Umgestaltung von Artefakten in Multipunktraumimpulsantworten durch Dekorrelation

Diplomarbeit von
Shirley Gallrapp
Matrikelnummer: 220651

Fakultät IV - Elektrotechnik und Informatik
der Technischen Universität Berlin

Institut für Softwaretechnik und Theoretische Informatik
Quality and Usability Lab

Betreuer: Prof. Dr.-Ing. Sebastian Möller
Dr.-Ing. Jens Ahrens
Mitberichter: Prof. Dr.-Ing. Stefan Weinzierl

Berlin — März 2016

Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Diplomarbeit selbstständig und eigenhändig sowie ohne unerlaubte fremde Hilfe und ausschließlich unter Verwendung der aufgeführten Quellen und Hilfsmittel angefertigt habe.

Berlin, den 11.03.2016

Shirley Gallrapp

Inhaltsverzeichnis

Einleitung **1**

1 Grundlagen sphärischer Mikrofonarrays **3**
1.1 Wellengleichung im sphärischen Koordinatensystem 4
1.1.1 Helmholtzgleichung 4
1.1.2 Sphärische Bessel- und Hankel-Funktionen 5
1.1.3 Assoziierte Legendre-Funktionen 6
1.1.4 Sphärische Harmonische Funktionen 6
1.1.5 Lösung der Wellengleichung im sphärischen Koordinatensystem . . . 7
1.2 Zerlegung des Wellenfeldes in sphärische Harmonische Koeffizienten 8
1.3 Darstellungsgrenzen von Mikrofonarrays 11

2 Verarbeitung von Daten aus sphärischen Mikrofonarrays **17**
2.1 Bestehende Softwaretools 17
2.1.1 Sound Field Analysis Toolbox - SOFiA 18
2.1.2 MCRoomSim 22
2.1.3 Mixing-Time 24
2.1.4 Head-Related-Transfer-Function und IACC 26
2.2 Software zur Umgestaltung von Artefakten 28
2.2.1 Threshold-Methode zur Bestimmung des Direktschalls 28
2.2.2 Dekorrelation 30
2.2.3 Regularization-Filter 35
2.2.4 Exponentieller Abfall von Raumimpulsantworten 37
2.3 Modulerweiterung für SOFiA 38

3 Umgestaltung von Artefakten **41**
3.1 Omnidirektionale Raumimpulsantworten 41
3.1.1 Fullband-Dekorrelation 44
3.1.2 Subband-Dekorrelation 48
3.2 Gerichtete Raumimpulsantworten mit Regularization-Filtern 52
3.2.1 Frequenzanalyse der Regularization-Filter 57
3.2.2 Fullband-Dekorrelation 59
3.2.3 Subband-Dekorrelation 63

4 Zusammenfassung der Arbeit und Ausblick **69**

A Zusätzliche Analyse Plots **73**
A.1 IACC für Omnidirektionale Raumimpulsantworten 73
A.1.1 Fullband-Dekorrelation 73
A.1.2 Subband-Dekorrelation 76
A.2 IACC für Gerichtete Raumimpulsantworten 78
A.2.1 Fullband-Dekorrelation 78
A.2.2 Subband-Dekorrelation 82
A.3 Regularization-Filter nach Rettberg 86

B Hörbeispiele **89**

C Daten-CD **99**

Danksagung **101**

Literaturverzeichnis **103**

Einleitung

Schallwellen entsprechen einer mechanischen Welle in einem elastischen Medium. In einem gasförmigen Medium breitet sich diese Welle als Longitudinalwelle mit der Schallgeschwindigkeit[1] c aus. Mithilfe von Wellengleichungen lassen sich Schallwellen und ihr Verhalten auch mathematisch beschreiben. Der Frequenzbereich von Schall erstreckt sich von Frequenzen mit wenigen Hz bis in den GHz Bereich. Der für Menschen wahrnehmbare Bereich ist jedoch nur auf das Frequenzband von 16 Hz bis 20 kHz beschränkt. Für den Bereich der Akustik spielt die Kombination aus mathematischer Darstellung sowie Beschränkung des hörbaren Frequenzbereichs eine wichtige Rolle für die Wahrnehmung eines Schallereignisses durch den Zuhörer. Speziell in der Raumakustik ist es wichtig, die Klangeigenschaften eines Raumes bestimmen zu können, um sie gegebenenfalls für bestimmte Anwendungen zu optimieren. Als Hilfsmittel werden hierzu Raumimpulsantworten genutzt, die mithilfe von sphärischen Mikrofonarrays aufgezeichnet und berechnet werden können. Diese kugelförmige Anordnungen aus Mikrofonen erfassen raum- und zeitdiskrete Impulsantworten an verschiedenen Stellen in einem Raum, die dann zu einer Raumimpulsantwort zusammengefasst werden. Durch die Kombination einer Raumimpulsantwort und eines Schallereignisses kann das Hörempfinden in einem beliebigen Raum nachempfunden werden. Durch die diskrete Abtastung der Impulsantworten führt diese Methode jedoch zu Artefakten in der Raumimpulsantwort, die das Hörempfinden beeinflussen können und diese Methode an ihre Grenzen bringt. In dieser Arbeit wird versucht, mithilfe von Verfahren wie der Dekorrelation, die durch die diskrete Abtastung entstandenen Artefakte zu reduzieren, um so ein natürliches Hörempfinden zu erreichen. Dazu wird anhand von Beispiel Messungen von sphärischen Mikrofonarrays sowie mithilfe von Simulation der gemessenen Arrays versucht, das Auftreten dieser Artefakte besser zu verstehen, um so deren Ursprung genauer zu benennen.

In den folgenden Kapiteln werden zunächst auf die Grundlagen sphärischer Mikrofonarrays eingegangen, wobei hier auch die mathematischen Grundlagen zur Lösung der Wellengleichung sowie der Algorithmus zur Berechnung der Raumimpulsantwort eines sphärischen Mikrofonarrays vorgestellt wird. Basierend auf diesen theoretischen Grundlagen wird dann auf die Darstellungsgrenzen von sphärischen Mikrofonarrays eingegangen. Im zweiten Kapitel werden bestehende Softwaretools und Programme, die für die Umgestaltung von Artefakten genutzt werden, zusammengefasst. Außerdem werden Funktionen vorgestellt sowie die eingesetzten Algorithmen beschrieben, die im Rahmen dieser Arbeit geschrieben wurden. Diese neuen

[1] Schallgeschwindigkeit in Luft $c = 343\,\frac{\mathrm{m}}{\mathrm{s}}$

Funktionen wurden zu Modulen zusammengefasst, um für die Zukunft in ein bereits bestehendes Software-Framework integriert zu werden. Auf die Integration sowie den Einsatz dieser Module wird dabei speziell eingegangen. Im dritten Kapitel zur Umgestaltung von Artefakten in Multipunktraumimpulsantworten werden mithilfe der erzeugten Module Untersuchungen an gerichteten und omnidirektionalen Raumimpulsantworten durchgeführt. Dabei kommen unter anderem die Fullband- und Subband-Dekorrelation sowie verschiedene Regularization-Filter zum Einsatz. In der Zusammenfassung werden die wichtigsten Ergebnisse der Arbeit zusammengefasst sowie Empfehlungen für die Wahl der Methoden zur Umgestaltung von Artefakten in Raumimpulsantworten gegeben.

1 Grundlagen sphärischer Mikrofonarrays

Verschiedene Arten von Mikrofonarrays werden in unterschiedlichen Bereichen der Akustik für unterschiedlichste Zwecke angewandt. Im Bereich der Raumakustik kommen hauptsächlich sphärische Mikrofonarrays zum Einsatz. Diese eignen sich aufgrund der Kugelsymmetrie für eine gleichmäßige Erfassung des Schallfeldes [1]. Die Mikrofonarrays bestehen aus einer endlichen Anzahl von Mikrofonen, die auf der Oberfläche einer Kugel an diskreten Punkten angebracht sind. Verschiedene Strukturen von sphärischen Mikrofonarrays sind vorstellbar und verfügbar. Einer der wichtigsten Punkte ist die Quadratur der Kugel beziehungsweise die Verteilung der Abtastpunkte auf der Kugeloberfläche. Mögliche Optionen für die Verteilung sind eine gleichwinklige, gaußsche oder äquidistante Abtastung der Kugeloberfläche für die Verteilung der Mikrofone. Da keines der Abtastschemata eine perfekte Lösung darstellt, müssen Vor- und Nachteile in Abhängigkeit der Anwendung abgewogen werden. Im Rahmen dieser Arbeit werden zwei Lebedev-Abtastschemata, die einer äquidistanten Abtastung entsprechen, eingesetzt. Da alle Strukturen auf einer endlichen Anzahl von Mikrofonen also einer raumdiskreten Abtastung des Schallfeldes beruhen, gibt es immer eine Begrenzung der harmonischen Ordnung, was zu Aliasing beziehungsweise Artefakten führt. Unabhängig davon, ist es durch den kugelförmigen Aufbau unter anderem möglich, Schallereignisse in Abhängigkeit vom Einfallswinkel auf das Mikrofonarray zu untersuchen oder auch die Raumimpulsantwort für eine bestimmte Blickrichtung zu extrahieren [1].

Um die Eigenschaften von sphärischen Mikrofonarrays zu verstehen, werden im folgenden Kapitel die mathematischen Grundlagen dieser Mikrofonarrays zusammengefasst. Zu diesen Grundlagen gehört die Wellengleichung in einem sphärischen Koordinatensystem sowie die dazugehörige Lösung. Außerdem wird die Zerlegung des Wellenfeldes in sphärische Harmonische Funktionen diskutiert. Für die Aufgabenstellung dieser Arbeit ist es außerdem wichtig, die Frequenzeigenschaften der eingesetzten Mikrofonarrays zu verstehen, um deren Darstellungsgrenzen einschätzen zu können.

1.1 Wellengleichung im sphärischen Koordinatensystem

Eine Wellengleichung kann genutzt werden, um Schallwellen mathematisch zu beschreiben. Die Form der Wellengleichung hängt maßgeblich vom verwendeten Koordinatensystem ab. Die Untersuchung eines Schallfeldes kann auf verschiedenen Koordinatensysteme basieren. Diese Koordinatensystemen können entsprechend der Problemstellung angepasst werden. Bei der Untersuchung einer ebenen Schallwelle mit einem sphärischen Mikrofonarray empfiehlt sich der Einsatz eines dreidimensionalen sphärischen Koordinatensystems.
In diesem auch Kugelkoordinatensystem genannten Koordinatensystem wird ein Punkt im Raum über seinen Abstand r zum Ursprung sowie über den Polarwinkel ϑ und den Azimutwinkel φ angegeben. Im sphärischen Koordinatensystem ist der Radius r auf positive Werte, der Polarwinkel ϑ auf das Intervall zwischen $[0, \pi]$ und der Azimutwinkel φ auf das Intervall zwischen $[-\pi, \pi]$ beschränkt.

Bei der Lösung der mehrdimensionalen Wellengleichung handelt es sich um eine Differentialgleichung (DGL) zweiter Ordnung, die über den Laplace-Operator Δ für das entsprechende Koordinatensystem beschrieben werden kann. Da die Schallwelle in Form einer Wechseldruck- oder vereinfacht Druckfunktion $p(r, \vartheta, \varphi, t)$ beschrieben werden kann, liefert die Kombination dieser Funktion mit dem Laplace-Operator im sphärischen Koordinatensystem die in Gleichung 1.1 gegebene Wellengleichung im sphärischen Koordinatensystem [1].

$$\Delta p(r, \vartheta, \varphi, t) = \frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}(r^2\frac{\partial p}{\partial r}) + \frac{1}{r^2 \sin\vartheta}\frac{\partial}{\partial \vartheta}(\sin\vartheta\frac{\partial p}{\partial \vartheta}) + \frac{1}{r^2 \sin^2\vartheta}\frac{\partial^2 p}{\partial \varphi^2} = \frac{1}{c^2}\frac{\partial^2 p}{\partial t^2} \tag{1.1}$$

1.1.1 Helmholtzgleichung

Die Wellengleichung 1.1 im sphärischen Koordinatensystem lässt sich über die Fouriertransformation aus dem Zeit- in den Frequenzbereich überführen. Die daraus resultierende Wellengleichung im Frequenzbereich wird auch als Helmholtzgleichung bezeichnet. In Gleichung 1.2 beschreibt die kontinuierliche Fouriertransformation den Übergang vom Zeit- in den Frequenzbereich. Die entsprechende Rücktransformation aus dem Frequenz- in den Zeitbereich wird durch die inverse Fouriertransformation in Gleichung 1.3 beschrieben. Für beide Gleichungen gilt die Definition der Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$.

$$F(\omega) = \mathcal{F}_t\{f(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \tag{1.2}$$

$$f(t) = \mathcal{F}_t^{-1}\{F(\omega)\} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega \tag{1.3}$$

Eine mögliche Anwendung der Helmholtzgleichung stellt die Druckfunktion $p(r, \vartheta, \varphi, t)$ zur Beschreibung von Schallwellen im sphärischen Koordinatensystem dar [1].

1.1.2 Sphärische Bessel- und Hankel-Funktionen

Eine gewöhnliche lineare Differentialgleichung zweiter Ordnung wie in Gleichung 1.4 gegeben wird auch als Bessel-Differentialgleichung mit einem entsprechenden Bessel-Operator bezeichnet [2].

$$x^2 \frac{d^2 f}{dx^2} + x \frac{df}{dx} + (x^2 - n^2) f = 0 \tag{1.4}$$

Die dazugehörigen Bessel-Funktionen n-ter Ordnung entsprechen den Lösungen dieser Differentialgleichung. Diese Funktionen werden auch als Bessel-Funktionen erster $J_n(x)$ und zweiter Art $Y_n(x)$ bezeichnet und sind über Gleichung 1.5 und Gleichung 1.6 definiert [1, 3, 4]. Dabei gilt $x \in \mathbb{C}$.

$$J_n(x) = \frac{1}{2\pi i} \oint e^{\frac{\pi}{2} \cdot (t - \frac{1}{t})} t^{-n-1} dt \tag{1.5}$$

$$Y_n(x) = \lim_{m \to n} \frac{J_m(x) \cos(m\pi) - (-1)^2 J_m(x)}{\sin(m\pi)} \tag{1.6}$$

Aus der Linearkombination der Bessel-Funktionen der ersten und zweiten Art können die Bessel-Funktionen der dritten und vierten Art gebildet werden. Diese werden auch als Hankel-Funktionen erster $H_n^{(1)}(x)$ und zweiter Art $H_n^{(2)}(x)$ bezeichnet, die über die Gleichungen 1.7 und 1.8 definiert sind [1]. Auch hier gilt $x \in \mathbb{C}$ mit der imaginären Einheit j.

$$H_n^{(1)}(x) = J_n(x) + jY_n(x) \tag{1.7}$$

$$H_n^{(2)}(x) = J_n(x) - jY_n(x) \tag{1.8}$$

Durch Überführung der Bessel-Differentialgleichung 1.4 aus dem kartesischen Koordinatensystem in das sphärische Koordinatensystem lassen sich die entsprechende sphärische Bessel- und Hankel-Funktionen ableiten. Dabei werden die ursprünglichen Lösungen um den Vorfaktor $\sqrt{\frac{\pi}{2x}}$ erweitert sowie die Ordnung n um $+\frac{1}{2}$ verschoben. Die Lösungen der sphärischen Bessel-Funktionenen in Gleichung 1.9 und 1.10 führen ebenfalls über eine Linearkombination zu den sphärischen Hankel-Funktionen in Gleichung 1.11 und 1.12 [1, 5, 6].

$$j_n(x) = \sqrt{\frac{\pi}{2x}} \cdot J_{n+\frac{1}{2}}(x) \tag{1.9}$$

$$y_n(x) = \sqrt{\frac{\pi}{2x}} \cdot Y_{n+\frac{1}{2}}(x) \tag{1.10}$$

$$h_n^{(1)}(x) = \sqrt{\frac{\pi}{2x}} \cdot H_{n+\frac{1}{2}}^{(1)}(x) = j_n(x) + jy_n(x) \tag{1.11}$$

$$h_n^{(2)}(x) = \sqrt{\frac{\pi}{2x}} \cdot H_{n+\frac{1}{2}}^{(2)}(x) = j_n(x) - jy_n(x) \tag{1.12}$$

1.1.3 Assoziierte Legendre-Funktionen

Partikuläre Lösungen der Legendre-Differentialgleichung in 1.13 werden als Legendre-Polynom bezeichnet.

$$(1-x^2)\frac{d^2f}{dx^2}-2x\frac{df}{dx}+n(n+1)f=0 \tag{1.13}$$

Da es mehrere Darstellungsformen der Legendre-Polynome $P_n(x)$ gibt, beschränken wir uns hier auf die sogenannte Rodrigues-Formel in Gleichung 1.14 mit der Ordnung n.

$$P_n(x)=\frac{1}{2^n n!}\cdot\frac{d^n}{dx^n}[(x^2-1)^n] \tag{1.14}$$

Diese speziellen Polynome bilden auf dem Intervall $I=[-1,1]$ ein orthogonales Funktionssystem. Abhängig von der Ordnung des Legendre-Polynoms hat dieses auf dem Intervall $I=[-1,1]$ genau n Nullstellen [1].

Assoziierte Legendre-Funktionen entsprechen den Lösungen der allgemeinen Legendre-Differentialgleichung in 1.15. Dabei gilt, dass n und m ganzzahlig sind und $0\leqslant m\leqslant n$.

$$(1-x^2)\frac{d^2f}{dx^2}-2x\frac{df}{dx}+(n(n+1)-\frac{m^2}{1-x^2})f=0 \tag{1.15}$$

Die Definition der assoziierten Legendre-Funktionen $P_n^m(x)$ in Gleichung 1.16 sind über die Ableitung der gewöhnlichen Legendre-Polynome in Gleichung 1.14 gegeben [1].

$$P_n^m(x)=(-1)^m(1-x^2)^{\frac{m}{2}}\frac{d^m}{dx^m}P_n(x) \tag{1.16}$$

1.1.4 Sphärische Harmonische Funktionen

Sphärische Harmonische Funktionen oder auch Kugelflächenfunktionen bilden orthonormale Basen auf einer Kugeloberfläche. Diese sphärische Harmonische Funktionen $Y_n^m(\vartheta,\varphi)$ in Gleichung 1.17 basieren dabei auf den assoziierten Legendre-Funktionen $P_n^m(\cos\vartheta)$ in Gleichung 1.16 und der Exponentialfunktion $e^{jm\varphi}$. Über die zwei Terme wird die Winkelabhängigkeit der Funktionen für den Polarwinkel ϑ und den Azimutwinkel φ eingeführt. Wie bereits für die assoziierten Legendre-Funktionen entsprechen auch hier n der Ordnung und m dem Modus der Funktionen [1, 7, 8, 9, 10].

$$Y_n^m(\vartheta,\varphi)=\sqrt{\frac{(2n+1)}{4\pi}\frac{(n-m)!}{(n+m)!}}P_n^m(\cos\vartheta)e^{jm\varphi} \tag{1.17}$$

Da die sphärische Harmonische Funktionen vollständig und orthonormal sind, gilt die in Gleichung 1.18 gegebene Bedingung. Dabei entsprechen $\delta_{nn'}$ und $\delta_{mm'}$ Deltafunktionen nach

Kronecker [11].

$$\int_0^{2\pi}\int_0^{\pi} Y_{n'}^{m'}(\vartheta,\varphi)Y_n^{m^*}(\vartheta,\varphi)\sin\vartheta d\vartheta d\varphi = \delta_{nn'}\delta_{mm'} \tag{1.18}$$

Das Additionstheorem für sphärische Harmonische Funktionen in Gleichung 1.19 liefert eine vereinfachte Lösung der Addition von zwei sphärischen Harmonischen Funktionen. Die Blickwinkel der beiden Funktionen (ϑ_1, φ_1) beziehungsweise (ϑ_2, φ_2) ergeben dabei die Winkelbeziehung Θ [11].

$$\sum_{m=-n}^{n} Y_n^m(\vartheta_1,\varphi_1)Y_n^{m^*}(\vartheta_2,\varphi_2) = \frac{2n+1}{4\pi}P_n(\cos\Theta) \tag{1.19}$$

1.1.5 Lösung der Wellengleichung im sphärischen Koordinatensystem

Die in den vorherigen Abschnitten vorgestellten Funktionen stellen die mathematischen Grundlagen für die Lösung der Wellengleichung in Gleichung 1.1 für das sphärische Koordinatensystem im Zeitbereich dar. Für die Lösung der Wellengleichung selbst wird die Druckfunktion $p(r,\vartheta,\varphi,t)$ über das Verfahren zur Trennung der Variablen in Gleichung 1.20 in einzelne Funktionen für die verschiedenen Parameter zerlegt. Dabei entspricht $R(r)$ der Radiusfunktion, $\Theta(\vartheta)$ und $\Phi(\varphi)$ den Raumwinkelfunktionen und $T(t)$ der Zeitfunktion.

$$p(r,\vartheta,\varphi,t) = R(r)\cdot\Theta(\vartheta)\cdot\Phi(\varphi)\cdot T(t) \tag{1.20}$$

Auf diese Weise ergeben sich aus den partiellen Differentialgleichungen der Wellengleichung in Gleichung 1.1 die gewöhnlichen Differentialgleichungen für den Radius in Gleichung 1.21, den Polarwinkel in Gleichung 1.22, den Azimutwinkel in Gleichung 1.23 und die Zeit in Gleichung 1.24.

$$\frac{1}{r^2}\frac{d}{dr}(r^2\frac{dR}{dr}) + k^2R - \frac{n(n+1)}{r^2}R = 0 \tag{1.21}$$

$$\frac{1}{\sin\vartheta}\frac{d}{d\vartheta}(\sin\vartheta\frac{d\Theta}{d\vartheta} + [n(n+1) - \frac{m^2}{\sin^2\vartheta}]\Theta = 0 \tag{1.22}$$

$$\frac{d^2\Phi}{d\varphi^2} + m^2\Phi = 0 \tag{1.23}$$

$$\frac{1}{c^2}\frac{d^2T}{dt^2} + k^2T = 0 \tag{1.24}$$

Die Lösungen dieser Differentialgleichungen können nun unter Zuhilfenahme der vorgestellten Funktionen hergeleitet werden. Im Rahmen dieser Arbeit werden lediglich die Lösungen der einzelnen Differentialgleichungen vorgestellt. Für die Herleitungen der einzelnen Lösungen sei hier lediglich auf die entsprechende Literatur verwiesen [1].

Die Lösung für die Differentialgleichung der Zeit in Gleichung 1.24 ist in komplexer Schreibweise in Gleichung 1.25 gegeben. Mithilfe der sphärischen Bessel-Funktionen erster und zweiter Art lässt sich die in Gleichung 1.26 gegebene Lösung der Differentialgleichung 1.21 für den Radius darstellen. Die Differentialgleichung 1.22 für den Polarwinkel und die Differentialgleichung 1.23 für den Azimutwinkel werden typischerweise in einer gemeinsamen Lösung gegeben. Die entsprechende Lösung in Gleichung 1.27 entspricht den sphärischen Harmonischen Funktionen mit der assoziierten Legendre-Funktion $P_n^m(\cos\vartheta)$ und der Exponentalfunktion $e^{j\omega\varphi}$ für die Winkelabhängigkeit von ϑ und φ [1].

$$T(\omega) = C_1 \cdot e^{j\omega t} + C_2 \cdot e^{-j\omega t} \tag{1.25}$$

$$R_n(r) = A' j_n(kr) + B' y_n(kr) \tag{1.26}$$

$$Y_n^m(\vartheta, \varphi) \equiv \sqrt{\frac{(2n+1)}{4\pi}\frac{(n-m)!}{(n+m)!}} P_n^m(\cos\vartheta) e^{j\omega\varphi} \tag{1.27}$$

Durch das Zusammenführen der Lösungen für die in Gleichung 1.20 getrennten Variablen kann nun die Lösung der Wellengleichung im sphärischen Koordinatensystem in Gleichung 1.28 gegeben werden. Diese entspricht der Lösung im Frequenzbereich mit der Kreisfrequenz [1].

$$P(r, \vartheta, \varphi, \omega) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-n}^{n} (A_{mn} j_n(kr) + B_{nm} y_n(kr)) Y_n^m(\vartheta, \varphi) \tag{1.28}$$

Durch die Überführung der Lösung mithilfe der Helmholtzgleichung in Gleichung 1.3 vom Frequenz- in den Zeitbereich ergibt sich mit der inversen Fouriertransformation, die in Gleichung 1.29 gegebene Lösung, der Wellengleichung im Zeitbereich [1].

$$p(r, \vartheta, \varphi, t) = \mathcal{F}_t^{-1}\{P(r, \vartheta, \varphi, \omega)\} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} P(r, \vartheta, \varphi, \omega) e^{-j\omega t} d\omega \tag{1.29}$$

1.2 Zerlegung des Wellenfeldes in sphärische Harmonische Koeffizienten

Die Zerlegung des Schallfeldes mithilfe von sphärischen Mikrofonarrays basiert auf der Vorstellung eines von einer Kugelschale umschlossenen Volumens. Dabei sollen alle akustischen Quellen außerhalb des Volumens liegen, was es zu einem quell-freien Volumen macht [1].

Für eine über die Einheitskugel quadratisch integrierbare Funktion $f(\vartheta, \varphi)$ werden die räum-

lichen Fourierkoeffizienten wie in Gleichung 1.30 definiert, als f_{nm} bezeichnet [8].

$$f_{nm} = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} f(\vartheta, \varphi) Y_n^{m^*}(\vartheta, \varphi) \sin\vartheta d\vartheta d\varphi \tag{1.30}$$

$$f(\vartheta, \varphi) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-n}^{n} f_{nm} Y_n^m(\vartheta, \varphi) \tag{1.31}$$

Dabei entspricht $Y_n^m(\vartheta, \varphi)$ den in Abschnitt 1.1.4 vorgestellten sphärischen Harmonischen Funktionen, wobei die assoziierte Legendre-Funktionen die Abhängigkeit des Polarwinkels ϑ und die Exponentialfunktion die Abhängigkeit des Azimutwinkels φ darstellen.

Die in Abschnitt 1.1 vorgestellte Wellengleichung im sphärischen Koordinatensystem gegeben in Gleichung 1.1 ist eine Lösung der Druckfunktion $p(r, \vartheta, \varphi, t)$ auf der Oberfläche eines quell-freien Volumens. Die entsprechende Druckfunktion $p(k, r, \vartheta, \varphi)$ ist eine über (ϑ, φ) quadratisch integrierbare Funktion mit der Wellenzahl k. Wie in den Gleichungen 1.30 und 1.31 eingeführt, können die dazugehörigen sphärischen Fourierkoeffizienten $p_{nm}(k, r)$ über Gleichung 1.32 und 1.33 beschrieben werden. Dabei wird zur vereinfachten Schreibweise $\Omega = \vartheta, \varphi$ und $\int_{\Omega \in S^2} d\Omega \equiv \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \sin\vartheta d\vartheta d\varphi$ ersetzt [12].

$$p_{nm}(k, r) = \int_{\Omega \in S^2} p(k, r, \Omega) Y_n^{m^*}(\Omega) d\Omega \tag{1.32}$$

$$p(k, r, \Omega) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-n}^{n} p_{nm}(k, r) Y_n^m(\Omega) \tag{1.33}$$

Betrachtet man nun eine aus (ϑ_l, φ_l) auf dem Messpunkt (r, ϑ, φ) einfallende planare Welle, kann der auf den Messpunkt wirkende Druck durch die in Gleichung 1.34 gegebene Funktion beschrieben werden [7, 11].

$$\begin{aligned} p_l(kr, \vartheta, \varphi) &= \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-n}^{n} b_n(kr) Y_n^{m^*}(\vartheta_l, \varphi_l) Y_n^m(\vartheta, \varphi) \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{2n+1}{4\pi} b_n(kr) P_n(\cos\Theta) \end{aligned} \tag{1.34}$$

Dabei kommt das Additionstheorem für sphärische Harmonische Funktionen in Gleichung 1.19 zum Tragen, wobei Θ als der Winkel zwischen (ϑ_l, φ_l) und (ϑ, φ) definiert ist. Das Radial-Filter $b_n(kr)$ ist abhängig vom Aufbau des eingesetzten Mikrofonarrays, wobei in Gleichung 1.35 die Definitionen für Rigid und Open Sphere Arrays gegeben sind [7, 8, 12].

$$b_n = \begin{cases} 4\pi i^n (j_n(kr) - \frac{j_n'(ka)}{h_n(ka)} h_n(kr)) & \text{Rigid Sphere Array} \\ 4\pi i^n j_n(kr) & \text{Open Sphere Array} \end{cases} \tag{1.35}$$

Dabei basiert $b_n(kr)$ auf den in Abschnitt 1.1.2 eingeführten sphärischen Bessel-Funktionen j_n und sphärischen Hankel-Funktionen h_n beziehungsweise ihren Ableitungen j_n' und h_n'. Entsprechend der Definition des Radial-Filters $b_n(kr)$ zeigen die Abbildungen 1.1 die Verläufe der Verstärkung für Rigid und Open Sphere Arrays für aufsteigende Ordnungen bis zu einer Ordnung von $N = 25$.

Die entsprechenden sphärischen Fourierkoeffizienten für eine einzelne planare Welle mit einer komplexen Amplitude $a(k)$ sind wie in Gleichung 1.36 definiert [9].

$$p_{nm}(k, r) = a(k) b_n(kr) Y_n^{m^*}(\vartheta_l, \varphi_l) \tag{1.36}$$

Für eine Vielzahl an aus unterschiedlichen Richtungen einfallenden planaren Wellen, wobei jede der Wellen einer komplexen Amplitude $a(k, \Omega_l)$ entspricht, ergeben sich sphärischen Fourierkoeffizienten p_{nm} der Druckfunktion nach Gleichung 1.37. Dabei entspricht die sphärische Fouriertransformation von $a(k, \Omega)$ den sphärischen Fourierkoeffizienten der Amplitude a_{nm}.

$$p_{nm}(k, r) = \int_{\Omega_0 \in S^2} a(k, \Omega_0) b_n(kr) Y_n^{m^*}(\Omega_0) d\Omega_0 \tag{1.37}$$

Der Zusammenhang zwischen den sphärischen Fourierkoeffizienten der Druckfunktion $p_{nm}(k)$ sowie den sphärischen Fourierkoeffizienten der Amplitude $a_{nm}(k, r)$ ist in Gleichung 1.38 über das Radial-Filter $b_n(kr)$ gegeben [11, 7, 9].

$$p_{nm}(k, r) = a_{nm}(k) b_n(kr) \tag{1.38}$$

Über eine Messung der sphärischen Fourierkoeffizienten der Druckfunktion p_{nm} kann die Amplitude $a(k, \Omega)$ über die sphärische Fouriertransformation in Gleichung 1.39 bestimmt werden. Dabei gilt in der Literatur häufig $\frac{1}{b_n} = d_n$ [11].

$$\begin{aligned} a(k, \vartheta_l, \varphi_l) &= \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-n}^{n} a_{nm} Y_n^m(\vartheta_l, \varphi_l) \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-n}^{n} \frac{p_{nm}(k, r)}{b_n(kr)} Y_n^m(\vartheta_l, \varphi_l) \end{aligned} \tag{1.39}$$

Die vorgestellte Gleichung für die Amplitude führt zu sinnvollen Lösungen, solange $b_n(kr)$

nicht Null wird oder sich Null nähert. Falls dies doch der Fall sein sollte, würde d_n sehr hohe Werte annehmen, was einer unnatürlichen Verstärkung entsprechen würde. Dies ist insbesondere aufgrund der Polstellen für bestimmte Frequenzen bei Radial-Filtern von Open Sphere Arrays ein Problem, auf das im folgenden Abschnitt noch weiter eingegangen wird.

1.3 Darstellungsgrenzen von Mikrofonarrays

Durch die endliche Anzahl von Mikrofonen in einem Mikrofonarray handelt es sich immer um eine raumdiskrete Abtastung des Schallfeldes. Aufgrund dieser zugrunde liegenden Struktur gibt es auch immer eine Begrenzung der harmonischen Ordnung. Durch diese Begrenzung entsteht in hohen Frequenzbereichen räumliches Aliasing. Dieses entsteht ähnlich wie bei Abtastungen im Zeitbereich, kann jedoch nicht durch eine erhöhte Samplingrate kompensiert werden. Für niedrige Frequenzen verhält es sich gerade anders herum, da die Nutzpegel bei niedrigen Frequenzen mit steigender Ordnung schlechter werden. Daraus ergibt sich eine weitere Begrenzung in Abhängigkeit von Signal-Rausch-Verhältnis (SNR). Die für die Schallfeldzerlegung genutzten Radial-Filter sind abhängig vom gewählten Arraytyp. Dabei ist zwischen Open und Rigid Sphere Array zu unterscheiden. Es konnte jedoch gezeigt werden, dass es durch diese Filter zu Streckungen der Impulsantwort im Zeitbereich kommt. Dabei entstehen für bestimmte Frequenzbereiche Artefakte in Form von Transienten, die als falsche Raumreflexionen wahrgenommen werden können und so den Höreindruck verändern

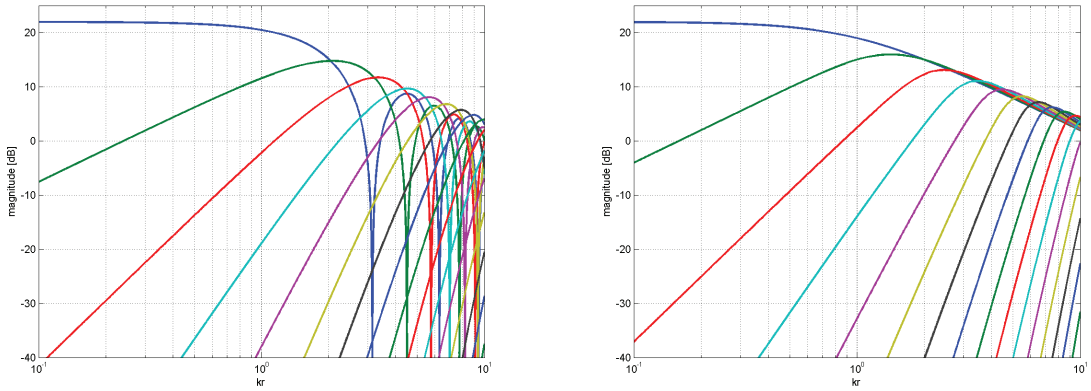
Die Radial-Filter b_n für Open und Rigid Sphere Arrays in Gleichung 1.35 werden genutzt, um die Amplitude $a(k, \vartheta_l, \varphi_l)$ einer gerichteten Raumimpulsantwort in Gleichung 1.38 zu berechnen. Die entsprechenden Verläufe für Open und Rigid Sphere Arrays sind in Abbildung 1.1 dargestellt. In beiden Fällen ist sichtbar, dass die Verstärkung von niedrigen Frequenzen mit steigender Ordnung n abnimmt. Zusätzlich nimmt die Verstärkung auch für höhere Frequenzen unabhängig vom Arraytyp und Ordnung ab. Daraus folgend können Radial-Filter mit Ordnungen $n \geqslant 1$ als Bandpass-Filter interpretiert werden. Eine Ausnahme stellt die Ordnung $n = 0$ dar, die einem Tiefpass-Filter entspricht. Für eine Wellenfeldzerlegung mit einer endlichen Anzahl von Ordnungen N ergibt sich eine nichtlineare Abschwächung der Frequenz ab einem Wert von $kr > N$ [8]. Basierend auf diese Definition lässt sich in Gleichung 1.40 die obere Grenzfrequenz f_{go} in Abhängigkeit der gewählten Ordnung N festlegen. Über diese Grenzfrequenz wird ebenfalls die quasi Aliasingfreiheit festgelegt.

$$f_{go} = \frac{N \cdot c}{2\pi r_m} \tag{1.40}$$

Dabei ist zu beachten, dass die maximale Ordnung N eines sphärischen Mikrofonarrays von dem gewählten Arraytyp und der Anzahl der Abtastpunkte abhängt und nicht beliebig hoch gesetzt werden kann. Für die in dieser Arbeit gewählten Arraytypen mit einer äquidistanten Abtastung basierend auf einem Lebedev-Grid sollten theoretisch mindestens $(N+1)^2$ Punk-

te abgetastet werden. Erfahrungsgemäß können für eine höhere Anzahl von Abtastpunkten $1.5(N+1)^2$ bessere Ergebnisse erzielt werden. Speziell für das Lebedev-Grid kann die Anzahl der Abtastpunkte aufgrund der Symmetrieeigenschaften eines Oktahedrons auf $1.3(N+1)^2$ festgelegt werden [1].

Für die theoretische Analyse von räumlichen Aliasing wurden sphärische Fourierkoeffizienten hohe Ordnung in niedrigere Ordnungen überführt. Im Vergleich von räumlichen Antialiasing-Filtern sowie räumlich begrenzten Filtern mit einem idealen Antialiasing-Filter konnte gezeigt werden, dass der Einfluss des Aliasings reduziert werden konnte. Bislang wurde dies jedoch noch nicht an realen Messdaten überprüft [13].



(a) Open Sphere Array

(b) Rigid Sphere Array

Abbildung 1.1: Radial-Filter für Open und Rigid Sphere Arrays in Abbildung 1.1(a) bzw. 1.1(b) gegeben in Gleichung 1.35 für Ordnungen bis zur Ordnung $N = 25$. Für das Open Sphere Array fallen dabei besonders die Polstellen im hohen Frequenzbereich ins Auge.

Um die Bandbreite eines sphärischen Mikrofonarrays zu bestimmen, wird die obere Grenzfrequenz f_{go} basierend auf dem Aliasing sowie eine untere Grenzfrequenz f_{gu} abhängig vom Rauschen des Systems definiert. Neben dem Rauschen hängt die untere Grenzfrequenz aber auch von Faktoren wie dem Messradius, der Positionierungsgenauigkeit, der Abtastpunkte, der Ordnung N und dem eingesetzten Arraytyp ab. Im Gegensatz zum nichtlinearen Verhalten wie beim Aliasing für hohe Frequenzen kommt es bei niedrigen Frequenzen lediglich zu einem Pegelabfall. Da die Verstärkung mit steigenden Moden bei niedrigen Frequenzen abnimmt und damit auch das Signal-Rausch-Verhältnis sinkt, muss für Untersuchung im niedrigen Frequenzbereich die Anzahl der Moden beschränkt werden. Die untere Grenzfrequenz, bei der sich das Signal-Rausch-Verhältnis 1 nähert, ist abhängig vom Messradius. Mit steigendem Messradius können bei gleich bleibendem Signal-Rausch-Verhältnis höheren Ordnungen für tiefe Frequenzen genutzt werden.

Aufgrund der raum- und zeitdiskreten Abtastung durch die Mikrofonarrays sind die Messdaten auf ein Frequenzband begrenzt. Die Grenzfrequenzen eines sphärischen Mikrofonarrays ergeben sich aus Aliasing im hohen Frequenzbereich sowie Rauschen im niedrigen Frequenzbereich. Die Darstellung des Beamformings in Abbildung 1.2 zeigt die Zunahme von Aliasing Effekten für hohe Frequenzen sowie das Aufkommen von Rauschen bei niedrigen Frequenzen und hohen Modi für eine Open Sphere Array Aufnahme in einem schalltoten Raum.

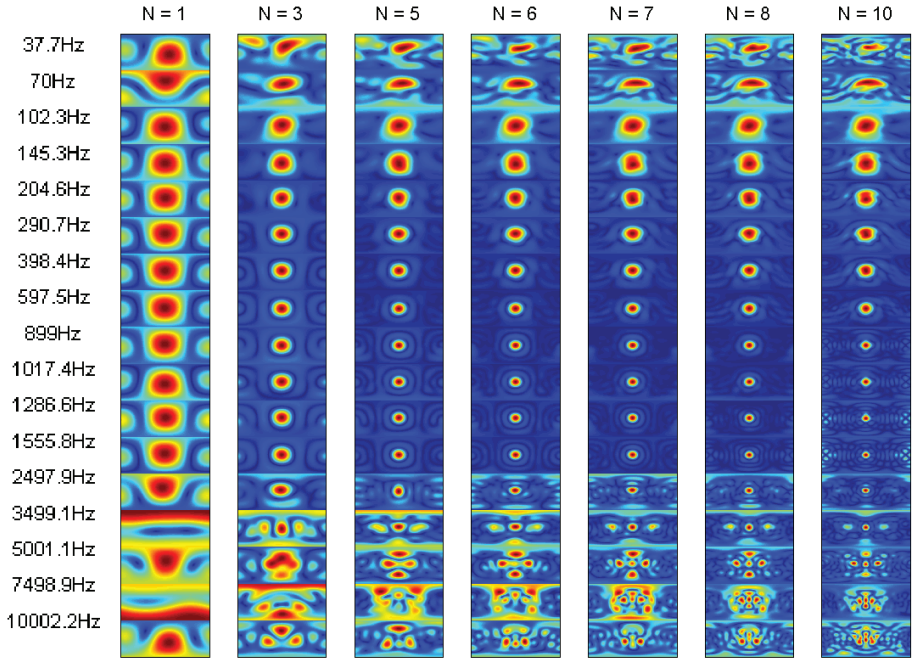
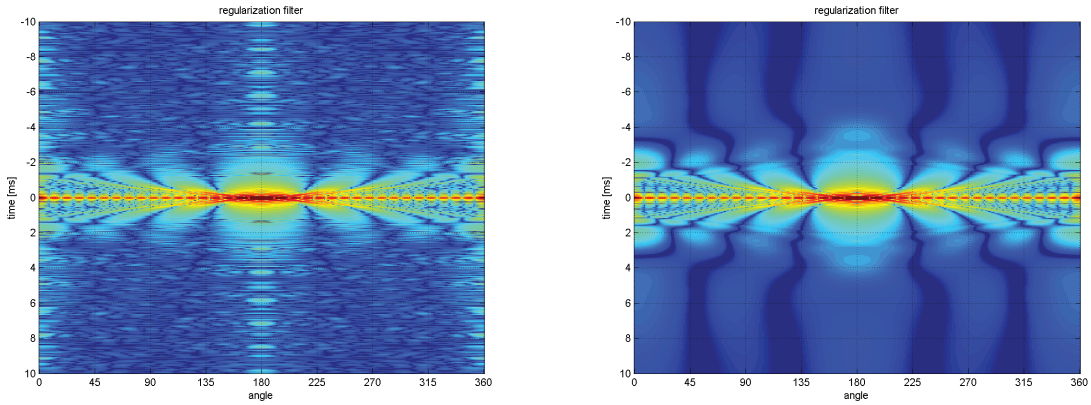


Abbildung 1.2: Aliasing und Noise in Funktion von Mode und Frequenz für eine Open Sphere Array Aufnahme in einem schalltoten Raum. Für niedrige Frequenzen ist eine Zunahme des Rauschens mit steigender Ordnung N sichtbar. Im Gegensatz dazu nimmt das räumliche Aliasing im hohen Frequenzbereich mit steigender Ordnung ab.

Um die durch die Radial-Filter eingeführte starke Verstärkung bei hohen Moden im Bereich niedrigen Frequenzen zu reduzieren und somit den Einsatz von hohen Moden über den gesamten Frequenzbereich möglich zu machen, werden in der Praxis Begrenzungen der Verstärkung eingesetzt. Verschiedene Möglichkeiten, wie ein Hard- und Soft-Limiting, wurden vorgeschlagen, um die Verstärkung zu begrenzen. Das Hard-Limiting kann jedoch zu einem sprungartigen Verhalten und damit verbundenen Überschwingungen in der Raumimpulsantwort führen. Um dies zu unterbinden, kann mithilfe einer Arkustangensfunktion einer Soft-Knee-Charakteristik [14] erzielt werden. Es konnte gezeigt werden, dass mit dieser Art von Filtern die Verstärkung im unteren Frequenzbereich auch für höhere Moden trotz des Rauschbeitrags zu guten Ergebnissen führt. Eine weitere Möglichkeit ist der Einsatz von

Regularization-Filtern, die die Verstärkung der Radial-Filter für niedrige Frequenzen ebenfalls beschränken. Ein Nachteil der Radial-Filter ist jedoch, dass es bei der Analyse von einfallenden Wellen auf ein sphärisches Mikrofonarray zu Veränderungen der berechneten Raumimpulsantwort kommt. Insbesondere entstehen dadurch Transienten, die als Reflexionen wahrgenommen werden können. Speziell für Open Sphere Arrays bei denen es, wie in Abbildung 1.1(a) gezeigt, zu Polstellen für höhere Frequenzen kommt, ist der Einsatz von veränderten Filter unausweichlich [15]. Zusätzlich zum Auftreten von Artefakten im Zeitbereich kommt es außerdem, wie in Abbildung 1.3 gezeigt, zu einer Streckung der Raumimpulsantworten in der Zeit.



(a) Open Sphere Array $N = 3$

(b) Rigid Sphere Array $N = 17$

Abbildung 1.3: Zeitverlauf der Impulsantworten eines sphärischen Mikrofonarrays mit Regularization-Filtern für Open und Rigid Sphere Mikrofonarrays. Um Verstärkungen im unteren Frequenzbereich durch hohen Ordnungen zu vermeiden, wurde ein Soft-Limiting-Filter eingesetzt.

Bei der Betrachtung der Darstellungsgrenzen von sphährischen Mikrofonarrays wurde gezeigt, dass die Analyse von Raumimpulsantworten Bandbreite beschränkt ist. Dabei wird eine obere Grenzfrequenz durch das Aliasing sowie eine untere Grenzfrequenz durch das Systemrauschen eingeführt. Zusätzlich erzeugt der Einsatz von Verstärkung beschränkten Radial-Filtern Transienten im Zeitbereich, die als Raumreflexionen wahrgenommen werden können und einer Streckung der Raumimpulsantwort im Zeitbereich entsprechend. Aufgrund des eingesetzten Verfahrens zur Schallfeldzerlegung von sphärischen Mikrofonarrays gibt es jedoch keine andere Möglichkeit, das beschriebene Verhalten zu umgehen. Eine Möglichkeit, den Höreindruck einer auf diese Weise aufgenommenen Raumimpulsantwort natürlich wirken zu lassen, ist die aufgenommenen Impulsantworten vor der Schallfeldzerlegung zu dekorrelieren. In der Theorie können die erzeugten Artefakte durch die Dekorrelation reduziert oder sogar unterbunden werden. Neben der Fullband-Dekorrelation, bei der der gesamte Bereich dekorreliert wird, können mithilfe der Subband-Dekorrelation auch gezielt einzelne Frequenzbänder zur Dekorrelation

ausgewählt werden. Beiden Verfahren werden im Rahmen dieser Arbeit untersucht, um zu verstehen, wie die auftretenden Artefakte umgestaltet werden können. Dabei gilt das Ziel, die Artefakte so zu verändern, dass diese nicht mehr als Reflexionen wahrgenommen werden und sich ein natürlicher Höreindruck einstellt.

2 Verarbeitung von Daten aus sphärischen Mikrofonarrays

Zur Umgestaltung von Artefakten in Multipunktraumimpulsantworten stehen verschiedene Softwaretools und Programme zur Verfügung. Im Folgenden werden bestehende Programme, die im Rahmen dieser Arbeit genutzt werden, vorgestellt sowie Programme, die für die Umgestaltung von Multipunktraumimpulsantworten programmiert wurden, präsentiert. Zuletzt werden neu geschriebene Programme und Funktionen in Form von Modulen zusammengefasst, um so eine Erweiterung für ein bereits bestehendes Software-Framework zur Berechnung von Daten aus sphärischen Mikrofonarrays zu erweitern. Um die zukünftige Arbeit mit diesen Modulen zu vereinfachen, ist zusätzlich ein Flussdiagramm sowie ein Tutorial, in denen der Einsatz der neuen Module erläutert wird, beigefügt.

2.1 Bestehende Softwaretools

Für die Verarbeitung, Erzeugung und Analyse von Impulsantworten stehen verschiedene Softwaretools mit unterschiedlichen Fähigkeiten zur Verfügung. Zu diesen gehören unter anderem Programme wie SOFiA [16], was es möglich macht, die Messdaten eines sphärischen Mikrofonarrays zu verarbeiten, um zum Beispiel Beamforming also den Einfallswinkel einer Schallwelle zu berechnen oder gerichtete Raumimpulsantworten zu extrahieren. Für den Fall, dass keine realen Messdaten verfügbar sind, können Messdaten von Aufbauten mit mehreren Schallquellen sowie Mikrofonen und ganzen Mikrofonarrays mit MCRoomSim [17] simuliert werden. Neben diesen großen Softwaretools gibt es auch einzelne auf MATLAB basierende Funktionen und Skripte, die verschiedenen Aufgaben erfüllen. Zu diesen gehört beispielsweise die Berechnung der Mixing-Time einer Impulsantwort [18], die Berechnung der Head-Related-Transfer-Funktion (HRTF) [19] oder auch das Erzeugen einer mp3-Datei aus einem Tonsignal und einer Impulsantwort.
Im Folgenden werden bestehende Softwaretools vorgestellt und deren Anwendungsmöglichkeiten besprochen. Dabei richtet sich der Fokus auf Funktionen, die für die Umgestaltung von Artefakten in Multipunktraumimpulsantworten angewendet werden.

2.1.1 Sound Field Analysis Toolbox - SOFiA

Der Code von SOFiA ist unter der GNU GPLv3 Lizenz frei verfügbar[1]. Das Softwarepaket umfasst verschiedene Funktionen für die Analyse von aus ebenen Wellen bestehenden Schallfeldern, basierend auf Daten von sphärischen Mikrofonarrays. Es wurde für MATLAB entwickelt und ist als native MATLAB Funktionen und externe C/C++ Funktionen für rechenintensive Aufgaben realisiert. Die Datensätze von sphärischen Mikrofonarrays können eingelesen und verarbeitet werden, um verschiedenen Analysen und Studien an sphärischen Mikrofonarrays durchzuführen. Dazu gehört insbesondere die Berechnung von gerichteten Raumimpulsantworten sowie Beamforming, um die Richtung, die aus einer einfallenden Welle kommt, zu bestimmen. Neben Messdaten können alternativ auch Daten simuliert werden, die auf die gleiche Weise analysiert werden können. Zusätzlich zur eigentlichen Software beinhaltet SOFiA noch verschiedene Tutorials, an denen die Fähigkeiten der Software illustriert werden, um den Einstieg zu erleichtern. Einige dieser Tutorials nutzen simulierte Daten, wobei auch echte Messdatensätzen zur Verfügung stehen [16]. Im Rahmen dieser Arbeit wurden die in Abschnitt 2.1.1.1 beziehungsweise Abschnitt 2.1.1.2 genauer beschriebenen Messdatensätze von Example 3 und Example 8 aus SOFiA genutzt, um Artefakte in Raumimpulsantworten zu untersuchen und umzugestalten.
In Abbildung 2.1 ist eine Übersicht über die verschiedenen Module der Version R11-1220, die in dieser Arbeit genutzt wurde, gegeben. Diese Verarbeitungsmodule können individuell arrangiert werden, um die gewünschte Analyse durchzuführen. Anhand der Darstellung ist auch ersichtlich, welche Module in MATLAB implementiert wurden, beziehungsweise welche der meist rechenintensiven Module auf C/C++ basiert sind. Zur Berechnung der höheren mathematischen Funktionen wie beispielsweise Bessel- und Hankel-Funktionen, Legendre-Polynom und sphärischen Harmonischen besteht ein Zugang zu Klassen der BOOST C++ Library.

Der grundsätzliche Signalfluss von SOFiA ist in Abbildung 2.1 dargestellt. Um Mikrofonarray Datensätze in die SOFiA Toolbox zu importieren, stehen zwei Möglichkeiten zur Verfügung. Typischerweise werden VariSphear Datensätze mit dem readVSAdata Modul in SOFiA eingelesen. Für die anderen Datensatztypen kann das mergeArrayData Modul angewandt werden. Die VariSphear Datensätze wurden zum Zweck der Analyse von Impulsantworten sphärischer Mikrofonarrays entwickelt und folgen einer vorgegebenen Struktur [20, 16], die für jedes der genutzten Mikrofone eine Impulsantwort enthält. Zusätzlich sind weitere Informationen über das verwendete Grid sowie Abtastfrequenz und verschiedene Umgebungswerte in den Daten enthalten. Sowohl das readVSAdata Modul als auch das mergeArrayData Modul verarbeiten die Daten im Zeitbereich und ermöglichen ein zeitliches Downsampling und eine zeitliche Normalisierung. Die Option des Downsamplings steht zur Verfügung, um das räumliche Aliasing auf Kosten einer reduzierten Audio-Bandbreite zu vermeiden [16]. Das Frequency-Domain-Transform (F/D/T) Modul transformiert die Messdaten aus dem Zeitbereich mithilfe einer Fast-Fourier-Transform (FFT) in den Frequenzbereich. Im anschließend folgenden

[1] http://code.google.com/p/sofia-toolbox/

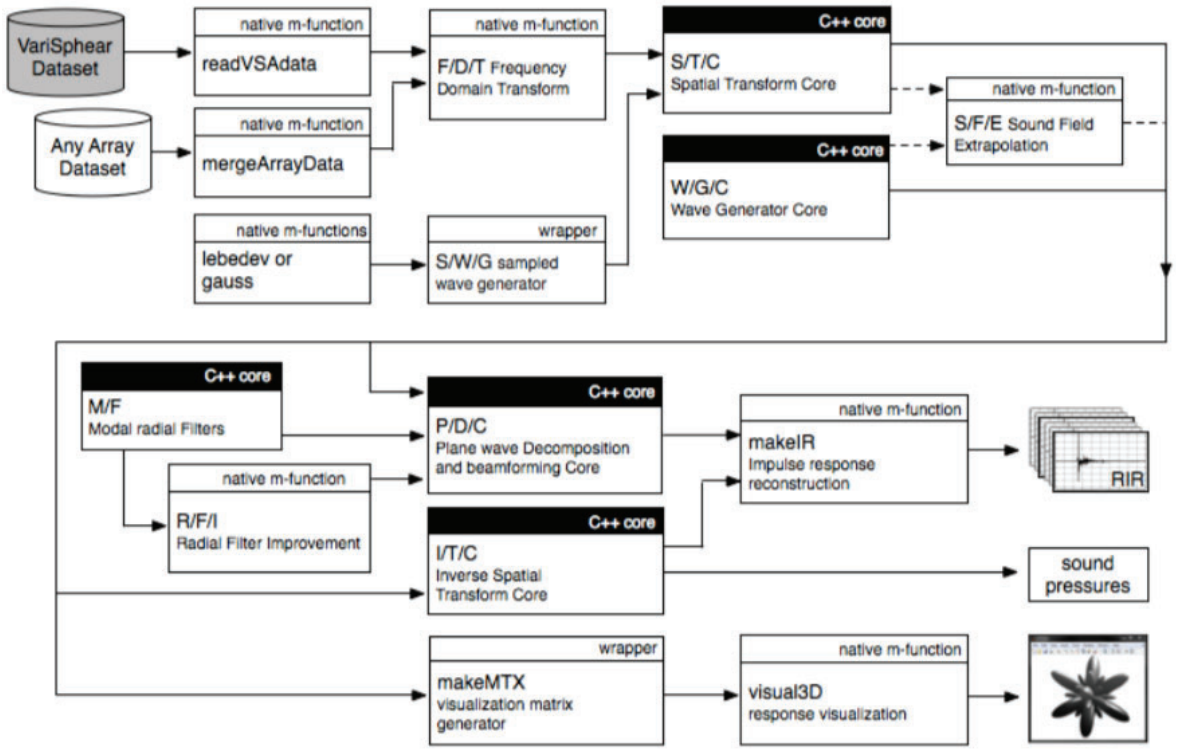
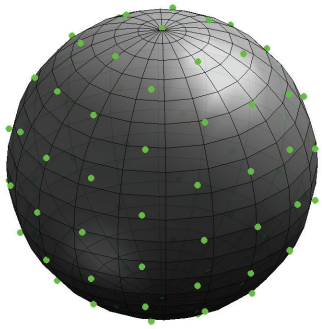


Abbildung 2.1: Systemübersicht sowie Signalfluss von SOFiA für die Version R11-1220. Anhand der Moduldarstellung ist ersichtlich, welche der Module in MATLAB implementiert wurden beziehungsweise auf C/C++ basieren [16].

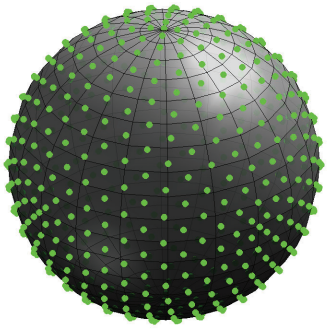
Spatial-Fourier-Transform Core (S/T/C) werden aus den in den Frequenzbereich transformierten Impulsantworten die räumlichen Fourierkoeffizienten berechnet. Diese basieren nur auf winkelabhängigen Komponenten der Wellengleichung in Gleichung 1.1, die durch die assoziierte Legendre-Funktion und die Exponentialfunktion beschrieben werden. Der S/T/C ist auf eine schnelle Berechnung sowie eine höhere numerische Genauigkeit optimiert [16]. Der Modal-Radial-Filter Core (M/F) berechnet den zu den räumlichen Fourierkoeffizienten entsprechenden Radial-Filter basierend auf dem in Gleichung 1.35 beschriebenen Typen von Mikrofonarrays. Unter anderem sind Open Sphere Arrays mit omnidirektionalen und cardioiden Mikrofonen sowie Rigid Sphere Arrays mit omnidirektionalen Mikrofonen implementiert. Um die in Abschnitt 2.2.3 angesprochenen Extremwerte zu vermeiden, wurden verschiedene Erweiterungen in dem M/F Core implementiert. Diese beinhalten zum einen ein sogenanntes Soft-Limiting sowie eine Free-Field-Powerloss-Compensation [14, 16]. Diese Optionen sind grundlegend für das Arbeiten mit realen Messdaten von Mikrofonarrays, die nur über ein endliches Signal-Rausch-Verhältnis verfügen. Im Plane-Wave-Decomposition and Beamforming Core (P/D/C) werden die räumlichen Fourierkoeffizienten sowie das Radial-Filter aus dem S/T/C beziehungsweise dem M/F Core zusammengeführt, um die Raumimpulsantworten (RIR) für bestimmte Blickrichtungen des Mikrofonarrays zu berechnen. Im Anschluss daran können die berechneten Raumimpulsantworten im makeIR Modul mithilfe einer Inverse-Fast-Fourier-Transform (IFFT) aus dem Frequenz- in den Zeitbereich transformiert werden. Alternativ kann mit dem makeMTX Modul auch eine räumliche Darstellung des Impulses für eine bestimmte Frequenz erzeugt werden. Typischerweise wird hier eine Auflösung von 1° Schritten gewählt, um so die komplette Kugeloberfläche zu untersuchen. Die berechneten Daten können dann mithilfe des visual3D Moduls auf verschiedene Visualisierungsarten dargestellt werden. Zu diesen Visualisierungsarten gehören eine Kugel- sowie eine Keulendarstellung. Außerdem ist es möglich, die Kugel auf eine 2D-Ebene zu projizieren, um so alle Seiten auf einmal betrachten zu können [16].

2.1.1.1 Example 3

Im Example 3 wurde eine Raumimpulsantwort mithilfe eines Open Sphere Arrays aus cardioiden Mikrofonen in einem schalltoten Raum aufgenommen. Das Array bestand aus Microtech Gefell M900 large diaphragm Mikrofonen, die in einem Radius von 25 cm angeordnet sind. Hierzu war ein AD System Flex15 PA Lautsprecher mit einem AD-System Impuls D1 System Verstärker in einem Abstand von etwa 4 m von dem Mikrofonarray plaziert. Die 86 Mikrofone waren hierzu in einem Lebedev-Grid, wie in Abbildung 2.2(a) dargestellt, angeordnet. In Tabelle 2.1 sind die in Abschnitt 1.3 vorgestellten Grenzen zur äquidistanten Abtastung zusammengefasst. Obwohl die maximale Ordnung N für Example 3 bis zu einem Wert von 8 geht, wurde für die Berechnungen im Rahmen dieser Arbeit eine Ordnung $N = 3$ gewählt. Bei Untersuchungen für höhere Ordnungen ist aufgefallen, dass ein niederfrequentes Rauschen bei höheren Ordnungen die berechnete Raumimpulsantworten verändert. Um dies zu umgehen, werden die Ordnungen auf eine Ordnung unterhalb der in Tabelle 2.1 gegebene



(a) Lebedev 86



(b) Lebedev 590

Abbildung 2.2: Lebedev-Grid für sphärische Mikrofonarrays mit 86 Mikrofonen in Abbildung 2.2(a) und 590 Mikrofonen in Abbildung 2.2(b).

Werte reduziert. Die entsprechende obere Grenzfrequenz f_{go} gegeben in Gleichung 1.40 für quasi Aliasingfreiheit liegt dementsprechend bei 655.1 Hz. Während der Messung trifft die einfallende Welle mit einem Polarwinkel von 90° und einem Azimutwinkel von 180° auf das Mikrofonarray auf.

	Example 3	Example 8
$(N+1)^2$	8	23
$1.3(N+1)^2$	7	20
$1.5(N+1)^2$	6	18

Tabelle 2.1: Mögliche Ordnungen N für die in Abschnitt 1.3 vorgestellten Grenzen zur äquidistanten Abtastung für die im Example 3 und Example 8 genutzten Mikrofonarrays. Für die Analyse in dieser Arbeit wurden $N = 3$ und $N = 17$ für Example 3 beziehungsweise Example 8 gewählt.

2.1.1.2 Example 8

Die Messung der Raumimpulsantwort eines Klassenzimmers im Example 8 wurde mithilfe eines Rigid Sphere Arrays aus omnidirektionalen Mikrofonen aufgenommen. Die 590 Mikrofone vom Type Earthworks M30 Omni. sind in einem Lebendev-Grid mit einem Durchmesser von 17.5 cm, wie in Abbildung 2.2(b) dargestellt, angeordnet. In einem Abstand von 7.6 m zum Array befand sich der high power DSP-controlled 3-way dotecahedron (Sonic Ball) Lautsprecher mit einem omnidirektionalen Schallfeld im Bereich der Audio-Bandbreite. Das Klassenzimmer selbst hatte eine Größe von $20 \cdot 8.5 \cdot 3\,\mathrm{m}^3$ und war mit Tischen und Stühlen bestückt. Eine der langen Seitenwände war eine Fensterfront, alle anderen Wände sowie die Decke bestanden

aus Beton. Der Boden war mit einem PVC-Bezug belegt. Für die Analyse wurde eine Ordnung $N = 17$ gewählt, um unter den in Tabelle 2.1 angegebenen Grenzwerten zu bleiben. Die entsprechende in Gleichung 1.40 gegebene obere Grenzfrequenz f_{go} für quasi Aliasingfreiheit liegt für eine Ordnung $N = 17$ immer noch bei 10 606 Hz und damit oberhalb der Bandbreite für technische Lärmbekämpfung [1]. Im Gegensatz zu Example 3 wurden die gemessenen Impulsantworten im Example 8 mit einem Wert von 2 gedownsamplet. Die einfallende Welle trifft mit einem Polarwinkel von 90 ° und einem Azimutwinkel von 0 ° auf das Mikrofonarray.

2.1.2 MCRoomSim

Zur Simulation der Messdaten aus SOFiA wurde die Version 2.14 der Simulationssoftware MCRoomSim [17] genutzt. Dabei handelt es sich um einen mehrkanaligen Raum-Akustik-Simulator, welcher die Aufnahmen von verschiedenen Mikrofonanordnungen innerhalb von viereckigen Räumen simulieren kann. Der Code ist in C programmiert und mit MATLAB verknüpft, um einzelne Simulationen zusammenzustellen. Kompilierte Versionen der Software sind für Microsoft Windows und Mac OSX verfügbar und stehen kostenlos zum Download bereit[2].

Über das MATLAB Interface und mithilfe von MATLAB Funktionen werden Simulationen in MCRoomSim konfiguriert und ausgeführt. Auf diese Weise können die Einstellungen für den Raum, die Schallquelle, die Mikrofone sowie allgemeine Simulationsoptionen definiert werden. Für den Raum können so Merkmale wie die Raumgröße, die Temperatur, die Luftfeuchtigkeit sowie die Absorptions- und die Scattering-Koeffizienten für Wände, Decke und Boden für verschiedene Frequenzbereiche definiert werden. Für Schallquellen und Mikrofone können zunächst die Positionen im Raum definiert werden. Zusätzlich können noch weitere Parameter wie der Typ von Schallquelle oder Mikrofon eingestellt werden. Zu den allgemeinen Simulationsoptionen gehören Einstellungen, die das Format der simulierten Impulsantworten beeinflussen. Außerdem kann hier die Abtastfrequenz sowie die Dauer der Impulsantwort eingestellt werden.

Der Ablauf der Simulation lässt sich, wie in Abbildung 2.3 dargestellt, in die Bereiche Konfiguration, Simulation und Rückgabe einteilen. Zunächst werden die Konfigurationseinstellungen in MATLAB einzeln zusammengestellt und anschließend zusammengefügt. Nach diesem Schritt wird die Konfiguration an den eigentlichen Simulationscode weitergegeben. Hier wird zunächst eine Gültigkeitsprüfung der eingegebenen Parameter durchgeführt, um sicherzustellen, dass die Konfigurationen nicht fehlerhaft sind. Nach diesem Schritt wird die Simulation mit den gewählten Einstellungen vorbereitet. Um die Effizienz der durchgeführten Faltungen zu erhöhen, wird die gesamte Simulation im Frequenzbereich durchgeführt. Je nach Einstellung führt der Simulator eine Abschätzung der maximalen Länge der Raumimpulsantwort

[2] http://sydney.edu.au/engineering/electrical/carlab/mcroomsim.htm

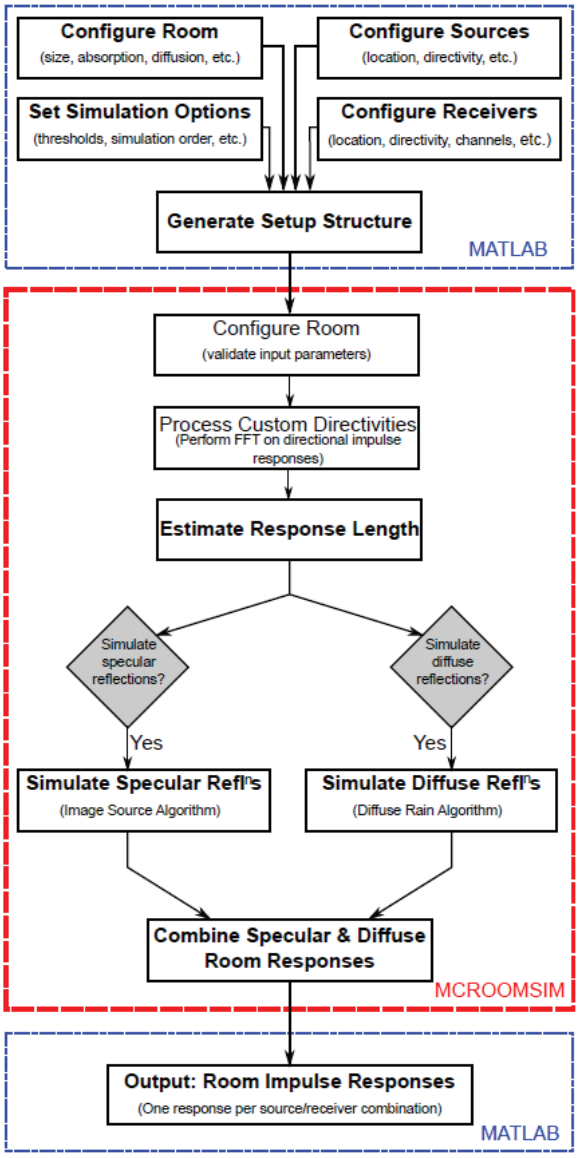


Abbildung 2.3: Flussdiagramm von MCRoomSim beginnend mit der Konfiguration, der Simulation und der Rückgabe der Impulsantwort [17].

durch, um so den benötigten Speicherbereich zu allokieren. Zur eigentlichen Simulation stehen der Image Source Algorithmus [17], der gute Ergebnisse bezüglich der Richtung und des Timings der Hauptreflexionen liefert sowie der Diffuse Rain Algorithmus [17], der speziell für die Simulation von diffusen Schallfeldern in Räumen geeignet ist, zur Verfügung. Je nach Anwendung kann einer der beiden Algorithmen oder beide gleichzeitig genutzt werden. Im Rahmen dieser Arbeit wurden immer beide Algorithmen genutzt, um kombiniert gute Ergebnisse für die Hauptreflexionen sowie das diffuse Schallfeld des Raumes zu bekommen. Die simulierten Ergebnisse werden dann als Impulsantworten im Zeitbereich an das MATLAB Interface übergeben, so dass keine weiteren Transformationen mehr nötig sind [17].

2.1.2.1 Simulation von Example 3

Um die Messergebnisse des schalltoten Raumes in Abschnitt 2.1.1.1 darzustellen, wurde der beschriebene Aufbau in einem Raum mit der Dimension $16 \cdot 8 \cdot 3\,\mathrm{m}^3$ simuliert. Wie im Messaufbau wurde ein Abstand von 4 m zwischen Mikrofonarray und Schallquelle eingestellt. Für das Array und die Schallquelle wurden cardioid Mikrofone sowie ein omnidirektionaler Lautsprecher gewählt. Für den Raum wurde eine Temperatur von 22.5 °C und eine Luftfeuchtigkeit von 40 % angenommen. Für Absorption und Scattering wurden die Frequenzbereiche 100 Hz, 400 Hz, 800 Hz, 1600 Hz, 3200 Hz und 6400 Hz festgelegt. Um den schalltoten Raum darzustellen, wurden alle Absorption- und Scattering-Koeffizienten auf 1 gesetzt. Um Impulsantworten der gleichen Länge wie während der Messung zu erhalten, wurde eine Zeitdauer von 0.076 78 s festgelegt.

2.1.2.2 Simulation von Example 8

Für die Simulation des Klassenzimmers aus Abschnitt 2.1.1.2 wurde ein Raum der Größe $20 \cdot 8.5 \cdot 3\,\mathrm{m}^3$ definiert. Wie in der Messung wurden ein omnidirektionaler Lautsprecher sowie omnidirektionale Mikrofone für das Array genutzt. Der Abstand zwischen dem Lautsprecher und dem Mikrofonarray betrug etwa 7.6 m. Für den Raum wurde eine Temperatur von 26 °C und eine Luftfeuchtigkeit von 40 % festgelegt. Als Frequenzbereiche wurden 125 Hz, 250 Hz, 500 Hz, 1000 Hz, 2000 Hz und 4000 Hz ausgewählt. Um die Begebenheiten des echten Klassenzimmers nachzuempfinden, wurden unterschiedliche Absorptions- und Scatteringwerte für die Wände, Boden und Decke eingestellt [21]. Um Impulsantworten der gleichen Länge wie während der Messung zu erhalten, wurde eine Zeitdauer von 0.776 75 s festgelegt. Da die Messdaten mit einem Wert von 2 gedownsamplet wurden, wurde die Abtastfrequenz auch für die Simulation auf den doppelten Wert gesetzt, um anschließend die simulierten Impulsantworten ebenfalls downzusamplen.

2.1.3 Mixing-Time

Raumimpulsantworten lassen sich typischerweise in den Direktschall, die ersten Reflexionen und den Nachhall aufteilen. Der Schall, der von der Quelle direkt auf ein Mikrofonarray trifft,

wird als Direktschall bezeichnet. Abhängig von der Größe des Raumes folgen auf den Direktschall die ersten Reflexionen. Für die in den Abschnitten 2.1.1.1 und 2.1.1.2 vorgestellten Messaufbauten wurde eine Zeitdauer von 3 ms für den Direktschall festgelegt. Im Anschluss an die ersten Reflexionen folgt der diffuse Nachhall und schließlich das Ende der Impulsantwort. Der Übergang zwischen den ersten Reflexionen und dem diffusen Nachhall wird in der Literatur als Mixing-Time [18] bezeichnet. Da der Zeitpunkt der Mixing-Time auf verschiedene Arten definiert werden kann, existieren auch unterschiedliche Algorithmen zur Bestimmung [18].
Ein Vergleich der unterschiedlichen Algorithmen hat gezeigt, dass der Ansatz die Mixing-Time über das von Abel und Huang [22] vorgeschlagene Echo-Density-Profil zu bestimmen, die besten Vorhersagen liefert [18].
Zur Berechnung der Mixing-Time im Rahmen dieser Arbeit wurden MATLAB Funktionen zur Verfügung gestellt, die den entsprechenden Algorithmus implementieren[3]. Dem Algorithmus folgend wird zunächst das Echo-Density-Profil $\eta(t)$ einer Impulsantwort erstellt, in dem ein Fenster über die Impulsantwort geschoben wird, um das Verhältnis der Ausschläge, die die Standardabweichung des Fensters überschreiten, zu bestimmen. Das sich daraus ergebende Echo-Density-Profil steigt typischerweise von 0 zu Beginn der Impulsantwort in Form einer Fehlerfunktion in Richtung von 1 an. Mit zunehmender Fenstergröße kann der Verlauf des Profils geglättet werden, um Ausreißer zu reduzieren [22]. In der Praxis haben sich die Werte von 50 % und 95 % des Echo-Density-Profils zur Bestimmung der Mixing-Time etabliert. Basierend auf einer Regressionsanalyse in der Ergebnisse von Hörversuchen angewandt wurden, wurden die mithilfe des Algorithmus bestimmten Werte für die Mixing-Time angepasst, um die in Gleichung 2.1 wahrgenommene Mixing-Time für 50 % t_{mp50} und 95 % t_{mp95} zu bestimmen [22, 18].

$$\begin{aligned} t_{mp50} &= 0.8 \cdot t_{m50} - 8 \\ t_{mp95} &= 1.8 \cdot t_{m95} - 38 \end{aligned} \tag{2.1}$$

Für den Fall der Berechnung der Mixing-Time eines gesamten Mikrofonarrays bietet der Code auch die Möglichkeit an, eine mittlere wahrgenommene Mixing-Time aller Mikrofone zu berechnen. Dazu wird zunächst die mittlere Mixing-Time für 50 % und 95 % ermittelt, anschließend kann dann mit der in Gleichung 2.1 gegebenen Regressionsanalyse die mittlere wahrgenommene Mixing-Time berechnet werden. Da der Algorithmus zur Bestimmung der Mixing-Time für einzelne Impulsantworten ungültige Werte liefern kann, wurde für die Aufteilung der in dieser Arbeit untersuchten Impulsantworten von sphärischen Mikrofonarrays immer die mittlere wahrgenommene Mixing-Time genommen. Dieses Verfahren bietet außerdem den Vorteil an, dass die Zeitbereiche der ersten Reflexionen für ein Mikrofonarray, die gleiche Länge besitzen, was die Berechnungen im weiteren Verlauf vereinfacht. Für Example 3 und Example 8 sind die entsprechenden Werte der Mixing-Time in Tabelle 2.2 zusammengeführt.

[3] http://www.ak.tu-berlin.de/menue/digitale_ressourcen/research_tools/mixing_time_prediction/

2.1.4 Head-Related-Transfer-Function und IACC

Um den Einfluss von Kopf und Körper auf den im Gehör wahrgenommenen Schall zu untersuchen, wurde vom Center for Image Processing Integrated Computing (CIPIC) [19] in einem schalltoten Raum Messungen mit Testpersonen und mit einem KEMAR Dummy Kopf mit kleinen und grossen Ohrmuscheln durchgeführt [9, 19]. Aus den gewonnenen Daten wurden die Fourierkoeffizienten für das linke und rechte Ohr extrahiert. Aus diesen Werten können dann die Head-Related-Transfer-Function (HRTF) für das linke und rechte Ohr berechnet werden. Da die Berechnung der HRTF auf sphärischen Harmonischen beruht, spielt auch hier die gewählte Ordnung N eine wichtige Rolle. Mit den aus den HRTF abgeleiteten Head-Related-Impulse-Responds (HRIR) ist es, wie in Gleichung 2.2 gezeigt, möglich ein aufgenommenes Ton- oder Sprachsignal $p_s(t)$ so zu verändern, als ob es mit dem menschlichen Gehör für links $p_{\text{left ear}}(t)$ und rechts $p_{\text{right ear}}(t)$ wahrgenommen wurde [11]. Da die ermittelten Koeffizienten auch von der Blickrichtung des Kopfes abhängen, kann auch der Einfallswinkel eines Signals verändert werden. Diese Methode ist hilfreich für die Durchführung von Hörversuchen, in denen mit Kopfhörern gearbeitet wird. Da in diesem Fall der Schall praktisch im inneren der Ohren erzeugt wird, würde ohne die Anpassung eine unnatürliche Wahrnehmung des Klangs entstehen, da der Schall nicht durch den Kopf oder die Ohrmuscheln beeinflusst wird. Durch die HRTF für das linke und rechte Ohr kann so eine natürlichere Wahrnehmung des Klangs für Hörversuche geschaffen werden. Die so erzeugten Hörsignale für linkes und rechtes Ohr können mit einem MATLAB Skript erzeugt werden und in Form von mp3-Dateien gespeichert werden. Die im Rahmen dieser Arbeit erzeugten Hörbeispiele sind in Abschnitt B zusammengefasst.

$$\begin{aligned} p_{\text{left ear}}(t) &= p_s(t) * \mathrm{HRIR}_{\text{left ear}}(\theta, \Phi) \\ p_{\text{right ear}}(t) &= p_s(t) * \mathrm{HRIR}_{\text{right ear}}(\theta, \Phi) \end{aligned} \tag{2.2}$$

Zur Untersuchung des Einflusses von Artefakten, die durch die Verarbeitung von mit sphärischen Mikrofonarrays aufgenommenen Impulsantworten entstehen, kann der Interaural-Cross-Correlation-Coefficient (IACC) genutzt werden. Die Berechnung des IACC geschieht mithilfe der Head-Related-Transfer-Functions $H^l(k, \Omega_0)$ und $H^r(k, \Omega_0)$ für das linke und rechte Ohr sowie den räumlichen Fourierkoeffizienten des Schallfeldes aus Gleichung 1.38 für den betrachteten Raum. Unter der Voraussetzung, dass es sich um planare Schallwellen handelt, kann der Schalldruck auf das linke und rechte Ohr mit $a(k, \Omega_0)H^l(k, \Omega_0)$ beziehungsweise $a(k, \Omega_0)H^r(k, \Omega_0)$ beschrieben werden. Für eine Vielzahl an aus unterschiedlichen Richtungen einfallenden planaren Wellen ergibt sich die in Gleichung 2.3 gegebene Formel zur Berechnung des Schalldrucks auf das linke Ohr.

$$p^l(k) = \int_{\Omega_0 \in S^2} a(k, \Omega_0) H^l(k, \Omega_0) d\Omega_0 \tag{2.3}$$

Durch den Einsatz der komplex konjugierten sphärischen Fourierkoeffizienten und Umformung ergibt sich der in Gleichung 2.4 gegebene Zusammenhang, der mithilfe der Orthogonalitätseigenschaften der sphärischen Harmonischen in Gleichung 1.18 vereinfacht werden kann.

$$p^l(k) = \int_{\Omega_0 \in S^2} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-n}^{n} \widetilde{a}^*_{nm}(k) Y_n^{m^*}(\Omega_0) \times \sum_{n'=0}^{\infty} \sum_{m'=-n}^{n'} H^l_{n'm'}(k) Y_{n'}^{m'}(\Omega_0) d\Omega_0 \quad (2.4)$$

So lassen sich die in Gleichung 2.5 gegebenen sphärischen Fourierkoeffizienten des Schalldrucks auf das linke und rechte Ohr bestimmen, die für die weitere Berechnung des IACC nötig sind [9, 11].

$$\begin{aligned} p^l(k) &= \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-n}^{n} \widetilde{a}^*_{nm}(k) H^l_{nm}(k) \\ p^r(k) &= \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-n}^{n} \widetilde{a}^*_{nm}(k) H^r_{nm}(k) \end{aligned} \quad (2.5)$$

Durch eine IFFT kann der Schalldruck für das linke und rechte Ohr in Gleichung 2.5 in den Zeitbereich transformiert werden. Aus den sich daraus ergebenden Impulsantworten kann dann nach Gleichung 2.6 und wie bei einem klassischen Kreuzkorrelationskoeffizienten in Gleichung 2.8 das normalisierte IACC-Profil berechnet werden.

$$\rho_{t_1,t_2}(\tau) = \frac{\int_{t_1}^{t_2} p^l(t) p^r(t+\tau) dt}{\sqrt{\int_{t_1}^{t_2} [p^l(t)]^2 dt \cdot \int_{t_1}^{t_2} [p^r(t)]^2 dt}} \quad (2.6)$$

Über das Profil des normalisierten IACC kann, wie in Gleichung 2.7 gezeigt, der IACC der untersuchten Impulsantwort bestimmt werden.

$$IACC_{t_1,t_2}(\tau) = \max_{\tau} |\rho_{t_1,t_2}(\tau)| \quad (2.7)$$

Mit Werten zwischen 0 und 1, gibt dieser Auskunft darüber, wie sehr sich die Impulsantworten der beiden Ohren unterscheiden. Dabei ist davon auszugehen, dass hohe IACC Werte vom Menschen als Punktquellen wahrgenommen werden, wohingegen niedrige IACC Werte als Raumquellen interpretiert werden [9]. Für Werte um 0 entsteht dabei ein diffuser und damit räumlich weiterer Höreindruck. An Untersuchungen wurden außerdem gezeigt, dass das auf zwei Ohren basierende menschliche Gehör in der Lage ist, unterschiedliche IACC Werte in verschiedenen Frequenzbändern zu erkennen [23]. Der in Gleichung 2.7 gegebene IACC ist jedoch ein Wert im Zeitbereich und gilt für den gesamten Frequenzbereich des Mikrofonarrays. Zur Berechnung des IACC für verschiedene Frequenzbereiche wurden die in Gleichung 2.6 genutz-

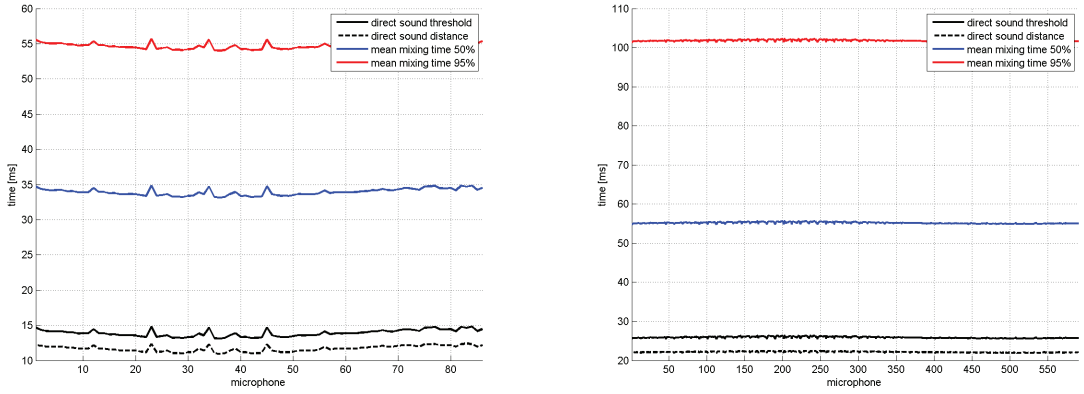
ten Impulsantworten für das linke und rechte Ohr mithilfe der im MATLAB zur Verfügung stehenden *fir1*-Funktion in verschiedene Frequenzbereiche aufgeteilt. Dazu wurde für den untersten und obersten Frequenzbereich ein Tiefpass- beziehungsweise ein Hochpass-Filter eingesetzt. Für alle dazwischen liegenden Frequenzbereiche wurden Bandpass-Filter genutzt. Für die Untersuchung im Rahmen dieser Arbeit wurde der Frequenzbereich in 100 Teilbereiche unterteilt, die jeweils eine Breite von 1% der Nyquistfrequenz haben. Für jeden der Teilbereiche kann basierend auf Gleichung 2.6 und 2.7 ein frequenzabhängiger IACC berechnet werden. Diese Analyse macht es möglich, die Frequenzabhängigkeit des IACC darzustellen und so bereits vor einem Hörversuch einen Eindruck zu bekommen, wie eine Schallquelle in den unterschiedlichen Frequenzbereichen wahrgenommen wird. Die auf diese Weise gewonnenen Ergebnisse können auch für die Frequenzanalyse von Raumimpulsantworten genutzt werden und spielen so eine wichtige Rolle zur Bestimmung der Grenzfrequenzen für die Subband-Dekorrelation.

2.2 Software zur Umgestaltung von Artefakten

Im Rahmen dieser Arbeit wurden verschiedene Programme entwickelt, um Impulsantworten zu analysieren und zu verändern, um so Artefakte in Raumimpulsantworten von sphärischen Mikrofonarrays umzugestalten. Zu den Programmen gehören neben einem Programm zur Umgestaltung von Impulsantworten mittels Dekorrelation auch ein Programm zur Bestimmung des Direktschalls einer Impulsantwort sowie ein Programm zur Berechnung von Radial-Filtern basierend auf Regularization-Filtern.
Die vorgestellten Programme lassen sich in Form von zusätzlichen Modulen in das SOFiA-Framework einbinden, um so die Möglichkeiten des Programms zu erweitern. Eine Zusammenfassung der Module ist in Abschnitt 2.3 zu finden.

2.2.1 Threshold-Methode zur Bestimmung des Direktschalls

Zur Ermittlung des Beginns des Direktschalls wird eine Schwellenmethode angewandt. Hierbei wird der Zeitpunkt ermittelt, an dem der Betrag einer Impulsantwort eine vorgegebene Schwelle überschreitet. Für die Impulsantworten im Example 3 und Exampe 8 wurde eine Schwelle von 0.003 festgelegt. Die in Abbildung 2.4 dargestellten Verläufe zeigen die mit der Schwellenmethode bestimmte Zeiten des Beginns des Direktschalls für die einzelnen Mikrofone des Arrays.
Mit einem festen Abstand von 3 ms auf den Beginn des Direktschalls wird das Ende des Direktschalls beziehungsweise der Anfang der ersten Reflexionen festgelegt. Ähnlich werden auch die Verläufe für das Ende der ersten Reflexionen ermittelt. Hierzu wird von den in Abschnitt 2.1.3 vorgestellten Werten des mittleren Endes der ersten Reflexionen, die in Tabelle 2.2 für Example 3 und Example 8 zusammengefasst sind, der mittlere Beginn des Direktschalls abgezogen. Die zwei sich daraus ergebenden Werte werden auf den individuellen Beginn des Direktschalls



(a) Example 3

(b) Example 8

Abbildung 2.4: Verlauf des Beginns des Direktschalls sowie der Enden der ersten Reflexionen für 50 % und 95 % des Echo-Density-Profils für die Impulsantworten von Example 3 und Example 8.

aller Impulsantworten addiert, um das individuelle Ende der ersten Reflexionen zu ermitteln. Der Verlauf für das Ende der ersten Reflexionen für 50 % und 95 % des Echo-Density-Profils sind ebenfalls in den Abbildungen 2.4 für beide Mikrofonarrays dargestellt.

	Example 3	Example 8
$t_{mean,Direktschall}$	13.88 ms	25.88 ms
$t_{mean,mp50}$	33.94 ms	55.16 ms
$t_{mean,mp95}$	54.79 ms	101.75 ms

Tabelle 2.2: Mittlerer Beginn des Direktschalls sowie Mittleres Ende der ersten Reflexionen für 50 % und 95 % des Echo-Density-Profils für die Mikrofonarrays von Example 3 und Example 8.

Um die Ergebnisse der Threshold-Methode zur Bestimmung des Beginns des Direktschalls zu überprüfen, wurde eine weitere Methode implementiert, die den Beginn des Direktschalls mithilfe des geometrischen Abstands zwischen Schallquelle und Mikrofonarray berechnet. Mit dem Abstand und der Schallgeschwindigkeit kann dann der erwartete Beginn des Direktschalls berechnet werden. Anhand der Verläufe für den mit der Threshold- und der Geometrischen-Methode berechneten Beginn des Direktschalls in den Abbildungen 2.4 ist eine gute Übereinstimmung zu erkennen. In beiden Fällen ist der Verlauf der Threshold-Methode wenige ms hinter der Geometrischen-Methode, was vermutlich mit dem Aufnahmebeginn der Impulsantworten zusammenhängt. Wie bereits angesprochen, wurde die Geometrische-Methode nur zur Überprüfung der Ergebnisse implementiert. Für den weiteren Verlauf der Arbeit werden nur die Ergebnisse der Threshold-Methode genutzt.

2.2.2 Dekorrelation

In der Literatur wird bei der Dekorrelation ein Prozess gemeint, bei dem das Signal einer Schallquelle in mehrere Signale transformiert wird, die sich untereinander unterscheiden, jedoch genau so klingen wie das ursprüngliche Signal der Schallquelle [24]. Unter anderem hat die Dekorrelation verschiedene Effekte auf die räumliche Darstellung des Schalls und speziell auf die Größe der Schallquelle. Abhängig vom gewünschten akustischen Effekt stehen verschiedene Dekorrelationsmethoden zur Verfügung. Im Rahmen dieser Arbeit wurden eine Fullband-Dekorrelation, bei der das gesamte Frequenzband gleich stark dekorreliert wird und eine Subband-Dekorrelation, bei der das Frequenzband in drei Subbänder eingeteilt wird, die jeweils unterschiedlich stark dekorreliert werden.
Um die Stärke der Dekorrelation messbar zu machen, wurde der Kreuzkorrelationskoeffizient Ω' eingeführt. Dieser ist als der Ausschlag der Kreuzkorrelationsfunktion $\Omega(\Delta t)$ in Gleichung 2.8 mit dem größten absoluten Betrag definiert und liegt zwischen -1 und 1.

$$\Omega(\Delta t) = \lim_{t\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} y_1(t) y_2(t+\Delta t) dt \tag{2.8}$$

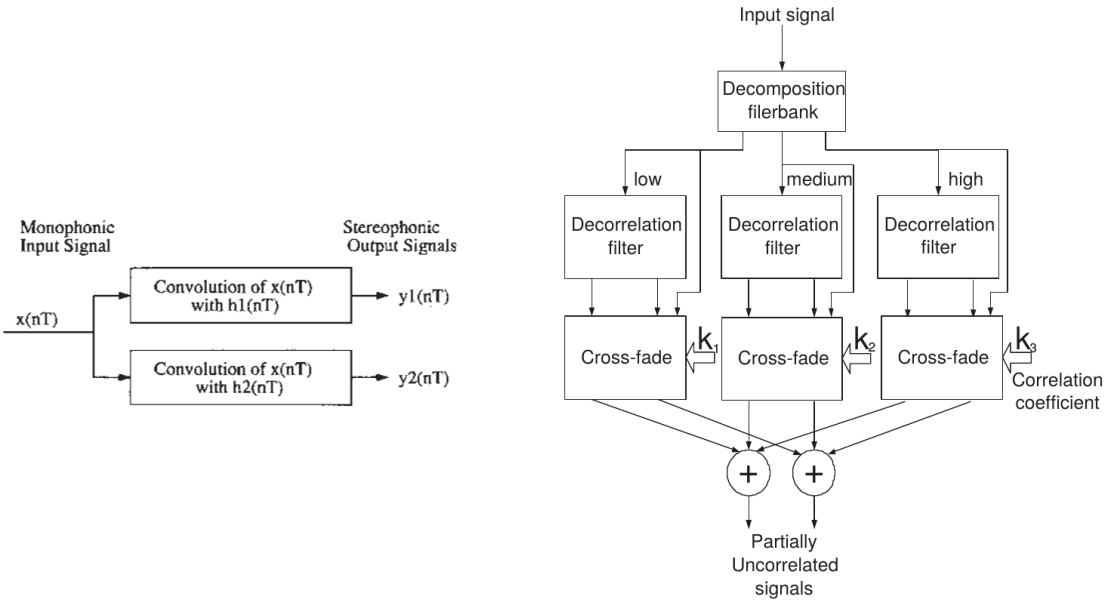
Hier wird das Integral der beiden Signale $y_1(t)$ und $y_2(t)$ mit einem zeitlichen Versatz Δt über die gesamte Länge der Signale aufgetragen. Für den Fall, dass beide Signale identisch sind, ergibt sich ein Kreuzkorrelationskoeffizient von 1. Bei identischen Signalen mit einer Phasenverschiebung von 180° folgt der Kreuzkorrelationskoeffizient von -1. Wenn sich die beiden Signalen stark unterscheiden, nähert sich der Kreuzkorrelationskoeffizient dem Wert 0 an, der auch der maximalen Dekorrelation entspricht [24].

In Abbildung 2.5 sind typische Verfahren zur Erzeugung einer Fullband- und einer Subband-Dekorrelation dargestellt. Beide basieren auf dem Prinzip aus einem Eingangssignal zwei zueinander dekorrelierte Ausgangssignale zu erzeugen.
Für die Fullband-Dekorrelation in Abbildung 2.5(a) wird ein Eingangssignal mit zwei Dekorrelationsfiltern mit einem vorher festgelegten Kreuzkorrelationskoeffizient Ω' wie in Gleichung 2.9 gezeigt, gefaltet. Die zwei berechneten Ausgangssignale haben den gleichen Kreuzkorrelationskoeffizient Ω' wie die beiden Dekorrelationsfilter $h_1(nT)$ und $h_2(nT)$ [24].

$$\begin{aligned} y1(nT) &= x(nT) * h_1(nT) \\ y2(nT) &= x(nT) * h_2(nT) \end{aligned} \tag{2.9}$$

Die Subband-Dekorrelation in Abbildung 2.5(b) nutzt den gleichen Prozess zur Dekorrelation wie die Fullband-Dekorrelation. Hier wird zunächst jedoch mithilfe der Decompositionfilterbank das Eingangssignal in verschiedene Subbänder aufgeteilt. Diese werden dann wie in der Fullband-Dekorrelation mit einem Kreuzkorrelationskoeffizient $\Omega' = 0$ dekorreliert. Die zwei Ausgangsignale werden dann in einem Crossfader mit dem Eingangssignal zusammengeführt, um den gewünschten Kreuzkorrelationskoeffizient für das Subband zu erzeugen. Die dekor-

relierten Signale der unterschiedlichen Subbänder werden dann wieder zusammengeführt, um die beiden Ausgangssignale zu erzeugen [23].



(a) Fullband-Dekorrelation [24]

(b) Subband-Dekorrelation [23]

Abbildung 2.5: In der Literatur gängige Methoden für Fullband- und Subband-Dekorrelation zur Erzeugung zweier zueinander dekorrelierte Signale.

Für die Anwendung der Dekorrelation im Rahmen dieser Arbeit können die vorgestellten Dekorrelationmethoden nicht genutzt werden, da sie für jedes Eingangssignal zwei zueinander dekorrelierte Ausgangssignale erzeugen. Stattdessen muss für ein Eingangssignal ein zum Eingangsignal dekorreliertes Ausgangssignal erzeugt werden. Dies ist jedoch mit den beschriebenen Algorithmen nicht möglich. Um die gewünschten Dekorrelationen zu erzeugen, wurden deshalb abgewandelte Algorithmen der bereits existieren Algorithmen erzeugt.

2.2.2.1 Fullband-Dekorrelation

Der im Folgenden abgewandelter Algorithmus zur Fullband-Dekorrelation benutzt den in der Subband-Dekorrelation in Abbildung 2.5(b) vorgestellten Crossfader. In diesem werden wie in Abbildung 2.6 gezeigt, das originale Eingangssignal mit einer dekorrelierten Version des Eingangssignals zusammengeführt. Für die Dekorrelation wird eine Finite-Impulse-Response (FIR) Filter genutzt. Dieser besteht aus der inversen Fouriertransformation eines konstanten Magnitude-Vektors von 1 und eines zufällig verteilten Phasen-Vektors mit Werten zwischen $-\pi$ und π. Das Eingangsignal wird ähnlich, wie in Gleichung 2.9 gezeigt, mit dem Filter gefaltet, um das dekorrelierte Ausgangssignal zu erzeugen. Als Standardwert in dieser Arbeit

wird das Dekorrelationsfilter mit einer Länge von 2000 Punkten erzeugt.

$$k(\Omega') = \begin{cases} 0.666 \cdot \Omega' + 0.0615 & \text{für } 0 < \Omega' < 1 \\ 0.666 \cdot (-\Omega') + 0.0615 & \text{für } 0 > \Omega' > -1 \end{cases} \tag{2.10}$$

Im Crossfader werden die beiden Signale mit dem Faktor k beziehungsweise $1-k$ multipliziert und danach aufaddiert. Die Variable k ist in diesem Fall, wie in Gleichung 2.10 gezeigt, über den gewünschten Kreuzkorrelationskoeffizienten Ω' definiert. Für die Sonderfälle $\Omega' = -1, 0$ oder 1 wird der Crossfader übersprungen und nur das invertierte Eingangssignal, nur das dekorrelierte Eingangssignal beziehungsweise das Eingangssignal ausgegeben. Auf diese Weise

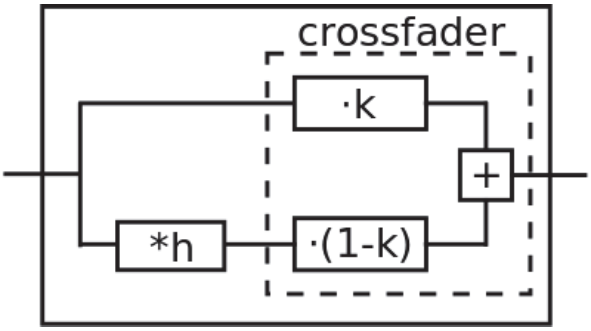


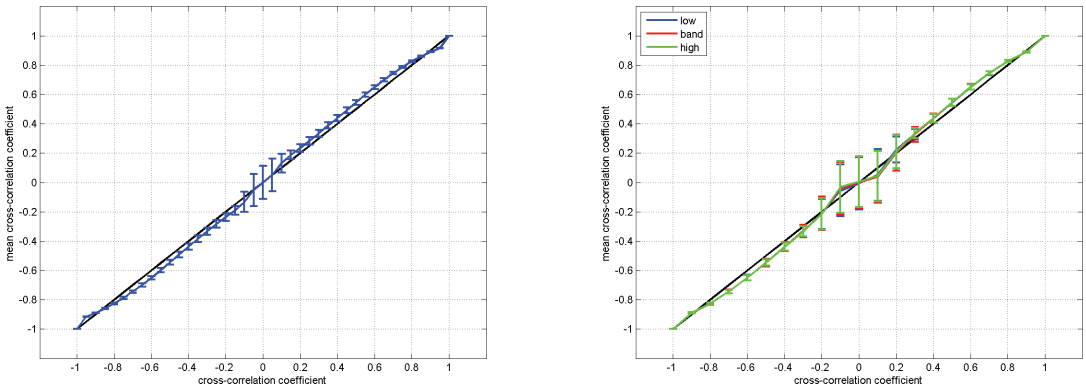
Abbildung 2.6: Abgewandelter Algorithmus zur Fullband-Dekorrelation basierend auf dem Einsatz eines Crossfaders.

wird zu einem Eingangssignal ein mit einem gewünschten Kreuzkorrelationskoeffizienten dekoreliertes Ausgangssignal erzeugt. Für die Anwendung im Rahmen dieser Arbeit wird nicht nur ein Eingangssignal dekorreliert, sondern die Impulsantworten einer Vielzahl von Mikrofonen aus einem Array. Um diesen Vorgang zu erleichtern, können alle Impulsantworten parallel mit dem gewünschten Kreuzkorrelationskoeffizienten dekorreliert werden.

Um die Eigenschaften der Fullband-Dekorrelation zu überprüfen, sind in Abbildung 2.7(a) die erzielten Kreuzkorrelationskoeffizienten in Abhängigkeit der gewünschten Kreuzkorrelationskoeffizienten aufgetragen. Wie erwartet, weichen die erzielten Werte nur gering von den gewünschten Werten ab. Auffällig ist die größer werdende Abweichung bei Werten um 0. Diese ist auf die Tatsache zurückzuführen, dass die totale Dekorrelation über die Definition in Gleichung 2.8 nur für Ausnahmen existiert. Somit können nur Werte mit einer gewissen Abweichung zu 0 erreicht werden, was dazu führt, dass es keine Gaußverteilung um 0 gibt, sondern zwei Verteilungen oberhalb und unterhalb der 0. Diese haben dann eine größere Standardabweichung als für die übrigen Werte.

2.2.2.2 Subband-Dekorrelation

Ähnlich wie in der Abbildung 2.5(b) vorgestellten Subband-Dekorrelation wird auch in der abgewandelten Version in Abbildung 2.8 zunächst das Eingangssignal in drei Frequenzbänder



(a) Fullband-Dekorrelation

(b) Subband-Dekorrelation

Abbildung 2.7: Fullband- und Subband-Dekorrelation am Beispiel von Example 8 für den Dekorrelationsbereich von -1 bis 1. Während bei der Fullband-Dekorrelation der gesamte Frequenzbereich gleich dekorreliert wird, werden bei der Subband-Dekorrelation mithilfe von zwei Grenzfrequenzen drei Subbänder festgelegt, die unabhängig voneinender dekorreliert werden können.

unterteilt. Dies geschieht mit einem Tiefpass-, einem Bandpass- und einem Hochpass-Filter die mithilfe dem aus MATLAB stammenden *fir1*-Funktion das Signal in den unteren, den mittleren und den hohen Frequenzbereich unterteilt. Die entsprechenden Grenzfrequenzen können beliebig eingestellt werden, um so die einzelnen Frequenzbereiche an ein bestimmtes Mikrofonarray anzupassen. Die auf diese Weise erzeugten Signale dienen als Eingangssignale für die in Abschnitt 2.2.2.1 vorgestellte Fullband-Dekorrelation. Da die drei Eingangssignale bereits in unterschiedliche Frequenzbereiche unterteilt wurden, können sie einfach über den gesamten Frequenzbereich dekorreliert werden. Für jedes der Subbänder kann ein bestimmter Kreuzkorrelationskoeffizient gewählt werden, der wie in Gleichung 2.10 definiert, in ein entsprechendes k umgewandelt wird.

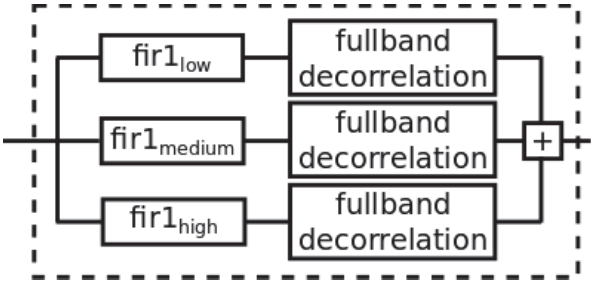


Abbildung 2.8: Abgewandelter Algorithmus zur Subband-Dekorrelation mit drei Frequenzbändern.

Die dekorrelierten Signale der drei Subbänder werden zuletzt aufsummiert, um ein einziges Ausgangssignal zu erhalten. Dieses Ausgangssignal besteht dann aus auf unterschiedliche

Weise dekorrelierten Subbändern. Wie auch für die Fullband-Dekorrelation sind die entsprechenden Funktionen so angepasst, dass die gesamten Impulsantworten eines Mikrofonarrays gleichzeitig dekorreliert werden können.
Zur Bestimmung der Grenzfrequenzen muss für das betrachtete Mikrofonarray eine Frequenzanalyse durchgeführt werden. Auf diese Weise können dann über zwei Grenzfrequenzen die drei Subbänder festgelegt werden, um den Einfluss von unterschiedlichen Kreuzkorrelationskoeffizienten in diesen Bereichen zu untersuchen.

Die in Abbildung 2.7(b) gezeigten Verläufe des berechneten Kreuzkorrelationskoeffizienten in Abhängigkeit des eingestellten Kreuzkorrelationskoeffizienten zeigen gute Übereinstimmung zwischen den beiden Werten. Dies gilt für die Signale der drei Frequenzbänder und stimmt auch mit den Ergebnissen der Fullband-Dekorrelation in Abbildung 2.7(a) überein. Wie auch für die Fullband-Dekorrelation nimmt die Abweichung bei Werten um 0 auch für die Korrelation der Subbänder zu.

2.2.2.3 Dekorrelationsbereiche

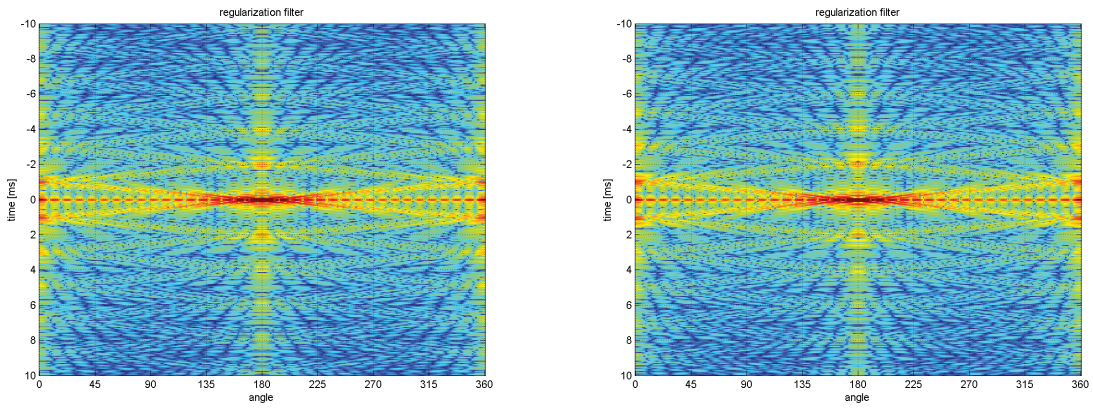
Für die Dekorrelation selbst muss außerdem der zu dekorrelierende Bereich der Impulsantworten festgelegt werden. Die in Abschnitt 2.2.1 vorgestellten Bereiche Direktschall, erste Reflexionen bis 50 % und 95 % des Echo-Density-Profils sowie der Nachhall kommen als mögliche Dekorrelationsbereiche in Frage.

Da Artefakte in Raumimpulsantworten aus Aufnahmen mit sphärischen Mikrofonarrays größtenteils im Bereich der ersten Reflexionen liegen, konzentriert sich diese Arbeit auf die Umgestaltung dieses Bereiches. Insgesamt wurden vier Bereiche bestehend aus den ersten Reflexionen und anderen Bereichen festgelegt, um den Einfluss der Dekorrelation zu untersuchen.

- erste Reflexionen und Nachhall: Der gesamte Bereich nach dem Direktschall wird dekorreliert.
- erste Reflexionen bis 50 % des Echo-Density-Profils: Direktschall und Nachhall werden nicht verändert. Der durch die Dekorrelation in die Länge gezogene Bereich der ersten Reflexionen wird mit dem Nachhall aufaddiert.
- erste Reflexionen bis 95 % des Echo-Density-Profils: Direktschall und Nachhall werden nicht verändert. Der durch die Dekorrelation in die Länge gezogene Bereich der ersten Reflexionen wird mit dem Nachhall aufaddiert.
- Gesamtsignal: Die gesamte Impulsantwort wird dekorreliert. Der unkorrelierte Direktschall wird am ursprünglichen Zeitpunkt zum dekorrelierten Signal aufaddiert.

2.2.3 Regularization-Filter

Die in Abschnitt 1.3 vorgestellten Radial-Filter für Open und Rigid Sphere Array führen nach Gleichung 1.35 für gewisse Frequenzen zu einer unendlich hohen Verstärkung des Signals. Um dieses Verhalten zu kompensieren, wurde in SOFiA das in Abschnitt 2.1.1 beschriebene Soft-Limiting sowie eine Free-Field-Powerloss-Compensation als mögliche Lösung für dieses Problem implementiert [14, 16].
Eine mögliche andere Lösung zur Reduzierung der unendlich hohen Verstärkung ist der Einsatz von Regularization-Filtern [15]. Nach diesem Ansatz wird das ursprüngliche Radial-Filter für ein Open oder Rigid Sphere Array mit einem Regularization-Filter transformiert, um so ein neues Radial-Filter ohne unendliche Verstärkung zu erhalten. In der Literatur wurden die in den Gleichungen 2.11, 2.12, 2.13 und 2.14 beschriebenen Regularization-Filter vorgestellt [15]. Dabei handelt es sich bei Filter 1 und Filter 2 um Filter mit einem Hard-Limiting und bei Filter 3 und Filter 4 um Filter mit einem Soft-Limiting. Untersuchungen zum Einfluss der



(a) Open Sphere Array

(b) Rigid Sphere Array

Abbildung 2.9: Zeitverlauf der Impulsantworten eines sphärischen Mikrofonarray mit Regularization-Filter für Open und Rigid Sphere Mikrofonarrays für Filter 1 für die Ordnung $N = 17$.

Regularization-Filter auf die berechneten Impulsantworten haben gezeigt, dass durch den Einsatz dieser Filter unterschiedlich starke Streckungen der Impulsantworten im Zeitbereich auftreten. Zusätzlich erzeugt der Einsatz dieser Filter in regelmäßige Abständen Ausschläge in den berechneten Impulsantworten, die für das menschliche Gehör wahrnehmbar sind und so den Klangeindruck von Aufnahmen mit sphärischen Mikrofonarrays beeinflussen können. Zur Veranschaulichung sind die Zeitverläufe für Open und Rigid Sphere Array basierend auf

Filtern in Abbildung 2.9 dargestellt.

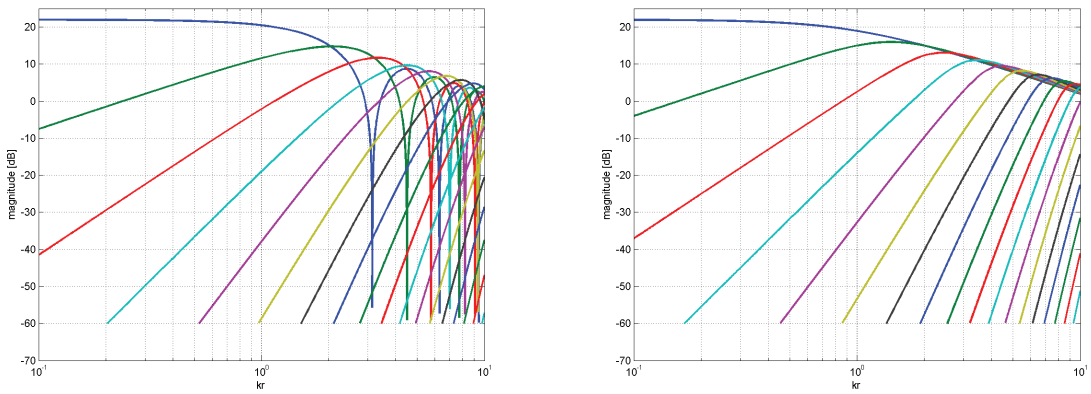
$$\textbf{Filter 1:}\ H_n(\omega) = \begin{cases} 1 & \text{wenn } |D_n(\omega)| \leqslant g_{max} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \tag{2.11}$$

$$\textbf{Filter 2:}\ H_n(\omega) = \begin{cases} 1 & \text{wenn } |D_n(\omega)| \leqslant g_{max} \\ \frac{g_{max}}{|D_n(\omega)|} & \text{sonst} \end{cases} \tag{2.12}$$

$$\textbf{Filter 3:}\ H_n(\omega) = \frac{2}{\pi}\arctan(\gamma\frac{|D_n(\omega)|}{g_{max}}) \tag{2.13}$$

$$\textbf{Filter 4:}\ H_n(\omega) = \frac{|B_n(\omega)|^2}{|B_n(\omega)|^2 + \alpha^2} \tag{2.14}$$

Die im Rahmen dieser Arbeit eingesetzten Regularization-Filter nutzen alle die in SOFiA erzeugten Radial-Filter. Dementsprechend kommt bei diesen Filtern bereits das Soft-Limiting zum Einsatz. Die Grenze für die Verstärkung des Radial-Filters aus SOFiA wurde auf 150 dB festgelegt. Zusätzlich wurden für Open und Rigid Sphere Array die jeweiligen Arraykonfigurationen mit p-Transducer als Grundlage für diese Arbeit mit den Regularization-Filtern gewählt. Für die Regularization-Filter selbst wurde für diese Arbeit das Limit der Verstärkung auf 60 dB beschränkt. In Abbildung 2.10 ist der Einfluss der Regularization-Filter nach Gleichungen 2.11 auf die Radial-Filter für Open und Rigid Sphere Array dargestellt. Die entsprechenden Verläufe für die Regularization-Filter in Gleichungen 2.12, 2.13 und 2.14 sind in den Abbildungen A.13 zu finden.



(a) Open Sphere Array

(b) Rigid Sphere Array

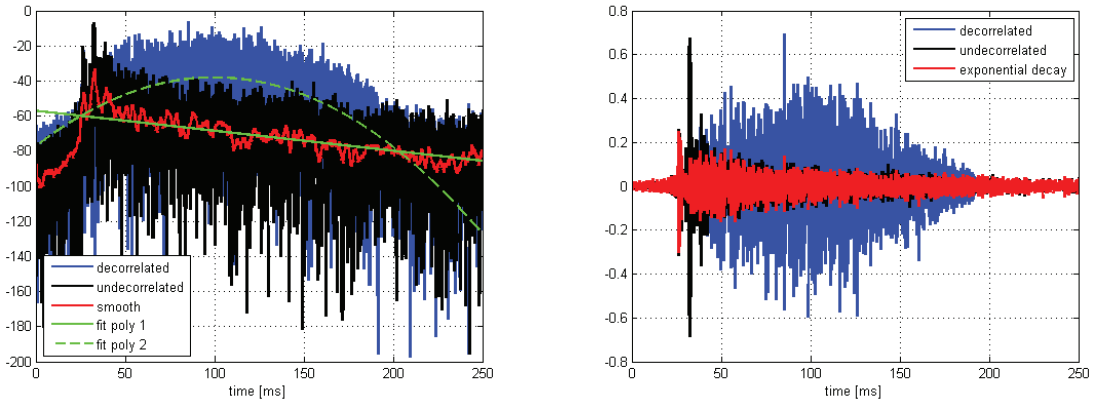
Abbildung 2.10: Radial-Filter für Open und Rigid Sphere Array in Abbildung 2.10(a) bzw. 2.10(b) nach Rettberg Formel 1. Entsprechende andere Filter sind im Anhang in Abbildungen A.13 zu finden.

Wie bereits zuvor angesprochen, ist es ein Ziel dieser Arbeit, die durch den Einsatz von

Regularization-Filtern auftretenden Artefakte in Impulsantworten zu untersuchen und sie durch den Einsatz von Dekorrelation zu reduzieren. Dabei werden alle vier Regularization-Filter eingesetzt, um so spezifische Eigenschaften der Filter zu erkennen.

2.2.4 Exponentieller Abfall von Raumimpulsantworten

Durch die wie in Abschnitt 2.2.2 beschriebene Dekorrelation von mit sphärischen Mikrofonarrays gemessenen Impulsantworten entsteht bei der Berechnung der Raumimpulsantwort räumlich unkorreliertes Rauschen, dass zu einer Zunahme der Amplitude im dekorrelierten Bereich führt. Ein Beispiel hier für ist in Abbildung 2.11(b) gezeigt. Dieser Art von Rauschen entsteht normalerweise durch das intrinsische Rauschen der einzelnen Mikrofone und wird durch den sogenannten White-Noise-Gain (WNG) beschrieben [25]. Die Zunahme der Amplitude entspricht somit einer Abnahme des WNG, die einem unnatürlichen Höreindruck entspricht und unterdrückt werden muss. Der typische exponentielle Abfall, der in einer Impulsantwort gespeicherten Energie, wird durch die Zunahme der Amplitude im dekorrelierten Bereich verformt. Das entsprechende Verhalten ist für zwei Impulsantworten in Abbildung 2.11(a) gezeigt. Die Anpassung dieser Verformung zu einem exponentiellen Verlauf ist eine Möglichkeit den veränderten Höreindruck zu regulieren. Ein Ähnliches Verfahren zur Anpassung des Amplitudenabfalls wurde bereits vorgestellt, um die Abfallgeschwindigkeit der Amplitude einer Impulsantwort zu beeinflussen [26].



(a) logarithmische Darstellung

(b) Raumimpulsantwort

Abbildung 2.11: Anwendung des Algorithmus zur Erzeugung eines exponentiellen Abfalls in einer dekorrelierten Raumimpulsantwort. In der logarithmischen Darstellung in Abbildung 2.11(a) sind die zwei Fit-Funktionen (grün) zur Anpassung des Amplitudenabfalls gezeigt. In Abbildung 2.11(b) ist die mithilfe der Fit-Funktionen angepasste Raumimpulsantwort gezeigt.

Für den Algorithmus wird zunächst der exponentielle Abfall einer nicht dekorrelierten Raumimpulsantwort als Referenz genommen, auf die eine dekorrelierte Raumimpulsantwort angepasst wird. Dazu wird zunächst, wie in Abbildung 2.11(a) gezeigt, die Referenz quadriert

und logarithmisch dargestellt. Diese Darstellung hat den Vorteil, dass kein exponentieller Fit durchgeführt werden muss, sondern der Verlauf durch ein Polynom erster Ordnung beschrieben werden kann. Um den Fit zu vereinfachen, wird vorab noch eine Glättung mithilfe der von MATLAB bereitgestellten *smooth*-Funktion der Länge 51 durchgeführt. Ein ähnliches Verfahren wird auch für die dekorrelierte Raumimpulsantwort durchgeführt, wobei hier der in Abschnitt 2.2.2.3 vorgestellte Dekorrelationsbereich eine Rolle spielt. Für die beiden Fälle, in denen nur die ersten Reflexionen dekorreliert werden, wird der Bereich der Dekorrelation plus der Länge der eingesetzten Dekorrelationsfilter ein Polynom zweiter Ordnung angefittet, um den Verlauf der Amplitudenzunahme zu beschreiben. Für die beiden anderen Dekorrelationsbereiche wird die Raumimpulsantwort bis zum Ende dekorreliert, was dazu führt, dass die Amplitudenanpassung auch bis zum Ende durchgeführt werden muss. Hierzu wird der Anfangsbereich der Dekorrelation nach dem Direktschall ebenfalls mit einem Polynom zweiter Ordnung gefittet. Jedoch wird für den nachfolgenden Teil nur ein Polynom erster Ordnung gewählt. Die Verläufe der ermittelten Fit-Funktionen werden dann genutzt, um die entsprechenden Skalierungsfaktoren zu berechnen, um so einen exponentiellen Abfall der dekorrelierten Raumimpulsantwort zu erzeugen. In Abbildung 2.11(b) ist eine auf die Weise angepasste Raumimpulsantwort gezeigt, an der der gewünschte exponentielle Verlauf sichtbar ist.

2.3 Modulerweiterung für SOFiA

Im Rahmen dieser Arbeit erzeugten Funktionen basierend auf den im vorherigen Abschnitt 2.2 beschriebenen Algorithmen wurden in Form von Modulen zusammengefasst, um diese möglichst einfach in dem von SOFiA bereitgestellten Framework nutzen zu können. In Abbildung 2.12 ist eine erweiterte Version der Systemübersicht von SOFiA basierend auf der bisherigen in Abbildung 2.1 gezeigten Systemübersicht dargestellt. Die in rot eingezeichneten Module entsprechen Neuentwicklungen, die im Rahmen dieser Arbeit entstanden sind.
Um die Fähigkeiten und Aufgaben der einzelnen Module besser zu verstehen, werden diese im Folgenden kurz beschrieben. Für weitere Informationen zu den Modulen sei hier auf den Code und die darin enthaltene Kommentare verwiesen. Zusätzlich zu den Modulen enthält der Code auch ein auf Example 8 basierendes Beispiel Skript, in dem die Arbeit mit dem Modul demonstriert wird.

mySofia_timing.m Modul zur Berechnung des Beginns des Direktschalls sowie der ersten Reflexionen basierend auf dem in Abschnitt 2.2.1 beschriebenen Algorithmus. In Kombination mit den Funktionen zur Berechnung der Mixing-Time aus Abschnitt 2.1.3, die jedoch nicht Teil des Moduls sind, sondern extern geladen werden müssen, kann auch der Beginn des Nachhalls basierend auf 50 % beziehungsweise 95 % des Echo-Density-Profils berechnet werden [22, 18].

mySofia_decorrelation.m Modul zur Dekorrelation der gesamten Impulsantworten eines Mikrofonarrays. Es besteht die Möglichkeit eine Fullband- oder Subband-Dekorrelation, wie in

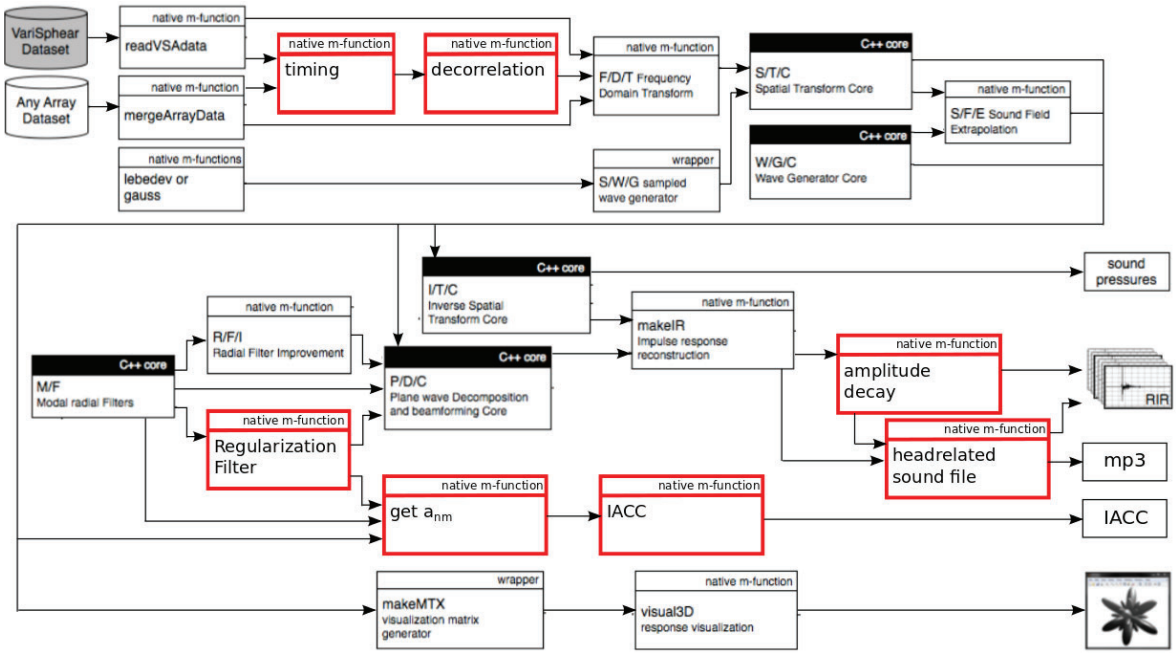


Abbildung 2.12: Überarbeitete Systemübersicht von SOFiA mit den im Rahmen dieser Arbeit programmierten MATLAB Modulen (rote Module).

Abschnitt 2.2.2 beschrieben, durchzuführen. Dabei besteht die Möglichkeit, die Dekorrelation auf die in Abschnitt 2.2.2.3 beschriebene Bereiche zu beschränken. Hierzu müssen jedoch zunächst mit mySofia_timing die entsprechenden Bereiche identifiziert werden.

mySofia_regularization.m Modul zur Anpassung des Radial-Filters basierend auf den in Abschnitt 2.2.3 beschriebene Regularization-Filtern [15]. Hierzu wird der im M/F Modul von SOFiA berechnete Radial-Filter d_n an das Modul übergeben und verändert.

mySofia_anm.m Modul zur Berechnung des sphärisch Harmonischen Koeffizienten der Amplitude. Diese werden normalerweise in dem von SOFiA bereitgestellten P/D/C Modul berechnet, können von dort jedoch nicht als solche extrahiert werden. Diese sind jedoch für die Berechnung des IACC im Modul **mySofia_IACC** nötig, weshalb dieses Modul die Möglichkeit bietet, die sphärisch Harmonischen Koeffizienten der Amplitude zu extrahieren.

mySofia_IACC.m Modul zur Berechnung des IACC basierend auf der in Abschnitt 2.1.4 beschriebene Methode unter der Zuhilfenahme der mit dem KEMAR dummy head gemessene Koeffizienten zur Berechnung der HRTF. Die Berechnung des IACC selbst folgt der in Gleichung 2.7 gegebene Funktion. Zusätzlich zur Berechnung des gesamten IACC wird auch noch die Frequenzabhängigkeit des IACC berechnet. Dabei wird der Frequenzbereich mithilfe der in MATLAB bereitgestellten *fir1*-Funktion in gleich breite Bereiche zerlegt. Bis auf die beiden äußeren Bereiche wird dabei immer ein Bandpass-Filter eingesetzt. Für die niedrigste und

höchste Bandbreite wird stattdessen ein Tiefpass-Filter beziehungsweise ein Hochpass-Filter eingesetzt. Im Rahmen dieser Arbeit wurde der Frequenzbereich immer in 100 Teile zerlegt.

mySofia_decay.m Modul zur Anpassung des Amplitudenabfalls von Raumimpulsantworten nach der Dekorrelation. Dabei wird wie in Abschnitt 2.2.4 beschrieben, dass durch die Dekorrelation eingeführte räumlich unkorrelierte Rauschen unterdrückt, um so den exponentiellen Abfall einer als Referenz genutzten Raumimpulsantwort nach zustellen.

mySofia_soundfile.m Modul zur Erzeugung eines stero Klangereignisses basierend auf einer berechneten Raumimpulsantwort. Um das Klangereignis für das linke und rechte Ohr anzupassen, werden die mit dem KEMAR dummy head gemessene Koeffizienten zur Berechnung der HRTF genutzt. Das auf diese Weise erzeugte Klangereignis wird in Form einer mp3-Datei gespeichert und kann dann für Untersuchungen in einem Hörversuch genutzt werden. Durch Eingabe einer Blickrichtung in Form eines Polar- und Azimutwinkels kann die Einfallsrichtung der Schallwelle auf den Kopf beliebig eingestellt werden.

xCorrCoef.m Funktion zur Berechnung des Kreuzkorrelationskoeffizienten Ω'. Diese Funktion ist kein eigenständiges Modul, wird jedoch von einigen der oben beschriebenen Module genutzt.

mySofia_example.m Skript basierend auf Example 8 von SOFiA, an dem der Ablauf der neuen Module aus Abbildung 2.12 veranschaulicht wird.

3 Umgestaltung von Artefakten

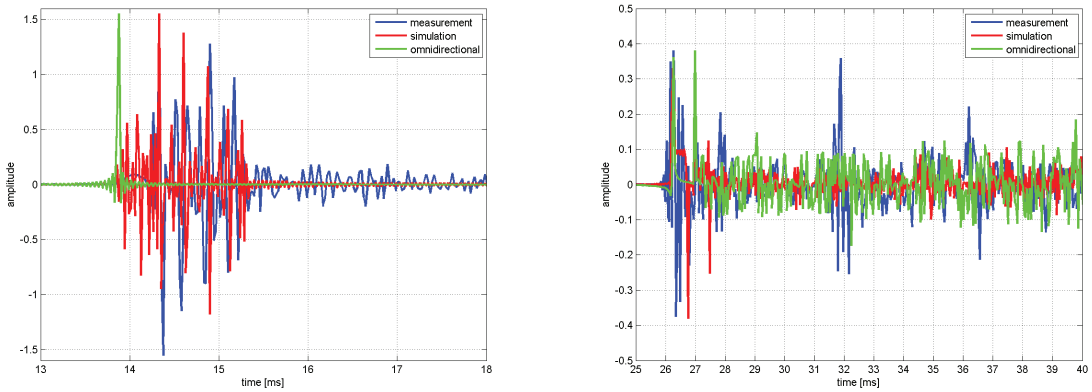
Bei der Umgestaltung von Artefakten in Multipunktraumimpulsantworten von Mikrofonarrays gibt es verschiedene Herangehensweisen, um Raumimpulsantworten zu erzeugen. Durch die Wahl der Ordnung können gerichtete und omnidirektionale Raumimpulsantworten berechnet werden. Im Folgenden werden omnidirektionale Raumimpulsantworten sowie in Richtung der einfallende Welle blickende Raumimpulsantworten aus Example 3 und Example 8 untersucht. Wie bereits beschrieben, entstehen durch räumliches Aliasing sowie die eingesetzten Radial-Filter Artefakte in Raumimpulsantworten. Ziel ist es, diese Artefakte mithilfe der Dekorrelation beziehungsweise des eingesetzten Regularization-Filters zu reduzieren, um so einen natürlicheren Höreindruck zu erreichen. Insgesamt stehen vier Regularization-Filter zur Verfügung, um das Verhalten des Radial-Filters zu beeinflussen. Sowohl Fullband- als auch Subband-Dekorrelation kann auf vier verschiedene Dekorrelationsbereiche angewandt werden. Die für die Untersuchung eingesetzten Kreuzkorrelationskoeffizienten decken den gesamten Bereich zwischen -1 und 1 in Schritten von 0.1 ab. Die Untersuchungen der Raumimpulsantworten konzentrieren sich auf die Struktur der Raumimpulsantworten, wobei hier der Fokus auf das Auftreten von Artefakten gerichtet ist. Im Weiteren kann mithilfe des IACC der Einfluss der eingesetzte Methode zur Umgestaltung von Artefakten auf den Höreindruck einer Schallquelle untersucht werden. Für die genannten Untersuchungen und speziell für die Subband-Dekorrelation ist es weiterhin wichtig, das Frequenzverhalten zu untersuchen, um so die Grenzfrequenzen für die Subband-Dekorrelation zu bestimmen.
Die im Rahmen der Arbeit erzeugten und besprochenen Hörbeispiele sind in Form von mp3-Dateien im Anhang C dieser Arbeit zu finden. Als Klangbeispiel wurde für alle Hörbeispiele eine Aufnahme von Kastagnetten genutzt. Eine Zusammenfassung der enthaltenen Hörbeispiele ist im Anhang B inklusive der entsprechenden Einstellungen gegeben.

3.1 Omnidirektionale Raumimpulsantworten

Durch die Auswahl der Ordnung $N = 0$ in der Rekonstruktion bei SOFiA kann eine virtuelle omnidirektionale Raumimpulsantwort aus den Messdaten eines sphärischen Mikrofonarrays erzeugt werden. In der Software muss zwar weiterhin eine Blickrichtung zur Berechnung der Raumimpulsantwort angegeben werden, jedoch ist diese für alle Blickrichtungen gleich. Auf diese Weise berechnete Raumimpulsantworten entsprechen denen eines virtuell omnidirektionalen Mikrofons mit der Einschränkung, dass die Rekonstruktion aus den Mikrofonarraydaten zusätzliche Artefakte erzeugt. Eine Ursache für diese Artefakte ist das bereits angesprochene

räumliche Aliasing sowie die Streckung der Impulsantwort im Zeitbereich.

In den Abbildungen 3.1 sind die virtuellen omnidirektionalen Raumimpulsantworten für Mess- und Simulationsdaten von Example 3 und Example 8 gezeigt. Außerdem ist jeweils die simulierte Raumimpulsantwort eines omnidirektionalen Mikrofons an Stelle des Mikrofonarrays gezeigt. Um die Ergebnisse besser zu vergleichen, wurden die simulierten Daten auf den maximalen Ausschlag der Messdaten skaliert. Die betrachteten Hörbeispiele für Example 3 sind in Tabelle B.1 beziehungsweise für Example 8 in Tabelle B.2 zusammengefasst.



(a) Example 3

(b) Example 8

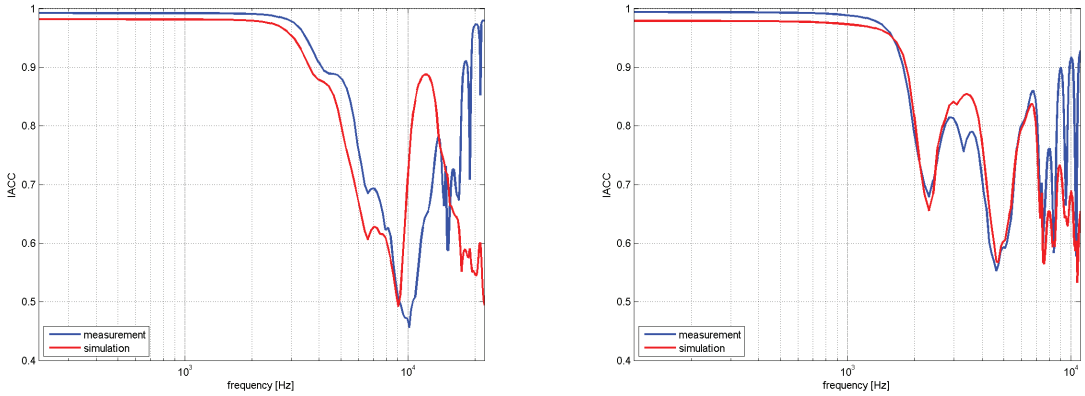
Abbildung 3.1: Virtuelle omnidirektionale Raumimpulsantworten für Mess- und Simulationsdaten mit Mikrofonarrys sowie eine simulierte Raumimpulsantwort für ein omnidirektionales Mikrofon entsprechend für Example 3 und Example 8.

Im Fall von Example 3 zeigt die simulierte omnidirektionale Impulsantwort, wie für einen schalltoten Raum erwartet, nur einen Puls von wenigen µs. Im Gegensatz dazu zeigen die virtuellen omnidirektionalen Impulsantworten für Mess- und Simulationsdaten mehrere Ausschläge über einen Zeitraum von etwa 1 ms. Für die Messdaten sind auch nach dem Eintreffen des Direktschalls noch kleinere Ausschläge sichtbar, welche für die Simulation nicht auftreten. Die erhöhte Zahl an Pulsen im Direktschall entspricht nicht der erwarteten omnidirektionalen Raumimpulsantwort und kann auf das verwendete Radial-Filter in der SOFiA Software zurückgeführt werden.
Für das Example 8 verhält es sich ähnlich wie im Example 3, wobei sich die Impulsantwort durch Reflexionen an den Wänden des Klassenzimmers verlängern. Die simulierte omnidirektionale Raumimpulsantwort zeigt zunächst einen Direktschallbereich von etwa 1 ms, bevor ein längerer Bereich von Reflexionen beginnt. Hierbei ist auffällig, dass die Amplituden der Reflexionen sich meist unterhalb eines Viertels des größten Pulses bewegen. Ein ähnliches Verhalten ist auch in der virtuellen omnidirektionalen Raumimpulsantwort der Simulationsdaten sichtbar. Hierbei dehnt sich der Direktschall jedoch über etwa 2 ms aus. Im Gegensatz dazu zeigt die auf den Messdaten basierende Raumimpulsantwort einen etwa 3 ms breiten Bereich

des Direktschalls. Im Anschluss daran treten weitere Signalfolgen in Schritten von etwa 5 ms auf. Da diese Signalfolgen nicht mit den simulierten Arraydaten reproduziert werden konnten, können diese nicht direkt auf Artefakte der Rekonstruktion zurückgeführt werden. Zunächst wurde vermutet, dass die Signalfolgen auf Reflexionen an den im Klassenzimmer befindlichen Tischen und Stühlen liegen könnten. Basierend auf den geometrischen Daten des Aufbaus müssten diese Reflexionen jedoch in weniger als 1 ms auf den Direktschall folgen. Da diese Art von Reflexionen aber erst nach etwa 5 ms auftreten, kann dies als Ursache ausgeschlossen werden. Den Effekt mit Reflexionen an Wänden zu erklären, ist jedoch auch nicht möglich, da diese ebenfalls in den Simulationsdaten auftreten müssten. Als letzte Möglichkeit bleibt die Erzeugung der simulierten Mikrofonarraydaten. Um diese zu erzeugen, wurden die einzelnen Mikrofone des Arrays jeweils als omnidirektionale Mikrofone im Raum simuliert. In dieser Konfiguration fehlt der Einfluss des Mikrofonarrays selbst. Im Fall von Example 3 kann dieser Einfluss vernachlässigt werden, da es sich um ein Open Sphere Array handelt. Beim Example 8 handelt es sich jedoch um ein Rigid Sphere Array, welches die Messdaten selbst beeinflussen kann und so eine mögliche Ursache für die unterschiedlichen Raumimpulsantworten für Mess- und Simulationsdaten ist.

Basierend auf der in Gleichung 1.40 vorgestellten Bedingung zur oberen Grenzfrequenz der untersuchten Mikrofonarrays ist es leider nicht möglich, diese Frequenz zu berechnen, da die gewählte Ordnung $N > 0$ sein muss. Aus den in Abbildung 1.1 vorgestellten Radial-Filtern ist abzulesen, dass für $n = 0$ aufgrund der Tiefpass-Eigenschaften des Filters für niedrige Frequenzen eine gleichmäßige Verstärkung erzielt werden kann. Als Grenzfrequenz wird in diesem Fall die Frequenz, an der das Filter die 10 dB Grenzen unterschreitet, festgelegt. Für Example 3 ergibt sich so eine untere Grenzfrequenz von 539.5 Hz und für Example 8 von 2399.4 Hz.

Für die Untersuchung des IACC der Messung und der Simulation wurde der frequenzunabhängige globale IACC der Raumimpulsantworten sowie die Frequenzabhängigkeit des IACC, wie in Abschnitt 2.1.4 beschrieben, berechnet. Der globale IACC für Example 3 liegt bei 0.978 und für Example 8 bei 0.979. Für Werte in dieser Größenordnung wird eine Schallquelle als Punktquelle wahrgenommen.
In der Untersuchung zur Frequenzabhängigkeit des IACC von Mess- und Simulationsdaten in Abbildung 3.2 ist für beide Mikrofonarrays für niedrige Frequenzen ein konstant hoher IACC zu sehen. Ab einem Wert von etwa 2000 Hz für Example 3 beziehungsweise einem Wert von etwa 1500 Hz für Example 8 nimmt der IACC für Mess- und Simulationsdaten ab. Im hohen Frequenzbereich von Example 3 sind dabei Abweichungen zwischen der Messung und der Simulation sichtbar. Unabhängig davon fällt der IACC sowohl für die Messung als auch für die Simulation auf Werte von unter 0.5. Ähnlich verhält es sich auch für den Verlauf des IACC im hohen Frequenzbereich von Example 8, wobei hier nur geringe Abweichungen zwischen Messung und Simulation auftreten. Auch für Example 8 sinkt der IACC für manche Frequenzen auf Werte unter 0.6. Die frequenzabhängigen Verläufe des IACC lassen den Schluss zu, dass



(a) Example 3

(b) Example 8

Abbildung 3.2: Abhängigkeit des IACC von der Frequenz für Mess- und Simulationsdaten für eine Ordnung $N = 0$.

die Schallquellen in beiden Fällen für niedrige Frequenzen als Punktquellen wahrgenommen werden. Ab Frequenzen von etwa 2000 Hz für Example 3 und etwa 1500 Hz für Example 8 verändert sich der Höreindruck nichtlinear in Richtung von Raumquellen.

Im Vergleich der oberen Grenzfrequenzen und dem Verlauf des IACC zeigen sich Unterschiede zwischen den beiden Mikrofonarrays. Für Example 3 liegt die obere Grenzfrequenz über 1400 Hz vor dem nichtlinearen Bereich des IACC. Mit einer oberen Grenzfrequenz von knapp 2400 Hz für Example 8 liegt diese bereits um etwa 900 Hz im nichtlinearen Bereich des IACC.

3.1.1 Fullband-Dekorrelation

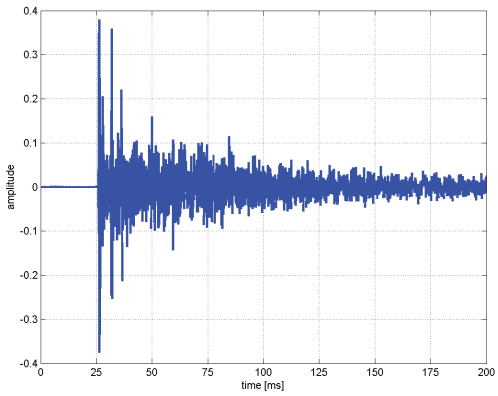
Für die Fullband-Dekorrelation von virtuellen omnidirektionalen Raumimpulsantworten wie sie in Abbildung 3.1 gezeigt werden, werden die durch das Mikrofonarray aufgenommene Impulsantworten einzeln dekorreliert. Dazu stehen die vier in Abschnitt 2.2.2.3 vorgestellten Dekorrelationsbereiche zur Verfügung. Die Fullband-Dekorrelation für Example 3 und Example 8 wurde in Schritten von 0.1 im Bereich von -1 und 1 durchgeführt.
Die daraus resultierenden Raumimpulsantworten für Example 3 zeigen, wie erwartet, keine großen Veränderungen. Dieses ist darauf zurückzuführen, dass die Aufnahmen von Example 3 in einem schalltoten Raum gemacht wurden und sich die Dekorrelationsbereiche auf die ersten Reflexionen und den Nachhall konzentrieren. Da diese im Example 3 aufgrund des schalltoten Raumes stark unterdrückt sind, wird keine große Veränderung durch die Dekorrelation erwartet. Die Ausnahme hierbei ist jedoch die Dekorrelation über die gesamte Impulsantwort. Da in diesem Fall auch der Direktschall dekorreliert wird, entsteht ein sich über die Länge des Dekorrelationsfilters erstreckender Bereich mit erhöhter Amplitude. Dieser Bereich entsteht durch die Dekorrelation des Direktschalls und unabhängig vom gewählten Kreuzkorrelations-

koeffizienten mit der Ausnahme von $\Omega' = 1$ und -1, da diese nicht dekorreliert werden. Für den Kreuzkorrelationskoeffizienten $\Omega' = -1$ verschwindet der Direktschall aufgrund der gewählten Methode in der der Direktschall auf die invertierte Impulsantwort aufaddiert wird. Für negative Kreuzkorrelationskoeffizienten wird der Direktschall stark unterdrückt. Im Gegensatz dazu findet eine Verstärkung für positive Kreuzkorrelationskoeffizienten statt. Aufgrund dieses Verhaltens ist der Einsatz des Dekorrelationsbereichs, in dem die gesamte Impulsantwort dekorreliert wird, nur begrenzt einsetzbar und muss auf alle Fälle mit einem Hörversuch untersucht werden. Vermutlich sind nur Kreuzkorrelationskoeffizienten mit einem Wert um 0 zu empfehlen, da ansonsten Veränderungen im Direktschall zu unnatürlichen Höreindrücken führen könnten.

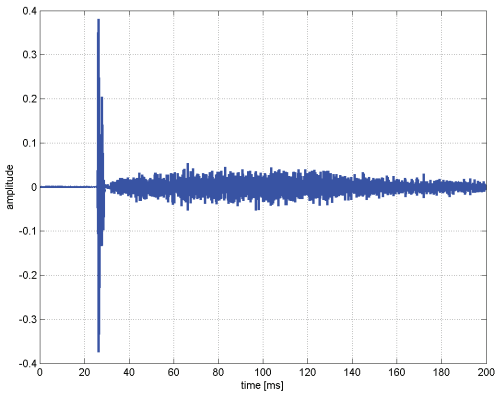
Für reale Daten aus einem Klassenzimmer im Example 8 verhält es sich jedoch anders. Um den Einfluss der Fullband-Dekorrelation auf die Raumimpulsantwort zu illustrieren, wird in Abbildung 3.3 die unveränderte Raumimpulsantwort in Abbildung 3.3(a) mit dekorrelierten Raumimpulsantworten basierend auf drei Dekorrelationsbereichen mit einem Kreuzkorrelationskoeffizienten $\Omega' = 0$ verglichen. Für den Dekorrelationsbereich aus ersten Reflexionen und Nachhall in Abbildung 3.3(b) ist eine Veränderung über den gesamten dekorrelierten Bereich wahrzunehmen. Dabei wird die Impulsantwort zum Beginn der Dekorrelation abgeschnürt, bevor sich die Amplitude wieder aufweiten kann. Starke Ausschläge, die in der unveränderten Impulsantwort sichtbar sind, werden durch die starke Dekorrelation unterdrückt. Für betragsmäßig höher liegende Kreuzkorrelationskoeffizienten werden die Artefakte nicht komplett unterdrückt, aber reduziert. Das Auftreten der Abschnürung zu Beginn des Dekorrelationsbereichs bleibt jedoch trotzdem bestehen.

Für die Dekorrelation der ersten Reflexionen mit einem Echo-Density-Profil von 50 % wie in Abbildung 3.3(c) gezeigt, bleibt auch hier der Direktschall unverändert. Im Gegensatz zu der Dekorrelation von ersten Reflexionen und Nachhall erstreckt sich der Einfluss der Dekorrelation nur auf einen Bereich von etwa 50 ms. Dabei erstreckt sich der Bereich über die ersten Reflexionen sowie über den Beginn des Nachhalls. Ausschläge im Bereich der ersten Reflexionen werden in diesem Dekorrelationsbereich abhängig vom gewählten Kreuzkorrelationskoeffizienten wie beim vorherigen Dekorrelationsbereich reduziert. Durch die Überlagerung des dekorrelierten Bereichs mit dem Beginn des Nachhalls werden Artefakte im Nachhall zwar nicht verändert, werden aber weniger auffällig. Ähnlich verhält es sich für den Dekorrelationsbereich der ersten Reflexionen für 95 % des Echo-Density-Profils, wobei sich der Einfluss der Dekorrelation auf einen Bereich von etwa 200 ms erstreckt.

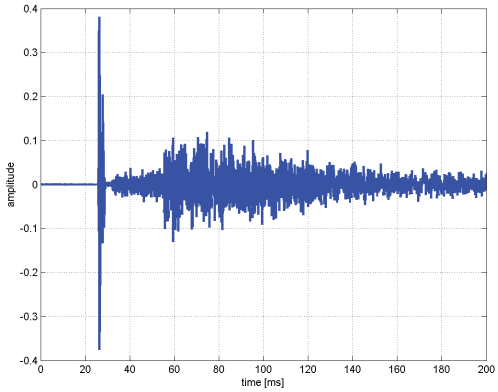
Für die Dekorrelation der gesamten Impulsantwort in Abbildung 3.3(d) ist ein ähnliches Verhalten wie für die Dekorrelation der ersten Reflexionen und Nachhall in Abbildung 3.3(b) erkennbar. Der Unterschied zwischen den beiden ist das Fehlen der Abschnürung zu Beginn der ersten Reflexionen, was auf die Dekorrelation des Direktschalls zurückzuführen ist. Aufgrund der bereits angesprochenen Überlagerung des Direktschalls mit der dekorrelierten Raumimpulsantwort wird der Direktschall abhängig vom gewählten Kreuzkorrelationskoeffizienten verstärkt oder abgeschwächt. Für den Extremfall mit einem Kreuzkorrelationskoef-



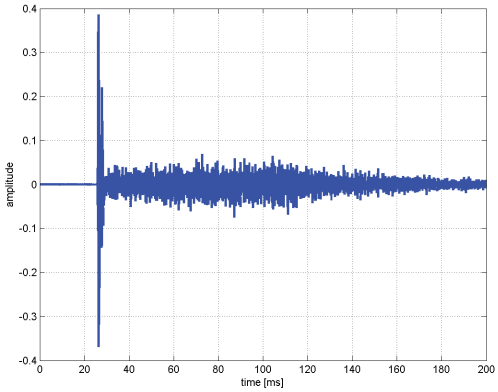
(a) Unveränderte Impulsantwort



(b) erste Reflexionen und Nachhall



(c) erste Reflexionen 50%

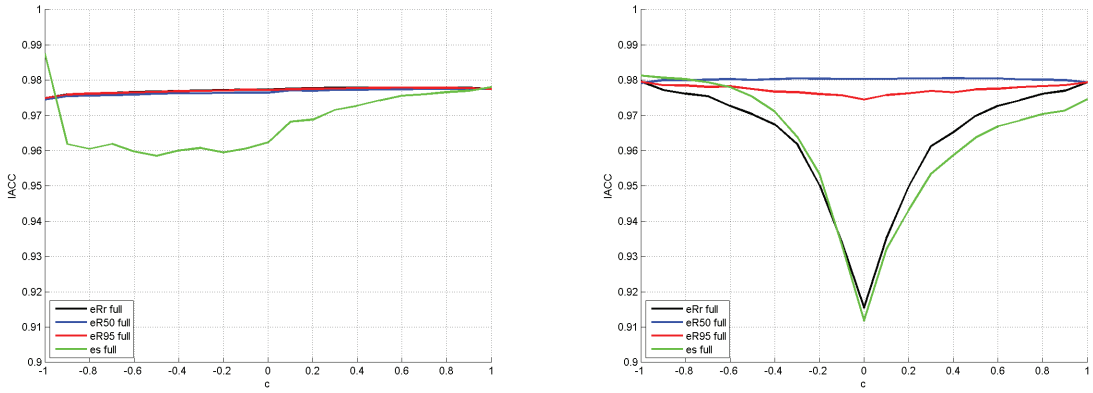


(d) Gesamte Impulsantwort

Abbildung 3.3: Fullband dekorrelierte Raumimpulsantworten für die Dekorrelationsbereiche (erste Reflexionen und Nachhall, erste Reflexionen 50% und gesamte Impulsantwort) mit einem $\Omega' = 0$ im Vergleich zur unveränderten Raumimpulsantwort.

fizienten $\Omega' = -1$ verschwindet der Direktschall komplett. Durch dieses Verhalten werden Reflexionen überbewertet wahrgenommen. Wie es bereits anhand von Example 3 beschrieben wurde, sind nur Kreuzkorrelationskoeffizienten mit Werten um 0 zu empfehlen.
Die entsprechenden Hörbeispiele sind für beide Examples in Tabelle B.3 zusammengefasst. Dabei wird der Kreuzkorrelationskoeffizient zwischen -1 und 1 in Schritten von 0.1 variiert. So ergeben sich für jeden Dekorrelationsbereich 21 Hörbeispiele. Insgesamt stehen somit 84 Hörbeispiele für jedes der beiden Examples zur Verfügung.

Die Untersuchung des IACC in Abhängigkeit vom Kreuzkorrelationskoeffizienten in Abbildung 3.4 für Example 3 und Example 8 untersützt die zuvor gezeigten Ergebnisse.
Für Example 3 sind, wie erwartet, kaum Veränderungen des IACC für die vier Dekorrelationsbereiche und unterschiedlichen Kreuzkorrelationskoeffizienten sichtbar. Eine Ausnahme hierbei ist die Dekorrelation über die gesamte Impulsantwort, wobei hier, wie zuvor beschrieben, die Betrachtung von betragsmäßig hohen Kreuzkorrelationskoeffizienten nicht sinnvoll ist. Die Abnahme des IACC für die Dekorrelation über die gesamte Impulsantwort für eine Dekorrelationskoeffizienten $\Omega' = 0$ liegt unter 2 %. Eine so geringe Abweichung ist vermutlich in einem Hörversuch nicht wahrnehmbar. Für die Betrachtung des IACC in Abhängigkeit der Frequenz in Abbildung A.1 für die vier Dekorrelationsbereiche von Example 3 ist sichtbar, dass es auch keine Abweichungen des IACC für die Dekorrelation der ersten Reflexionen sowie der ersten Reflexionen und Nachhall gibt. Die Dekorrelation der gesamten Impulsantwort zeigt Veränderungen des IACC speziell im hohen und mittleren Frequenzbereich. Da die entsprechenden Frequenzen weit über der berechneten Grenzfrequenz des Mikrofonarrays liegen, sind sie für einen Hörversuch nicht relevant. Der Ursprung für dieses Verhalten liegt vermutlich an den Veränderungen des Direktschalls.



(a) Example 3 (b) Example 8

Abbildung 3.4: Abhängigkeit des IACC vom Dekorrelationskoeffizienten für Fullband-Dekorrelation von einer omnidirektionalen Messung. Entsprechende Hörbeispiele sind in Tabelle B.3 zusammengefasst.

Für Example 8 zeigt der Verlauf des IACC für die Dekorrelationsbereiche der ersten Reflexionen keine Abhängigkeit vom Kreuzkorrelationskoeffizienten. Für die Dekorrelationsbereiche aus ersten Reflexionen und Nachhall sowie über die gesamte Impulsantwort ist eine Abnahme von 7 % für niedrige Beträge des Kreuzkorrelationskoeffizienten wahrzunehmen. Die Untersuchungen zur Frequenzabhängigkeit des IACC in Abbildung A.2 zeigen, dass die Veränderungen hauptsächlich im hohen Frequenzbereich liegen. Da diese Frequenzbereiche größtenteils oberhalb der berechneten Grenzfrequenz des Mikrofonarrays liegen, ist auch hier der Einfluss für einen Hörversuch nicht relevant.

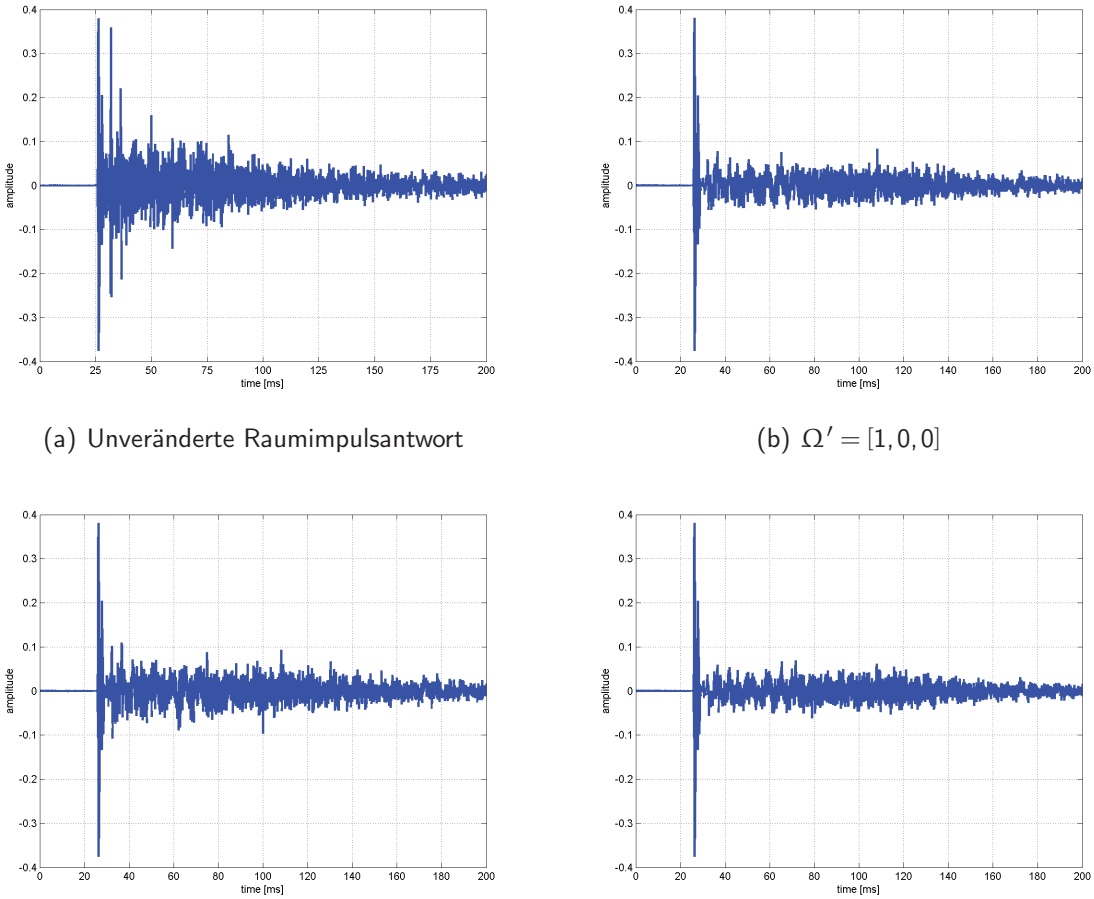
Die Fullband-Dekorrelation von virtuellen omnidirektionalen Raumimpulsantworten hat unterschiedliche Einflüsse der Dekorrelationsbereiche und der Kreuzkorrelationskoeffizienten auf die berechneten Raumimpulsantworten gezeigt. Den Einfluss auf den IACC konnte nur im hohen Frequenzbereich festgestellt werden, die jedoch außerhalb der Bandbreite des Mikrofonarrays liegen. Im direkten Vergleich zur, mit einem omnidirektionalen Mikrofon, simulierten Raumimpulsantwort zeigt sich, dass die Dekorrelation für Example 3 keinen Einfluss hat, da sie erst nach dem Direktschall einsetzt. Für Example 8 ist eine Annäherung der Raumimpulsantwort an die Simulation sichtbar, dabei wird mit der Abschnürung zu Beginn des Dekorrelationsbereichs jedoch eine andere Art von Artefakten eingeführt, deren Einfluss auf den Höreindruck noch untersucht werden muss.

3.1.2 Subband-Dekorrelation

Für die Subband-Dekorrelation von virtuellen omnidirektionalen Raumimpulsantworten müssen zunächst die Grenzfrequenzen der Dekorrelation festgelegt werden. Da sich die Artefakte im hohen Frequenzbereich befinden, empfiehlt es sich diese Bereiche mit einem Kreuzkorrelationskoeffizienten $\Omega'_{\mathrm{high}} = 0$ zu dekorrelieren. Niedrige Frequenzbereiche werden stattdessen mit einem Kreuzkorrelationskoeffizienten $\Omega'_{\mathrm{low}} = 1$ unverändert gelassen. Der Kreuzkorrelationskoeffizient für den mittleren Frequenzbereich $\Omega'_{\mathrm{medium}} = 1$ wurde zwischen -1 und 1 variiert. Ziel dabei ist es, nur die Frequenzbereiche, in denen Artefakte auftreten, zu verändern, um einen möglichst gleichmäßigen Übergang zwischen hohen und niedrigen Frequenzen zu erhalten.

Untersuchungen zu den zuvor bestimmten Grenzfrequenzen für Example 3 von 539.5 Hz und 1500 Hz haben gezeigt, dass der gewählte Frequenzbereich vermutlich zu niedrig liegt. Um dieses Verhalten zu kompensieren, wurden stattdessen auch Versuche mit höher liegenden Grenzfrequenzen unternommen. Da wie bereits zuvor für die Fullband-Dekorrelation die Dekorrelationsbereiche auf dem Bereich nach dem Direktschall fokussiert sind, sind nur Veränderungen für den Dekorrelationsbereich in dem die gesamte Impulsantwort dekorreliert wird, sichtbar. Diese Veränderungen sind jedoch unerwünscht, da sie über die Länge der eingesetzten Dekorrelationsfilter Rauschen nach dem Direktschall einführen. Speziell für die Aufnahme im schalltoten Raum ist dieses Verhalten nicht erstrebenswert, was diesen Dekorrelationsbe-

reich in Kombination mit Example 3 unbrauchbar macht. Die für die Fullband-Dekorrelation beobachtete Veränderung des Direktschalls ist weniger stark ausgeprägt, da auch der Direktschall frequenzabhängig dekorreliert wird.



(a) Unveränderte Raumimpulsantwort

(b) $\Omega' = [1, 0, 0]$

(c) $\Omega' = [1, 0.8, 0]$

(d) $\Omega' = [1, -0.8, 0]$

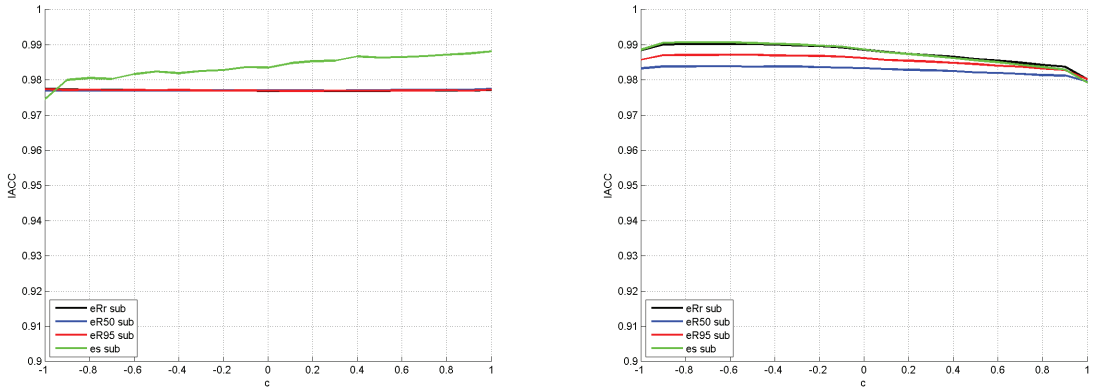
Abbildung 3.5: Subband dekorrelierte Raumimpulsantworten für erste Reflexionen und Nachhall im Vergleich zu undekorrelierten Impulsantworten für $N = 0$. Grenzfrequenzen der Subband-Dekorrelation liegen bei 1500 Hz und 2399.4 Hz.

Die Grenzfrequenzen für Example 8 von 1500 Hz und 2399.4 Hz wurden zur Bestimmung der Subbänder der Dekorrelation festgelegt. Die in Abbildung 3.5 gezeigten Raumimpulsantworten für einen Dekorrelationsbereich bestehend aus ersten Reflexionen und Nachhall werden mit der ursprünglichen Raumimpulsantwort in Abbildung 3.5(a) verglichen. Da die Artefakte größtenteils im, mit $\Omega'_{\mathrm{high}} = 0$ dekorrelierten, hohen Frequenzbereich liegen, werden diese wie bereits in der Fullband-Dekorrelation gezeigt, völlig unterdrückt. Der Anteil der Artefakte im mittleren Frequenzbereich kommt durch den variablen Kreuzkorrelationskoeffizienten $\Omega'_{\mathrm{medium}}$ unterschiedlich stark zur Geltung. Für einen mittleren Kreuzkorrelationskoeffizient

$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0$, wie in Abbildung 3.5(b) gezeigt, werden auch diese Anteile der Artefakte unterdrückt. Im Gegensatz dazu sind Teile der Artefakte wie in Abbildung 3.5(c) für einen Kreuzkorrelationskoeffizienten von $\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.8$ gezeigt, noch erkennbar. Für einen negativen Kreuzkorrelationskoeffizienten $\Omega'_{\mathrm{medium}}$ wie in Abbildung 3.5(d), werden die Anteile der Artefakte jedoch auch unterdrückt. Hierbei führt die Invertierung des Signals für den mittleren Frequenzbereich zu einer Amplitudenabnahme über den Dekorrelationsbereich, durch die die Anteile der Artefakte in diesem Frequenzbereich ebenfalls reduziert werden. Die so entstandene Raumimpulsantwort hat große Ähnlichkeit mit der in Abbildung 3.5(b) gezeigte Raumimpulsantwort mit einem mittleren Kreuzkorrelationskoeffizienten $\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0$. Die in der Abbildung 3.3(b) für die Fullband-Dekorrelation auftretende Abschnürung zu Beginn des Dekorrelationsbereiches kann durch einen Kreuzkorrelationskoeffizienten von $\Omega'_{\mathrm{medium}} = 1$ für den unteren Frequenzbereich unterdrückt werden.
Ein ähnliches Verhalten wie für den besprochenen Dekorrelationsbereich bestehend aus ersten Reflexionen und Nachhall kann auch für die Dekorrelationsbereiche bestehend aus den ersten Reflexionen mit einem Echo-Density-Profil von 50 % und 95 % beobachtet werden. Dabei erstreckt sich der Einfluss der Dekorrelation jedoch nur auf die bereits für die Fullband-Dekorrelation identifizierten Zeitbereiche von etwa 50 ms beziehungsweise etwa 200 ms. Für die Dekorrelation der gesamten Impulsantwort zeigt sich ein ähnliches Verhalten wie in der Fullband-Dekorrelation. Auch hier führt die Dekorrelation des Direktschalls zu einer Streckung in der Zeit, deren Länge von dem eingesetzten Dekorrelationsfilter abhängt. Durch die Reflexionen und Nachhall des Klassenzimmers ist diese Streckung jedoch nicht so deutlich sichtbar wie für den schalltoten Raum im Example 3. Da die Amplitude dieser Streckung über den Zeitbereich gleichmäßig ist, wird diese vermutlich den Höreindruck in Form eines gleichmäßigen Rauschens beeinflussen. Eine Möglichkeit diesen Effekt zu unterbinden, wäre der Einsatz einer wie in Abschnitt 2.2.4 beschriebene Methode, um einen exponentiellen Abfall der Raumimpulsantwort zu erzeugen. Diese zielt jedoch darauf ab, räumlich unkorreliertes Rauschen zu reduzieren und nicht wie hier eine Streckung durch die Dekorrelation.
Die entsprechenden Hörbeispiele sind für beide Examples in Tabelle B.4 zusammengefasst. Dabei wird der Kreuzkorrelationskoeffizient $\Omega'_{\mathrm{medium}}$ zwischen -1 und 1 in Schritten von 0.1 variiert. Die beiden Kreuzkorrelationskoeffizienten Ω'_{low} und Ω'_{high} bleiben dabei fest auf den Werten 1 beziehungsweise 0. So ergeben sich für jeden Dekorrelationsbereich 21 Hörbeispiele. Insgesamt stehen somit 84 Hörbeispiele für jedes der beiden Examples zur Verfügung.

Die Untersuchung des IACC in Abhängigkeit des eingesetzten Kreuzkorrelationskoeffizienten für den mittleren Bereich der Subband-Dekorrelation in Abbildung 3.6 zeigt einen in Vergleich zur Fullband-Dekorrelation gleichmäßigeren Verlauf.
Die einzige Ausnahme dabei ist die Dekorrelation des Gesamtsignals von Example 3, bei der eine Abweichung sichtbar ist, die jedoch von den Grenzfrequenzen der Subband-Dekorrelation abhängt. Dieses Verhalten zeigt sich auch in der Untersuchung zur Frequenzabhängigkeit des IACC in Abbildung A.3, wobei der Verlauf der Dekorrelation über das Gesamtsignal Abwei-

chungen zu den Verläufen der anderen Dekorrelationsbereiche zeigt.
Für den Verlauf des IACC von Example 8 sind für alle Dekorrelationsbereiche Veränderungen von unter 1% messbar. Da der IACC für negative Kreuzkorrelationskoeffizienten höher liegt als der für positive, ist zu vermuten, dass dieses Verhalten auf die beschriebene Reduzierung der Artefakte für negative mittlere Kreuzkorrelationskoeffizienten zurückzuführen ist. Untersuchungen zur Frequenzabhängigkeit in Abbildung A.4 zeigen Veränderungen des IACC im mittleren Frequenzbereich der Subband-Dekorrelation.



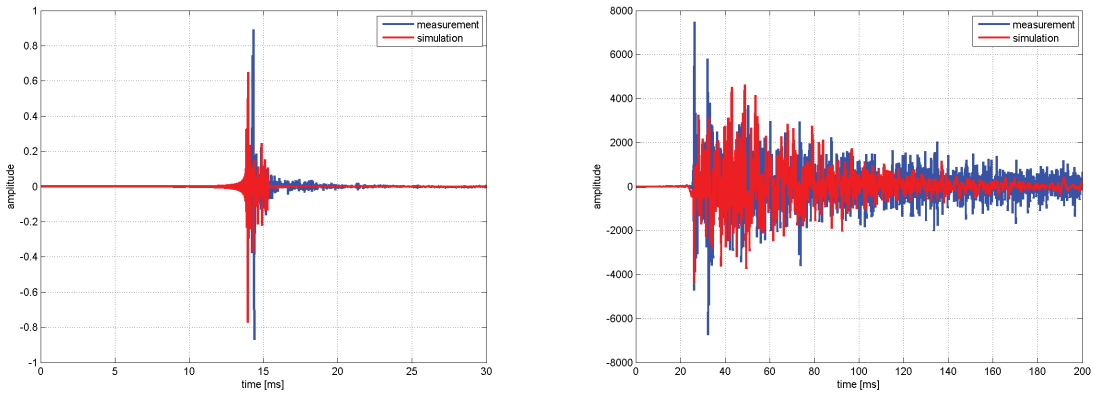
(a) Example 3 (b) Example 8

Abbildung 3.6: Abhängigkeit des IACC vom Dekorrelationskoeffizienten für Subband-Dekorrelation von einer omnidirektionalen Messung. Entsprechende Hörbeispiele sind in Tabelle B.4 zusammengefasst.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die Form der Subband dekorrelierten Raumimpulsantworten einen gleichmäßigeren Eindruck als die der Fullband-Dekorrelation vermitteln. Speziell ist hierbei die Unterdrückung der Abschnürung zu Beginn der ersten Reflexionen zu nennen. Auch für die Subband-Dekorrelation der gesamte Impulsantwort zeigt sich die aus dem Direktschall entstandene Streckung der Impulsantwort, was vermutlich negativer Einfluss auf den Höreindruck hat. Im Vergleich zur omnidirektionalen Raumimpulsantwort aber auch zur Fullband-Dekorrelation scheint die Subband-Dekorrelation Ergebnisse zu liefern, die auf der eine Seite keine oder nur unterdrückte Artefakte aufweisen und zusätzlich auch kaum eine Abschnürung zu Beginn des Dekorrelationsbereichs zeigen. Dies hängt jedoch stark von der Wahl der Frequenz ab und kann leicht zu schlechten Ergebnissen führen. Dementsprechend ist es wichtig, die Frequenzeigenschaften vorab zu untersuchen. Basierend auf den Ergebnissen kann gesagt werden, dass die Subband-Dekorrelation eine Möglichkeit ist, Artefakte zu unterdrücken und umzugestalten.

3.2 Gerichtete Raumimpulsantworten mit Regularization-Filtern

Durch die Wahl einer Ordnung $N > 0$ kann eine gerichtete Raumimpulsantwort aus Mess- und Simulationsdaten von sphärischen Mikrofonarrays extrahiert werden. Dabei wurde wie bereits beschrieben die Ordnung $N = 3$ für Example 3 sowie die Ordnung $N = 17$ für Example 8 gewählt. Im Folgenden wird der Einfluss der Regularization-Filter und dabei insbesonders die Streckung der Impulsantwort in der Zeit untersucht. Zunächst sind in Abbildung 3.7 die Raumimpulsantworten für Example 3 und Example 8 basierend auf Mess- und Simulationsdaten dargestellt. Dabei ist zu sehen, dass sich wie bereits bei den betrachteten omnidirektionalen Raumimpulsantworten die Ergebnisse über ähnliche Zeitbereiche erstrecken. Für Example 3 besteht die Raumimpulsantwort aufgrund der Messung im schalltoten Raum hauptsächlich aus dem Direktschall mit geringen ersten Reflexionen und Nachhall. Für Example 8 spielen die ersten Reflexionen und Nachhall im Klassenzimmer eine größere Rolle. Die für die virtuelle omnidirektionale Raumimpulsantwort betrachteten Artefakte für Example 3 sind für höhere Ordnungen wenige stark vertreten. Im Fall von Example 8 sind diese jedoch weiterhin sichtbar. Die betrachteten Hörbeispiele für Example 3 sind in Tabelle B.1 beziehungsweise für Example 8 in Tabelle B.2 zusammengefasst.



(a) Example 3

(b) Example 8

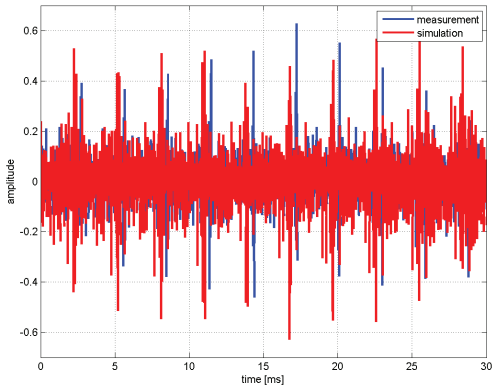
Abbildung 3.7: Raumimpulsantworten für Mess- und Simulationsdaten von Example 3 und Example 8 mit den Standardeinstellungen aus SOFiA. Für Example 3 ist die Ordnung $N = 3$ und für Example 8 gilt $N = 17$.

Für den Einsatz der in Abschnitt 2.2.3 geschriebene Regularization-Filter wird eine Streckung der Raumimpulsantwort im Zeitbereich erwartet [15]. Dabei sind Filter 1 und Filter 2 mit einem Hard-Limiting sowie Filter 3 und Filter 4 mit einem Soft-Limiting zu unterscheiden. Vorbetrachtungen zu diesen Filtern in Abschnitt 2.2.3 haben gezeigt, dass durch den Einsatz von Hard-Limiting Filtern längere Streckungen und eine höhere Anzahl von Artefakten

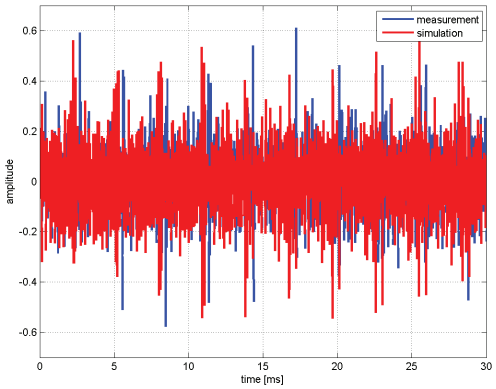
erwartet werden als bei Soft-Limiting Filtern. In Abbildung 3.8 sind die entsprechenden Raumimpulsantworten basierend auf den vier Regularization-Filtern für Mess- und Simulationsdaten von Example 3 dargestellt. Die entsprechende Raumimpulsantworten für Example 8 sind in Abbildung 3.9 zusammengefasst.

Für die Filter 1 und Filter 2 zeigen die Ergebnisse in Abbildung 3.8 die erwarteten Streckungen mit Artefakten über einen langen Zeitbereich. Die Ergebnisse zeigen auch, dass der Abstand zwischen den Artefakten bei etwa 3 ms liegt. Dieser Abstand stimmt mit den in Abbildung 2.9 gezeigten Zeitverläufen für Filter 1 überein. Da es sich bei der Messung im Example 3 nur um den impulsförmigen Direktschall handelt, wird die Struktur der Filter gut abgebildet. Für Filter 3 in Abbildung 3.8(c) zeigt sich jedoch ein anderes Verhalten. Durch das eingesetzte Filter wird die Raumimpulsantwort so stark verwaschen, dass nur noch Rauschen bestehen bleibt, was die berechnete Raumimpulsantwort für weitere Untersuchungen unbrauchbar macht. Einzig, die mit Filter 4 berechnete Raumimpulsantwort zeigt keine starken Veränderungen im Vergleich zu der in Abbildung 3.7(a) gezeigten Raumimpulsantwort, die ohne den Einsatz eines Regularization-Filters berechnet wurde. Trotzdem ist darauf hinzuweisen, dass auch durch den Einsatz von Filter 4 Artefakte vor dem Direktschall entstehen, die den Höreindruck beeinflussen können.
Für Example 8 zeigen sich ebenfalls Artefakte für die verwendeten Regularization-Filter, jedoch wird hier die Struktur der Filter nicht so deutlich abgebildet. Dies kann mit dem unterschiedlichen Arraytyp erklärt werden. Für das Rigid Sphere Array im Example 8 gibt es keine Polstellen im hohen Frequenzbereich wie im Open Sphere Array. Unabhängig davon sind trotzdem Artefakte und eine Streckung im Zeitbereich erkennbar. Die Artefakte sind jedoch schon vor dem Einsatz der Regularization-Filter in Abbildung 3.7(b) auffällig geworden. Die Ergebnisse für Filter 4 in Abbildung 3.9(d) zeigen sehr kurze Raumimpulsantworten, wobei die ersten Reflexionen sowie der Nachhall durch das Filter stark unterdrückt werden. Trotzdem treten vereinzelt Artefakte auf, die jedoch erst über 10 ms nach dem Direktschall zu sehen sind.

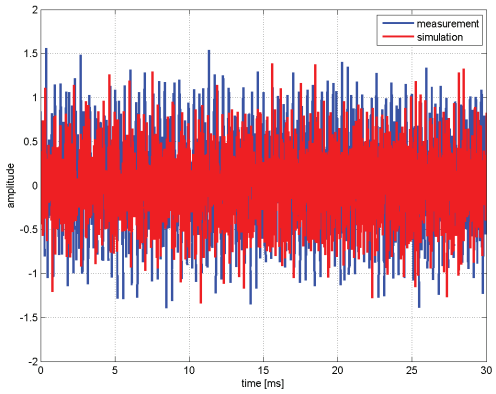
Im direkten Vergleich zu den Ergebnissen für Example 3 wird auffällig, dass die grundsätzliche Struktur der Raumimpulsantworten bei Example 8 erhalten bleibt. Die Ursache für das unterschiedliche Verhalten kann mit den eingesetzten Mikrofonarraytypen erklärt werden. Die für das Open Sphere Array im Example 3 auftretende Polstellen werden zwar auf eine maximale Verstärkung beschränkt, haben im Vergleich zum Rigid Sphere Array trotzdem einen großen Einfluss im hohen Frequenzbereich. Durch diese Verstärkung entsteht das beobachtete Verwaschen der Raumimpulsantwort. Dies ist jedoch für Example 8 nicht der Fall, da es für das eingesetzte Rigid Sphere Array keine Polstellen gibt. So werden hier hohe Frequenzen nicht überproportional verstärkt. Basierend auf diesen Ergebnissen und unter Betrachtung von ersten Dekorrelationsuntersuchungen wurde entschieden, den Einfluss der Regularization-Filter auf Example 3 nicht weiter zu untersuchen. Grund hierfür ist das Auftreten von Artefakten



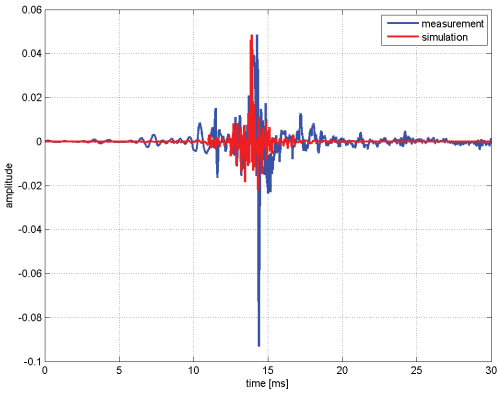
(a) Filter 1



(b) Filter 2

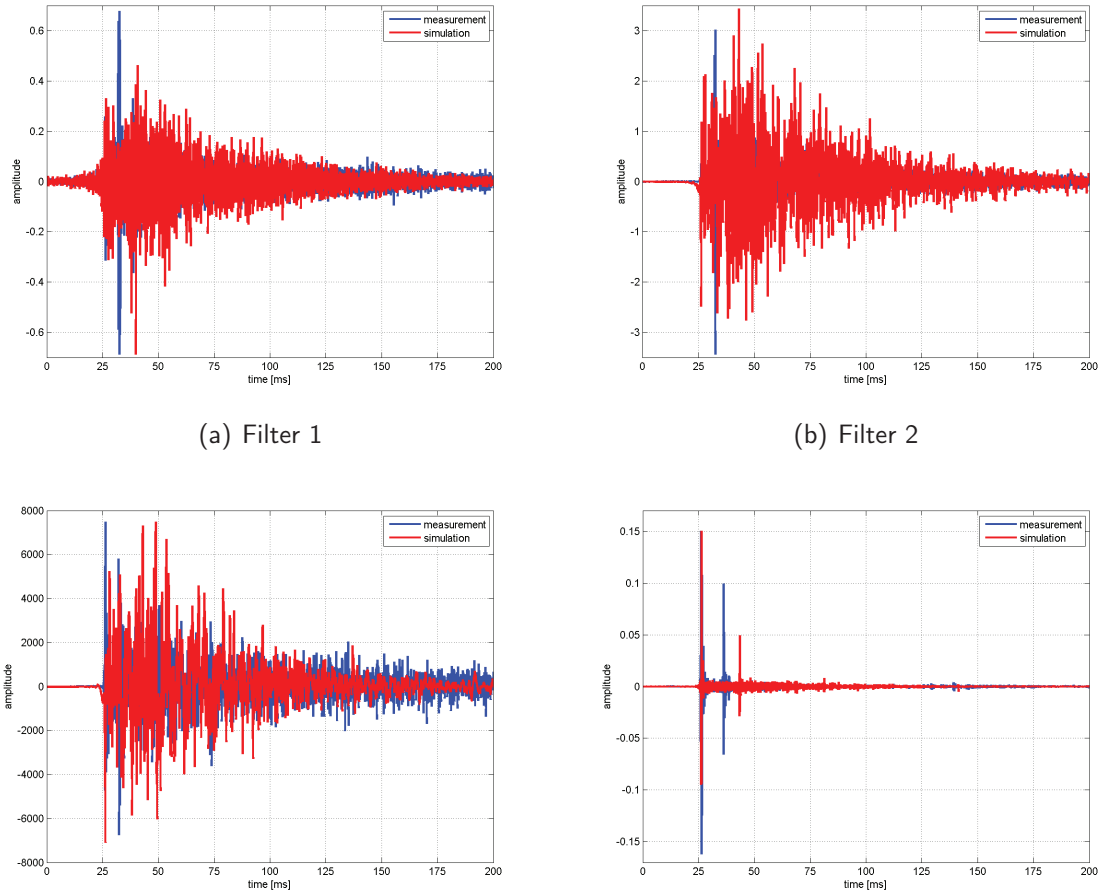


(c) Filter 3



(d) Filter 4

Abbildung 3.8: Raumimpulsantworten für Mess- und Simulationsdaten mit Mikrofonarrys mit Regularization-Filtern 1 bis 4 für Example 3.



(a) Filter 1

(b) Filter 2

(c) Filter 3

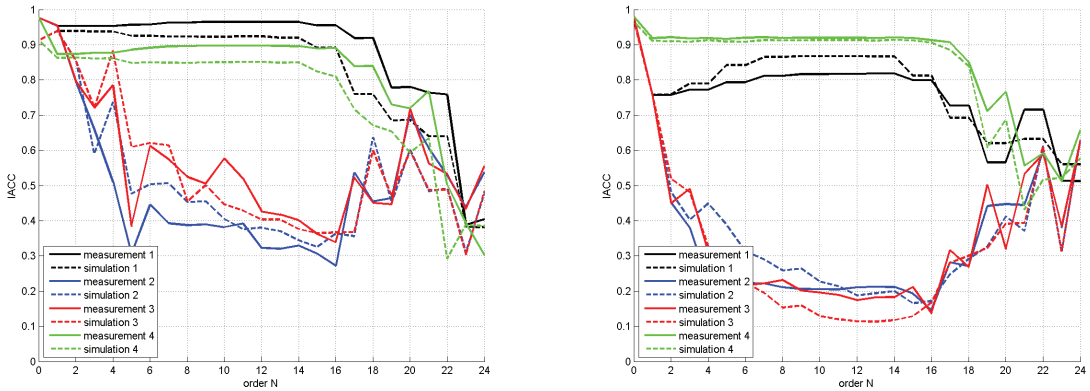
(d) Filter 4

Abbildung 3.9: Raumimpulsantworten für Mess- und Simulationsdaten mit Mikrofonarrys mit Regularization-Filtern 1 bis 4 für Example 8.

vor dem Direktschall, dass nicht kompensiert werden kann. Zusätzlich führt der Einsatz der Amplitudenanpassung zwar zu einem exponentiellen Abfall der Raumimpulsantwort, jedoch wird für eine Messung im schalltoten Raum ein wesentlich kürzerer Abfall erwartet.

Die entsprechenden Hörbeispiele sind für beide Examples und die vier Filter in Tabelle B.5 zusammengefasst. Dabei wurde zusätzlich noch die Ordnung N für Werte zwischen 0 und 17 variiert. Die in Abbildung 3.8 und 3.9 gezeigten Impulsantworten entsprechen der Ordnung $N = 3$ beziehungsweise $N = 17$. Die Variation der Ordnung N wird im Folgenden noch in Bezug auf den IACC genauer untersucht. Für die Untersuchung der Regularization-Filter vor der Dekorrelation ergeben sich so 18 Hörbeispiele. Insgesamt stehen somit 72 Hörbeispiele für jedes der beiden Examples zur Verfügung.

Mithilfe des IACC kann der Einfluss der gewählten Ordnung der Regularization-Filter untersucht werden. Die in Abbildung 3.10 gezeigten Verläufe untersuchen die Abhängigkeit des IACC bis zu einer Ordnung $N = 24$. Dabei ist es wichtig zu erwähnen, dass die maximale Ordnung der Arrays aus Example 3 und Example 8 unterhalb der maximal untersuchten Ordnung liegen.



(a) Example 3

(b) Example 8

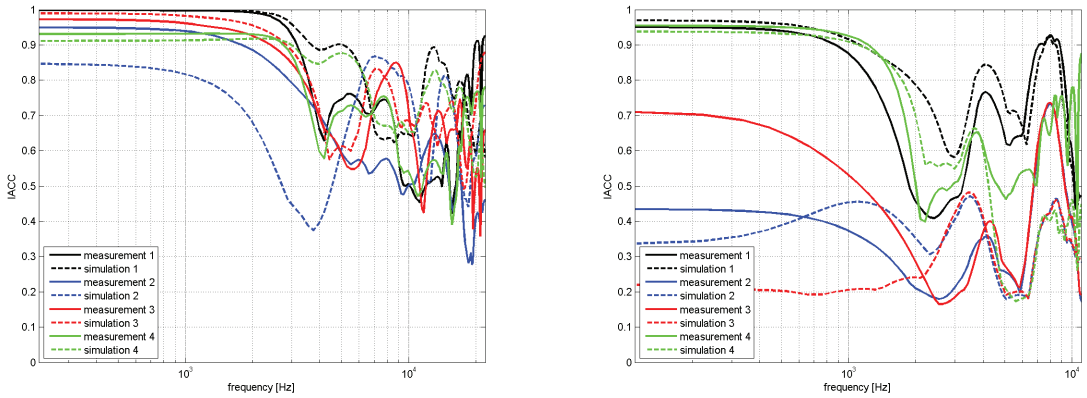
Abbildung 3.10: Abhängigkeit des IACC von der gewählten Ordnung N für die vier in Abschnitt 2.2.3 vorgestellten Regularization-Filter. Auffällig ist der gleichbleibende hohe IACC für die Filter 1 und 4, wohingegen die Filter 2 und 3 für Ordnungen zwischen 4 und 17 auf niedrigere Werte abfallen. Entsprechende Hörbeispiele sind in Tabelle B.5 zusammengefasst.

Für das Open und Rigid Sphere Array im Example 3 und Example 8 zeigt sich ein ähnliches Verhalten für die verschiedenen Filter. Dabei starten alle Filter mit einem hohen IACC für niedrige Ordnungen. Ein ähnliches Verhalten wurde bereits für virtuell omnidirektionale Raumimpulsantworten mit einer Ordnung $N = 0$ beobachtet. Für die beiden Filter in Gleichung 2.11 und 2.14 bleibt der IACC auch für zunehmende Ordnungen N bei hohen Werten,

bevor ab einer Ordnung von $N > 17$ ein Abfall sichtbar wird. Aufgrund dieses Verhaltens ist anzunehmen, dass der Höreindruck für diese beiden Filter bis zu einer Ordnung von $N \leqslant 17$ dem einer Punktquelle entspricht. Die in Gleichung 2.12 und 2.13 vorgestellten Filter zeigen im Gegensatz dazu bereits bei niedrigen Ordnungen $N \geqslant 3$ einen Abfall des IACC, bevor ab Ordnungen von $N > 17$ wieder eine leichte Zunahme des IACC mit Werten um 0.5 festgestellt wird. Dieses Verhalten entspricht dem Höreindruck einer Raumquelle. Zusätzlich muss auch hier auf das Frequenzverhalten der Filter geachtet werden, was im folgenden Abschnitt besprochen wird.
Da die untersuchten Messdaten Punktquellen entsprechen, ist anzunehmen, dass der Höreindruck für die Filter in Gleichung 2.11 und 2.14 eher dem ursprünglichen Höreindruck entspricht.

3.2.1 Frequenzanalyse der Regularization-Filter

Für die Frequenzanalyse der Regularization-Filter ist es zunächst wichtig, die obere Grenzfrequenz f_{go} der quasi Aliasingfreiheit zu kennen. Diese befindet sich für Example 3 bei 655.1 Hz und für Example 8 bei 10 606 Hz.
Zunächst wird wie bereits für die omnidirektionale Raumimpulsantworten die Abhängigkeit des IACC von der Frequenz betrachtet. Die Ergebnisse in Abbildung 3.11 zeigen konstante Werte des IACC für niedrige Frequenzen, bevor ein nichtlinearer Bereich für hohe Frequenzen beginnt. Für das Open Sphere Array im Example 3 liegen die Ausgangswerte aufgrund der Ordnung $N = 0$ oberhalb von 0.8, bevor der nichtlineare Bereich für Frequenzen um 2500 Hz für die verschiedene Filter beginnt. Dabei sind Abfälle des IACC auf Werte von unter 0.5 zu beobachten.

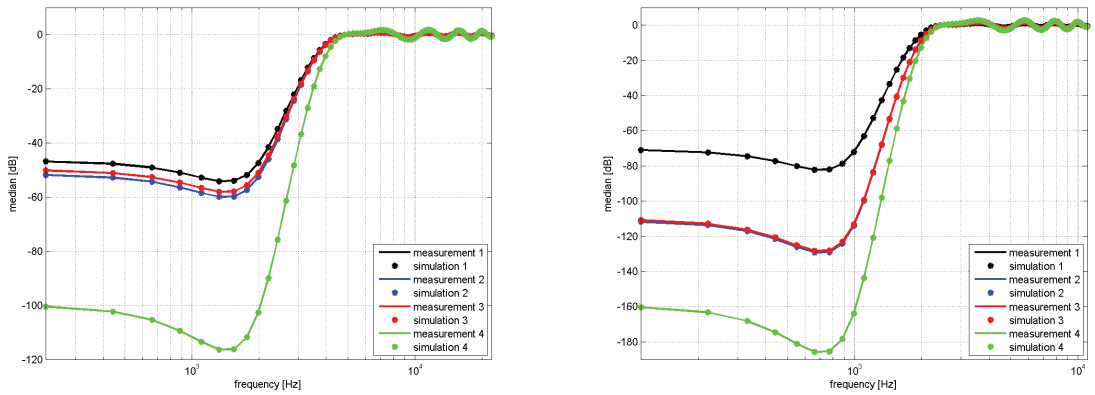


(a) Example 3 (b) Example 8

Abbildung 3.11: Abhängigkeit des IACC von der Frequenz für die vier in Abschnitt 2.2.3 vorgestellten Regularization-Filter. In beiden Fällen sind nichtlineare Bereiche für hohe Frequenzen zu sehen.

Wie bereits bei der Abhängigkeit des IACC von der gewählten Ordnung für Example 8 besprochen, beginnen die Filter in Gleichung 2.11 und 2.14 für eine Ordnung $N = 17$ bei niedrigen Frequenzen mit IACC Werten oberhalb von 0.9. Im Gegensatz dazu liegen die IACC Werte der Filter aus Gleichung 2.12 und 2.13 für niedrige Frequenzen um 0.4 beziehungsweise 0.7. Ähnlich wie bei Example 3 beginnt der nichtlineare Bereich auch hier bei Frequenzen um 1500 Hz. Dabei sind für die verschiedenen Filter unterschiedlich starke Gradienten des IACC zu beobachten.
Im Vergleich zu der Frequenzabhängigkeit von virtuellen omnidirektionalen Raumimpulsantworten kann gesagt werden, dass sich die Grenzfrequenzen für beide Examples im gleichen Frequenzbereich bewegen. Unterschiede liegen vor allem bei den konstanten Werten für niedrige Frequenzen beziehungsweise im nichtlinearen Verlauf für hohe Frequenzen. Da die zuvor berechnete Grenzfrequenz der quasi Aliasingfreiheit für Example 3 unterhalb des nichtlinearen Verlaufs des IACC liegt, überlagern sich der Frequenzbereich des Aliasings mit dem des nichtlinearen IACC. Aufgrund dieser Situation ist es schwierig, Höreindrücke beeinflusst durch einen nichtlinearen IACC oder Aliasing zu unterscheiden. Da die obere Grenzfrequenz für Example 8 mit 10 606 Hz weit über dem Beginn des nichtlinearen Bereichs des IACC liegt, ist anzunehmen, dass die Veränderungen des IACC für Frequenzen unterhalb der Grenzfrequenz des Arrays wahrgenommen werden können.

Um die Eigenschaften der Regularization-Filter besser zu verstehen, wurden weitere Untersuchungen zu ihrem Frequenzverhalten durchgeführt. In Abbildung 3.12 sind die mittleren Abweichungen der Filter für Example 3 und Example 8 dargestellt. Dazu wurden aus den in Abbildung 1.3 gezeigten Verläufen der Regularization-Filter in Abhängigkeit von Zeit und Einfallswinkel mithilfe der *fir1*-Funktion die Beiträge für unterschiedliche Frequenzbänder berechnet. Die Median-Werte für die einzelnen Frequenzbänder über den Einfallswinkel wurde dann in Abbildung 3.12 für die beiden Examples dargestellt.



(a) Example 3 (b) Example 8

Abbildung 3.12: Frequenzanalyse der Regularization-Filter für Example 3 und Example 8.

Für beide Examples und alle Filter sind dabei für niedrige Frequenzen konstante Abschwächungen zu sehen, die für Frequenzen unterhalb des zuvor ermittelten nichtlinearen Bereichs des IACC einen geringeren Abfall zeigen, bevor ein steiler Anstieg stattfindet. Der Frequenzbereich, in dem dieser Anstieg stattfindet, überlappt genau mit dem Beginn des nichtlinearen Bereichs des IACC. Für Example 3 liegt dieser Bereich zwischen 2500 Hz und 4000 Hz. Für Example 8 liegt dieser zwischen 1500 Hz und 2400 Hz. Speziell für Example 8 passen diese Werte gut mit denen der omnidirektionalen Raumimpulsantwort zusammen. Für frequenzabhängige Untersuchungen mit der Subband-Dekorrelation können diese Frequenzbereiche zur Definition der Subbänder genutzt werden.

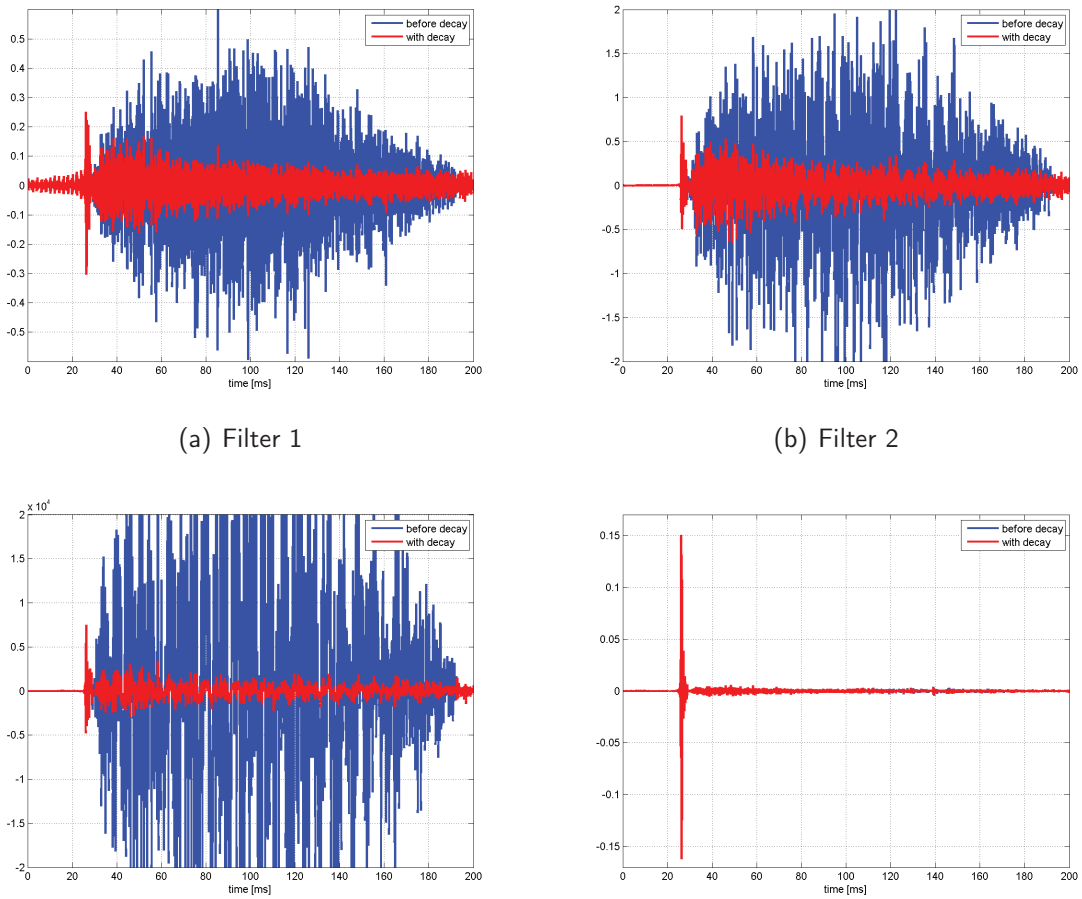
3.2.2 Fullband-Dekorrelation

Zur Untersuchung des Einflusses der Regularization-Filter wurden die im vorherigen Kapitel beschriebenen Dekorrelationsbereiche der Messdaten aus Example 8 zunächst dekorreliert. Anschließend wurde das Radial-Filter mit den in Abschnitt 2.2.3 vorgestellten Regularization-Filtern bearbeitet und die Raumimpulsantworten für verschiedene Kreuzkorrelationskoeffizienten extrahiert. Durch das bei der Dekorrelation eingeführte räumlich unkorrelierte Rauschen in die Impulsantworten entsteht dabei jedoch eine ungewollte Zunahme der Amplitude der Raumimpulsantwort, was zu einem unerwünschten Höreindruck führt. Um diese zu unterbinden, wurde der Verlauf der Impulsantworten mit dem in Abschnitt 2.2.4 beschriebenen Algorithmus angepasst, um einen exponentiellen Abfall der Raumimpulsantworten zu erzeugen.

Die entsprechenden Hörbeispiele sind für beide Examples in Tabelle B.6 und in Tabelle B.7 zusammengefasst. Dabei wird der Kreuzkorrelationskoeffizient zwischen -1 und 1 in Schritten von 0.1 variiert. So ergeben sich für jeden Dekorrelationsbereich 21 Hörbeispiele. Durch die Amplitudenanpassung verdoppelt sich diese Anzahl auf 168 Hörbeispiele pro Filter. Insgesamt stehen somit 672 Hörbeispiele für jedes der beiden Examples zur Verfügung. Wie bereits angesprochen, sind die Beispiele für Example 3 jedoch aufgrund des eingeführten Rauschens nicht weiter untersucht worden.

Die in Abbildung 3.13 gezeigten Raumimpulsantworten zeigen den Einfluss der Regularization-Filter für eine Fullband-Dekorrelation mit einem Kreuzkorrelationskoeffizienten $\Omega' = 0$ vor und nach dem Einsatz des Algorithmus zur Erzeugung eines exponentiellen Abfalls der Raumimpulsantwort. Auffällig dabei ist zunächst das Verhalten des vierten Regularization-Filters, da für diesen keine Amplitudenverstärkung durch die Dekorrelation sichtbar ist. Bei weiter führenden Untersuchungen des Energieverlaufs der Raumimpulsantwort für dieses Filter fällt jedoch auf, dass es in diesem Fall nicht zu einer Amplitudenzunahme, sondern zu einer Amplitudenabnahme im Dekorrelationsbereich kommt. Der eingesetzte Algorithmus zur Amplitudenanpassung führt in diesem Fall zu einer Zunahme der Amplitude, die die ursprüngliche Amplitude übersteigt und so verdeckt. Dieses Verhalten wird mit der starken Abschwächung des Filters im

unteren Frequenzbereich in Verbindung gebracht. Für die drei anderen Filter ist eine starke Zunahme der Amplitude durch die Dekorrelation sichtbar. Diese wird auf einen exponentiellen Abfall angepasst, um so den typischen Verlauf einer Raumimpulsantwort zu erhalten.



(a) Filter 1

(b) Filter 2

(c) Filter 3

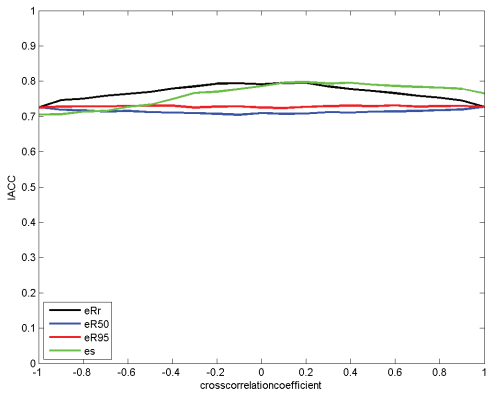
(d) Filter 4

Abbildung 3.13: Einfluss der vier Regularization-Filter auf Fullband dekorrelierte Raumimpulsantworten für Messdaten aus Example 8 mit einem Dekorrelationsbereich aus den ersten Reflexionen mit einem Echo-Density-Profil von 95 %. Neben der Raumimpulsantwort mit der durch die Dekorrelation verstärkten Amplitude (blau) im Dekorrelationsbereich wird auch die auf einen exponentiellen Abfall angepasste Raumimpulsantwort (rot) gezeigt.

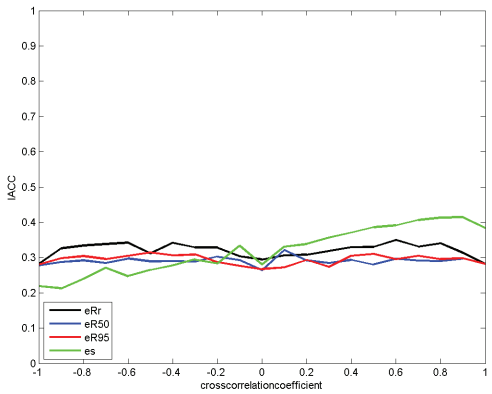
Die mithilfe der Regularization-Filter erzeugten und auf einen exponentiellen Abfall angepasste Raumimpulsantworten zeigen eine ähnliche Struktur wie die unveränderten Raumimpulsantworten in Abbildung 3.9. Dabei fällt jedoch auf, dass die bereits bei der Fullband-Dekorrelation von virtuell omnidirektionalen Raumimpulsantworten in Abschnitt 3.1.1 beobachtete Abschnürung zu Beginn des Dekorrelationsbereichs auch hier auftritt. Im Gegensatz zu dem in Abschnitt 3.1.1 gezeigten Verhalten der Raumimpulsantwort für eine Dekorrelation der ersten

Reflexionen führt der Einsatz der Amplitudenanpassung zu dem gewünschten exponentiellen Abfall. Grundsätzlich zeigt sich auch bei der Dekorrelation der anderen Dekorrelationsbereiche das gleiche Verhalten wie in Abschnitt 3.1.1. Dabei ist erneut die Abschnürung zu Beginn der Dekorrelationsbereiche zu erwähnen, deren Einfluss auf den Höreindruck noch untersucht werden muss.
Die durch die Regularization-Filter eingeführte zeitliche Streckung der Raumimpulsantwort mit den damit verbundenen Artefakten sind grundsätzlich auch nach der Dekorrelation vorhanden. Die Amplitude der Artefakte hängt jedoch stark vom eingesetzten Kreuzkorrelationskoeffizienten ab. Die Zunahme der Amplitude durch die Dekorrelation erweckt zusätzlich den Eindruck, dass noch weitere Artefakte entstehen, die jedoch durch den Einsatz des Algorithmus zur Amplitudenanpassung wieder verschwinden. Dies gilt zu einem geringen Teil auch für die durch die Regularization-Filter erzeugten Artefakte. Das heißt, das nicht allein die Dekorrelation Einfluss auf die Umgestaltung der Artefakte in Raumimpulsantwort hat. Für die in Abbildung 3.13 gezeigten Raumimpulsantworten mit einem Kreuzkorrelationskoeffizienten $\Omega' = 0$ werden alle für die vier Regularization-Filter typischen Artefakte komplett unterdrückt. Dies ist jedoch nicht der Fall für Kreuzkorrelationskoeffizienten $\Omega' \neq 0$. Die vor der Dekorrelation in den Raumimpulsantworten enthaltenen Artefakte sind für diese Fälle immer noch sichtbar. Eine Ausnahme dabei ist das dritte Regularization-Filter, bei dem vor der Dekorrelation eine Streckung im Zeitbereich mit Artefakten sichtbar ist. Nach der Dekorrelation und durch die Anpassung des Amplitudenverlaufs scheint es, dass für dieses Filter die Artefakte auch für Kreuzkorrelationskoeffizienten $\Omega' \neq 0$ unterdrückt werden können. Um dieses Verhalten zu überprüfen, ist es jedoch nötig, auch den Höreindruck dieses Filters zu untersuchen.

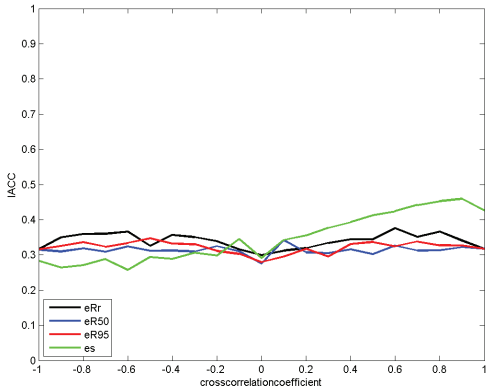
Für die Untersuchung des IACC in Abhängigkeit der eingesetzten Regularization-Filter wurde, wie in Abschnitt 2.1.4 beschrieben, die Fourierkoeffizienten der Amplitude berechnet. Basierend auf diesen wird dann der gesamte IACC sowie die Frequenzabhängigkeit des IACC berechnet. Da die Amplitudenanpassung zur Erzeugung eines exponentiellen Abfalls der Raumimpulsantwort erst nach der Erzeugung der Raumimpulsantwort im Zeitbereich zum Einsatz kommt, kann für die Berechnung des IACC die Amplitudenzunahme im dekorrelierten Bereich nicht unterdrückt werden. Dementsprechend sind die berechneten Werte des IACC nur beschränkt hilfreich, um eine Aussage über den Höreindruck einer Impulsantwort mit einem exponentiellen Abfall der Amplitude zu machen. Unabhängig davon kann mithilfe des IACC trotzdem ein Vergleich zwischen den einzelnen Regularization-Filtern gezogen werden.
Die in Abbildung 3.14 gezeigten Verläufe des IACC in Abhängigkeit vom eingesetzten Kreuzkorrelationskoeffizienten zeigt zunächst das gleiche Verhalten für die Regularization-Filter vor der Dekorrelation in Abbildung 3.11. Dabei zeigen das erste und das vierte Regularization-Filter hohe IACC Werte, die den Höreindruck einer Punktquelle entsprechen. Die IACC Werte des zweiten und dritten Regularization-Filters liegen im Gegensatz dazu bei wesentlich niedrigeren Werten, was mit dem Höreindruck einer Raumquelle assoziiert ist. Bei genauerer Untersuchung der IACC Werte in Abhängigkeit der Frequenz, des Dekorrelationsbereichs und



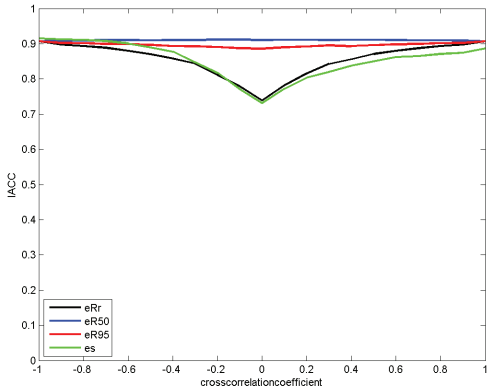
(a) Filter 1



(b) Filter 2



(c) Filter 3



(d) Filter 4

Abbildung 3.14: IACC der vier Regularization-Filter nach der Fullband-Dekorrelation für gerichtete Raumimpulsantworten von Example 8 in Abhängigkeit vom Kreuzkorrelationskoeffizienten. Entsprechende Hörbeispiele sind in Tabelle B.6 zusammengefasst.

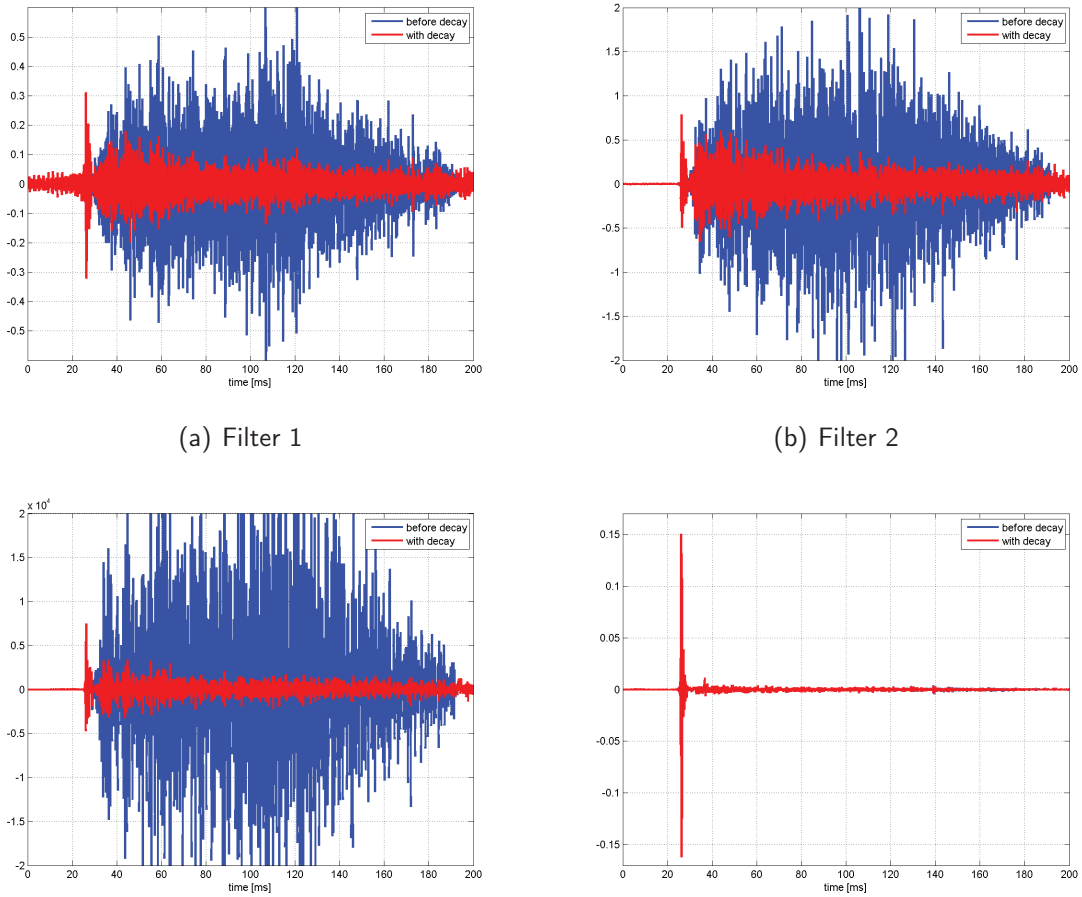
der Regularization-Filter in Abbildung A.5, A.6, A.7 und A.8 fällt auf, dass die Dekorrelation Einfluss auf den Verlauf des IACC für bestimmte Frequenzbereiche haben kann. Davon sind besonders das zweite und dritte Regularization-Filter betroffen, da bei diesen unabhängig vom Dekorrelationsbereich Veränderungen im niedrigen Frequenzbereich wahrgenommen werden können. Für das erste Regularization-Filter sind Veränderungen des IACC im Frequenzbereich zwischen 1000 Hz und 2000 Hz sichtbar, jedoch nur in den Dekorrelationsbereichen, in denen auch der Nachhall dekorreliert wird. Für das vierte Regularization-Filter sind keine frequenzabhängige Veränderungen des IACC sichtbar. Bei diesem Filter kann die Ursache dieses Verhalten bei der in Abbildung 3.11 gezeigten starken Abschwächung im niedrigen Frequenzbereich gesucht werden. Für die anderen drei Filter ist unklar, ob der Einfluss der Dekorrelation auf den IACC aufgrund des bei der Dekorrelation eingeführten räumlich dekorrelierten Rauschens entstanden ist oder ein realer Effekt ist. Um dies zu untersuchen, müsste der Höreindruck einer Raumimpulsantwort mit und ohne exponentiellen Abfall der Amplitude verglichen werden.
Für alle vier Regularization-Filter zeigt sich für hohe Frequenzbereiche, wie bereits in Abschnitt 3.2.1 besprochen, nichtlineares Verhalten des IACC. Dieses Verhalten bekräftigt den Einsatz der Subband-Dekorrelation mit Grenzfrequenzen von 1500 Hz und 2399.4 Hz, wie sie bereits bei den Untersuchungen der omnidirektionalen Raumimpulsantworten genutzt wurden, für die Messdaten aus Example 8.

3.2.3 Subband-Dekorrelation

Für die Subband-Dekorrelation von gerichteten Raumimpulsantworten basierend auf Messdaten aus Example 8 wurden die gleichen Grenzfrequenzen wie für omnidirektionale Raumimpulsantworten genutzt. Wie auch zuvor wurde der untere Frequenzbereich mit $\Omega'_{\mathrm{low}} = 1$ gleich belassen, wohingegen der hohe Frequenzbereich mit $\Omega'_{\mathrm{high}} = 0$ stark dekorreliert wurde. Der mittlere Frequenzbereich wurde mit $\Omega'_{\mathrm{medium}}$ zwischen -1 und 1 in Schritten von 0.1 variiert. Beim Einsatz der Subband-Dekorrelation für gerichtete Raumimpulsantwort zeigt sich eine Kombination des beobachteten Verhaltens bei omnidirektionalen Raumimpulsantworten sowie gerichtete Raumimpulsantworten die mit der Fullband-Dekorrelation dekorreliert wurden. Ein positiver Aspekt ist, dass die beim Einsatz der Fullband-Dekorrelation auftretende Abschnürung zu Beginn des Dekorrelationsbereichs abhängig von dem gewählten Grenzfrequenzen beeinflusst werden kann.

Für die Untersuchung der Raumimpulsantworten von Example 8 in Abbildung 3.15 ist dieses Verhalten für den Dekorrelationsbereich der ersten Reflexionen mit einem Echo-Density-Profil von 95 % für die verschiedene Regularization-Filter mit einem Kreuzkorrelationskoeffizienten $\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0$ dargestellt. Für das vierte Regularization-Filter zeigt sich wie bereits bei der Fullband-Dekorrelation, dass es keine Zunahme des Rauschens im Dekorrelationsbereich gibt. Stattdessen werden die erste Reflexionen und der Nachhall im Vergleich zur undekorrelierten Raumimpulsantwort stark abgeschwächt, was durch die bereits besprochene Frequenzeigen-

schaften des Filters erklärt werden kann. Auch die anderen drei Filter zeigen ein ähnliches Verhalten wie bereits bei der Fullband-Dekorrelation. Durch den Algorithmus zur Amplitudenanpassung können auch hier Raumimpulsantworten mit einem gewünschten exponentiellen Abfall erzeugt werden. Im Unterschied zur Fullband-Dekorrelation verändert die Subband-Dekorrelation nur den mittleren und hohen Frequenzbereich, in dem das Aliasing sowie die Artefakte auftreten. Auf diese Weise kann der untere Frequenzbereich unverändert bleiben, was den Höreindruck für diesen Bereich auch nicht beeinflussen sollte.



(a) Filter 1

(b) Filter 2

(c) Filter 3

(d) Filter 4

Abbildung 3.15: Einfluss der vier Regularization-Filter auf Subband dekorrelierte Raumimpulsantworten für Messdaten aus Example 8 mit einem Dekorrelationsbereich aus den ersten Reflexionen mit einem Echo-Density-Profil von 95 %. Neben der Raumimpulsantwort mit der durch die Dekorrelation verstärkten Amplitude (blau) im Dekorrelationsbereich wird auch die auf einen exponentiellen Abfall angepasste Raumimpulsantwort (rot) gezeigt. Die gwählte Kreuzkorrelationskoeffizienten wurden dabei auf [1,0,0] gesetzt

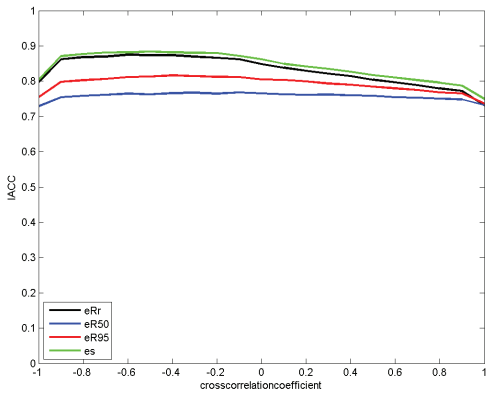
Die Wahl der für die Subband-Dekorrelation wichtigen Grenzfrequenzen ist dabei entscheidend, um das Auftreten der Abschnürung zu Beginn des Dekorrelationsbereichs zu beein-

flussen. Ist die untere Grenzfrequenz zu niedrig angesetzt, kann es auch bei der Subband-Dekorrelation zum Auftreten der Abschnürung kommen. Diese ist zwar auch in Abbildung 3.15 sichtbar, jedoch erstreckt sie sich nicht über den gesamten Frequenzbereich. Das Beispiel zeigt, wie wichtiges ist, vor dem Einsatz der Subband-Dekorrelation eine Frequenzanalyse durchzuführen und die berechneten Raumimpulsantworten zu überprüfen, bevor die dazugehörigen Hörbeispiele erzeugt werden.

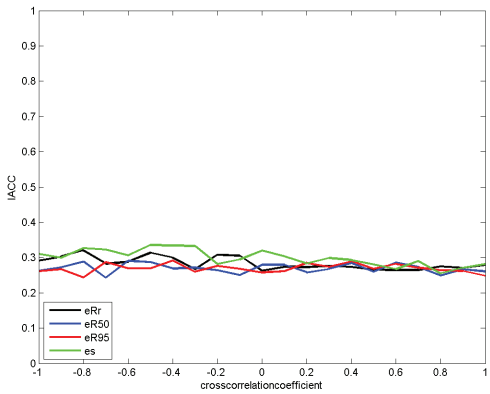
Die entsprechenden Hörbeispiele sind für Example 8 in Tabelle B.8 und in Tabelle B.9 zusammengefasst. Dabei wird der Kreuzkorrelationskoeffizient $\Omega'_{\mathrm{medium}}$ zwischen -1 und 1 in Schritten von 0.1 variiert. Die beiden Kreuzkorrelationskoeffizienten Ω'_{low} und Ω'_{high} bleiben dabei fest auf den Werten 1 beziehungsweise 0. So ergeben sich für jeden Dekorrelationsbereich 21 Hörbeispiele. Durch die Amplitudenanpassung verdoppelt sich diese Anzahl auf 168 Hörbeispiele pro Filter. Insgesamt stehen somit 672 Hörbeispiele für Example 8 zur Verfügung.

Auch bei der Untersuchung des IACC treten nur geringe Veränderungen zur Fullband-Dekorrelation auf. Am auffälligsten dabei ist der konstante Verlauf des IACC für das vierte Regularization-Filter, da dieses einen Abfall von etwa 15 % für die Dekorrelation des ersten und vierten Dekorrelationsbereichs, um den Kreuzkorrelationskoeffizienten $\Omega' = 0$ gezeigt hat. Die übrigen Filter zeigen nur geringere Abweichung zur Fullband-Dekorrelation. Ein weiterer Unterschied ist das bereits bei dem omnidirektionalen Raumimpulsantworten beobachteten Verhalten für Dekorrelationen der gesamte Impulsantwort, was wie zuvor auf den Algorithmus zurückzuführen ist, bei dem für negativen Kreuzkorrelationskoeffizienten der Direktschall auf die invertierten Impulsantworten aufaddiert wird.

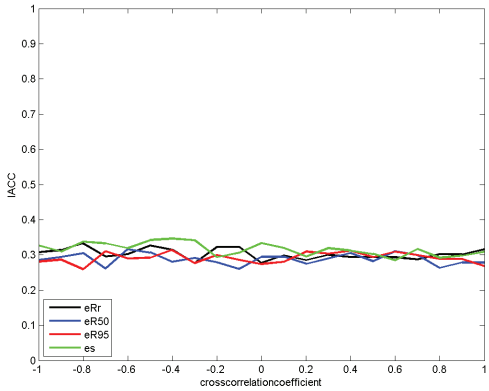
Basierend auf dem beobachteten Verhalten lässt sich sagen, dass auch bei gerichteten Raumimpulsantworten der Einsatz der Subband-Dekorrelation der Fullband-Dekorrelation vorzuziehen ist, da auch hier der Effekt der Abschnürung unterdrückt werden kann. Für die Wahl der Regularization-Filter ist anzunehmen, dass das dritte Filter aufgrund des Soft-Limitings gute Ergebnisse liefert. Dies muss jedoch noch mit einem Hörversuch überprüft und bestätigt werden. Es ist allerdings zu beachten, das Filter 3 mit einem niedrigen IACC den Höreindruck einer Raumquelle begünstigt. Bezüglich des eingesetzten Dekorrelationsbereichs lässt sich keine Empfehlung aussprechen. Es ist jedoch anzunehmen, dass die Dekorrelation der gesamten Impulsantwort nicht zu empfehlen ist. Durch Betrachtung der Raumimpulsantworten kann vorab gesagt werden, ob sich abhängig vom Dekorrelationsbereich Artefakte im Bereich der ersten Reflexionen oder des Nachhalls befinden. Für die Wahl der eingesetzten Kreuzkorrelationskoeffizienten lässt sich sagen, dass der niedrigere Frequenzbereich mit einem Kreuzkorrelationskoeffizienten $\Omega'_{\mathrm{low}} = 1$ möglichst unverändert bleiben sollte. Der hohe Frequenzbereich sollte stattdessen mit einem Kreuzkorrelationskoeffizienten $\Omega'_{\mathrm{high}} = 0$ möglichst stark dekorreliert werden. Die Wahl des mittleren Kreuzkorrelationskoeffizienten $\Omega'_{\mathrm{medium}}$ kann nur basierend auf einen Hörversuch endgültig bestimmt werden. Abschließend lässt sich sagen, dass gezeigt



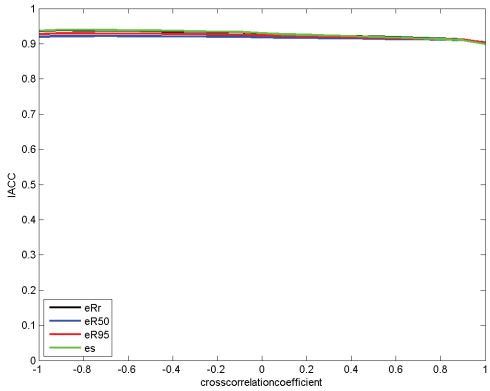
(a) Filter 1



(b) Filter 2



(c) Filter 3



(d) Filter 4

Abbildung 3.16: IACC der vier Regularization-Filter nach der Subband-Dekorrelation für gerichtete Raumimpulsantworten von Example 8 in Abhängigkeit vom Kreuzkorrelationskoeffizienten. Entsprechende Hörbeispiele sind in Tabelle B.8 zusammengefasst.

werden konnte, dass durch den Einsatz von Fullband- und Subband-Dekorrelation Artefakte in Raumimpulsantworten umgestaltet werden konnten. Dabei ist es unabhängig davon, ob die Artefakte durch Aliasing oder die eingesetzten Radial-Filter entstanden sind.

4 Zusammenfassung der Arbeit und Ausblick

Im Rahmen der Arbeit zur Umgestaltung von Artefakten in Multipunktraumimpulsantworten aufgenommenen mit sphärischen Mikrofonarrays wurde unter Zuhilfenahme verschiedener bereits existierender Programme und speziell für diese Arbeit geschriebene Programme das SOFiA-Framework durch mehrere Module erweitert. Dabei lag der Fokus zunächst auf der Dekorrelation verschiedener Bereiche der aufgenommenen Impulsantworten, wobei Artefakte hauptsächlich im Bereich der ersten Reflexionen einer Impulsantwort erwartet werden. Als Ursprung dieser Artefakte kann räumliches Aliasing sowie die Streckung der Raumimpulsantwort im Zeitbereich aufgrund der eingesetzten Radial-Filter genannt werden. Um dies genauer zu untersuchen, wurden Regularization-Filter eingesetzt, die den Verlauf des Radial-Filters beeinflussen. Im Verlauf der Arbeit hat sich gezeigt, dass durch die Dekorrelation räumlich unkorreliertes Rauschen in die gemessenen Impulsantworten eingeführt wird. Dieses Rauschen führt zu einer Zunahme der Amplitude der berechneten Raumimpulsantworten und ändert den ursprünglich exponentiellen Abfall der Raumimpulsantwort. Um dies zu kompensieren, wurde ein Modul entwickelt, um den ursprünglichen Abfall der Raumimpulsantwort wieder herzustellen. Um den Einfluss der Dekorrelation sowie der Regularization-Filter auch vorab ohne die Durchführung eines Hörversuchs zu untersuchen, wurde ein Modul zur Berechnung des Interaural-Cross-Correlation-Coefficients (IACC) entwickelt. Zusätzlich wurde das Modul erweitert um den IACC über bestimmte Frequenzbänder zu untersuchen und um so Frequenzabhängigkeiten erkennen zu können. Auf diese Weise können nichtlinearen Frequenzbereiche identifiziert werden und Rückschlüsse gezogen werden, ob eine Schallquelle als Punkt- oder Raumquelle wahrgenommen wird. Um die Höreindrücke mit den gewonnenen Raumimpulsantworten für die Untersuchung in Hörversuchen zu erzeugen, wurde ein weiteres Modul entwickelt, dass Hörereignisse mit der Raumimpulsantwort faltet und mithilfe von Head-Related-Transfer-Functions (HRTF) mp3-Dateien für Untersuchungen im Rahmen eines Hörversuchs mit Kopfhörern erzeugt. Die im Rahmen dieser Arbeit untersuchten Raumimpulsantworten wurden mit der Aufnahme von Kastagnetten in Hörbeispiele umgewandelt und liegen der Arbeit bei. Um die Funktionsweise der erzeugten Module zu demonstrieren, wurde ein Beispiel Skript basierend auf dem Example 8 von SOFiA bereitgestellt, mit dem die Funktionsweise der neuen Module vorgestellt wird.

Zur Untersuchung des Einflusses der Dekorrelation und der Regularization-Filter wurden die von SOFiA zur Verfügung gestellten Example 3 und Example 8 genauer untersucht. Bei Ex-

ample 3 handelt es sich um ein Open Sphere Mikrofonarray mit 86 Mikrofonen in einem schalltoten Raum. Im Example 8 befindet sich ein Rigid Sphere Mikrofonarray mit 590 Mikrofonen in einem Klassenzimmer. Für beide Examples wurde eine Simulation erzeugt, um so mehr über die Entstehung von Artefakten herauszufinden. Dabei haben sich die Untersuchungen auf virtuell omnidirektionale und gerichtete Raumimpulsantworten beschränkt.
Zunächst wurde virtuell omnidirektionale Raumimpulsantworten für Mess- und Simulationsdaten erzeugt und mit simulierten ominidirektionalen Raumimpulsantworten verglichen. Auf diese Weise konnte die Struktur und das Auftreten von Artefakten genauer untersucht und verstanden werden. Durch den Einsatz von Fullband- und Subband-Dekorrelation konnte anschließend gezeigt werden, dass das Auftreten der Artefakte durch die Dekorrelation reduziert werden konnte. Abhängig vom gewählten Dekorrelationsbereich sind jedoch andere Effekte aufgetreten, die den Höreindruck einer Raumimpulsantwort weiter beeinflussen können. Dabei ist insbesondere die beobachtete Abschnürung zu Beginn des Dekorrelationsbereichs zu nennen. Dieser Effekt kann jedoch durch den Einsatz der Subband-Dekorrelation reduziert werden, um so den Einfluss auf den Höreindruck zu verringern. Dabei ist es jedoch wichtig, die Grenzfrequenzen richtig zu bestimmen, da es ansonsten doch zu Abschnürungen kommen kann oder Artefakte bestehen bleiben.
Weiter wurden gerichtete Raumimpulsantworten bei beiden Examples in Richtung der einfallenden Welle für höhere Ordnungen untersucht. Hier wurden zusätzlich Regularization-Filter zur Anpassung des Radial-Filters eingesetzt. Die Untersuchung hat sich hierbei auf die eingesetzten Regularization-Filter konzentriert, da sich gezeigt hat, dass der Einfluss der Dekorrelation sich wie bei den bereits untersuchten omnidirektionalen Raumimpulsantworten verhält. Die mit höheren Ordnungen gewonnenen Raumimpulsantworten mussten jedoch aufgrund des eingeführten Rauschens mithilfe einer Amplitudenanpassung bearbeitet werden. Für Example 3 konnte diese Untersuchung nicht durchgeführt werden, da die durch die Regularization-Filter eingeführten Artefakte für das Open Sphere Array nicht unterdrückt wurden. Stattdessen wurde die Untersuchung nur für das Rigid Sphere Array aus Example 8 durchgeführt. Auch für die gerichteten Raumimpulsantworten hat sich gezeigt, dass die Artefakte durch die Dekorrelation unterdrückt werden können. Unabhängig vom eingesetzten Regularization-Filter hat sich auch hier das zuvor bei omnidirektionalen Raumimpulsantworten beobachtete Abschnüren zu Beginn des Dekorrelationsbereichs gezeigt. Jedoch konnte auch hier gezeigt werden, dass sich mithilfe der Subband-Dekorrelation der Effekt der Abschnürung auf die zu dekorrelierenden Frequenzbänder beschränken lässt. Dieses Verfahren führt so zu einer Verminderung der Artefakte kombiniert mit einer frequenzbeschränkten Veränderung der Raumimpulsantwort durch die Dekorrelation. Die eingesetzten Regularization-Filter haben wie erwartet zu der in der Literatur beschriebene Streckung der Raumimpulsantwort im Zeitbereich geführt. Dabei konnte Unterschiede zwischen den einzelnen Regularization-Filtern bezüglich des Frequenzverhaltens sowie der Verstärkung untersucht werden. So hat sich gezeigt, dass Filter mit einer scharfen Kante (Hard-Limiting) im Vergleich zu Filtern mit einem sanften Abfall (Soft-Limiting) zu einer stärkeren Ausprägung von Artefakten führen. Es ist

jedoch darauf zu achten, dass die Abschwächung speziell im unteren Frequenzbereich der eingesetzte Regularization-Filter nicht zu stark ist, da sonst alle in der Raumimpulsantwort enthaltenen Strukturen unterdrückt werden, was den Höreindruck der entsprechenden Raumimpulsantwort negativ beeinflussen kann.
Zusammenfassend lässt sich sagen, dass basierend auf den gezeigten Ergebnissen der Direktschall nicht mit in die Dekorrelation einbezogen werden sollte, stattdessen sind Dekorrelationsbereiche, die sich auf die ersten Reflexionen auch in Kombination mit dem Nachhall beschränken zu bevorzugen. Aufgrund der beobachteten Abschürung zu Beginn der Dekorrelationsbereiche im Falle der Fullband-Dekorrelation ist eine Subband-Dekorrelation in der der untere Frequenzbereich nicht dekorreliert wird, zu empfehlen, da auf diese Weise die Abschnürung nur im mittleren und hohen Frequenzbereich auftritt. Es ist zu erwarten, dass so der Höreindruck kaum negativ durch die Dekorrelation beeinflusst wird. Im Vergleich der Regularization-Filter hat sich gezeigt, dass das in SOFiA standardmäßig eingesetzte Soft-Limiting in Kombination mit der Dekorrelation zu einer Unterdrückung der Artefakte führen kann. Dabei muss jedoch beachtet werden, dass der auf diese Weise erzeugte Höreindruck eher dem einer Raumquelle entspricht. Falls dieses Verhalten nicht gewünscht ist, kann stattdessen auch ein anderes Regularization-Filter eingesetzt werden. Dabei muss jedoch der generelle Höreindruck dieser Filter zunächst genauer untersucht werden. Grundsätzlich sollten die in dieser Arbeit gewonnenen Ergebnisse mithilfe eines Hörversuchs weiter untersucht werden, um so den Einfluss der Artefakte auf den Höreindruck besser zu verstehen und diese mit den bereitgestellten Modulen in Zukunft zu unterdrücken. Um diese Untersuchung zu vereinfachen, wurden für die unterschiedlichen Dekorrelationsbereiche, Kreuzkorrelationskoeffizienten, Ordnungen, Regularization-Filter sowie mit Fullband- und Subband-Dekorrelation erzeugten Raumimpulsantworten mit einem Kastagnetten Klangereignis gefaltet und mithilfe von HRTF für einen Hörversuch mit Kopfhörern vorbereitet.

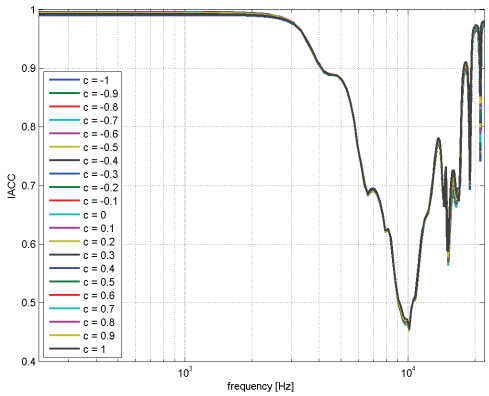
A Zusätzliche Analyse Plots

Im Anhang sind Ergebnisse zu Untersuchungen gezeigt, auf die in dieser Arbeit eingegangen wird. Diese wurden jedoch aufgrund von geringerer Relevanz oder zu großem Umfang nicht in die Arbeit aufgenommen. Zur Vollständigkeit sind diese hier, dennoch zusammengefasst, dargestellt.

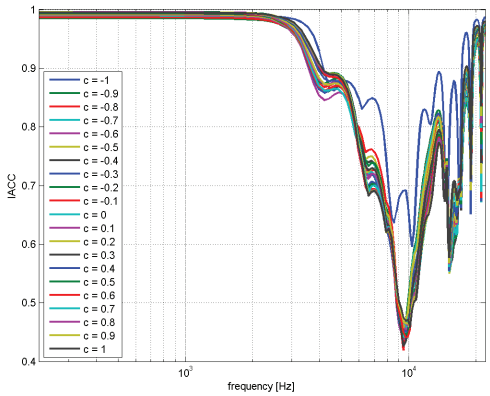
A.1 IACC für Omnidirektionale Raumimpulsantworten

Im Folgenden sind Ergebnisse der Untersuchung zur Frequenzabhängigkeit des IACC für omnidirektionale Raumimpulsantworten, die auf mit Fullband- und Subband-dekorrelierten Impulsantworten basieren, zusammengefasst.

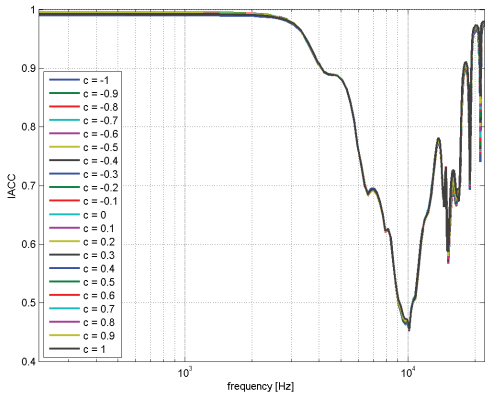
A.1.1 Fullband-Dekorrelation



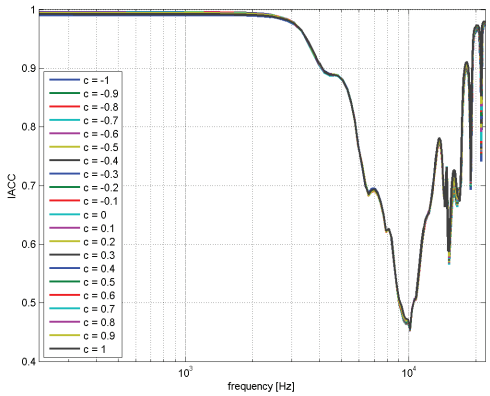
(a) erste Reflexionen und Nachhall



(b) Gesamte Impulsantwort

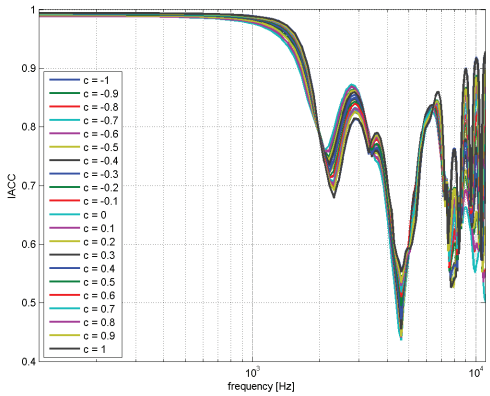


(c) erste Reflexionen 50 %

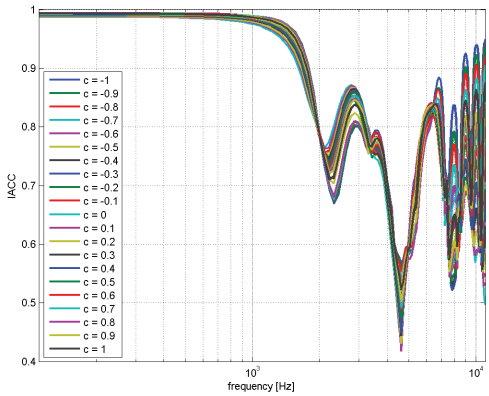


(d) erste Reflexionen 95 %

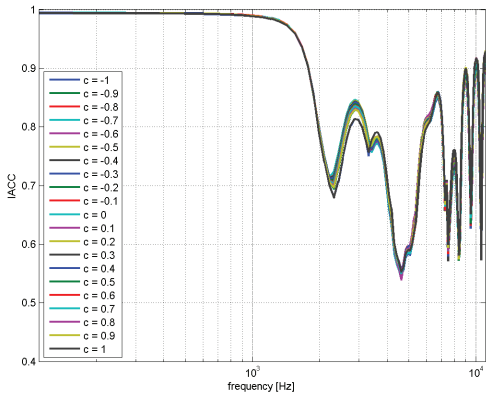
Abbildung A.1: IACC in Abhängigkeit der Frequenz für Fullband-Dekorrelation von Example 3



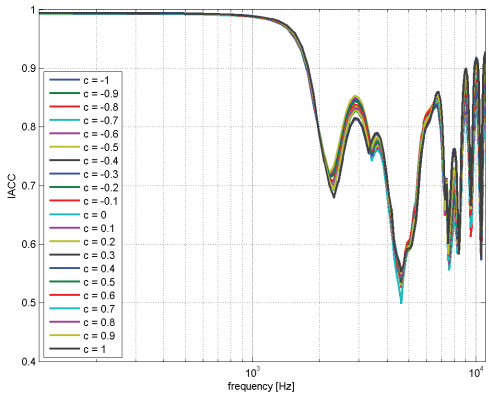
(a) erste Reflexionen und Nachhall



(b) Gesamte Impulsantwort



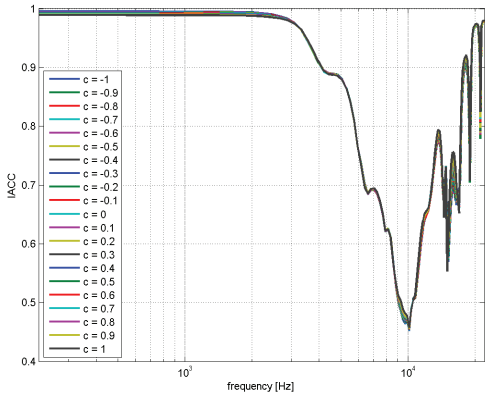
(c) erste Reflexionen 50 %



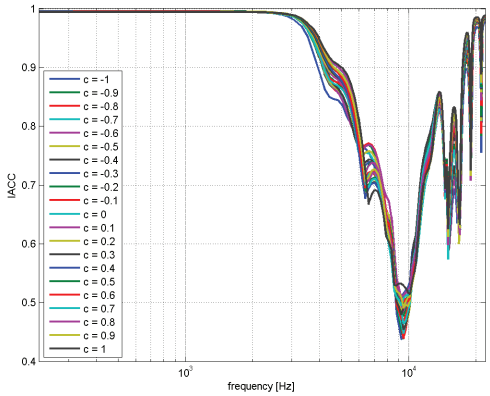
(d) erste Reflexionen 95 %

Abbildung A.2: IACC in Abhängigkeit der Frequenz für Fullband-Dekorrelation von Example 8

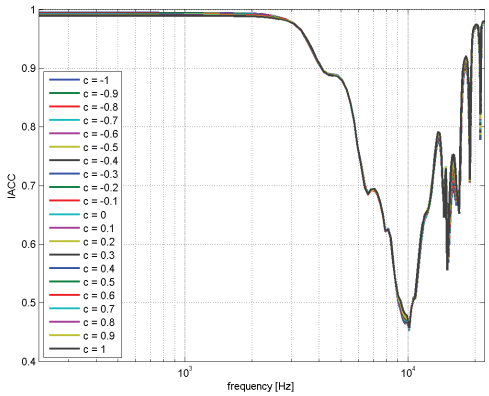
A.1.2 Subband-Dekorrelation



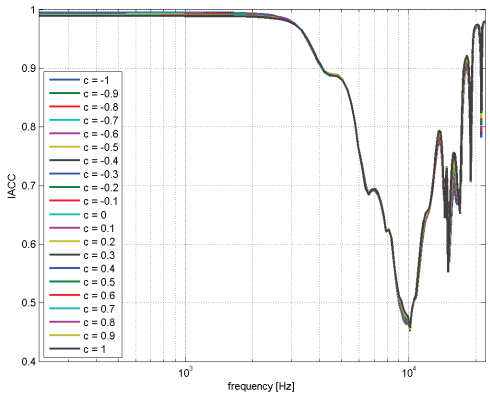
(a) erste Reflexionen und Nachhall



(b) Gesamte Impulsantwort

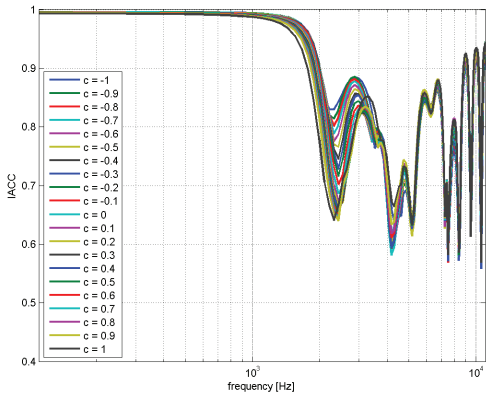


(c) erste Reflexionen 50 %

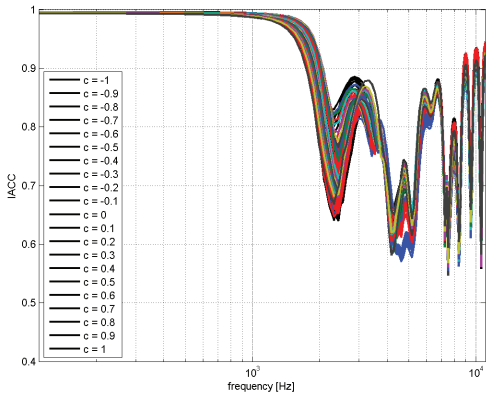


(d) erste Reflexionen 95 %

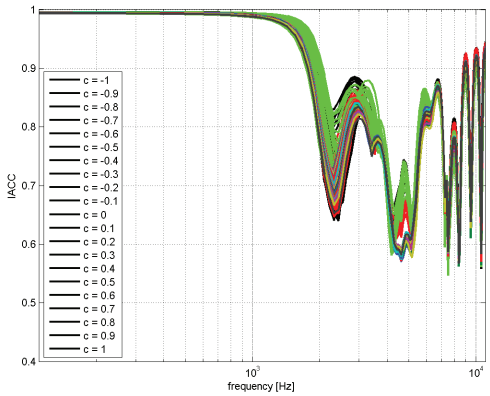
Abbildung A.3: IACC in Abhängigkeit der Frequenz für Subband-Dekorrelation von Example 3



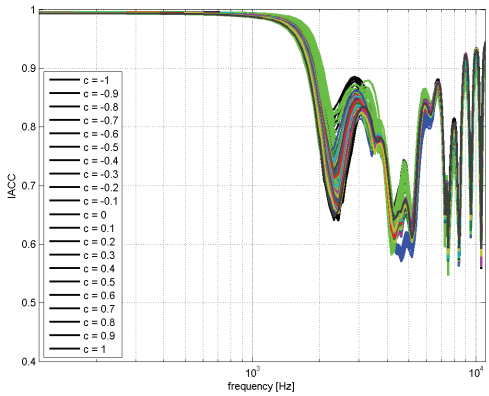
(a) erste Reflexionen und Nachhall



(b) Gesamte Impulsantwort



(c) erste Reflexionen 50 %



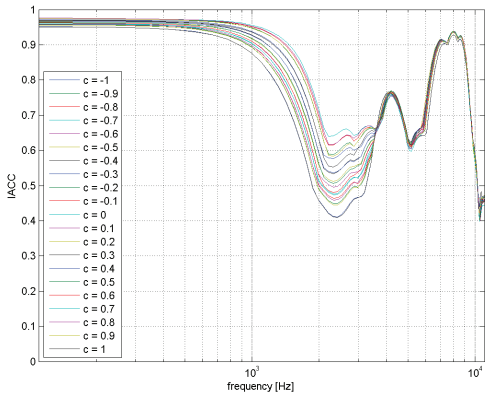
(d) erste Reflexionen 95 %

Abbildung A.4: IACC in Abhängigkeit der Frequenz für Subband-Dekorrelation von Example 8

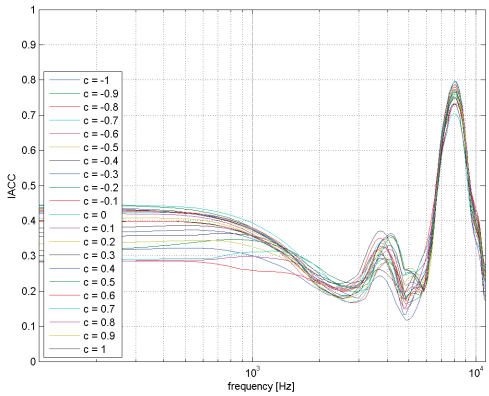
A.2 IACC für Gerichtete Raumimpulsantworten

Im Folgenden sind Ergebnisse der Untersuchung zur Frequenzabhängigkeit des IACC für gerichtete Raumimpulsantworten, die auf mit Fullband- und Subband-dekorrelierten Impulsantworten basieren, zusammengefasst.

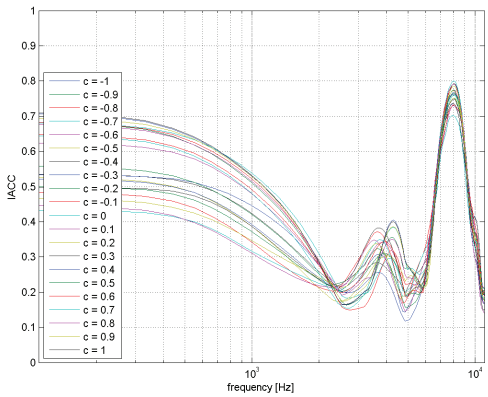
A.2.1 Fullband-Dekorrelation



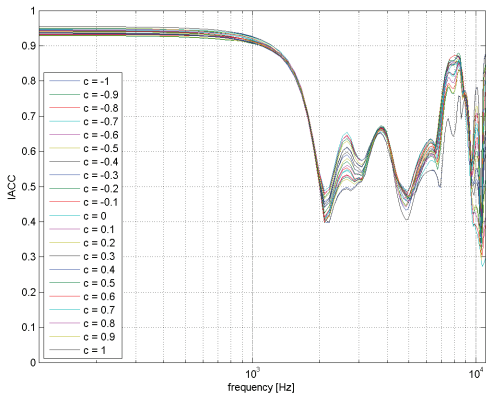
(a) Filter 1



(b) Filter 2

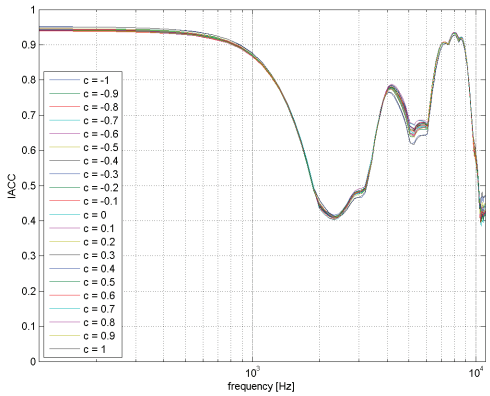


(c) Filter 3

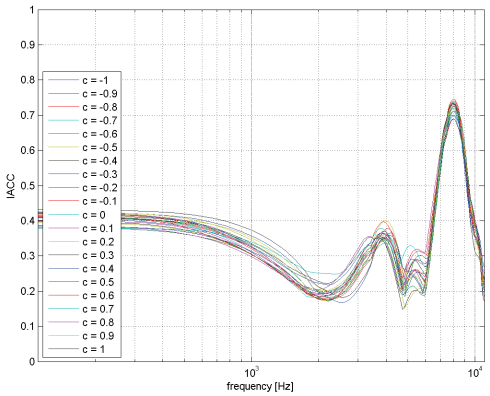


(d) Filter 4

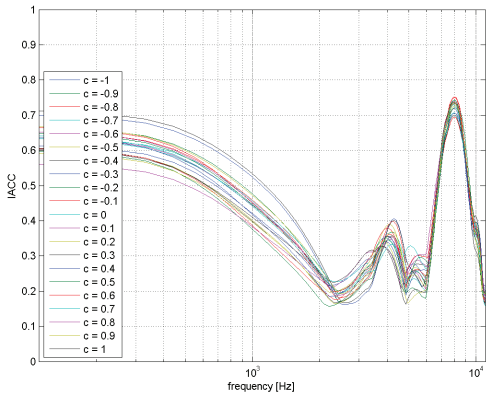
Abbildung A.5: IACC in Abhängigkeit der Frequenz für Fullband-Dekorrelation der ersten Reflexionen und Nachhall von Example 8



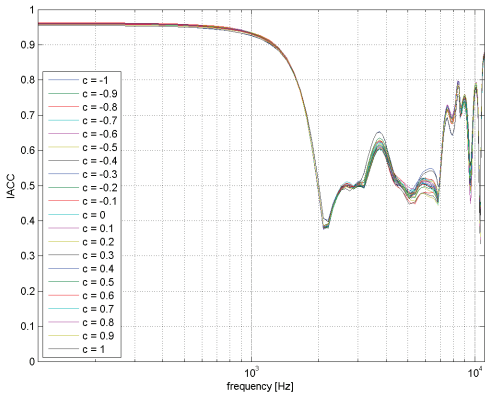
(a) Filter 1



(b) Filter 2

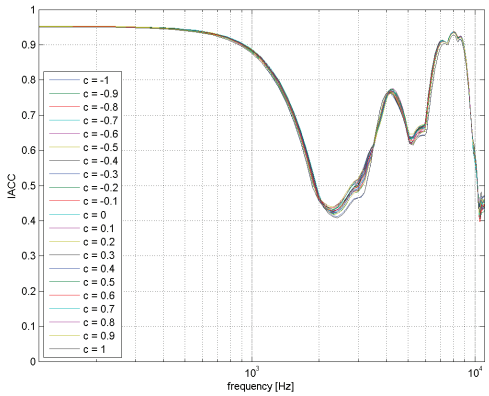


(c) Filter 3

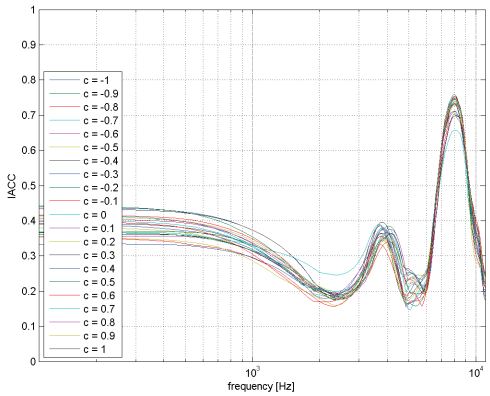


(d) Filter 4

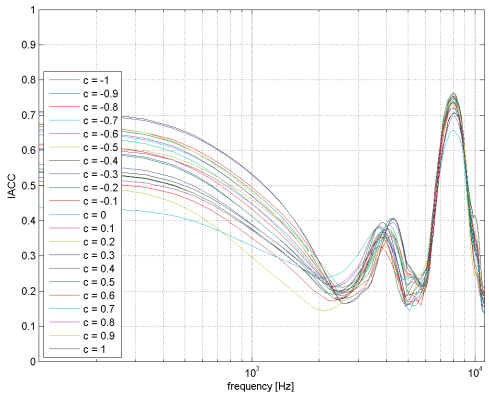
Abbildung A.6: IACC in Abhängigkeit der Frequenz für Fullband-Dekorrelation der ersten Reflexionen 50 % von Example 8



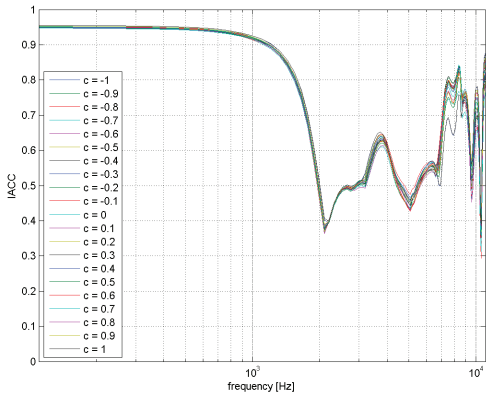
(a) Filter 1



(b) Filter 2

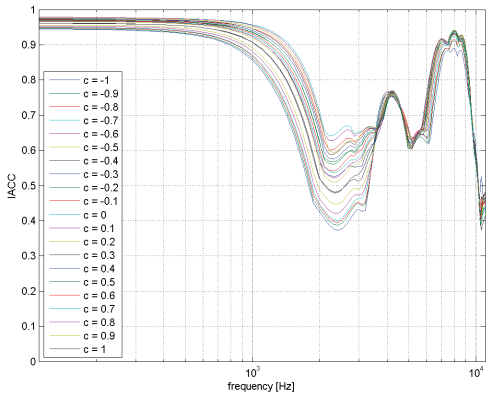


(c) Filter 3

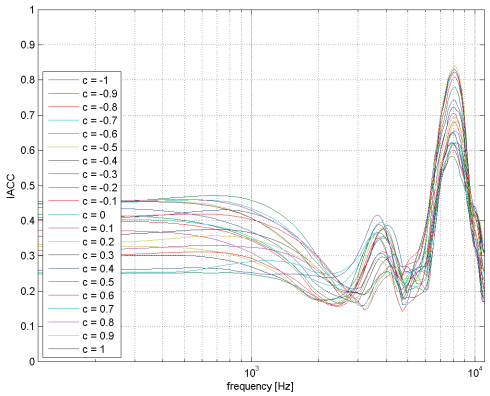


(d) Filter 4

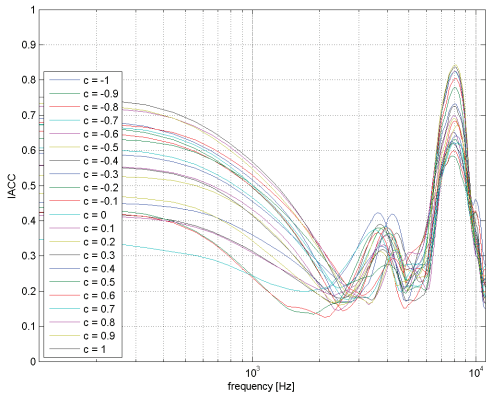
Abbildung A.7: IACC in Abhängigkeit der Frequenz für Fullband-Dekorrelation der ersten Reflexionen 95 % von Example 8



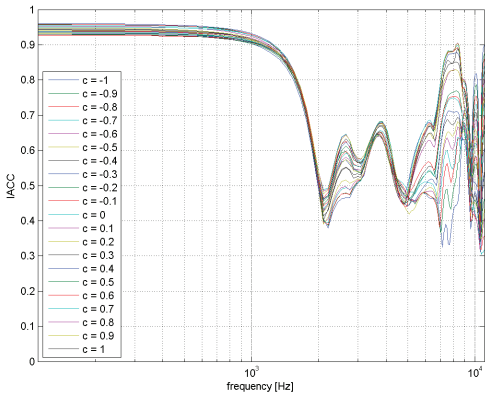
(a) Filter 1



(b) Filter 2



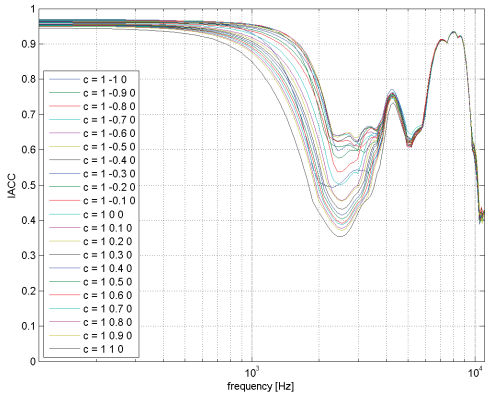
(c) Filter 3



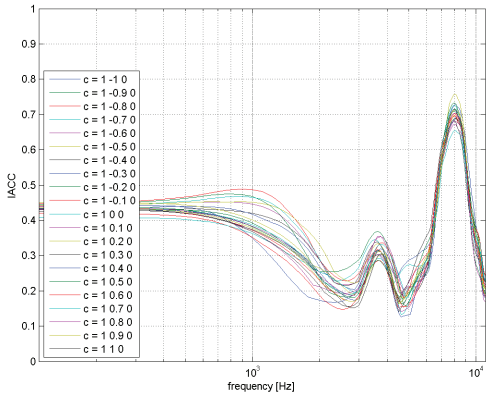
(d) Filter 4

Abbildung A.8: IACC in Abhängigkeit der Frequenz für Fullband-Dekorrelation der gesamten Impulsantwort von Example 8

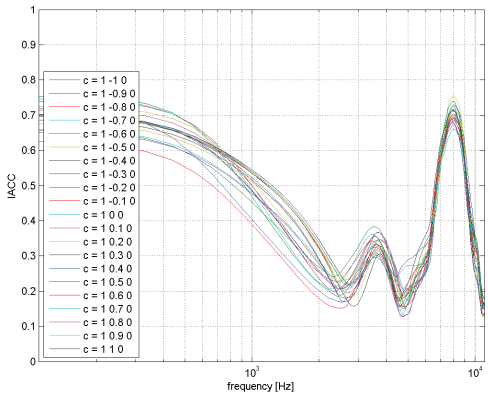
A.2.2 Subband-Dekorrelation



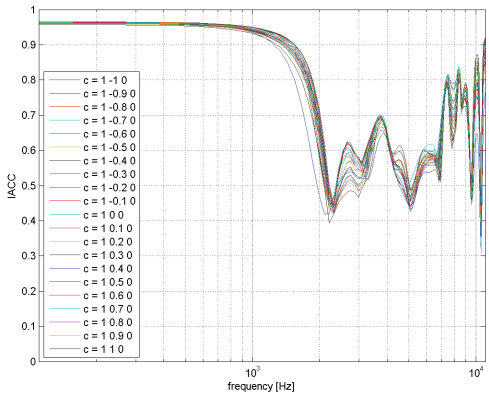
(a) Filter 1



(b) Filter 2

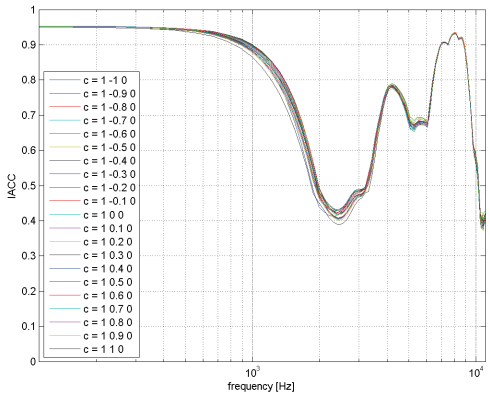


(c) Filter 3

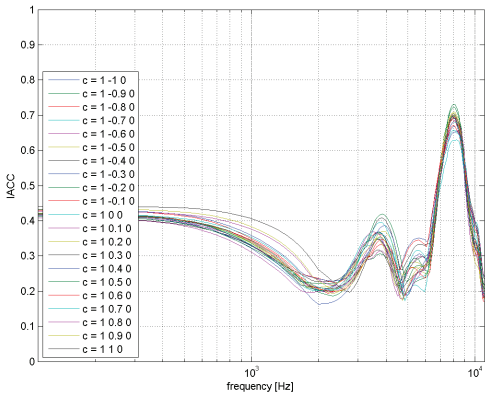


(d) Filter 4

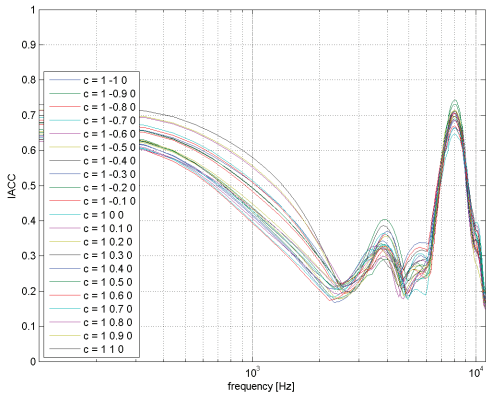
Abbildung A.9: IACC in Abhängigkeit der Frequenz für Subband-Dekorrelation der ersten Reflexionen und Nachhall von Example 8



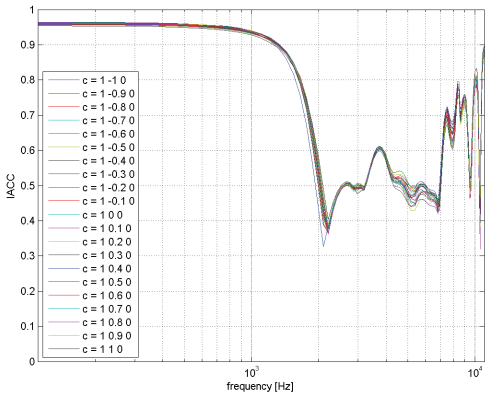
(a) Filter 1



(b) Filter 2

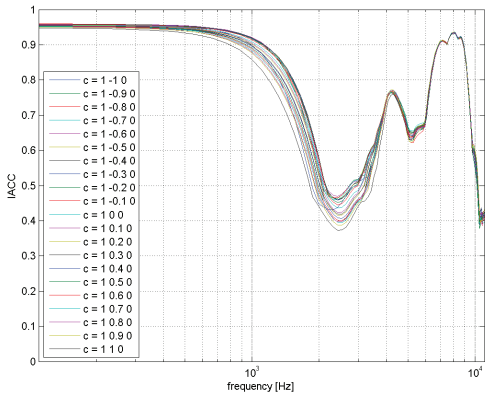


(c) Filter 3

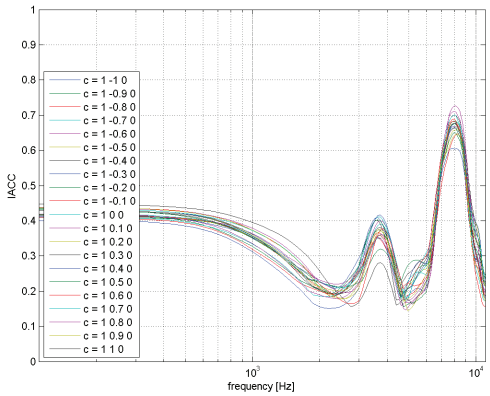


(d) Filter 4

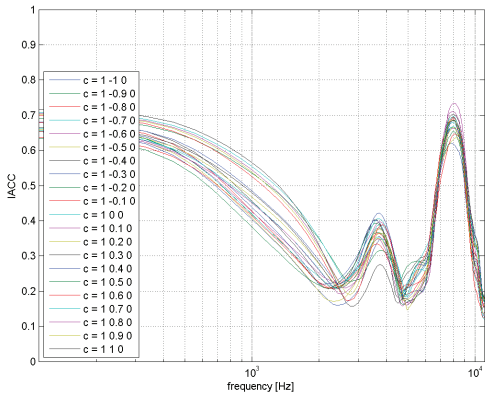
Abbildung A.10: IACC in Abhängigkeit der Frequenz für Subband-Dekorrelation der ersten Reflexionen 50 % von Example 8



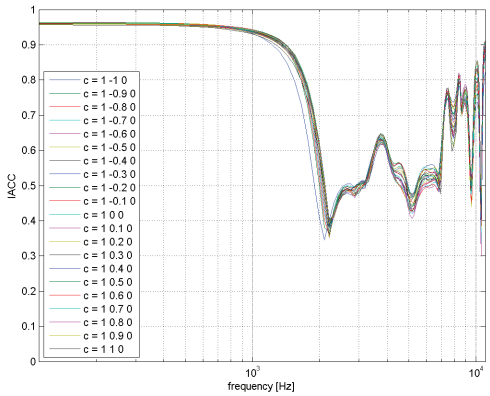
(a) Filter 1



(b) Filter 2

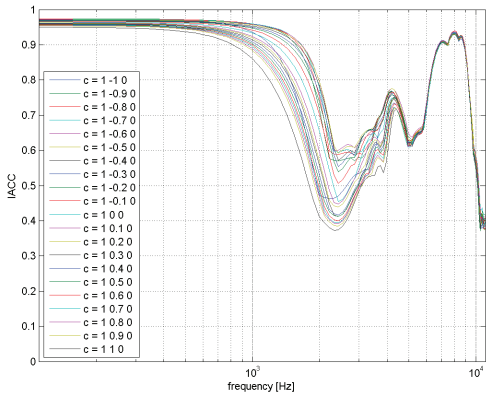


(c) Filter 3

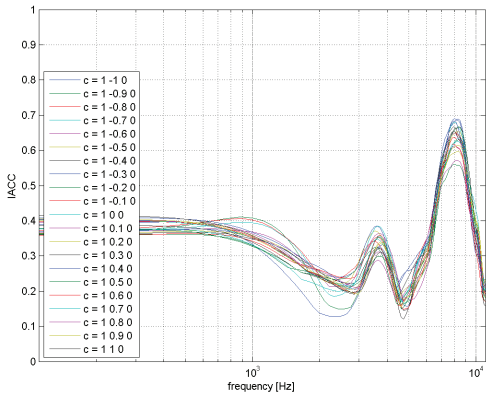


(d) Filter 4

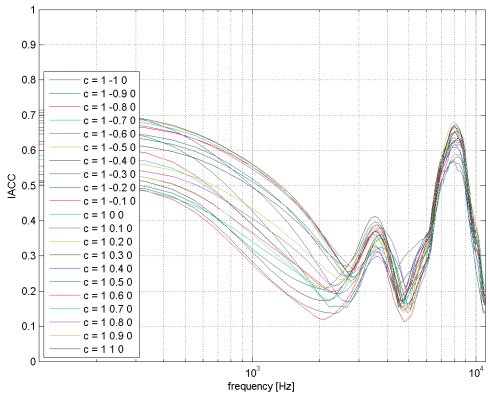
Abbildung A.11: IACC in Abhängigkeit der Frequenz für Subband-Dekorrelation der ersten Reflexionen 95 % von Example 8



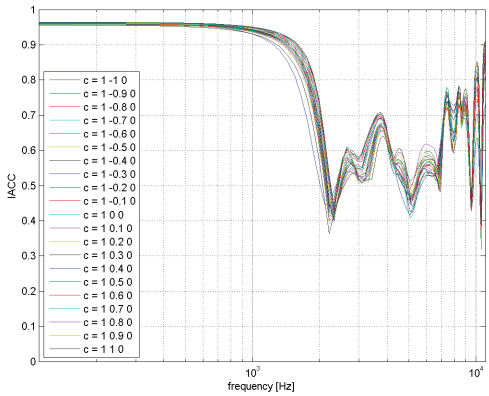
(a) Filter 1



(b) Filter 2



(c) Filter 3

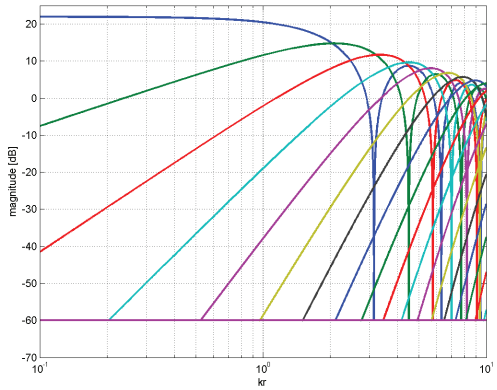


(d) Filter 4

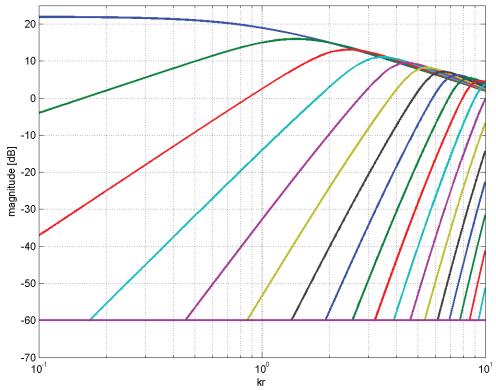
Abbildung A.12: IACC in Abhängigkeit der Frequenz für Subband-Dekorrelation der gesamten Impulsantwort von Example 8

A.3 Regularization-Filter nach Rettberg

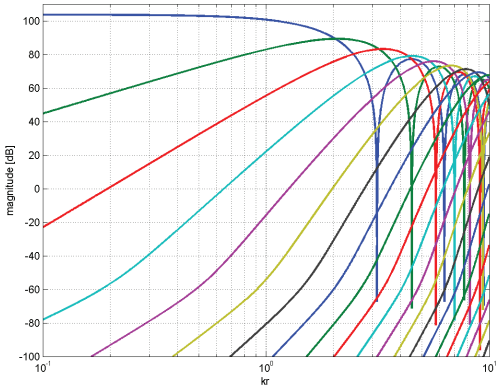
In Abbildung A.13 sind die Verläufe der Radial-Filter nach der Beobachtung mit den Regularization-Filtern aus Abschnitt 2.2.3 dargestellt. Der Verlauf für Filter 1 ist in Abbildung 2.10 einzeln dargestellt.



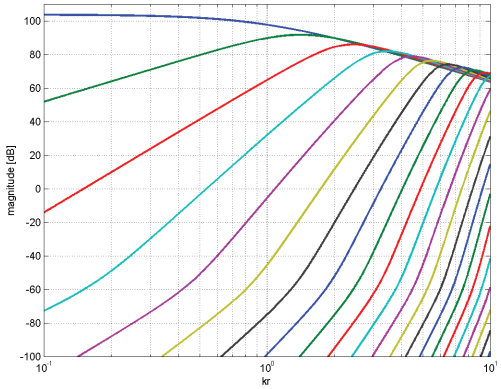
(a) Open Sphere Array nach Filter 2



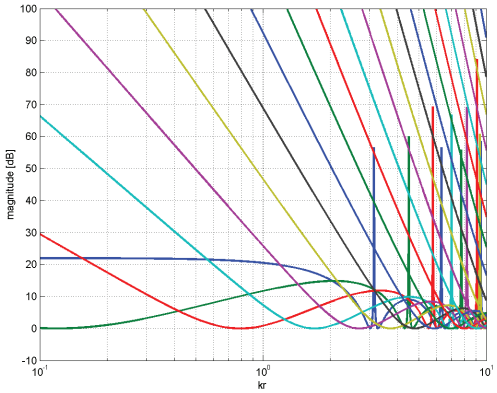
(b) Rigid Sphere Array nach Filter 2



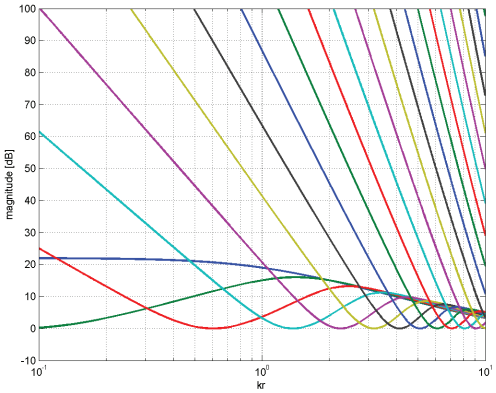
(c) Open Sphere Array nach Filter 3



(d) Rigid Sphere Array nach Filter 3



(e) Open Sphere Array nach Filter 4



(f) Rigid Sphere Array nach Filter 4

Abbildung A.13: Radial-Filter für Open und Rigid Sphere Arrays für die in Abschnitt 2.2.3 vorgestellten Regularization-Filter. Der entsprechende Verlauf für Filter 1 ist in Abbildung 2.10 zu finden.

B Hörbeispiele

Im Folgenden sind die im Rahmen dieser Arbeit erstellten Hörbeispiele in Form von Tabellen zusammengefasst. Dabei ist immer der Dateiname sowie ein Kommentar zu den Einstellungen gegeben. Der entsprechende Ordner, in dem die Datei zu finden ist, ist in der Beschreibung der Tabelle angegeben. Alle Hörbeispiele wurden unter der Annahme erzeugt, dass sich die Schallquelle in einem Abstand von 5 m vor dem Kopf befindet. Dementsprechend trifft die einfallende Welle von vorne frontal auf den Kopf auf.

In Tabelle B.1 und Tabelle B.2 sind die Hörbeispiele für omnidirektionale und gerichtete Raumimpulsantworten für Example 3 und Example 8 zusammengefasst.

Dateiname	Kommentar
Ex3_measurement_kastagnetten_N_0.wav	Messdaten, $N = 0$
Ex3_simulation_kastagnetten_N_0.wav	Simulationsdaten, $N = 0$
Ex3_omnidirectional_simulation_kastagnetten_N_0.wav	Simulation omnidirektional
Ex3_measurement_kastagnetten_N_3.wav	Messdaten, $N = 3$
Ex3_simulation_kastagnetten_N_3.wav	Simulationsdaten, $N = 3$

Tabelle B.1: Referenz Hörbeispiele für Ordnungen $N = 0$ und $N = 3$. Die Dateien befinden sich im Ordner "./Example3/SOFiA/".

Dateiname	Kommentar
Ex8_measurement_kastagnetten_N_0.wav	Messdaten, $N = 0$
Ex8_simulation_kastagnetten_N_0.wav	Simulationsdaten, $N = 0$
Ex8_omnidirectional_simulation_kastagnetten_N_0.wav	Simulation omnidirektional
Ex8_measurement_kastagnetten_N_17.wav	Messdaten, $N = 17$
Ex8_simulation_kastagnetten_N_17.wav	Simulationsdaten, $N = 17$

Tabelle B.2: Referenz Hörbeispiele für Ordnungen $N = 0$ und $N = 17$. Die Dateien befinden sich im Ordner "./Example8/SOFiA/".

In Tabelle B.3 und Tabelle B.4 sind die Hörbeispiele für omnidirektionale Raumimpulsantworten unter Verwendung der Fullband- und Subband-Dekorrelation zusammengefasst. Insgesamt sind so 186 Hörbeispiele für jedes Example entstanden.

Dateiname	Kommentar
ExX_measurement_kastagnetten_c_-1.wav	$\Omega' = -1$
ExX_measurement_kastagnetten_c_-0.9.wav	$\Omega' = -0.9$
ExX_measurement_kastagnetten_c_-0.8.wav	$\Omega' = -0.8$
ExX_measurement_kastagnetten_c_-0.7.wav	$\Omega' = -0.7$
ExX_measurement_kastagnetten_c_-0.6.wav	$\Omega' = -0.6$
ExX_measurement_kastagnetten_c_-0.5.wav	$\Omega' = -0.5$
ExX_measurement_kastagnetten_c_-0.4.wav	$\Omega' = -0.4$
ExX_measurement_kastagnetten_c_-0.3.wav	$\Omega' = -0.3$
ExX_measurement_kastagnetten_c_-0.2.wav	$\Omega' = -0.2$
ExX_measurement_kastagnetten_c_-0.1.wav	$\Omega' = -0.1$
ExX_measurement_kastagnetten_c_0.wav	$\Omega' = 0$
ExX_measurement_kastagnetten_c_0.1.wav	$\Omega' = 0.1$
ExX_measurement_kastagnetten_c_0.2.wav	$\Omega' = 0.2$
ExX_measurement_kastagnetten_c_0.3.wav	$\Omega' = 0.3$
ExX_measurement_kastagnetten_c_0.4.wav	$\Omega' = 0.4$
ExX_measurement_kastagnetten_c_0.5.wav	$\Omega' = 0.5$
ExX_measurement_kastagnetten_c_0.6.wav	$\Omega' = 0.6$
ExX_measurement_kastagnetten_c_0.7.wav	$\Omega' = 0.7$
ExX_measurement_kastagnetten_c_0.8.wav	$\Omega' = 0.8$
ExX_measurement_kastagnetten_c_0.9.wav	$\Omega' = 0.9$
ExX_measurement_kastagnetten_c_1.wav	$\Omega' = 1$

Tabelle B.3: Hörbeispiele für omnidirektionale Raumimpulsantworten nach einer Fullband-Dekorrelation für Kreuzkorrelationskoeffizienten zwischen -1 und 1. Abhängig vom betrachteten Example sind die Dateien in den Ordnern "./Example3/omnidirectional/fullband_es/", "./Example3/omnidirectional/fullband_eRr/", "./Example3/omnidirectional/fullband_eR50/" und "./Example3/omnidirectional/fullband_eR95/" sowie "./Example8/omnidirectional/fullband_es/", "./Example8/omnidirectional/fullband_eRr/", "./Example8/omnidirectional/fullband_eR50/" und "./Example8/omnidirectional/fullband_eR95/" zu finden. Dabei muss der Platzhalter ExX im Dateinamen durch Ex3 beziehungsweise Ex8 ersetzt werden.

Dateiname	Kommentar
ExX_measurement_kastagnetten_c_1_-1_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -1$
ExX_measurement_kastagnetten_c_1_-0.9_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -0.9$
ExX_measurement_kastagnetten_c_1_-0.8_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -0.8$
ExX_measurement_kastagnetten_c_1_-0.7_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -0.7$
ExX_measurement_kastagnetten_c_1_-0.6_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -0.6$
ExX_measurement_kastagnetten_c_1_-0.5_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -0.5$
ExX_measurement_kastagnetten_c_1_-0.4_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -0.4$
ExX_measurement_kastagnetten_c_1_-0.3_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -0.3$
ExX_measurement_kastagnetten_c_1_-0.2_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -0.2$
ExX_measurement_kastagnetten_c_1_-0.1_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -0.1$
ExX_measurement_kastagnetten_c_1_0_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0$
ExX_measurement_kastagnetten_c_1_0.1_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.1$
ExX_measurement_kastagnetten_c_1_0.2_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.2$
ExX_measurement_kastagnetten_c_1_0.3_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.3$
ExX_measurement_kastagnetten_c_1_0.4_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.4$
ExX_measurement_kastagnetten_c_1_0.5_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.5$
ExX_measurement_kastagnetten_c_1_0.6_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.6$
ExX_measurement_kastagnetten_c_1_0.7_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.7$
ExX_measurement_kastagnetten_c_1_0.8_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.8$
ExX_measurement_kastagnetten_c_1_0.9_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.9$
ExX_measurement_kastagnetten_c_1_1_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 1$

Tabelle B.4: Hörbeispiele für omnidirektionale Raumimpulsantworten nach einer Subband-Dekorrelation für Kreuzkorrelationskoeffizienten $\Omega'_{\mathrm{medium}}$ zwischen -1 und 1. Ω'_{low} wurde dabei auf dem Wert 1 und Ω'_{high} auf dem Wert 0 festgelegt. Als Grenzfrequenzen der Subband-Dekorrelation wurde für Example 3 539.5 Hz und 1500 Hz gewählt. Für Example 8 wurden dies auf 1500 Hz und 2399.4 Hz gesetzt. Abhängig vom betrachteten Example sind die Dateien in den Ordnern "./Example3/omnidirectional/subband_es/", "./Example3/omnidirectional/subband_eRr/", "./Example3/omnidirectional/subband_eR50/" und "./Example3/omnidirectional/subband_eR95/" sowie "./Example8/omnidirectional/subband_es/", "./Example8/omnidirectional/subband_eRr/", "./Example8/omnidirectional/subband_eR50/" und "./Example8/omnidirectional/subband_eR95/" zu finden. Dabei muss der Platzhalter ExX im Dateinamen durch Ex3 beziehungsweise Ex8 ersetzt werden.

In Tabelle B.5 sind die Hörbeispiele für die Untersuchung des Einflusses der Ordnung N für Example 3 und Example 8 sowie der verschiedenen Regularization-Filter zu finden. Somit sind für jedes Example 72 Hörbeispiele entstanden.

Dateiname	Kommentar
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_N_0.wav	$N = 0$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_N_1.wav	$N = 1$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_N_2.wav	$N = 2$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_N_3.wav	$N = 3$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_N_4.wav	$N = 4$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_N_5.wav	$N = 5$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_N_6.wav	$N = 6$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_N_7.wav	$N = 7$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_N_8.wav	$N = 8$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_N_9.wav	$N = 9$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_N_10.wav	$N = 10$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_N_11.wav	$N = 11$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_N_12.wav	$N = 12$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_N_13.wav	$N = 13$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_N_14.wav	$N = 14$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_N_15.wav	$N = 15$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_N_16.wav	$N = 16$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_N_17.wav	$N = 17$

Tabelle B.5: Hörbeispiele für gerichtete Raumimpulsantworten basierend auf den vier Regularization-Filtern in Abschnitt 2.2.3 in Abhängigkeit der Ordnung N für Werte zwischen 0 und 17. Abhängig vom betrachteten Example sowie dem eingesetzten Filter befinden sich die Dateien in den Ordnern "./Example3/N_loop/Filter1/", "./Example3/N_loop/Filter1/", "./Example3/N_loop/Filter1/" und "./Example3/N_loop/Filter1/" sowie "./Example8/N_loop/Filter1/", "./Example8/N_loop/Filter1/", "./Example8/N_loop/Filter1/" und "./Example8/N_loop/Filter1/". Als Referenz für den Einsatz der Dekorrelation wurde für Example 3 die Ordnung $N = 3$ sowie für Example 8 die Ordnung $N = 17$ gewählt. Dabei kann der Platzhalter FilterX für die Filter1 bis Filter4 ersetzt werden. Der Platzhalter ExX im Dateinamen durch Ex3 beziehungsweise Ex8 ersetzt werden.

In Tabelle B.6 und Tabelle B.7 sind die Hörbeispiele für gerichtete Raumimpulsantworten unter Verwendung der Fullband-Dekorrelation auf Example 3 und Example 8 zusammengefasst. Insgesamt sind so für jedes Example mit vier Dekorrelationsbereichen, vier Regularization-Filtern, der Amplitudenanpassung und 21 Kreuzkorrelationskoeffizienten 672 Hörbeispiele erzeugt worden.

Dateiname	Kommentar
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_-1.wav	$\Omega' = -1$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_-0.9.wav	$\Omega' = -0.9$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_-0.8.wav	$\Omega' = -0.8$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_-0.7.wav	$\Omega' = -0.7$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_-0.6.wav	$\Omega' = -0.6$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_-0.5.wav	$\Omega' = -0.5$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_-0.4.wav	$\Omega' = -0.4$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_-0.3.wav	$\Omega' = -0.3$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_-0.2.wav	$\Omega' = -0.2$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_-0.1.wav	$\Omega' = -0.1$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_0.wav	$\Omega' = 0$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_0.1.wav	$\Omega' = 0.1$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_0.2.wav	$\Omega' = 0.2$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_0.3.wav	$\Omega' = 0.3$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_0.4.wav	$\Omega' = 0.4$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_0.5.wav	$\Omega' = 0.5$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_0.6.wav	$\Omega' = 0.6$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_0.7.wav	$\Omega' = 0.7$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_0.8.wav	$\Omega' = 0.8$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_0.9.wav	$\Omega' = 0.9$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1.wav	$\Omega' = 1$

Tabelle B.6: Hörbeispiele für gerichtete Raumimpulsantworten basierend auf den vier Regularization-Filtern in Abschnitt 2.2.3 nach einer Fullband-Dekorrelation für Kreuzkorelationskoeffizienten zwischen -1 und 1. Abhängig vom betrachteten Example sowie dem eingesetzten Filter und Dekorrelationsbereich befinden sich die Dateien in den Ordnern "./Example3/gerichtet/fullband_es/FilterX/", "./Example3/gerichtet/fullband_eRr/FilterX/", "./Example3/gerichtet/fullband_eR50/FilterX/" und "./Example3/gerichtet/fullband_eR95/FilterX/" sowie "./Example8/gerichtet/fullband_es/FilterX/", "./Example8/gerichtet/fullband_eRr/FilterX/", "./Example8/gerichtet/fullband_eR50/FilterX/" und "./Example8/gerichtet/fullband_eR95/FilterX/". Dabei kann der Platzhalter FilterX für die Filter1 bis Filter4 ersetzt werden. Der Platzhalter ExX im Dateinamen kann abhängig vom Example auf Ex3 beziehungsweise Ex8 gesetzt werden. In den aufgelisteten Hörbeispielen wurde noch keine Amplitudenanpassung der Raumimpulsantworten durchgeführt. Die entsprechenden angepassten Hörbeispiele sind in Tabelle B.7 zu finden.

Dateiname	Kommentar
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_-1_decay.wav	$\Omega' = -1$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_-0.9_decay.wav	$\Omega' = -0.9$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_-0.8_decay.wav	$\Omega' = -0.8$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_-0.7_decay.wav	$\Omega' = -0.7$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_-0.6_decay.wav	$\Omega' = -0.6$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_-0.5_decay.wav	$\Omega' = -0.5$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_-0.4_decay.wav	$\Omega' = -0.4$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_-0.3_decay.wav	$\Omega' = -0.3$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_-0.2_decay.wav	$\Omega' = -0.2$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_-0.1_decay.wav	$\Omega' = -0.1$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_0_decay.wav	$\Omega' = 0$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_0.1_decay.wav	$\Omega' = 0.1$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_0.2_decay.wav	$\Omega' = 0.2$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_0.3_decay.wav	$\Omega' = 0.3$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_0.4_decay.wav	$\Omega' = 0.4$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_0.5_decay.wav	$\Omega' = 0.5$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_0.6_decay.wav	$\Omega' = 0.6$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_0.7_decay.wav	$\Omega' = 0.7$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_0.8_decay.wav	$\Omega' = 0.8$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_0.9_decay.wav	$\Omega' = 0.9$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_decay.wav	$\Omega' = 1$

Tabelle B.7: Hörbeispiele für gerichtete Raumimpulsantworten basierend auf den vier Regularization-Filtern in Abschnitt 2.2.3 nach einer Fullband-Dekorrelation für Kreuzkorelationskoeffizienten zwischen -1 und 1 inklusive Amplitudenanpassung der Raumimpulsantworten. Abhängig vom betrachteten Example sowie dem eingesetzten Filter und Dekorrelationsbereich befinden sich die Dateien in den Ordnern "./Example3/gerichtet/fullband_es_decay/FilterX/", "./Example3/gerichtet/fullband_eRr_decay/FilterX/", "./Example3/gerichtet/fullband_eR50_decay/FilterX/" und "./Example3/gerichtet/fullband_eR95_decay/FilterX/" sowie "./Example8/gerichtet/fullband_es_decay/FilterX/", "./Example8/gerichtet/fullband_eRr_decay/FilterX/", "./Example8/gerichtet/fullband_eR50_decay/FilterX/" und "./Example8/gerichtet/fullband_eR95_decay/FilterX/". Dabei kann der Platzhalter FilterX für die Filter1 bis Filter4 ersetzt werden. Der Platzhalter ExX im Dateinamen kann abhängig vom Example auf Ex3 beziehungsweise Ex8 gesetzt werden.

In Tabelle B.8 und Tabelle B.9 sind die Hörbeispiele für gerichtete Raumimpulsantworten unter Verwendung der Subband-Dekorrelation auf Example 8 zusammengefasst. Insgesamt sind so mit vier Dekorrelationsbereichen, vier Regularization-Filtern, der Amplitudenanpassung und 21 Kreuzkorrelationskoeffizienten 672 Hörbeispiele erzeugt worden.

Dateiname	Kommentar
Ex8_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_-1_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -1$
Ex8_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_-0.9_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -0.9$
Ex8_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_-0.8_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -0.8$
Ex8_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_-0.7_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -0.7$
Ex8_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_-0.6_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -0.6$
Ex8_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_-0.5_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -0.5$
Ex8_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_-0.4_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -0.4$
Ex8_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_-0.3_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -0.3$
Ex8_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_-0.2_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -0.2$
Ex8_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_-0.1_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -0.1$
Ex8_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_0_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0$
Ex8_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_0.1_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.1$
Ex8_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_0.2_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.2$
Ex8_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_0.3_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.3$
Ex8_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_0.4_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.4$
Ex8_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_0.5_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.5$
Ex8_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_0.6_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.6$
Ex8_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_0.7_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.7$
Ex8_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_0.8_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.8$
Ex8_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_0.9_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.9$
Ex8_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_1_0.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 1$

Tabelle B.8: Hörbeispiele für gerichtete Raumimpulsantworten basierend auf den vier Regularization-Filtern in Abschnitt 2.2.3 nach einer Subband-Dekorrelation für Kreuzkorelationskoeffizienten $\Omega'_{\mathrm{medium}}$ zwischen -1 und 1. Ω'_{low} wurde dabei auf dem Wert 1 und Ω'_{high} auf dem Wert 0 festgelegt. Als Grenzfrequenzen der Subband-Dekorrelation wurde für Example 8 1500 Hz und 2399.4 Hz gewählt. Abhängig vom eingesetzten Filter und Dekorrelationsbereich befinden sich die Dateien in den Ordnern "./Example8/gerichtet/subband_es/FilterX/", "./Example8/gerichtet/subband_eRr/FilterX/", "./Example8/gerichtet/subband_eR50/FilterX/" und "./Example8/gerichtet/subband_eR95/FilterX/". Dabei kann der Platzhalter FilterX für die Filter1 bis Filter4 ersetzt werden. In den aufgelisteten Hörbeispielen wurde noch keine Amplitudenanpassung der Raumimpulsantworten durchgeführt. Die entsprechenden angepassten Hörbeispiele sind in Tabelle B.9 zu finden.

Dateiname	Kommentar
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_-1_0_decay.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -1$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_-0.9_0_decay.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -0.9$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_-0.8_0_decay.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -0.8$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_-0.7_0_decay.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -0.7$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_-0.6_0_decay.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -0.6$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_-0.5_0_decay.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -0.5$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_-0.4_0_decay.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -0.4$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_-0.3_0_decay.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -0.3$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_-0.2_0_decay.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -0.2$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_-0.1_0_decay.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = -0.1$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_0_0_decay.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_0.1_0_decay.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.1$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_0.2_0_decay.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.2$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_0.3_0_decay.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.3$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_0.4_0_decay.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.4$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_0.5_0_decay.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.5$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_0.6_0_decay.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.6$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_0.7_0_decay.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.7$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_0.8_0_decay.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.8$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_0.9_0_decay.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 0.9$
ExX_measurement_kastagnetten_FilterX_c_1_1_0_decay.wav	$\Omega'_{\mathrm{medium}} = 1$

Tabelle B.9: Hörbeispiele für gerichtete Raumimpulsantworten basierend auf den vier Regularization-Filtern in Abschnitt 2.2.3 nach einer Subband-Dekorrelation für Kreuzkorelationskoeffizienten $\Omega'_{\mathrm{medium}}$ zwischen -1 und 1 inklusive Amplitudenanpassung der Raumimpulsantworten. Ω'_{low} wurde dabei auf dem Wert 1 und Ω'_{high} auf dem Wert 0 festgelegt. Als Grenzfrequenzen der Subband-Dekorrelation wurde für Example 8 1500 Hz und 2399.4 Hz gewählt. Abhängig vom eingesetzten Filter und Dekorrelationsbereich befinden sich die Dateien in den Ordnern "./Example8/gerichtet/subband_es_decay/FilterX/", "./Example8/gerichtet/subband_eRr_decay/FilterX/", "./Example8/gerichtet/subband_eR50_decay/FilterX/" und "./Example8/gerichtet/subband_eR95_decay/FilterX/". Dabei kann der Platzhalter FilterX für die Filter1 bis Filter4 ersetzt werden.

C Daten-CD

Die im Rahmen dieser Arbeit erstellten Module zur Erweiterung von SOFiA sind auf der beigefügten CD zusammengefasst. Die genutzte Version von SOFiA sowie die entsprechenden anderen externen Quellen auf die, die Module zugreifen, sind ebenfalls auf der CD enthalten. Das in Abschnitt 2.3 beschriebene Example (mySofia_example.m) zeigt den Einsatz der neuen Module anhand des von SOFiA bereitgestellten Example 8.
Neben der genutzten Software befinden sich auf der CD außerdem noch die im Anhang B beschriebenen Hörbeispiele.

Danksagung

Zunächst möchte ich mich bei Prof. Dr.-Ing. Sebastian Möller dafür bedanken, dass er es mir ermöglicht hat, meine Diplomarbeit im Quality and Usability Lab am Institut für Softwaretechnik und Theoretische Informatik der Technischen Universität Berlin zu schreiben. Außerdem möchte ich mich bei Prof. Dr.-Ing. Stefan Weinzierl bedanken, dass er das Prüfungskomitee als Mitberichter unterstützt. Besonderer Dank geht außerdem an Dr.-Ing. Jens Ahrens für die Betreuung und Unterstützung bei meiner Diplomarbeit. Dabei möchte ich mich speziell für die long-distance Unterstützung, die er mir während seiner Zeit in Amerika gegeben hat, bedanken.

Literaturverzeichnis

[1] B. Bernschütz, "Wellenfeldanalyse mit sphärischen Mikrofonarrays," Master's thesis, Fachhochschule Köln, 2009.

[2] "Bessel Function – from Wolfram MathWorld." http://mathworld.wolfram.com/BesselFunction.html. Online; accessed 21-02-2016.

[3] "Bessel Function of the First Kind – from Wolfram MathWorld." http://mathworld.wolfram.com/BesselFunctionoftheFirstKind.html. Online; accessed 22-02-2016.

[4] "Bessel Function of the Second Kind – from Wolfram MathWorld." http://mathworld.wolfram.com/BesselFunctionoftheSecondKind.html. Online; accessed 22-02-2016.

[5] "Spherical Bessel Function of the First Kind – from Wolfram MathWorld." http://mathworld.wolfram.com/SphericalBesselFunctionoftheFirstKind.html. Online; accessed 22-02-2016.

[6] "Spherical Bessel Function of the Second Kind – from Wolfram MathWorld." http://mathworld.wolfram.com/SphericalBesselFunctionoftheSecondKind.html. Online; accessed 22-02-2016.

[7] B. Rafaely, "Plane-wave decomposition of the sound field on a sphere by spherical convolution," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 116, no. 4, pp. 2149–2157, 2004.

[8] B. Rafaely, "Analysis and design of spherical microphone arrays," *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, vol. 13, no. 1, pp. 135–143, 2005.

[9] B. Rafaely and A. Avni, "Interaural cross correlation in a sound field represented by spherical harmonics," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 127, no. 2, pp. 823–828, 2010.

[10] "Spherical Harmonic – from Wolfram MathWorld." http://mathworld.wolfram.com/SphericalHarmonic.html. Online; accessed 22-02-2016.

[11] A. Avni, "Spaciousness of sound fields captured by spherical microphone arrays," Master's thesis, Ben–Gurion University of the Negev, 2010.

[12] A. Avni, J. Ahrens, M. Geier, S. Spors, H. Wierstorf, and B. Rafaely, "Spatial perception of sound fields recorded by spherical microphone arrays with varying spatial resolution," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 133, no. 5, pp. 2711–2721, 2013.

[13] B. Rafaely, B. Weiss, and E. Bachmat, "Spatial aliasing in spherical microphone arrays," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 55, no. 3, pp. 1003–1010, 2007.

[14] B. Bernschütz, C. Pörschmann, S. Spors, and S. Weinziel, "Soft-Limiting der modalen Amplitudenverstärkung bei sphärischen Mikrofonarrays im Plane Wave Decomposition Verfahren," in *Proc. of the 37. Jahrestagung für Akustik (DAGA)*, 2011.

[15] T. Rettberg and S. Spors, "Time-domain behaviour of spherical microphone arrays at high orders," in *Proc. of the 40. Jahrestagung für Akustik (DAGA)*, 2014.

[16] B. Bernschütz, C. Pörschmann, S. Spors, and S. Weinziel, "SOFiA Sound Field Analysis Toolbox," in *International Conference on Spatial Audio*, 2011.

[17] A. Wabnitz, N. Epain, C. Jin, and A. van Schaik, "Room acoustics simulation for multichannel microphone arrays," in *Proc. of the International Symposium on Room Acoustics (ISRA)*, 2010.

[18] A. Lindau, L. Kosanke, and S. Weinzierl, "Perceptual evaluation of model- and signal-based predictors of the mixing time in binaural room impulse responses," *J. Audio Eng. Soc*, vol. 60, no. 11, pp. 887–898, 2012.

[19] V. R. Algazi, R. O. Duda, D. M. Thompson, and C. Avendano, "The CIPIC HRTF database," in *IEEE Workshop on the Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics*, 2001.

[20] B. Bernschütz, C. Pörschmann, S. Spors, and S. Weinziel, "Entwurf und Aufbau eines variablen sphärischen Mikrofonarrays für Forschungsanwendung in Raumakustik und virtual Audio," in *Proc. of the 36. Jahrestagung für Akustik (DAGA)*, 2010.

[21] "Absorptionsgrad verschiedener Materialien und Oberflächen." http://www.sengpielaudio.com/Rechner-RT60Koeff.htm. Online; accessed 13-02-2016.

[22] J. S. Abel and P. Huang, "A simple, robust measure of reverberation echo density," in *Audio Engineering Society Convention 121*, 2006.

[23] G. Potard and I. Burnett, "Decorrelation techniques for the rendering of apparent sound source width in 3D audio displays," in *Proc. of ICAD 04 – Tenth Meeting of the International Conference on Auditory Display*, 2004.

[24] G. S. Kendall, "The decorrelation of audio signals and its impact on spatial imagery," *Computer Music Journal*, vol. 19, no. 4 (Winter, 1995), pp. 71–87, 1995.

[25] S. Doclo and M. Moonen, "Superdirective beamforming robust against microphone mismatch," *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, vol. 15, no. 2, pp. 617–631, 2007.

[26] D. Cabrera, D. Lee, M. Yadav, and W. L. Martens, "Decay envelope manipulation of room impulse responses: Techniques for auralization and sonification," in *Proceedings of the Annual Conference of the Australian Acoustical Society*, 2011.