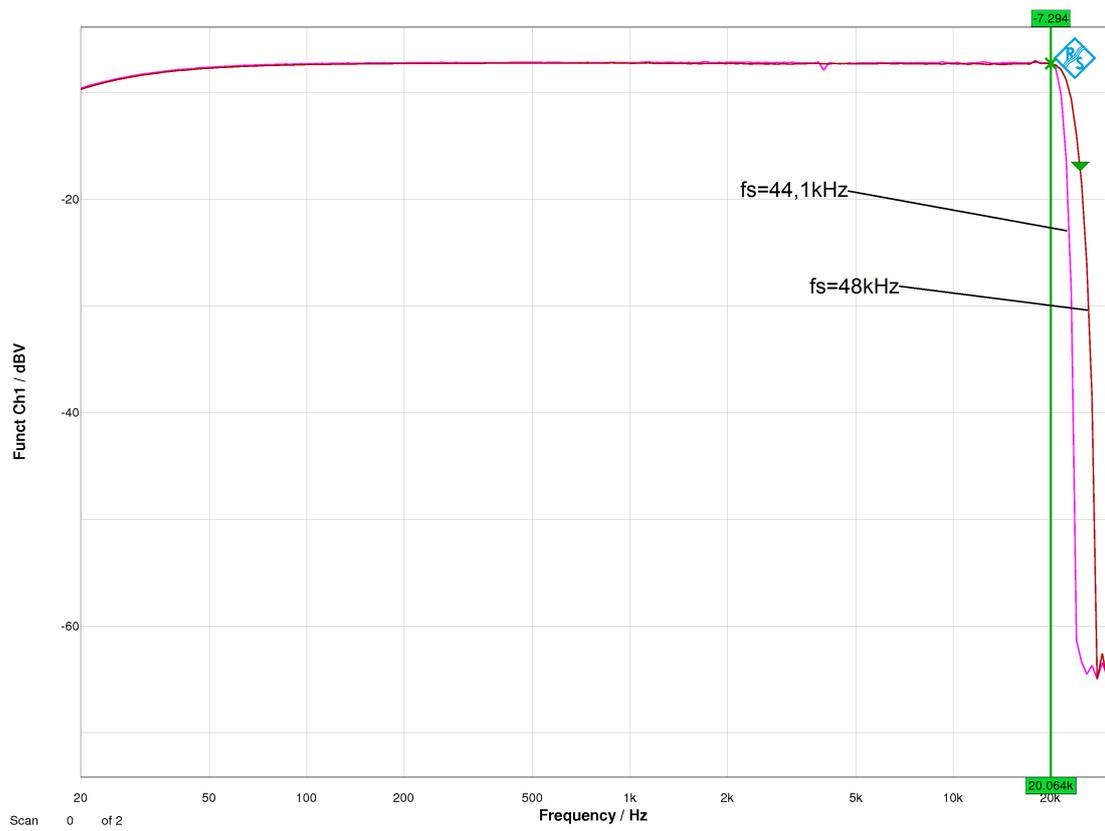


Abbildung C.2.: Messung des Amplitudengangs des DSK

D. Grafische Darstellungen der Messsignale

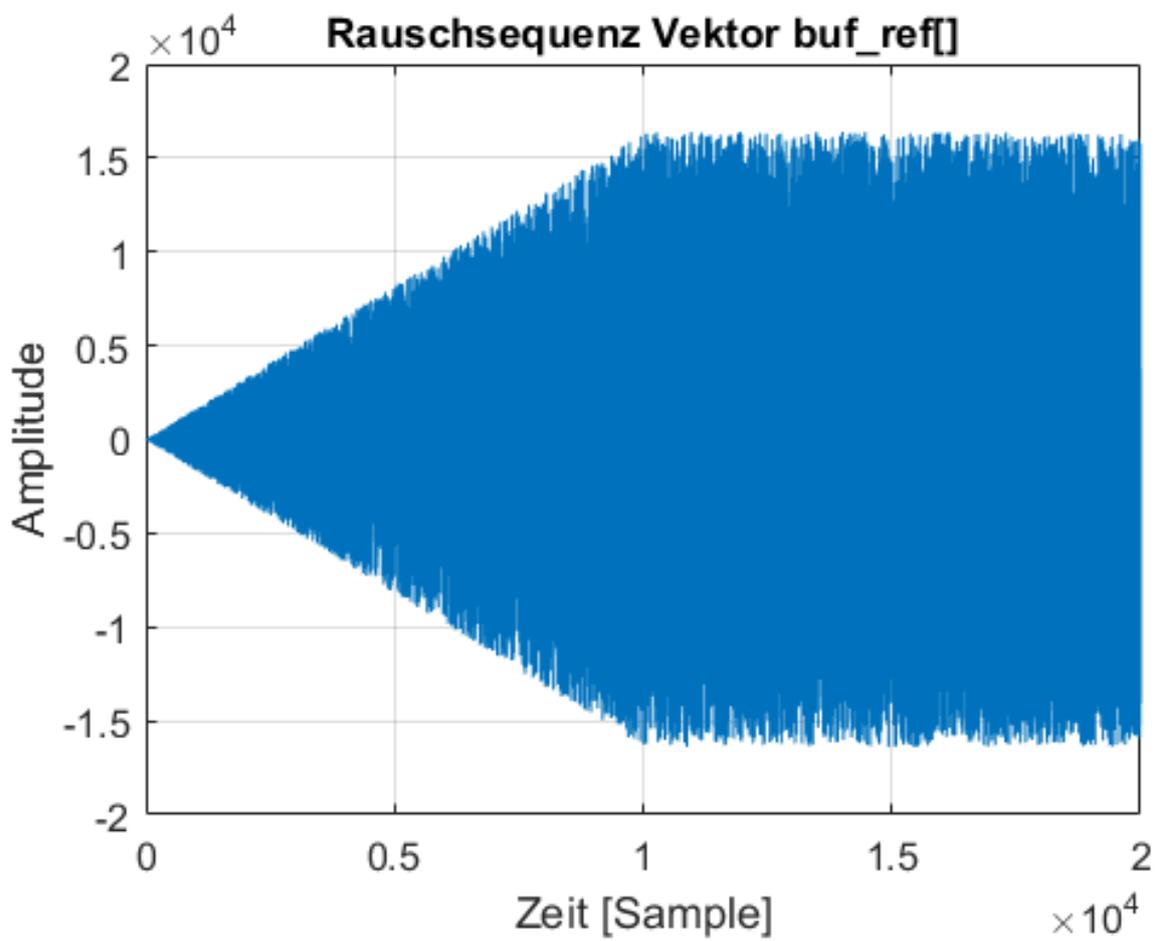


Abbildung D.1.: Referenzbuffer des generierten weißen Rauschens

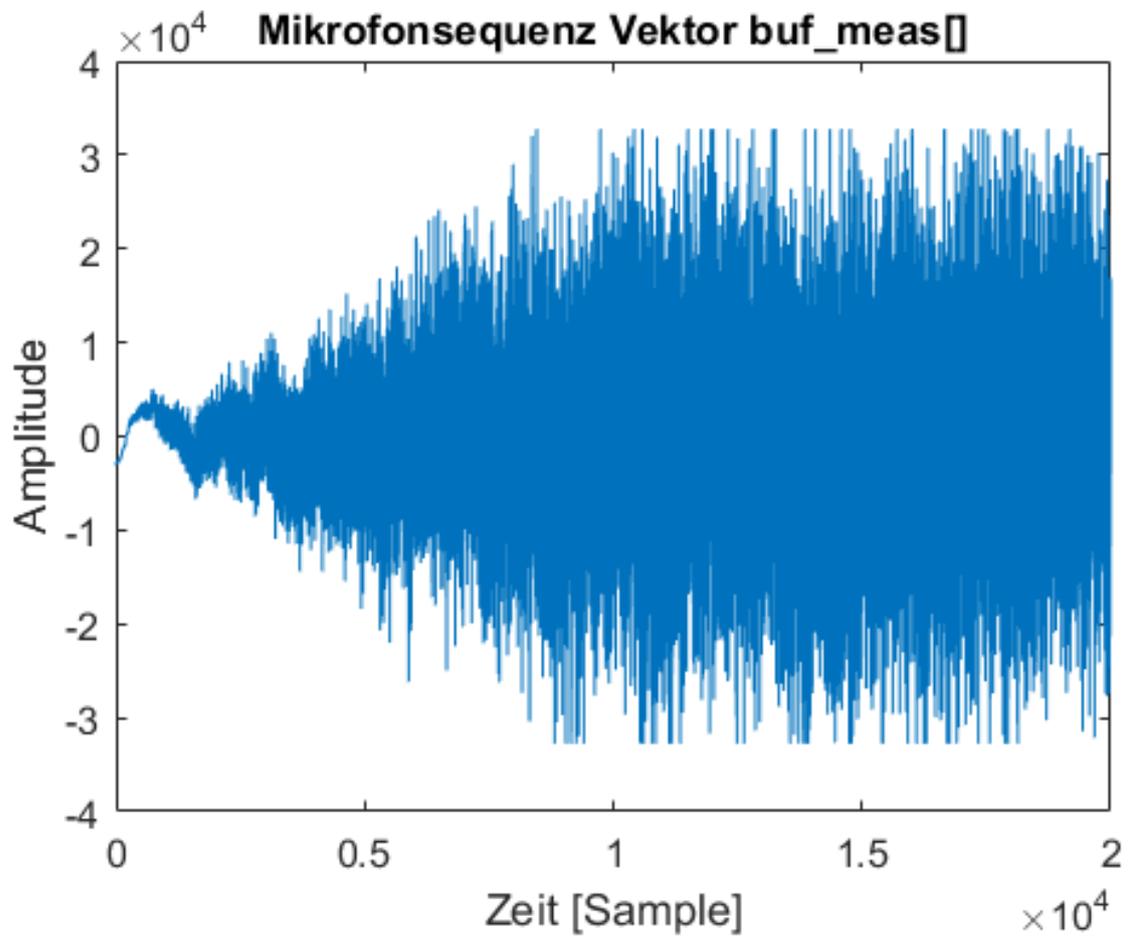


Abbildung D.2.: Buffer des gemessenen Mikrofonsignals

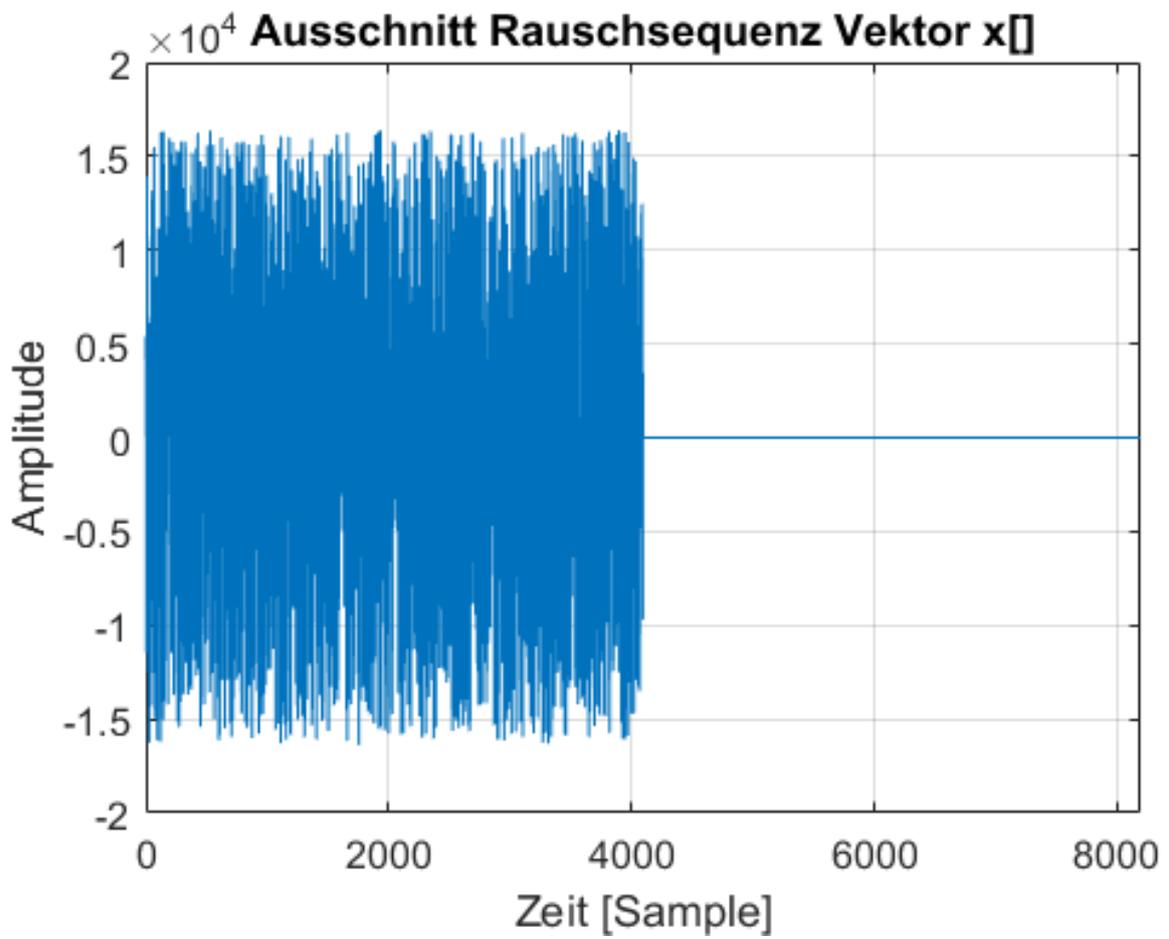


Abbildung D.3.: Sequenz des generierten weißen Rauschens mit zero-padding

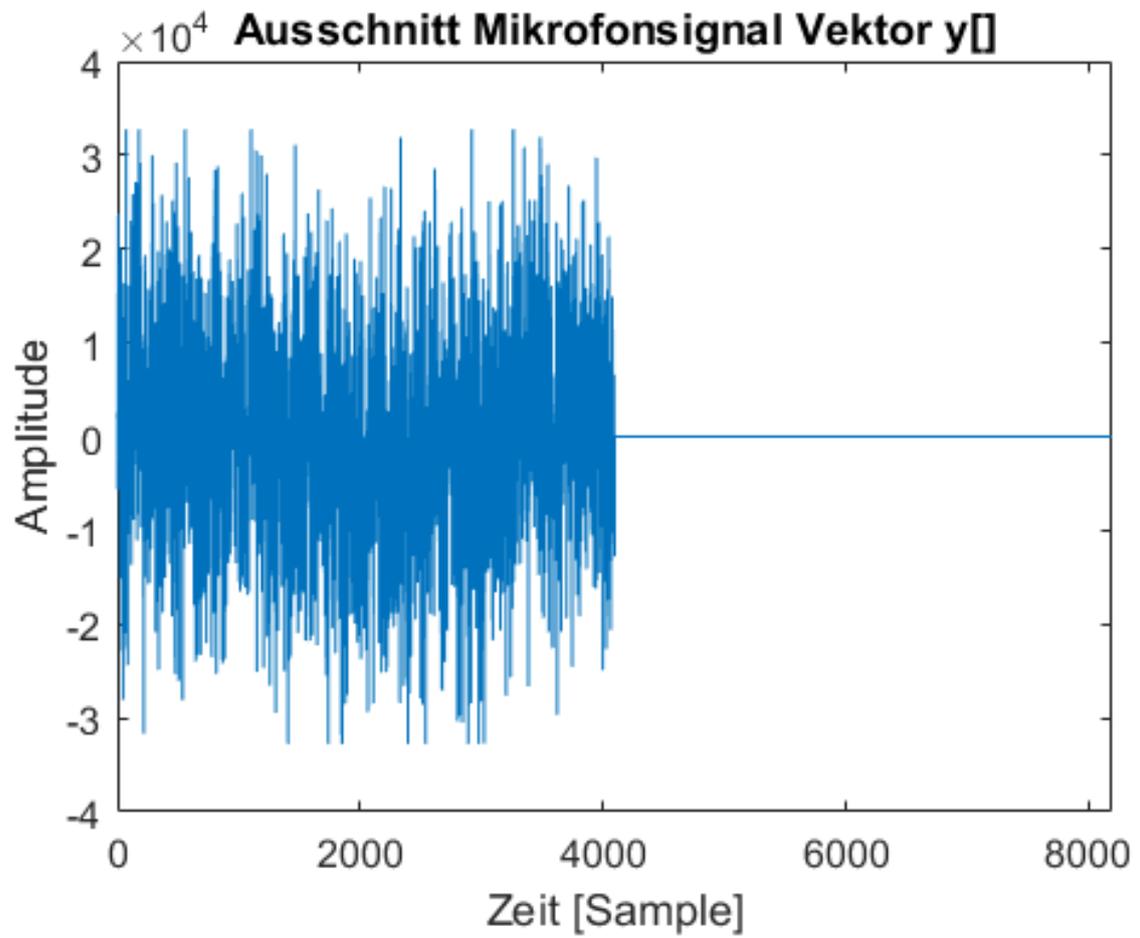


Abbildung D.4.: Sequenz des gemessenen weißen Rauschens mit zero-padding

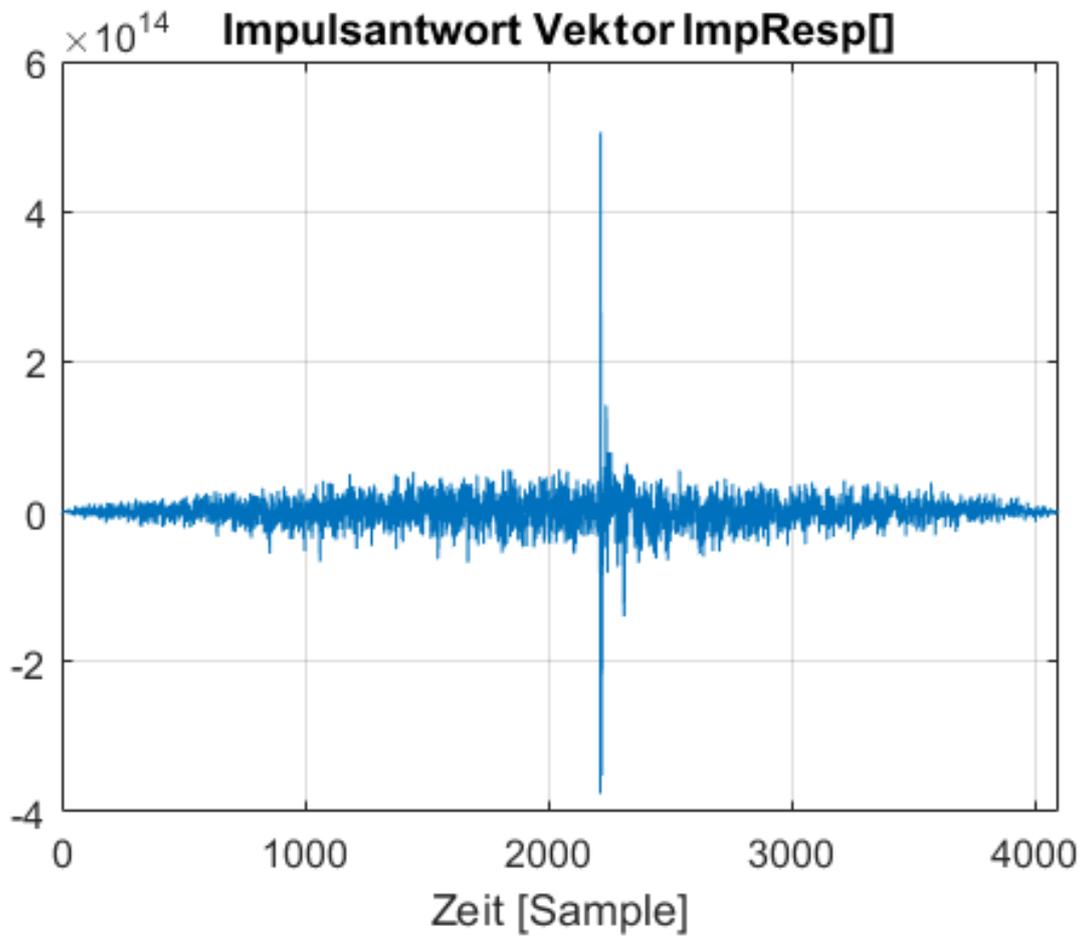


Abbildung D.5.: Berechnete Impulsantwort

E. Bilder der Messaufbauten

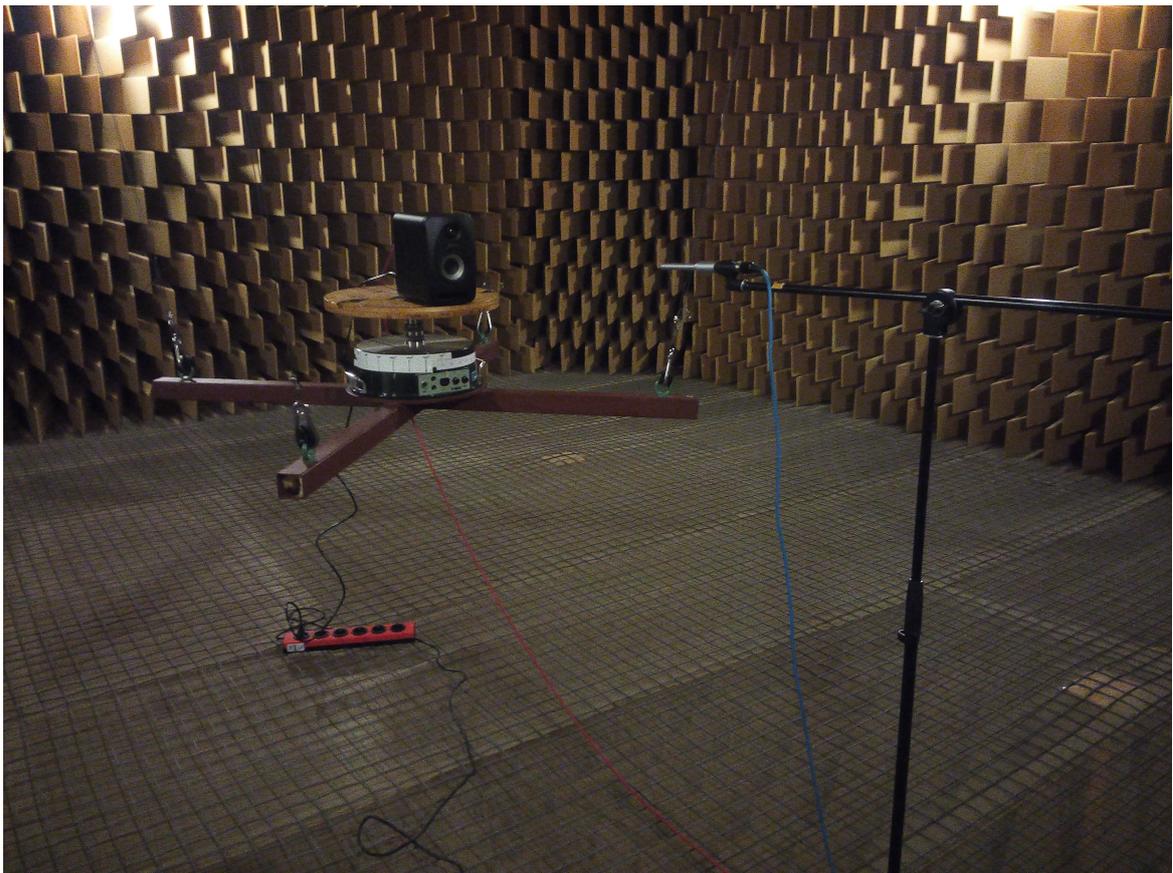


Abbildung E.1.: Laufzeitmessung in der Schallmesskammer



Abbildung E.2.: Laufzeitmessung eines festinstallierten Lautsprechers im Vorlesungssaal Berliner Tor 5



Abbildung E.3.: Laufzeitmessung eines festinstallierten Lautsprechersystems in einem Veranstaltungssaal

Versicherung über die Selbstständigkeit

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit im Sinne der Prüfungsordnung nach §16(5) APSO-TI-BM ohne fremde Hilfe selbstständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen habe ich unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

Hamburg, 27. Februar 2017

Ort, Datum

Unterschrift