

Schallfeldspezifische Entzerrung bei Radialfiltern begrenzter Dynamik für das Eigenmike

Toningenieursprojekt

Stefan Lösler

Betreuung: Dr. Franz Zotter

Graz, 14. Mai 2013



institut für elektronische musik und akustik



Zusammenfassung

Diese Arbeit behandelt die Aufnahme von akustischen Klangszenen mit Hilfe von einer Mikrofonanordnung bestehend aus 32 Mikrofonen mit Kugelcharakteristik, die gleichmäßig auf einer festen Kugeloberfläche verteilt sind. Die Signale der Mikrofonanordnung wird in vierter Ordnung Ambisonics kodiert. Die Radialfilter ermöglichen die Wiedergabe auf einem größeren Wiedergaberadius. Dazu wird eine verbesserte Form der Radialfilter verwendet. Diese Radialfilter verhindern, durch die Aufteilung der einzelnen Ordnungen in Frequenzbänder, eine zu starke Bassanhebung bei hohen Ordnungen von Ambisonics. Dadurch wird verhindert, dass im niederfrequenten Bereich verstärkte Fehler der Mikrophone die Klangqualität und Richtungsabbildung zerstören. Weiterhin werden die einzelnen Frequenzbänder diffusfeldentzerrt, dies ist vermutlich die geeignetste Entzerrung bei der frequenzabhängigen Wahl der Ordnungen. Zur Diskussion wird auf die Verwendung einer Freifeld-, Diffusfeldentzerrung eingegangen, und inwiefern diese nützlich bei der Ambisonicswiedergabe sind.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	4
2	Aufnahmen	4
2.1	Mikrophone	5
3	Aufbau der verbesserten Radialfilter für das Eigenmike	6
3.1	Struktur	8
4	Realisierung der verbesserten Radialfilter	10
4.1	Bandpässe	11
4.2	Allpässe	13
4.3	Radialfilter	14
4.4	Gewichtung	15
4.5	Aufbau der Radialfilter als SOS Struktur in Pure Data	17
5	Vermessung der Radialfilter in PD	18
6	Schlussfolgerung und Ausblick	20

1 Einleitung

Es gibt verschiedenste Ansätze ein Klangerlebnis möglichst naturgetreu mit Mikrofonen aufzunehmen, um so die Möglichkeit zu haben dieses Klangerlebnis zu einem späteren Zeitpunkt wiederzugeben. Die Qualität dieser Wiedergabe wird zu einem von der verwendeten Mikrophonierung und zum anderen vom Wiedergabeaufbau und den gegebenen akustischen Verhältnissen im Wiedergaberaum beeinflusst. Hierbei kann das Wiedergabesetup aus einer Vielzahl von Lautsprechern bestehen, diese sind zum Beispiel auf einer Kugeloberfläche angeordnet. Durch diese Art der Anordnung ist es möglich, in Ambisonics kodierte Signale wiederzugeben. Die Ambisonicstheorie ermöglicht es, ein Schallfeld in einem Punkt tatsächlich zu reproduzieren und nicht nur einen originalgetreuen Klangeindruck zu erhalten. Für die Aufnahme eines Klangerlebnisses, welches in Ambisonics kodiert werden kann, sind spezielle Mikrofonarrays notwendig. Für höhere Ordnungen sind die einzelnen Mikrofonkapseln typischerweise auf einer festen Kugeloberfläche angeordnet. Das Ergebnis dieser Arbeit ermöglicht anhand von Aufnahmen verschiedener Klangszenen den direkten Vergleich zweier auf dem Markt befindlichen kugelförmigen Mikrofonarrays. Dies ist zum einen das Soundfield Mikrophon SPS200, erste Ordnung, und zum anderen das Eigenmike EM32, vierte Ordnung. Im Rahmen dieser Arbeit wurde die verwendete Signalverarbeitung des Eigenmike-Mikrofonarrays verbessert.

2 Aufnahmen

Ziel der Aufnahmen war es zum einen, die beiden Mikrofonarrays direkt miteinander vergleichen zu können und zum anderen, Eigenmikeaufnahmen zu Demonstrationszwecken aufzunehmen. Hierzu wurden beide Mikrofonarrays auf eine Schiene mit 50cm Abstand montiert wie es in Abb. 1 zu sehen ist. Da die Aufnahmen im Freien gemacht wurden, kam für beide Mikrofonarrays ein Windschutz zum Einsatz. Die Aufnahmen sollten an verschiedenen Orten im Freien gemacht werden, aus diesem Grund mussten auch die beiden Aufnahmegeräte mobil sein. Zum Einsatz kamen ein 6 Spur Tascam Harddisc-Recorder für die 4 Kanäle des Soundfield Mikrofonarrays und ein MacBook Pro für das Eigenmike, zusammen mit dem entsprechenden Vorverstärker.

Es wurden Aufnahmen am Grazer Flughafen, am Hauptbahnhof und in der Herrengasse gemacht. Bei der Bearbeitung der Aufnahmen wurden kurze Szenen von maximal 3 Minuten Länge ausgesucht um für den Vergleich der Mikrofonarrays einprägsame Szenen zu erhalten. Ausgewählt wurden Szenen in denen es markante bewegte Quellen gab. Insgesamt ergaben sich 13 verschiedene Szenen. Jede Szene gibt es als 4-Spur Audiodatei von der Soundfield Aufnahme und als 32-Spur Audiodatei von der Eigenmike Aufnahme. Ein Umschalten bei der Wiedergabe macht den direkten Vergleich der Aufnahmen möglich.



Abbildung 1: Aufnahme mit beiden Mikrofonarrays, Eigenmike (links) und Soundfield (rechts), am Grazer Hauptbahnhof.

Aufgenommene Szenen	
Flugplatz	Startendes Flugzeug
Bahnhof	Zugeinfahrt
Bahnhof	Zugausfahrt
Bahnhof	Fahrt mit Aufzug
Bahnhof	Unterführung, Stöckelschuhe
Kaufhaus	Tiefgarage und Fahrt mit Aufzug
Kaufhaus	Verkaufsraum mit Musik aus Deckenlautsprecher
Einkaufsstraße	Straßenmusikant mit Akkordeon im vorbeigehen
Einkaufsstraße	Straßenbahnen fahren vorbei
Einkaufsstraße	Straßenmusikanten mit Tuba
Einkaufsstraße	Angebot eines Apfels im vorbeigehen
Einkaufsstraße	Warten an Fußgängerampel, Autos fahren vorbei
Jakominiplatz	Gespräch Jugendliche

2.1 Mikrophone

Da die einzelnen Mikrophone beider Mikrofonarrays gleichmäßig auf einer Kugeloberfläche verteilt sind, können ihre Signale in jeweils unterschiedlicher Ordnung kodiert werden [Ple09]. Das Soundfieldmikrofon besteht aus vier Mikrophenen mit Nierencharakteristik siehe Abb. 2a. Diese sind auf den Flächen eines Tetraeders angeordnet. Durch unterschiedliche Gewichtung und Addition der einzelnen Kanäle lässt sich ein Ambisonicssignal erster Ordnung berechnen. Durch die Nierencharakteristik der Mikrophone ist

kein weiterer Verarbeitungsschritt nötig.

Das Eigenmike besteht aus 32 Mikrofonen mit Kugelcharakteristik siehe Abb. 2b. Diese sind auf einer festen Kugeloberfläche mit einem Radius von 4.2cm nach dem Muster eines abgeschnittenen Ikosaeders angeordnet. Beim Eigenmike sind die Vorverstärker bereits im Gehäuse eingebaut, alle 32 Kanäle werden über eine CAT6 Leitung zu einem eigenen Wandler übertragen. Aus den 32 Kanälen des Eigenmikes lässt sich durch Matrixierung ein Ambisonic Signal vierter Ordnung berechnen. Damit ist das endgültige Ambisonicssignal noch nicht fertig. Im Fall des Eigenmikes müssen noch Radialfilter auf diese Signale angewendet werden.



(a) Eigenmike EM32



(b) Soundfield SPS200

Abbildung 2: Mikrophone für Aufnahmen in Ambisonic

3 Aufbau der verbesserten Radialfilter für das Eigenmike

Die hier beschriebenen verbesserten Radialfilter werden auf die Aufnahmen des Eigenmike-Mikrophons angewendet. Aus den 32 Kanälen des Eigenmikes lässt sich ein Ambisonicssignal maximal vierter Ordnung, $N=4$, berechnen. Dies ist mit 32 Mikrofonen möglich, weil damit für $N=4$ die $(N+1)^2=25$ Ambisonicskanäle überbestimmt sind. Als erstes werden die Positionen der einzelnen Mikrofone, bzw. die Positionen der Schalldrücke auf der Kugeloberfläche $p(kr, \varphi, \vartheta)$ für die Berechnung des *sphärischen Wellenspektrums* $\psi_N(kr)$ benötigt, sowie die entsprechenden Kugelflächenfunktionen $Y_n^m(\varphi, \vartheta)$. Der Index n beschreibt die Ordnung von 0 bis N , und m den entsprechenden Grad von $-n$ bis

+n.

$$\mathbf{y}_N^T(\varphi, \vartheta) = [Y_0^0(\varphi, \vartheta) \cdots Y_N^N(\varphi, \vartheta)] \quad (1)$$

enthält alle Kugelflächenfunktionen um das Schallfeld an einem Abtastpunkt mit dem Winkel (φ, ϑ) zu beschreiben. Für den Radius $r_1 = 4.2\text{cm}$ ergibt sich das sphärische Wellenspektrum für 32 Abtastpunkte (mit $N=4$ begrenzt) zu

$$\boldsymbol{\psi}_4(kr_1) = \begin{pmatrix} \mathbf{y}_4^T(\varphi_1, \vartheta_1) \\ \mathbf{y}_4^T(\varphi_2, \vartheta_2) \\ \vdots \\ \mathbf{y}_4^T(\varphi_{32}, \vartheta_{32}) \end{pmatrix}^\dagger \begin{pmatrix} p(kr_1, \varphi_1, \vartheta_1) \\ p(kr_1, \varphi_2, \vartheta_2) \\ \vdots \\ p(kr_1, \varphi_{32}, \vartheta_{32}) \end{pmatrix}. \quad (2)$$

Das sphärische Wellenspektrum für den einfallenden Schalldruck ist im Freifeld mit der allgemeinen Lösung gegeben als

$$\boldsymbol{\psi}_4(kr_1) = \text{diag}\{\mathbf{j}_4(kr_1)\} \mathbf{b}_4. \quad (3)$$

Um das Wellenspektrum \mathbf{b}_4 berechnen zu können, müsste der Ausbreitungsterm $\mathbf{j}_4(kr_1)$ aus Gl. 2 heraus-dividiert werden. Dies ist schwierig da stellenweise durch Nullstellen dividiert werden müsste. Aus diesem Grund ist das Eigenmike als Mikrofonanordnung auf einer festen Kugeloberfläche ausgeführt. Dadurch wird die Schnelle am Mikrofonradius zu Null und das Wellenspektrum entspricht einer anderen Form als Gl. 3, in der keine Nullstellen mehr auftauchen. In [ZP12] wird gezeigt, dass das Wellenspektrum in diesem Fall folgende Form annimmt

$$\mathbf{b}_4 = j(kr_1)^2 \text{diag}\{\mathbf{h}'_4(kr_1)\} \boldsymbol{\psi}_4(kr_1). \quad (4)$$

Die Quellstärkeverteilung $\phi_4(kr)$ an einem bestimmten Radius $r_2 = 500\text{cm}$, an welchem die Lautsprecher zur Wiedergabe platziert sind, definiert das wiedergegebene Wellenspektrum

$$\mathbf{b}_{4Q} = -j k \text{diag}\{\mathbf{h}_4(kr_2)\} \phi_{4Q}. \quad (5)$$

Durch Einsetzen von Gl. (4) in Gl. (5) ergibt sich die Quellstärke am Radius r_2 zu

$$\phi_4(kr_2) = \frac{(kr_1)^2 \text{diag}\{\mathbf{h}'_4(kr_1)\}}{k \text{diag}\{\mathbf{h}_4(kr_2)\}} \boldsymbol{\psi}_4(kr_1). \quad (6)$$

Zur Vereinfachung wird dieser Ausdruck mit der Definition

$$H_n(k, r_1, r_2) = \frac{(kr_1)^2 h'_n(kr_1)}{k h_n(kr_2)} \quad (7)$$

des Radialfilters kompakt angeschrieben und ergibt aus Gl. 2 die Ambisonicssignale für die Wiedergabe (Quellstärkeverteilung an r_2)

$$\phi_4(kr_2) = \mathbf{H}_4(k, r_1, r_2) \boldsymbol{\psi}_4(kr_1). \quad (8)$$

Um nun die Ansteuerungssignale \mathbf{g} für L Lautsprecher zu erhalten, muss ein passender Dekoder gefunden werden, den wir vorerst als gegeben betrachten

$$\mathbf{g}(kr_2, \varphi_l, \vartheta_l) = \mathbf{D}_4(\varphi_l, \vartheta_l) \boldsymbol{\phi}_4(kr_2). \quad (9)$$

Der Dekoder \mathbf{D}_N kann beispielsweise mit der Matrix $\mathbf{Y}_N = [\mathbf{y}_{N1} \cdots \mathbf{y}_{NL}]$ als $\mathbf{D} = \mathbf{Y}_N^T$ realisiert werden. Es gibt jedoch verschiedene Ansätze welche in der Praxis besser funktionieren. Diese werden in [ZM12] und [ZF12] genauer beschrieben.

Ausführlichere Information zu Interpolation und holographischer Extrapolation finden sich in [ZP12].

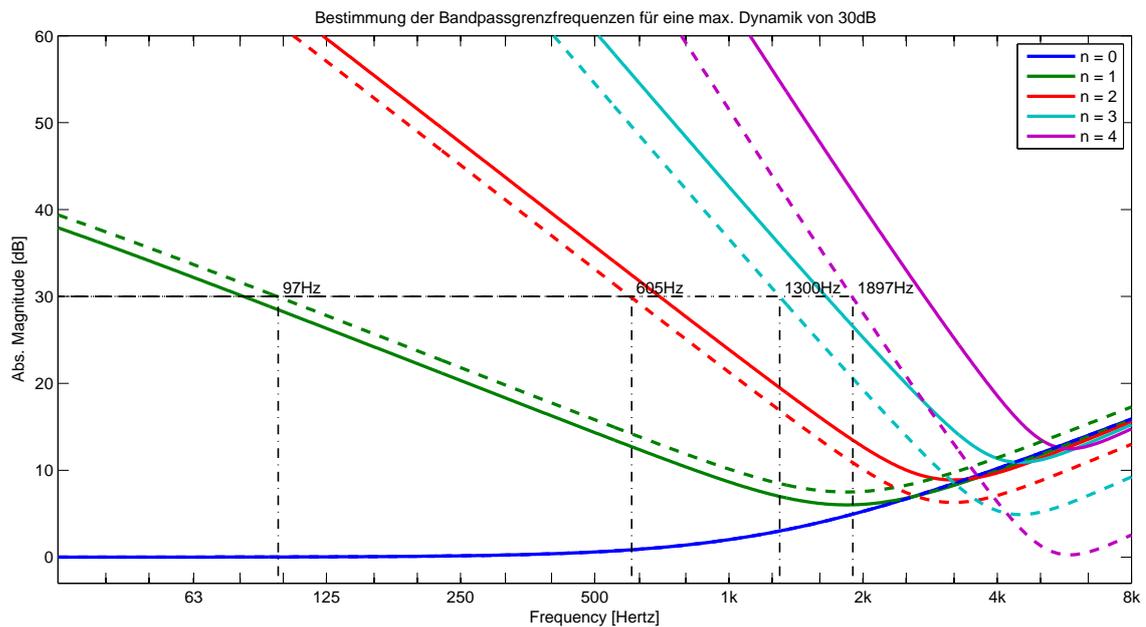


Abbildung 3: Radialfilter der Ordnungen 0 bis 4 für Druckempfänger auf einer festen Kugeloberfläche mit einem Radius $r_1 = 4,2\text{cm}$ und einem Extrapolationsradius von $r_2 = 500\text{cm}$ (durchgängig). Aus denen in diesem Fall verwendeten, Diffusfeld und $\max-r_E$ gewichteten, Radialfiltern, (gestrichelt), werden die Übernahmefrequenzen für eine maximale Dynamik von 30dB bestimmt.

3.1 Struktur

Das Problem das bei diesen Radialfiltern aus Gl. 7 auftritt ist, siehe Abb. 3, dass für höhere Ordnungen starke Verstärkungen bei tiefen Frequenzen auftreten. Bei akustisch anliegender Pegelgleichheit ergibt sich beispielsweise ideal nur ein Nutzsignal nullter Ordnung. Nicht ideale, kleine Empfindlichkeitsunterschiede der Mikrophone ergeben allerdings fehlerhafte Ambisonicssignale hoher Ordnung. Diese Fehlersignale stören besonders, wenn sie durch Radialfilter hoher Ordnung lauter verstärkt werden als die Nutzsignallautstärke nullter Ordnung. Infolgedessen ergeben sich falsche Richtungsabbildungen. Um dies zu

verhindern ergibt sich eine maximal zulässige Anhebung von 30dB . Des weiteren würde durch eine weitere Verstärkung der Signale das Eigenrauschen der Kapseln hörbar. Die Idee ist nun, wie in [BPF11] beschrieben, die Signale der höheren Ordnungen bei Erreichen der 30dB Grenze auszublenden. Dadurch bleibt von der maximalen Dynamik von 70dB der Kapseln noch 40dB für das Klangmaterial.

Um dies bei allen Ordnungen zu erreichen, kommt eine Filterstruktur zum Einsatz, welche in Abb. 4 zu sehen ist. Die Reihenfolge der eingesetzten Elemente ist in der Theorie vertauschbar, da es sich um ein lineares System handelt. Die gezeigte Struktur entspricht der tatsächlichen Realisierung; der Grund dieser Anordnung wird später erläutert. Die einzelnen Elemente werden im folgenden Teil genauer erklärt.

Das Signal jeder Ordnung wird als erstes mit dem der Ordnung entsprechenden Radial-

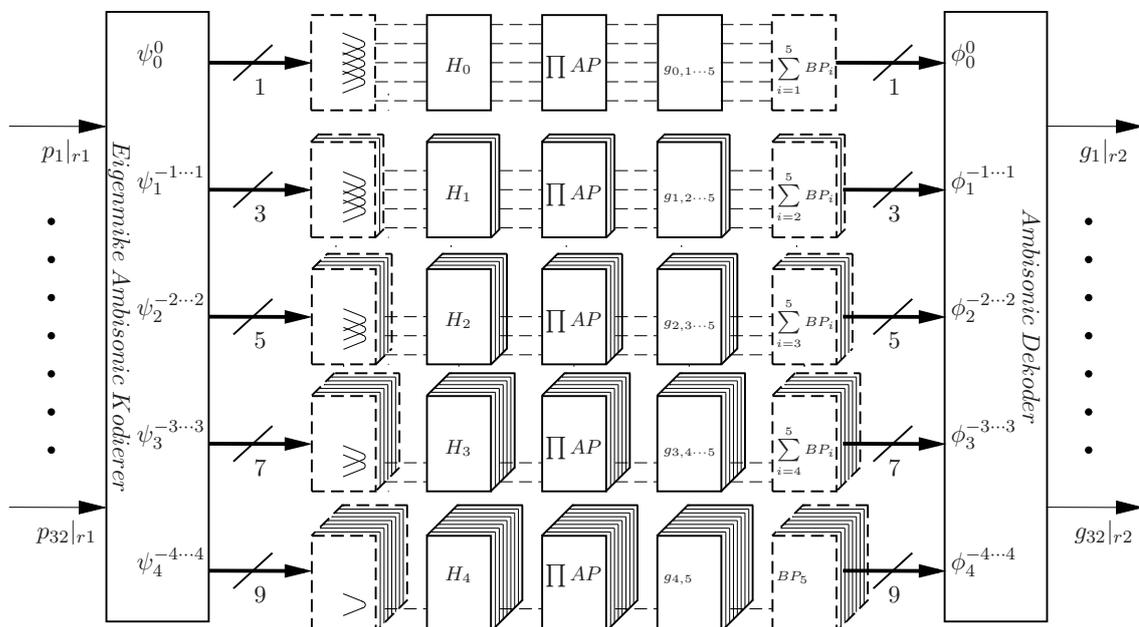


Abbildung 4: 1. Kodierung in Ambisonic vierter Ordnung, 2. verbesserte Radialfilter mit Aufteilung der Kanäle der einzelnen Ordnungen in Bandpasskanäle, diese durchlaufen Radialfiltern H_n , Allpässen zum Phasenausgleich und Gewichtung, 3. Dekodieren von Ambisonic für Wiedergabesetup.

filter gewichtet. Anschließend wird das Signal durch eine Bandpassfilterbank aufgeteilt, deren Grenzfrequenzen den Ausblendfrequenzen der verschiedenen Ordnungen entsprechen. Die höchste Ordnung wird im höchsten Frequenzband durchgelassen, die nächst niedrigere Ordnung in den zwei höchsten Frequenzbändern. Dies wird bis zur niedrigsten Ordnung weiter geführt, welche in allen Frequenzbändern durchgelassen wird. In diesem Fall ergibt sich für $N=4$ eine Aufteilung in fünf Bandpasskanäle.

Jeder einzelne Bandpass erhält eine eigene Gewichtung, welche sich aus zwei getrennten Gewichtungen zusammensetzt. Die erste Gewichtung, die $\max -r_E$ Gewichtung [ZF12], ist abhängig von der maximalen Ordnung, die in einem Frequenzband enthalten ist.

Die zweite Gewichtung bestimmt, ob die Hauptkeule freifeldentzerrt wird oder eine Diffusfeldentzerrung des Gesamtsignals vorgenommen wird. Als dritte Möglichkeit kann in bestimmten Fällen auch auf die zweite Gewichtung verzichtet werden. Die Details zur Gewichtung werden unter 4.4 erklärt.

Zum Schluss werden alle Bandpasskanäle der einzelnen Ordnungen summiert. Damit es bei Verstärkungsunterschieden der Bänder nicht zu Auslöschungen kommt, müssen alle Bandpasskanäle den selben Phasenverlauf aufweisen. Dies erhält man, indem in jedem Bandpasskanal der Phasenverlauf aller anderen Bandpasskanäle nachgebildet wird. Dies geschieht mit Hilfe von Allpässen. Die Signale der einzelnen Bandpasskanäle werden auf diese Weise phasenrichtig addiert, wodurch sich eine längere Gruppenlaufzeit ergibt.

Um die Filterstruktur zu verdeutlichen, zeigt Abb.5 den einzelnen Ambisonic Kanal ψ_1^0

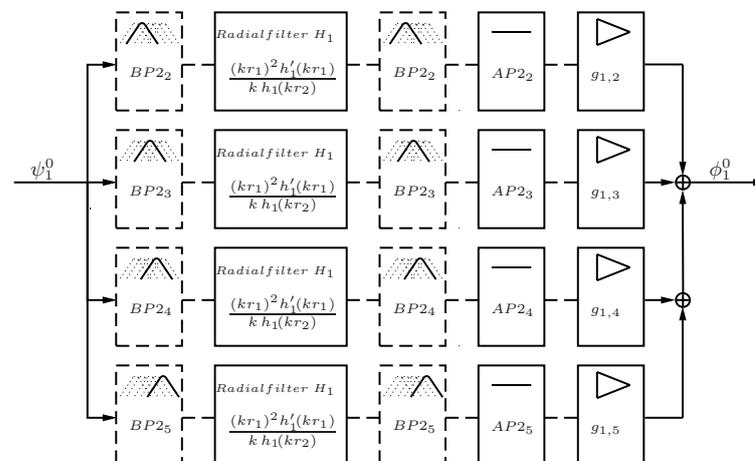


Abbildung 5: Einzelner Ambisonic Kanal ψ_1^0 , Bandpässe 2. Ordnung sind aus numerischen Gründen vor und nach dem Radialfilter platziert.

der Ordnung $n = 1$ und des Grades $m = 0$. Das Signal wird durch die Bandpässe zwei bis fünf geführt. Da der erste Bandpass nicht verwendet wird, wird das Signal durch den zweiten Bandpass zu tiefen Frequenzen hin ausgeblendet.

4 Realisierung der verbesserten Radialfilter

Die Theorie der verbesserten Radialfiltern wird in [BPF11] beschrieben. Es wird die Idee vorgestellt, wie mit Hilfe einer Bandpassfilterbank die Signale höherer Ordnungen zu tiefen Frequenzen hin ausgeblendet werden können. Dadurch wird die maximale Verstärkung der einzelnen Ordnungen durch die Radialfilter begrenzt.

Die Bandpassfilter werden mit Butterworthfiltern vierter Ordnung realisiert. Damit es bei der Summation der Bandpasskanäle zu keinen Auslöschungen kommt, wird in jedem Bandpasskanal der Phasenverlauf aller anderen Bandpasskanäle mit Hilfe von Allpässen zweiter Ordnung nachgebildet.

Im Unterschied zu der in [BPF11] beschriebenen Bandpassfilterbank besteht der letzte

Filter aus einem Hochpass und der tiefste Filter aus einem Tiefpass, da diese Bänder nicht weiter begrenzt werden müssen. Dadurch wird etwas Rechenleistung eingespart. Zudem gelingt es, durch die Verwendung von Linkwitz-Riley-Filtern weitere Rechenlast zu sparen. Zu guter Letzt, geht diese Arbeit auf die neu dazugekommene bandselektive $\max-r_E$ Gewichtung ein und ihre Diffus- und Freifeldentzerrung, was in [BPF11] nicht diskutiert wurde.

4.1 Bandpässe

Realisiert werden die Bandpassfilter durch eine Kombination von Butterworth Hoch- und Tiefpassfilter vierter Ordnung. Die Flankensteilheit dieser Filter beträgt $24dB/Okt$, dies entspricht der Flankensteilheit des Radialfilters für die vierte Ordnung. Durch die gleiche Flankensteilheit ergibt sich ein konstanter Frequenzverlauf der vierten Ordnung hin zu tiefen Frequenzen. Dieser Verlauf endet am zweiten Knick des Radialfilters, welcher durch den Wiedergaberadius bestimmt ist. Ab dieser Frequenz ist der Verlauf des Radialfilters flach wodurch die vierte Ordnung dort mit $24dB/Okt$ ausgeblendet wird.

Niedrigere Ambisonic Ordnungen werden auf Grund der flacheren Radialfilter mit unterschiedlicher Flankensteilheit direkt ausgeblendet.

Butterworth Filter Butterworth-Hoch- und Tiefpassfilter gerader Ordnungen haben einen identischen Phasenverlauf. Bei der Realisierung der Bandpässe mit Butterworth Filter ergibt sich daher an der Übernahmefrequenz eine Amplitudenüberhöhung von $3dB$ welche in Abb. 6(a) zu sehen ist. Um dies zu vermeiden wird die Grenzfrequenz des Hoch- und Tiefpassfilters auseinandergezogen. Wie weit die Grenzfrequenzen verschoben werden ist von der Steilheit des Filters abhängig. Ziel ist es, das sich die Filter nicht am üblichen $-3dB$ Punkt treffen sondern bei $-6dB$. Für einen Butterworth-Filter vierter Ordnung entspricht dies einer Verschiebung um $1/8$ Oktave nach oben bzw. nach unten. In Abb. 6(b) wurden die Grenzfrequenzen für ein Butterworth-Filter vierter Ordnung angepasst. Als Ergebnis erhält man einen relativ flachen Amplitudenverlauf. Der Nachteil dieser Variante ist eine doppelt so hohe Anzahl an unterschiedlichen Phasenverläufen pro Bandpasskanal. Um Phasengleichheit beim Addieren der Bandpasskanäle zu garantieren werden 36 anstatt 12 Allpässe benötigt. Dies erhöht den Rechenaufwand und die Gruppenlaufzeit wird verlängert.

Der Entwurf der Filter erfolgt im Laplacebereich. Dies hat den Vorteil, das dort schon verschiedene Strategien zum analogen Filterentwurf zur Verfügung stehen. Die Übertragungsfunktion für einen Tiefpass zweiter Ordnung ergibt sich zu

$$A_{LP}(s_i) = \frac{1}{b_1 s_i^2 + a_1 s_i + 1}. \quad (10)$$

s_i steht für die normierte Frequenz $s_i = j \frac{\omega}{\omega_i}$. b_1 und a_1 sind die Koeffizienten die das Filterverhalten bestimmen, in diesem Fall werden die Koeffizienten für ein Butterworth Filter verwendet.

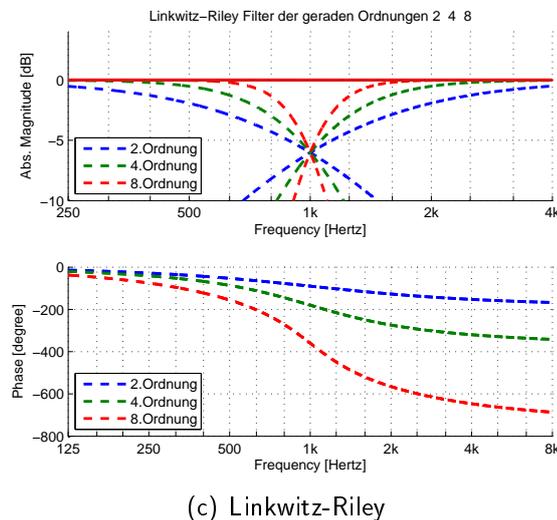
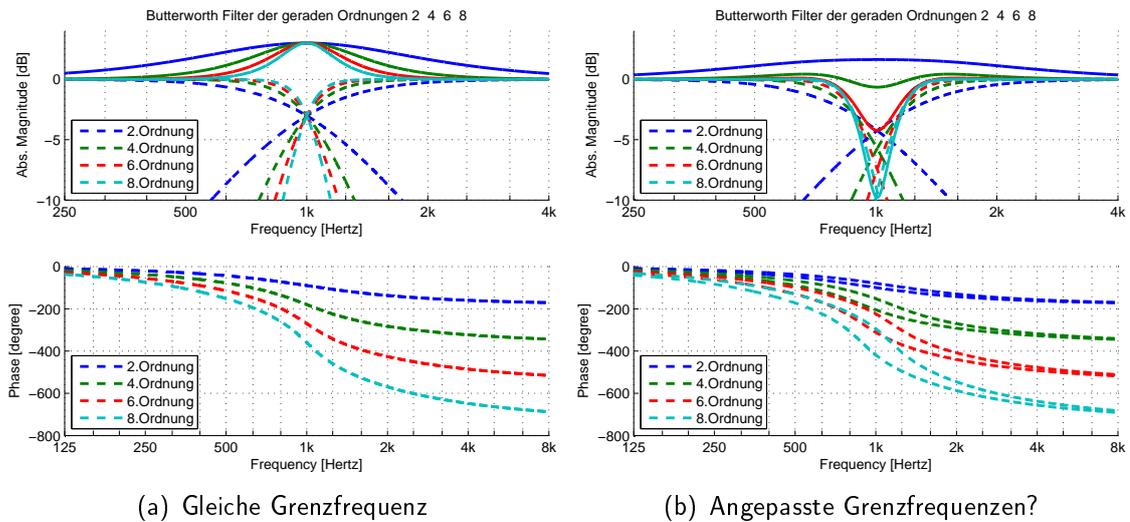


Abbildung 6: Addition von Butterworth-Hoch- und Tiefpässen gerader Ordnungen. Bei gleicher Grenzfrequenz $3dB$ Amplitudenüberhöhung auf Grund identischer Phase. Bei angepassten Grenzfrequenzen fast flacher Amplitudenverlauf für Filter vierter Ordnung. Flacher Amplitudenverlauf und identische Phase für Linkwitz-Riley Filter.

Über eine Tiefpass zu Hochpass Transformation [TS02] bei welcher s_i durch $1/s_i$ ersetzt wird gelangt man zur Übertragungsfunktion des Hochpassfilters

$$A_{HP}(s_i) = \frac{s_i^2}{s_i^2 + a_1 s_i + b_1}. \quad (11)$$

Die zeitkontinuierlichen Filter werden mit Hilfe der Bilineartransformation in zeitdiskrete Filter transformiert [TS02]. Diese bildet die unendliche Frequenzachse auf den Einheitskreis ab

$$s_i = k_i \frac{(1 - z^{-1})}{(1 + z^{-1})} \quad (12)$$

$$k_i = \frac{1}{\tan(\pi \frac{f_i}{f_s})}. \quad (13)$$

Jedoch ergibt sich durch das komprimieren der unendlichen Frequenzachse auf den Einheitskreis Abweichungen hin zu hohen Frequenzen zwischen zeitkontinuierlichen und zeitdiskreter Frequenzachse. Der Faktor k stellt sicher, das die Bilineartransformation um die Frequenz f_i eine genaue Abbildung auf den Einheitskreis garantiert. f_s ist die Samplingfrequenz.

Durch Kaskadieren können, mit entsprechenden Koeffizienten, Filter höherer Ordnungen zusammen gesetzt werden.

Die erhaltene Übertragungsfunktion wird in Übertragungsfunktionen zweiter Ordnung zerlegt, sogenannte *Second Order Sections* kurz SOS. Durch die Aneinanderreihung der dadurch verwendbaren *Biquad-Struktur* ergibt sich eine höhere numerische Genauigkeit gegenüber einer einzelnen Filterstruktur [OSB04].

Linkwitz-Riley Filter Einen flachen Amplitudenverlauf im Übergangsbereich bieten Linkwitz-Riley-Filter, wie in Abb. 6(c) zu sehen ist. Diese bestehen aus doppelten Butterworth-Filtern und gibt es auf Grund ihres Aufbaus nur in zweiter, vierter, achter, zwölfter usw. Ordnung. Ein Linkwitz-Riley-Filter vierter Ordnung z.B. setzt sich aus zwei Butterworth-Filtern zweiter Ordnung zusammen. Diese haben im Gegensatz zu normalen Butterworth Filtern vierter Ordnung, welche aus zwei Filter zweiter Ordnung mit unterschiedlichen Koeffizienten bestehen, die gleichen Koeffizienten. Weshalb sich durch die Filterverdopplung eine $6dB$ Übernahmefrequenz ergibt, mit einem perfekt ausgeglichenen Frequenzgang nach der Summation von Hoch- und Tiefpasskanal. Der Phasenverlauf von Hoch- und Tiefpass ist identisch und lässt sich leicht durch Allpässe zweiter Ordnung nach bilden.

4.2 Allpässe

Die Aufteilung eines Signals in mehrere Frequenzbänder wird nun beispielhaft durch einen Prototypenbandpass gezeigt. Dessen Einsatz bei verschiedenen Übernahmefrequenzen ergibt in jedem Band einen unterschiedlichen Phasenverlauf. Dadurch kann es bei der Addition aller Einzelbänder zu Auslöschungen kommen. Die Auslöschungen entstehen wenn die Phasendifferenz zwischen den Bändern, welche nicht direkt aneinander grenzen müssen, 180° beträgt. Eine relative Veränderung der Phase zwischen den Bändern entsteht auch durch Pegelunterschiede bei unterschiedlicher Gewichtung der einzelnen Bänder. Abb. 7(b) zeigt eine solche Phasendifferenz im Bereich von $1.6kHz$.

Indem der Phasenverlauf der anderen Bandpasskanäle, mit Hilfe von Allpässen, in jedem einzelnen Bandpasskanal nachgebildet wird ergibt sich für alle Bandpasskanäle der selbe Phasenverlauf. Wie Abb.7(a) kann durch diese Maßnahme eine Auslöschung vermieden werden. Diese Maßnahme kann zwar im Speziellen oft durch Anpassung der Vorzeichen umgangen werden, was aber zur Beschreibung eines automatischen Entwurfsalgorithmus für variable Bandverstärkungen weniger Flexibilität bietet als der verwendete Phasenabgleich. Insgesamt ergibt sich wie in [BPF11] beschrieben eine längere Gruppenlaufzeit. Die Allpässe werden, wie auch die restlichen Filter, im Laplacebereich entworfen und

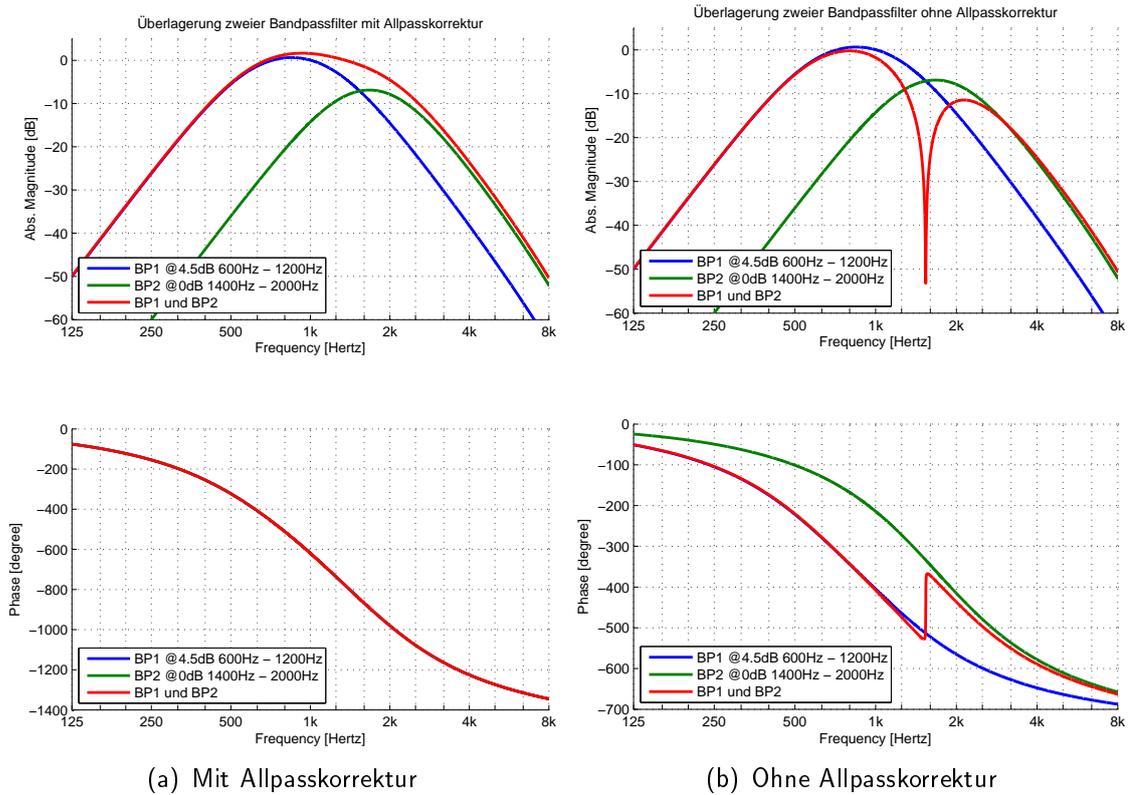


Abbildung 7: Übergang zwischen zwei Bandpässen aus Linkwitz-Riley Filtern vierter Ordnung mit einer Pegeldifferenz von 4.5dB .

mit Hilfe der Bilineartransformation in zeitdiskrete Filter transformiert. Die Phasendrehung eines Allpasses zweiter Ordnung beträgt 360° , womit sich der Phasenverlauf eines Butterworth-Filters vierter Ordnung nachbilden lässt. Durch die Verwendung von Linkwitz-Riley-Filtern muss der Koeffizient des Allpasses, nicht wie in [BPF11] beschrieben, numerisch ermittelt werden, um den Phasenverlauf eines Butterworth-Filters vierter Ordnung nachzubilden. Der Phasenverlauf des Allpasses hat die Übertragungsfunktion

$$A_{AP}(s_i) = \frac{s_i^2 - b_1 s_i + 1}{s_i^2 + b_1 s_i + 1}, \quad (14)$$

die mit $b_1 = \sqrt{2}$ eine Phase identisch zu jener eines Linkwitz-Riley-Filter vierter Ordnung besitzt.

4.3 Radialfilter

Die eigentlichen Radialfilter zur holographischen Extrapolation, bei dem oben beschriebenen verwendeten Mikrophonarray mit fester Kugeloberfläche, bestehen aus sphärischen Hankelfunktionen der zweiten Art $h_n = j_n(kr) - j y_n(kr)$. Diese wiederum sind zusammengesetzt aus den sphärischen Besselfunktionen, $j_n(kr)$, und den sphärischen

Neumannfunktionen, $y_n(kr)$ als Imaginärteil [ZP12]. Die Grundform der Filter

$$h_n(kr) = -j^n \frac{e^{-jkr}}{(jkr)^{n+1}} \sum_{l=0}^n \frac{(n+l)!}{l!(n-l)!2^l} (jkr)^{n-l}, \quad (15)$$

wie auch deren Ableitungen

$$h'_n(kr) = h_{n-1}(kr) - \frac{n+1}{kr} h_n(kr) \quad (16)$$

sind im Laplacebereich beschrieben. Die zeitkontinuierlichen Filter werden mit Hilfe der modifizierten Impulsinvarianzmethode in zeitdiskrete Filter transformiert und in SOS aufgeteilt [Pom08]. Die Impulsinvarianzmethode hat gegenüber der Billinartransformation den Vorteil, dass die Beziehung zwischen zeitkontinuierlicher und zeitdiskreter Frequenz linear und damit besser der akustisch vorgeschriebenen Übertragungsfunktion entspricht. Sie kann nur für bandbegrenzte Filter angewendet werden, was für die betreffenden Hankelfunktionen zutrifft.

Die in Gl. (7) beschriebenen Radialfilter besitzen außer den sphärischen Hankelfunktionen noch einen frequenzabhängigen Vorfaktor kr_1^2 . Durch die Substitution $k = -j \frac{s}{c}$ ergibt sich ein einfacher Differenzierer mit Vorfaktor. Die erste Rückwärtsdifferenz des Zeitdiskreten weicht stark von dem eines Differenzierers ab. Eine gute Annäherung wird mit

$$D(z) = \frac{1 - z^{-1}}{1 - \frac{1}{7}z^{-1}} \quad (17)$$

erreicht [BPF11]. Der Differenzierer lässt sich auch als SOS, welche zur Hälfte belegt ist, implementieren. Die Anzahl an SOS, welche die Radialfilter benötigen ist von der jeweiligen Ordnung abhängig.

Ordnung n	Anzahl an SOS
0,1	1
2,3	2
4,5	3

4.4 Gewichtung

Die Gewichtung $g_{n,i}$ der einzelnen Bandpässe setzt sich aus zwei Gewichtungen zusammen, der $\max-r_E$ Gewichtung und einer Gewichtung welche durch die Art des Schallfeld bei der Aufnahme bestimmt wird. Die Größe der quadratischen Gewichtungsmatrix \mathbf{G}_N ist abhängig von der höchsten Ordnung N . Denn die höchste Ordnung bestimmt auch in wie viele Bandpasskanäle unterteilt wird.

$\max-r_E$ Gewichtung Ziel der $\max-r_E$ Gewichtung ist eine möglichst scharfe Bündelung in eine Richtung zu erhalten. Hierzu wird der Richtungsvektor r_E maximiert und die Nebenkeulen unterdrückt [ZF12]. Das Resultat sind die Ordnungsgewichte

$$g_{n_{maxre}} = P_n \left(\cos \left(\frac{137.9^\circ}{N + 1.51} \right) \right) \quad (18)$$

$$\mathbf{g}_{N_{maxre}} = \begin{pmatrix} g_0 \\ g_1 \\ g_2 \\ \vdots \\ g_N \end{pmatrix}. \quad (19)$$

Die Länge des Gewichtungsvektors $\mathbf{g}_{N_{maxre}}$, und somit auch seine Einträge, ist für jeden Bandpass unterschiedlich. Dies ist der Fall, da die Höhe der enthaltenen Ordnungen linear mit der Bandpassnummer ansteigt. Hierbei ist N die jeweils höchste enthaltene Ordnung und P_n ist das der jeweiligen Ordnung entsprechende Legendre Polynom.

Freifeldentzerrung Die zweite Gewichtung ist eine, der Art des Schallfeldes entsprechende, Normierung. Im Falle eines Freifeldes ist das Ziel der Normierung die Amplitude über alle Bandpasskanäle konstant zu halten.

$$norm_{N,Free} = \sum_{n=0}^N g_{n_{maxre}} (2n + 1) \quad (20)$$

berücksichtigt hierbei die bereits vorhandene $\max-r_E$ Gewichtung, sowie die unterschiedliche Kanalanzahl pro Ordnung. Es gibt für jeden Bandpasskanal eine eigene Gewichtung.

Diffusfeldentzerrung Bei der Normierung welche von einem diffusen Schallfeld ausgeht, ist das Ziel, das in jedem Bandpasskanal die selbe Energie enthalten ist

$$norm_{N,Diff} = \sqrt{\sum_{n=0}^N g_{n_{maxre}}^2 (2n + 1)}. \quad (21)$$

Die beiden Gewichtungen in Gl.(19) und (20) bzw. (21) ergeben, für alle Bandpasskanäle zusammengefasst, die Gewichtungsmatrizen

$$\mathbf{G}_{N,Free} = \begin{pmatrix} \frac{g_{0_{maxre}}}{norm_{0,Free}} & \frac{g_{1_{maxre}}}{norm_{1,Free}} & \dots & \frac{g_{N_{maxre}}}{norm_{N,Free}} \end{pmatrix} \quad (22)$$

$$\mathbf{G}_{N,Diff} = \begin{pmatrix} \frac{g_{0_{maxre}}}{norm_{0,Diff}} & \frac{g_{1_{maxre}}}{norm_{1,Diff}} & \dots & \frac{g_{N_{maxre}}}{norm_{N,Diff}} \end{pmatrix}. \quad (23)$$

Da die maximal enthaltene Ordnung vom jeweiligen Bandpasskanal abhängig ist, werden bei der Indizierung der Elemente in den Gewichtungsmatrizen die Nummer des entsprechenden Bandpasskanals nicht berücksichtigt. Durch die unterschiedliche Länge der Gewichtungsvektoren in G_N wird der Rest der Matrix mit Nullen aufgefüllt und es ergibt sich für diesen Fall folgende Struktur

$$\mathbf{G}_N = \begin{matrix} & i=1 & i=2 & i=3 & i=4 & i=5 \\ \begin{matrix} n=0 \\ n=1 \\ n=2 \\ n=3 \\ n=4 \end{matrix} & \begin{pmatrix} g_{0,1} & g_{0,2} & g_{0,3} & g_{0,4} & g_{0,5} \\ 0 & g_{1,2} & g_{1,3} & g_{1,4} & g_{1,5} \\ 0 & 0 & g_{2,3} & g_{2,4} & g_{2,5} \\ 0 & 0 & 0 & g_{3,4} & g_{3,5} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & g_{4,5} \end{pmatrix} \end{matrix}. \quad (24)$$

Hierbei ist $g_{0,1} = 1$, da in beiden Fällen auf diesen maximalen Wert normiert wird.

4.5 Aufbau der Radialfilter als SOS Struktur in Pure Data

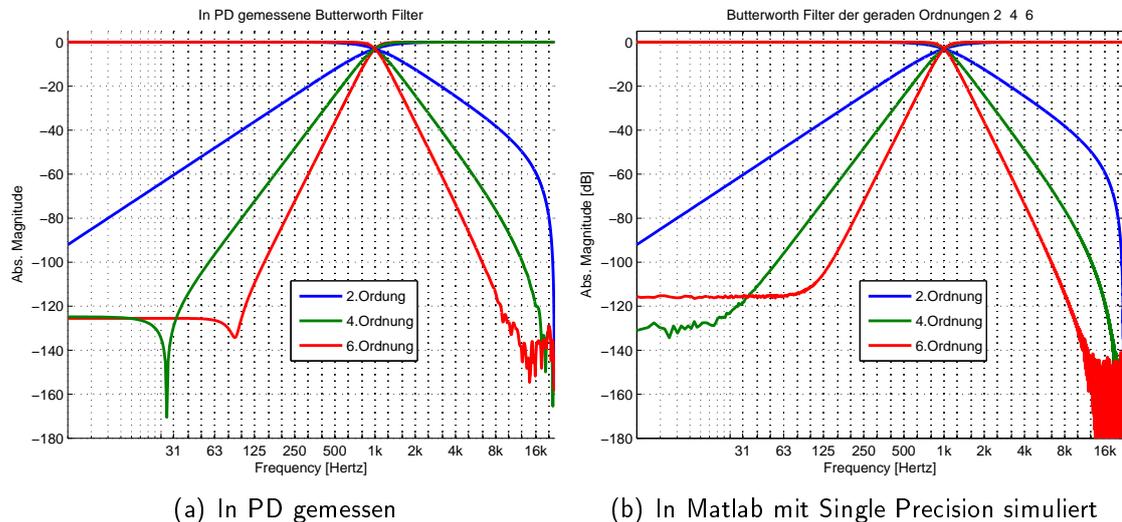


Abbildung 8: Abreisen der Filterverläufe bei $\sim -120dB$ mit Single Precision Berechnung.

Um die verbesserten Radialfilter in Echtzeit bei der Wiedergabe von Aufnahmen mit dem Eigenmike nutzen zu können, wurden diese in der Echtzeit Signalverarbeitungsumgebung PureData (PD) [Puc96] implementiert. Das verwendete PD Objekt *SOS* \sim aus [Pom08] ermöglicht die Aneinanderreihung einer beliebigen Anzahl von Biquad Filtern. Die Koeffizienten hierfür werden in Matlab berechnet. Die Berechnung in Matlab ermöglicht eine flexible Änderung der Koeffizienten und so auch eine Änderung der Reihenfolge in der die einzelnen Biquadfiltern hintereinander angeordnet sind. Für die Übertragung der Koeffizienten von Matlab nach PD muss eine genügend hohe Genauigkeit gewählt werden um Rundungsfehler bei der Berechnung der Filter für tiefe Frequenzen zu vermeiden. In diesem Fall werden die Koeffizienten mit einer Genauigkeit von 16 Nachkommastellen übertragen.

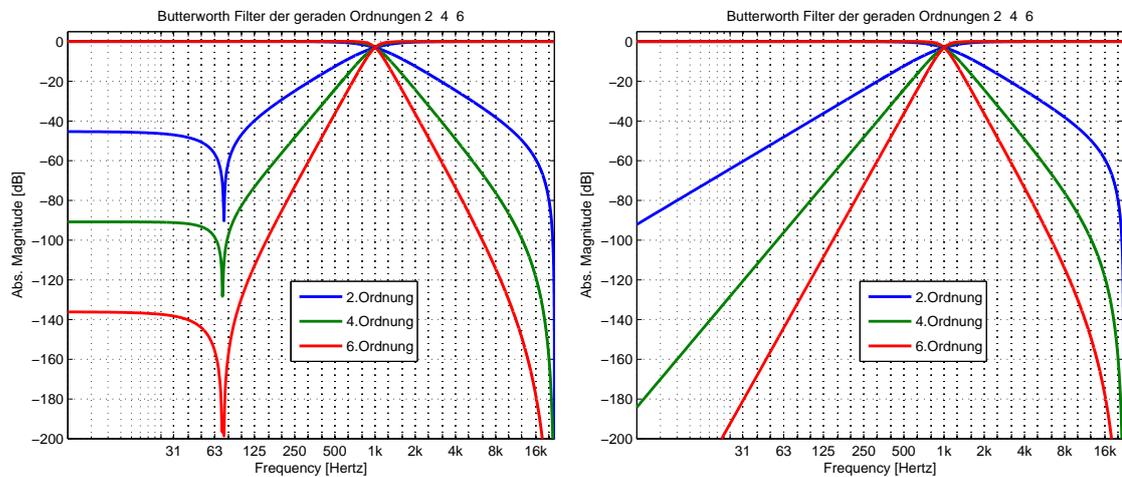
Messungen ergaben, dass der maximale Dynamikumfang in PD auf ca. $120dB$ beschränkt ist. PD besitzt eine interne Beschränkung die vermeiden soll, dass Zahlenwerte eine gewisse Mindestgröße nicht unterschreiten um die Vorgaben für die Zahlendarstellung im 32bit Floatingpoint Single Precision Format, welche in IEEE 754-1985 definiert sind, nicht zu verletzen. In Abb. 8 sind die Filterverläufe von Butterworth Filter verschiedener Ordnungen dargestellt. Zum direkten Vergleich ist in Abb. 8(a) eine Messung der Filter in PD dargestellt und in Abb. 8(b) eine Simulation der Filter in Matlab mit Single Precision. Beide Male ergibt sich eine Limitierung des Dynamikumfangs.

Dieses Ergebnis zeigt, dass es in PD nicht möglich ist, den Verlauf eines Radialfilters vierter Ordnung mit Hilfe eines Butterworth Hochpasses vierter Ordnung auszugleichen. Als Ergebnis würde der resultierende Frequenzgang ab dem Erreichen der Dynamikgrenze des Hochpassfilters weiter ansteigen. Das Ergebnis wäre ein Anstieg der vierten Ordnung

im tiefen Frequenzbereich, welcher mit Hilfe dieser Filter vermieden werden sollte. Dieses Problem kann umgangen werden, indem die Butterworth Filter vierter Ordnung in zwei Filter zweiter Ordnung aufgeteilt werden und einmal vor und einmal hinter dem Radialfilter platziert werden. Dies ist möglich, da wie in Abb. 8(a) zu sehen ist, ein Filter zweiter Ordnung den maximalen Dynamikbereich, innerhalb der hier verwendeten Bandbreite, nicht überschreitet.

Das nächste Element der in Abb.5 abgebildeten SOS Struktur sind die Allpässe deren Platzierung unproblematisch ist, da sie die Signalamplitude nicht beeinflussen. Als letzten Element kommt die Gewichtung. Die Platzierung am Schluss der Filterkette vermeidet eine Absenkung der Signalamplitude vor der Filterung was zu Problemen bei Rundungen innerhalb der einzelnen Biquads führen kann.

Ein weiterer Faktor welcher zu fehlerhaften Berechnungen innerhalb der Biquads füh-



(a) Koeffizienten mit 4 Nachkommastellen

(b) Koeffizienten mit 32 Nachkommastellen

Abbildung 9: Vergleich von Butterworth Filtern mit unterschiedlich genauen Koeffizienten.

ren kann ist die Genauigkeit mit welcher die Koeffizienten dargestellt werden. Innerhalb von Butterworth Filtern ist dies vor allem bei tiefen Frequenzen wichtig, da dort die Koeffizienten sehr klein werden. In Abb. 9 werden Filterkoeffizienten mit geringer und sehr hoher Genauigkeit miteinander verglichen. Interessanterweise kommt es hierbei zu ähnlichen Phänomenen wie bei der Reduktion der Rechengenauigkeit. Da in diesem Fall das Signal mit Double Precision gerechnet wurde ist Abb. 9(b) auch für Abb. 8 der Referenzfilterverlauf.

5 Vermessung der Radialfilter in PD

Abschließend wurden die in PD implementierten Filterstrukturen vermessen. Abb. 10 zeigt im direkten Vergleich mit der Simulation in Matlab den Frequenzgang der einzelnen Filter. Der Frequenzgang jeder Ordnung setzt sich aus den unterschiedlich gewichteten

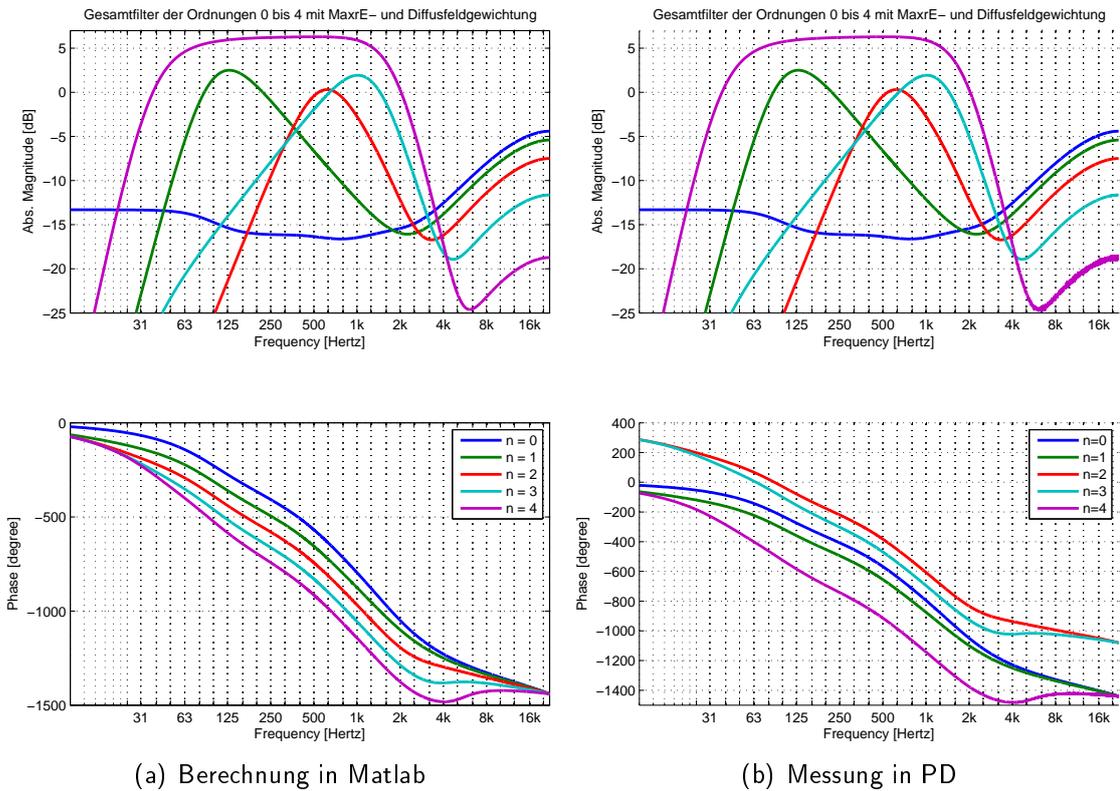


Abbildung 10: Vergleich des Gesamtfrequenzgangs aller Radialfilter. Jeder Frequenzgang setzt sich aus den einzelnen gewichteten Bandpasskanälen zusammen.

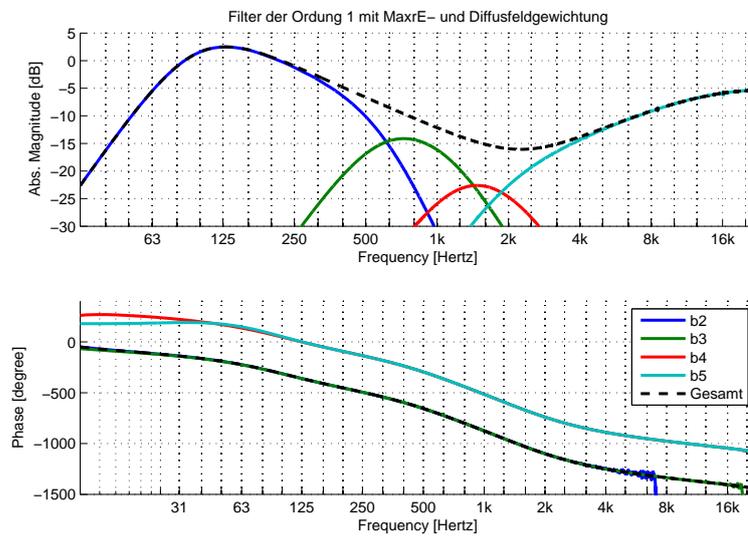


Abbildung 11: Messung der Bandpasskanäle zwei bis fünf in PD für den Radialfilter erster Ordnung.

Bandpasskanälen zusammen. Der Frequenzgang des Filter für die vierte Ordnung nützt

den vorgegebenen $30dB$ Dynamikumfang voll aus. Die Filter der Ordnungen eins bis drei erreichen dieses Maximum nicht. Vermutlich liegt die maximale Amplitude bei sehr schmalen Bandpassfiltern etwas unter $0dB$. Dies wäre eine mögliche Erklärung für die Verringerung des Dynamikbereichs dieser Filter um ca. $3dB$.

Der Frequenzgang des Filters vierter Ordnung zeigt durch seinen linearen Verlauf bis ca. $70Hz$, dass die Flankensteilheit eines Linkwitz-Riley-Filters vierter Ordnung der des Radialfilters für die vierte Ordnung entspricht. Durch die selbe Steilheit der Filter, welche im Falle des Bandpassfilters negativ ist, gleichen sich die diese aus.

Des weiteren sind in Abb.10 die Gewichtungen sichtbar. Zum einen die verschiedenen Gewichtungen der einzelnen Ordnungen zueinander, und zu anderen die Gewichtungen der Bandpasskanäle innerhalb einer Ordnung. Dies ist auf Grund des teilweise flachen Frequenzganges besonders bei dem Filter nullter Ordnung sichtbar.

Wie der Frequenzgang eines Radialfilters aus den einzelnen Bandpasskanälen zusammengesetzt ist, zeigt Abb. 11 am Beispiel des Radialfilters erster Ordnung. Es zeigt sich auch, dass die Phase aller Bandpasskanäle identisch ist. Die Phasendifferenz von 360° der Kanäle vier und fünf ist Messtechnisch bedingt.

6 Schlussfolgerung und Ausblick

Durch die Verwendung der *Second Order Sections* als Filterstruktur in PD lassen sich die verbesserten Radialfilter in einem echtzeitfähigen System implementieren. Die Berechnung der Filterkoeffizienten in Matlab ermöglicht eine flexible Änderung der Filterstruktur. Mit den verwendeten Linkwitz-Riley-Filtern und den darauf angepassten Allpässen ergibt sich eine Bandpassfilterbank mit einheitlichem Phasenverlauf und flachem Frequenzgang. Durch die bereits inkludierte $\max-r_E$ Gewichtung und die darauf angepasste Freifeld- bzw. Diffusfeldgewichtung kann der verwendete Dekoder unabhängig vom Quellmaterial aufgebaut werden.

Die Verwendung von Freifeld- bzw. Diffusfeldgewichtung bei den Aufnahmen führte nicht zu einer Verbesserung der Natürlichkeit. Die Entzerrung durch die Freifeldgewichtung führte zu einer zu starken Betonung der tiefen Frequenzen. Dies lässt sich dadurch erklären, dass für Aufnahmen unter Freifeldbedingungen die Annahme herrscht, es gäbe eine Schallquelle aus einer Richtung. Für die eine Richtung wird der Beam jeder Ordnung auf den Wert eins normiert. Dies führt bei mehreren Quellen zu einer überproportionalen Verstärkung der tiefen Frequenzen durch die nullte Ordnung. Auch die Entzerrung mittels Diffusfeldgewichtung war nicht optimal, auch hier waren die tiefen Frequenzen zu präsent. Die erste Vermutung war, dass diese Art der Entzerrung am besten geeignet sein müsste. Subjektive Höreindrücke zeigten jedoch, dass eine Wiedergabe ohne Entzerrung am natürlichsten wahrgenommen wird.

Beim direkten subjektiven Vergleich der Aufnahmen, schnitten die Aufnahmen des Soundfield Mikrophonarrays gegenüber denen des Eigenmike schlechter ab. Der Grund hierfür liegt bis zum einem gewissen Grad daran, dass mit dem Soundfield Mikrophonarray nur bis zur ersten Ambisonicsordnung kodiert werden kann. Weitere Faktoren sind der einfache Matrixkodierer und der verwendete Dekoder. Der Kodierer enthält keine Frequenzgangkorrektur, was auf Grund der nicht idealen Nierencharakteristik der verwen-

ten Mikrophone im Array notwendig wäre. Der AllRAD Dekoder [ZF12] gibt das Signal erster Ordnung auf einem System vierter Ordnung wieder, es wäre jedoch besser in diesem Fall nicht alle Lautsprecher zu verwenden und das Signal auf einem System geringerer Ordnungen wieder zu geben. Alternativ könnte DirAC [Pul07] verwendet werden, was aber algorithmische Artefakte mit sich bringen kann.

Um die verschiedenen Parameter der Filter optimal einstellen zu können müssten diese in einem Hörversuch miteinander verglichen werden. Mögliche Parameter wären der maximale Dynamikbereich, die verwendete Schallfeldgewichtung und der Projektionsradius.

Literatur

- [BPF11] R. Baumgartner, H. Pomberger, and M. Frank, "Practical implementation of radial filters for ambisonic recordings," *ISCA*, 2011.
- [OSB04] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, and J. R. Buck, *Zeitdiskrete Signalverarbeitung*. Pearson, 2004.
- [Ple09] P. Plessas, "Rigid sphere microphone arrays for spatial recording and holography," Thesis, Institut für Elektronische Musik und Akustik, Kunstuni Graz, Technical University Graz, Graz, A, 2009.
- [Pom08] H. Pomberger, "Angular and radial directivity control for spherical loudspeaker arrays," Thesis, Institut für Elektronische Musik und Akustik, Kunstuni Graz, Technical University Graz, Graz, A, 2008.
- [Puc96] M. Puckette, "Pure data: another integrated computer music environment," *Proceedings, Second Intercollege Computer Music Concerts, Tachikawa, Japan*, 1996.
- [Pul07] V. Pulkki, "Spatial sound reproduction with directional audio coding," *Journal of the Audio Engineering Society*, vol. 55, 06/2007 2007.
- [TS02] U. Tietze and C. Schenk, *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer, 2002.
- [ZF12] F. Zotter and M. Frank, "All-round ambisonic panning and decoding," *J. Audio Eng. Soc*, vol. 60, no. 10, 2012.
- [ZM12] P. Zotter, Franz Hannes and N. Markus, "Energy-preserving ambisonic decoding," *Acta Acustica United with Acustica, Special Issue on Spherical Acoustics*, vol. 98, no. 1, 2012.
- [ZP12] F. Zotter and H. Pomberger, "Vorlesungsskriptum akustische holofonie und holografie, vo, 2012," Ausgabe 2012.