
Beitrag zur digitalen Signalverarbeitung in der Mikrofontechnik

DISSERTATION

zur Erlangung des akademischen Grades

DOKTOR INGENIEUR

(Dr.-Ing.)

Vorgelegt der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

der

Technischen Universität Ilmenau

von

M.Eng Matthias Domke

Betreuer: Hans-Peter Schade, Univ.-Prof. Dr.-Ing.

Gutachter: Bernhard Bundschuh, Prof. Dr.-Ing.
Peter Holstein, Prof. Dr. rer. nat.

eingereicht am: 14.11.2014

verteidigt am: 18.06.2015

urn:nbn:de:gbv:ilm1-2015000272

Zusammenfassung

Mikrofone tragen als erstes Element in der Übertragungskette mit ihren Eigenschaften entscheidend zur Qualität einer Messung bzw. Aufnahme bei. In dieser Arbeit werden Möglichkeiten zur Beeinflussung der linearen und der räumlichen Übertragungseigenschaften von Mikrofonen durch Algorithmen der digitalen Signalverarbeitung behandelt. Dazu wird zunächst die Analog-Digital-Umsetzung der Mikrofonsignale betrachtet. Durch eine Kombination aus linearer und nichtlinearer Quantisierung wird ein Verfahren entwickelt, mit dem Mikrofonensignale mit einem Dynamikumfang von mehr als 140 dB ohne sprunghafte Änderungen des Signal-Rauschabstandes, mit einem über weite Bereiche aussteuerungsunabhängigen Signal-Rauschabstand, ohne eine ungenauer werdende Quantisierung bei kleiner werdenden Signalamplituden und ohne eine Übersteuerung von AD-Umsetzern digitalisiert werden können. Die Beeinflussung der linearen und der räumlichen Übertragungseigenschaften von Mikrofonen wird durch die Verwendung von FIR-Filtern realisiert, für deren Entwurf speziell auf die Anwendung beim Mikrofon hin abgestimmte Algorithmen entwickelt werden. Diese beziehen sich auf die Konstruktion von Zielfunktionen, die Vorverarbeitung gemessener Mikrofon-Übertragungsfunktionen und die Nachbearbeitung der erzeugten FIR-Filterkoeffizienten. Damit können anwendungsspezifische Korrekturen des Amplitudenfrequenzgangs wie Freifeldentzerrungen bei unterschiedlichen Schalleinfallswinkeln, Diffusfeldentzerrung und Präsenzhebung bei einem bestmöglichen Impulsverhalten des Mikrofons realisiert werden. Für die Anwendung der FIR-Filterung zur frequenzabhängigen Beeinflussung von Amplitude und Phase der Kapseln eines TWIN-Mikrofons wird ein Entwurfsverfahren entwickelt, mit dem sich die Richtcharakteristik und somit auch die Bündelung frequenzabhängig einstellen lassen. Dadurch werden Mikrofone realisiert, die einen nahezu identischen Amplitudenfrequenzgang im Direkt- und im Diffusschallfeld oder einen frequenzabhängig einstellbaren Direkt- zu Diffusschallanteil aufweisen. Für zeilenförmige Mikrofonanordnungen wird ein Verfahren zur Erzeugung eines anwendungsspezifischen Richtverhaltens mittels FIR-Filterung bezüglich der Konstruktion des vorgegebenen Richtverhaltens und durch Beeinflussung der FIR-Koeffizientenerzeugung optimiert. Dies erfolgt im Hinblick auf eine Minimierung der Modulation von Schallpegel und Amplitudenfrequenzgang bei der Aufnahme von räumlich ausgedehnten Schallquellen.

Abstract

The properties of a microphone are significant for the quality of the recording and transmission of an acoustic signal. This report presents possibilities for influencing the linear and the spacial characteristics of microphones with digital signal processing. The first step for this is the analog to digital conversion of the microphone signal. With the developed procedure that uses a combination of a linear and a nonlinear quantisation the digitalisation of microphone signals with a dynamic range of more than 140 dB is possible without abrupt changes of the signal to noise ratio, with a level independent signal to noise ratio, without an increasing quantisation error at decreasing signal levels and without an overmodulation of the analog to digital converters. The processing of the linear and the spacial properties of microphones is realised by FIR filters. For this filters a design process is developed especially for microphone applications related to the construction of the target transfer functions, the preprocessing of the microphone transfer functions and the postprocessing of the calculated FIR coefficients. The calculated filters can be used for equalisations of the magnitude response combined with an optimal impulse response of the microphone like the equalisation for different incidence angles in a direct sound field, the equalisation of the magnitude in a reverberant sound field or a presence boost. Another design process is developed for FIR filters that are used for the frequency dependent processing of the magnitude and the phase response of the capsules in a TWIN microphone. With such filters a frequency dependent control of the polar pattern and the directivity of a microphone is possible. Such microphones can have an equal magnitude response in the direct and in the reverberant sound field or also a frequency dependent controllable direct to reverberant ratio. For microphone columns a design process for application dependent polar patterns using FIR filters is optimised related to the construction of the target polar pattern and the pre- and postprocessing during the calculation of the FIR coefficients. This results in a decreased modulation of the sound level and the magnitude response when recording extended sound sources.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung und Zielstellung	8
1.1	Digitale Signalverarbeitung für elektroakustische Sensoren	8
1.2	Problemstellungen	12
1.2.1	Akustische Gegebenheiten	12
1.2.2	Analog-Digital-Umsetzung von Mikrofonsignalen	16
1.2.3	Beeinflussung des Frequenzgangs von Mikrofonen	19
1.2.4	Realisierung von Richtcharakteristiken mit koinzidenten und zeilenartigen Kapselanordnungen	21
1.3	Stand von Forschung und Entwicklung	23
1.3.1	Mikrofone mit digitalem Ausgangssignal - digitalisierte Mikrofone	23
1.3.2	Analog-Digital-Umsetzung des Dynamikbereiches von Mikrofonen	25
1.3.3	Applikationsspezifische Beeinflussung von Frequenzgang und Richtcharakteristik	33
1.4	Aufgabenstellung und Lösungsansatz	38
2	Analog-Digital-Umsetzung von Mikrofonsignalen	40
2.1	Grundlagen und Anforderungen	40
2.2	Konzipierung von Verfahrensaufbau und Funktionsweise	42
2.2.1	Ableitungen aus der Signalquantisierung	42
2.2.2	Grundlegende Funktionsweise und Verfahrensaufbau	46
2.2.3	Entwicklung der nichtlinearen Quantisierung	48
2.2.4	Simulation des Verfahrenskonzeptes	54
2.3	Entwicklung der Komponenten	58
2.3.1	Analoge Komprimierung	58
2.3.2	Schaltungsaufbau für Entwicklung und Test	63
2.3.3	Einfluss des AD-Umsetzers auf die Signalform	65
2.3.4	Digitale Expandierung	68
2.3.5	Umschaltfunktion	70
2.3.6	Filterung und Reduktion der Abtastfrequenz	73
2.3.7	Messungen vom ADC zum AES-Ausgang	76
2.3.8	Konzept zur digitalen Parameternachführung der Kompanidierung	82
3	Entwicklung von Filterverfahren für Mikrofone	84
3.1	Grundlagen für die Filterung von Mikrofonen	84
3.2	Ziel-Übertragungsfunktionen für Mikrofone	85
3.3	Messung und Vorverarbeitung der Mikrofon-Übertragungsfunktion	86
3.4	Erzeugung der Filterkoeffizienten	98
3.5	Messung der gefilterten Mikrofone	101

4	Synthese von Richtcharakteristiken	103
4.1	Synthese von Richtcharakteristiken mit koinzidenten Kapselanordnungen	103
4.1.1	Messungen an einem umschaltbaren TWIN-Mikrofon	103
4.1.2	Erstellung von Filtern für die Überlagerung der Kapselsignale	105
4.1.3	Entwicklung des Filteralgorithmus zur Richtcharakteristiksynthese	113
4.1.4	Modifikation des Richtcharakteristikfilters bei hohen Frequenzen	117
4.1.5	Filterung der Mikrofon-Übertragungsfunktion	120
4.1.6	Frequenzabhängige Synthese von Richtcharakteristiken	123
4.2	Synthese von Richtcharakteristiken mit zeilenartigen Kapselanordnungen	129
4.2.1	Anordnung der Mikrofonkapseln	129
4.2.2	Filtererstellung zur Erzeugung des Richtverhaltens	132
4.2.3	Konstruktion und Vorverarbeitung des Ziel-Richtverhaltens	137
4.2.4	Anpassung der Zeilenlänge an die Frequenz	146
4.2.5	Frequenzabhängige virtuelle Verformung der Zeile	152
5	Zusammenfassung	162
5.1	Ergebnisse	162
5.2	Schlussfolgerungen für weitere Untersuchungen	166
6	Thesen	168

Kapitel 1

Einleitung und Zielstellung

1.1 Digitale Signalverarbeitung für elektroakustische Sensoren

Elektroakustische Sensoren wandeln mechanische Schwingungen als primäre Messgröße in elektrische Signale als sekundäre Messgröße um. Ihre Haupteinsatzgebiete sind die Schallmesstechnik sowie Anwendungen, bei denen Schallsignale als Eingangsgrößen zur Steuerung von Prozessen verwendet werden. Eine Untergruppe der elektroakustischen Sensoren bilden die Mikrofone, mit denen Luftschall in eine elektrische Spannung umgewandelt wird. Diese Umwandlung erfolgt in zwei Stufen. In der ersten, akustisch-mechanischen Umwandlungsstufe, wird der Luftschall nach einem bestimmten Empfangsprinzip in die Bewegung eines Objektes, meist einer Membran, umgewandelt. Die konstruktive Einheit, in der diese Umwandlung erfolgt, wird als Mikrofonkapsel bezeichnet. In der zweiten, mechanisch-elektrischen Umwandlungsstufe, wird die Bewegung eines Objektes nach einem bestimmten Wandlerprinzip in ein elektrisches Signal, meist eine Spannung, umgewandelt. Als Mikrofon wird die gesamte Einheit bestehend aus Kapsel, Wandler, Gehäuse und einer eventuell erforderlichen elektrischen Schaltung bezeichnet.

Mikrofone lassen sich nach [Wei08] nach folgenden Gesichtspunkten klassifizieren:

- passive Wandler (nur durch die Schallenergie gespeist) oder aktive Wandler (extern zugeführte Energie erforderlich)
- akustisch-mechanisches Empfangsprinzip
- mechanisch-elektrisches Wandlerprinzip
- antreibende Schallfeldgröße
- Richtcharakteristik

Das Empfangsprinzip eines Mikrofons wird von der Konstruktion der Mikrofonkapsel, der Art des Membraneinbaus, und bei Doppelmembrankapseln durch das elektrische Zusammenwirken der beiden Membranen festgelegt. Es bestimmt die Richtcharakteristik und beeinflusst den Frequenzgang sowie das Verhalten des Mikrofons im Nahfeld der aufzunehmenden Schallquelle. Nach der die Membran antreibenden Schallfeldgröße lassen sich die Empfangsprinzipien in Druckempfänger und Druckgradientenempfänger einteilen. Ein weiteres Empfangsprinzip bilden die Interferenzempfänger.

Die Einteilung der Wandlerprinzipien erfolgt nach dem physikalisch-technischen Verfahren, mit dem die Bewegung der Membran in ein elektrisches Signal umgewandelt wird. Die Kombination aus Empfangsprinzip, Abstimmung der Membran (Lage der Membranresonanzfrequenz zum Übertragungsbereich) und Wandlerprinzip bestimmt den Amplitudenfrequenzgang eines Mikrofons. Bei Mikrofonen wird meist das elektrodynamische Wandlerprinzip (Tauchspulmikrofon, Bändchenmikrofon) oder das elektrostatische Wandlerprinzip (Kondensatormikrofon) angewendet.

Mikrofone nach dem elektrodynamischen Wandlerprinzip haben einen relativ niedrigen Übertragungsfaktor von typ. 0,5 mV/Pa bis 2 mV/Pa. Durch die mit der Membran fest verbundene Spule ist ihre bewegte Membranmasse relativ groß, was zu einem langsameren Einschwingverhalten gegenüber dem Kondensatormikrofon führt. Für einen breitbandigen, konstanten Amplitudenfrequenzgang ist beim elektrodynamischen Mikrofon eine starke Bedämpfung der Membranresonanz und der Einbau zusätzlicher Resonatoren durch Volumen oder frequenzabhängige Dämpfungsglieder erforderlich.

Mikrofone nach dem elektrostatischen Wandlerprinzip wurden ursprünglich für Messanwendungen entwickelt. Ihr Übertragungsfaktor ist mit typ. 10 mV/Pa bis 50 mV/Pa relativ hoch. Die geringe Membranmasse führt zu einem schnellen Einschwingverhalten gegenüber dem elektrodynamischen Mikrofon. Durch die kurze Impulsantwort ist mit Kondensatormikrofonen eine Übertragung hochfrequenter, transientsignale möglich. Sie können mit einem sehr breitbandigen, konstanten Amplitudenfrequenzgang, einem großen Dynamikbereich von typ. 130 dB, einem hohen Grenzschalldruck und sehr geringer Geräuschspannung realisiert werden. Aufgrund ihrer hervorragenden Übertragungseigenschaften sind sie der bevorzugte Mikrofontyp für hochwertige Rundfunkübertragungen und Musikaufnahmen. Aus diesem Grund, und wegen der aufgeführten Vorteile, wird sich diese Arbeit mit Kondensatormikrofonen beschäftigen.

Mikrofone werden in der Schallmesstechnik als Messmikrofone ebenso eingesetzt wie in der Audio-technik zur Aufnahme von Sprache, Musik oder anderen hörbaren Geräuschen. Diese Aufnahme von Audiosignalen kann mit dem Ziel der Aufzeichnung, Übertragung oder sofortigen Wiedergabe der aufgenommenen Audiosignale über eine Lautsprecheranlage erfolgen. Da die Mikrofone das erste Glied in der Übertragungskette sind, tragen sie entscheidend zur Qualität einer Messung bzw. Aufnahme bei. Qualitätsverluste durch schlechte Eigenschaften der Mikrofone oder durch einen ungünstigen Mikrofoneinsatz lassen sich nur sehr selten durch Maßnahmen (z.B. Algorithmen der Signalverarbeitung) in nachgeschalteten Geräten ausgleichen. Aus diesem Grund ist eine Einflussnahme auf die Mikrofoneigenschaften mit den Algorithmen der Signalverarbeitung sinnvoller als eine Beeinflussung der aufgenommenen Signale.

Die Mikrofoneigenschaften sollen im Rahmen dieser Arbeit zunächst die linearen, die räumlichen sowie die nichtlinearen Übertragungseigenschaften eines Mikrofons umfassen. Die linearen Übertragungseigenschaften werden für eine bestimmte Schalleinfallrichtung durch die komplexe Übertragungsfunktion des Mikrofons, und somit durch seinen Amplitudenfrequenzgang und sein frequenzabhängiges Laufzeitverhalten charakterisiert. Die räumlichen Übertragungseigenschaften beschreiben die Richtungsabhängigkeit der Schallaufnahme und damit auch das Verhältnis des Direktschalls zum Raumanteil bei der Schallaufnahme im Raum. Sie werden durch die Veränderung der komplexen Übertragungsfunktionen des Mikrofons über eine Vielzahl von Schalleinfallrichtungen um das Mikrofon herum charakterisiert. Die nichtlinearen Übertragungseigenschaften sind schließlich solche, die durch nichtlineare Effekte bei der akustisch-mechanischen Umwandlung, wie Membranmoden, und bei der mechanisch-elektrischen Umwandlung entstehen.

Für die vielen verschiedenen Anwendungsfälle, in denen Mikrofone eingesetzt werden, wurden unter-

schiedliche Empfangsprinzipien, Wandlertypen und Ausführungsformen mit speziellen anwendungsspezifischen Eigenschaften entworfen. Bei der Entwicklung von Mikrofonen für Messanwendungen sind dabei vordergründig technische Kriterien maßgebend, da hier die unverfälschte Aufnahme des zu messenden Schallsignals sichergestellt sein muss. Für Mikrofone, die in der Audiotechnik zur Aufnahme von Sprache, Musik oder anderen hörbaren Geräuschen eingesetzt werden, können auch klangästhetische Gesichtspunkte eine Rolle spielen, da diese Mikrofone mit als klangbildendes Element eingesetzt werden. Oft steht jedoch auch hier eine originalgetreue Aufnahme der jeweiligen Schallquelle(n) in der jeweiligen akustischen Umgebung im Vordergrund.

Bei der Anwendung hat das Mikrofon immer einen bestimmten Abstand und eine bestimmte Ausrichtung zur Schallquelle. Abstand und Ausrichtung können dabei anwendungsspezifisch vorgegeben sein oder gestalterischen Aspekten folgen. Bei einer anwendungsspezifischen Vorgabe muss das Mikrofon in der Lage sein, die Schallquelle mit seiner Entfernung und Ausrichtung mit den geforderten Qualitätsparametern aufzunehmen. Bei der Anwendung des Mikrofons im Raum geht ein zunehmender Abstand von der Schallquelle mit einem ansteigenden Raumanteil und mit einer Veränderung des Amplitudenfrequenzgangs im aufgenommenen Signal einher. Auch hier kann der Abstand wieder vorgegeben sein oder gestalterischen Gesichtspunkten folgen. Das Mikrofon muss bei anwendungsspezifischer Vorgabe in der Lage sein, die Schallquelle mit einem gewünschten Raumanteil und Amplitudenfrequenzgang aufzunehmen. Schließlich kann es auch Anwendungen geben, bei denen die Entfernung der Schallquelle zum Mikrofon variiert. Ein Beispiel dafür ist ein sich an einem Rednerpult vor- und zurückbewegender Redner. Die Variation der Entfernung zwischen Schallquelle und Mikrofon führt hier zu einer Modulation des aufgenommenen Schallpegels, des Amplitudenfrequenzgangs sowie der Räumlichkeit bei Anwendung im Raum. Auch solche Veränderungen sollten vom Mikrofon idealerweise minimiert bzw. unterdrückt werden. Außer dem direkten Signal der aufzunehmenden Schallquelle können Störschall oder Reflexionen des Signals der Schallquelle an der Position des Mikrofons vorhanden sein. Für eine unverfälschte Schallaufnahme sollte das Mikrofon diese möglichst gut unterdrücken bzw. ausblenden. Alle diese aufgeführten anwendungsspezifischen Anforderungen an ein Mikrofon können mit einer anwendungsspezifischen Beeinflussung der Übertragungsfunktion und der Richtcharakteristik des Mikrofons in Abhängigkeit von der Frequenz realisiert werden.

Dies bedeutet die Notwendigkeit einer frequenzabhängigen Einflussnahme auf die linearen und auf die räumlichen Übertragungseigenschaften des Mikrofons. Eine Beeinflussung der nichtlinearen Übertragungseigenschaften ist hingegen nicht erforderlich, um die aufgeführten anwendungsspezifischen Anforderungen an die Mikrofoneigenschaften zu realisieren. Aus diesem Grund sollen die im Rahmen dieser Arbeit behandelten Mikrofoneigenschaften nur die linearen und die räumlichen Übertragungseigenschaften des Mikrofons umfassen.

Seit einiger Zeit werden Mikrofone mit integriertem AD-Umsetzer angeboten. In diesem Fall können akustischer Wandler und AD-Umsetzer optimal aufeinander angepasst werden. Die Schnittstelle zur Ausgabe der digitalen Ausgangssignale eines solchen Mikrofons wird im Standard *AES42* [AES06] festgelegt. Beschrieben wird dort das verwendete Protokoll zur Übertragung von Signal- und Steuerdaten zwischen dem Mikrofon und dem nachfolgenden Gerät. Die Signalübertragung erfolgt nach dem Standard *AES3* [AES09] mit einer maximalen Abtastfrequenz von 192 kHz (eine Erweiterung auf 384 kHz ist vorgesehen) und einer Wortbreite von 24 Bit im Festkommaformat. Weiterhin wird in [AES06] ein Verfahren zum synchronen Betrieb mehrerer Mikrofone zu einem externen Takt festgelegt. Ein großer Vorteil von Mikrofonen mit integriertem AD-Umsetzer ist bereits, dass es keine Probleme mit der analogen Impedanzanpassung zum nachfolgenden Gerät und mit Störungen der analogen Kabelstrecke gibt.

Durch die zusätzliche Integration eines digitalen Signalprozessors in ein Mikrofon ergeben sich weitere Funktionen, die für das einzelne Mikrofon in diesem digital realisiert werden können. Dazu gehören gegenwärtig Filterfunktionen in Form von Hochpassfiltern zur Unterdrückung tieffrequenter Störungen oder Hochtonanhebungen zur Erhöhung der Brillianz, die Funktion zur Phasenumkehr, Kompressor-/Limiterfunktionen sowie eine digitale Verstärkerfunktion. Eine andere anzutreffende Variante ist der Einsatz der digitalen Signalverarbeitung bei der Verarbeitung mehrerer Mikrofonkanäle. Beispiele dafür sind Mikrofonarrays bzw. die akustische Kamera in der Messtechnik oder Surroundmikrofonanordnungen in der Aufnahmetechnik. Bei dieser Variante findet die digitale Signalverarbeitung jedoch nicht im Mikrofon selbst, sondern im nachfolgenden Gerät statt, und dient weniger zum Beeinflussen der Mikrofoneigenschaften, sondern mehr zur Auswertung der aufgenommenen Signale (z.B. bezüglich der Schalleinfallrichtung in der Messtechnik).

Neben den aufgeführten bietet die digitale Signalverarbeitung jedoch noch weitere Möglichkeiten, die auch zur frequenzabhängigen Einstellung bzw. Steuerung der Richtcharakteristik verwendet werden können. Mit den damit zur Verfügung stehenden Möglichkeiten einer frequenzabhängigen Synthese der linearen und der räumlichen Übertragungseigenschaften von Mikrofonen könnten die oben aufgeführten anwendungsspezifischen Anforderungen an die Mikrofoneigenschaften realisiert, und die Mikrofone in unterschiedlichen Anwendungen durch flexible, anwendungsspezifische Modifikation von Amplitudenfrequenzgang und Richtcharakteristik eingesetzt werden. Die notwendige digitale Signalverarbeitung kann dabei im Mikrofon selbst, oder in einer dem Mikrofon nachgeschalteten, ihm zugeordneten Signalverarbeitungseinheit erfolgen.

1.2 Problemstellungen

1.2.1 Akustische Gegebenheiten

Außer dem Signal der aufzunehmenden Schallquelle können auf ein Mikrofon auch Störsignale einwirken. Dabei kann es sich um Signale von anderen Schallquellen oder auch um Reflexionen des Signals der aufzunehmenden Schallquelle an frequenzabhängig reflektierenden Flächen handeln. Bei einer Anwendung des Mikrofons unter Freifeldbedingungen handelt es sich sowohl beim Signal der aufzunehmenden Schallquelle als auch bei den Störsignalen um Direktschall, der stets nur aus einer bestimmten Richtung am Ort des Mikrofons eintrifft. Eine Ausblendung bzw. Unterdrückung der Störungen gelingt durch die Auswahl eines Mikrofons mit einer geeigneten Richtcharakteristik derart, dass das Mikrofon in Richtung der aufzunehmenden Schallquelle die größte Empfindlichkeit und in den Richtungen, aus denen die Störsignale einfallen, eine größtmögliche Dämpfung aufweist.

Bei der Verwendung eines Mikrofons zur Aufnahme einer Schallquelle in einem Raum ergeben sich andere Bedingungen, die von der Schallabsorption bzw. der Nachhallzeit des Raumes, von der Richtungsabhängigkeit der Schallabstrahlung der aufzunehmenden Schallquelle und der Störquellen, sowie von deren Entfernung zum Mikrofon abhängen. In geringer Entfernung zu einer Schallquelle überwiegt das von ihr abgestrahlte direkte Schallsignal, so dass hier, ähnlich wie im Freifeld, nur Direktschall mit einer bestimmten Richtung vorliegt (Direktschallfeld). In größerer Entfernung von der Schallquelle liegt hingegen ein Schallsignal vor, das nur aus den diffusen Reflexionen des von der Schallquelle abgestrahlten Signals besteht (Diffusschallfeld). Die Reflexionen des von der Schallquelle abgestrahlten Signals treffen dabei aus vielen verschiedenen, häufig gleichverteilten Richtungen an einem bestimmten Punkt im Diffusschallfeld ein, wodurch hier immer eine Vielzahl von Schalleinfallrichtungen vorliegt.

Eine Schallquelle strahlt ihr Schallsignal in der Regel in eine bevorzugte Richtung ab. Die so entstehende Richtungsabhängigkeit der Schallabstrahlung wird nach [AS93] mit dem Richtungsfaktor $\underline{\Gamma}_Q(\vartheta, f)$ nach Gleichung 1.1 bzw. dem Richtungsmaß $D_Q(\vartheta, f)$ nach Gleichung 1.2 beschrieben. Dabei ist \underline{p}_Q der Schalldruck der Schallquelle, r die Entfernung von der Schallquelle, r_0 eine konstante Bezugsentfernung und ϑ der Abstrahlwinkel in Bezug zur Hauptabstrahlrichtung der Schallquelle bei $\vartheta = 0^\circ$.

$$\underline{\Gamma}_Q(\vartheta, f) = \frac{\underline{p}_Q(r = r_0, \vartheta, f)}{\underline{p}_Q(r = r_0, \vartheta = 0^\circ, f)} \quad (1.1)$$

$$D_Q(\vartheta, f) = 20 \cdot \log |\underline{\Gamma}_Q(\vartheta, f)| \quad (1.2)$$

Wieviel mehr Schall von der Schallquelle in die bevorzugte Abstrahlrichtung unter Verringerung der Schallabstrahlung in die anderen Richtungen abgestrahlt wird, lässt sich nach [AS93] durch die Bündelung der Schallquelle mit den Parametern Bündelungsfaktor $\gamma_Q(f)$ nach Gleichung 1.3 bzw. Bündelungsmaß $D_{i,Q}(f)$ nach Gleichung 1.4 beschreiben. Der Bündelungsfaktor entspricht dabei dem Kehrwert des auf einer Hüllkugeloberfläche S_K um die Schallquelle gemittelten Quadrates des Richtungsfaktors.

$$\gamma_Q(f) = \frac{4\pi}{\oint_{S_K} |\underline{\Gamma}_Q(\vartheta, f)|^2 dS_K} \quad (1.3)$$

$$D_{i,Q}(f) = 10 \cdot \log \gamma_Q(f) \quad (1.4)$$

Unter der Annahme, dass die Schallquelle sphärisch gekrümmte Schallwellen abstrahlt und unter Vernachlässigung der Luftabsorption ergibt sich der Amplitudenfrequenzgang des Direktschalldruckpegels $L_{dir}(f)$ in einer Entfernung von der Schallquelle r_{QM} in Abhängigkeit vom Schalleistungspegel der Schallquelle $L_{w,Q}(f)$ und vom Bündelungsmaß der Schallquelle $D_{i,Q}(f)$ nach Gleichung 1.5. Die Bezugsentfernung von $0,28\text{ m}$ entspricht dabei dem Radius einer Kugel mit einem Flächeninhalt von 1 m^2 .

$$L_{dir}(f) = L_{w,Q}(f) + D_{i,Q}(f) - 20 \cdot \log \frac{r_{QM}}{0,28\text{ m}} \quad (1.5)$$

Es ist zu erkennen, dass der Amplitudenfrequenzgang des Direktschalldruckpegels der Schallquelle nur vom frequenzabhängigen Schalleistungspegel und vom frequenzabhängigen Bündelungsmaß der Schallquelle abhängt, und sich mit zunehmender Entfernung zur Schallquelle nicht ändert. Die Abnahme des Schalldruckpegels mit zunehmender Entfernung im Direktschallfeld einer Schallquelle erfolgt somit frequenzunabhängig.

Der Amplitudenfrequenzgang des Schalldruckpegels im Diffusfeld einer Schallquelle $L_{diff}(f)$ setzt sich laut [FV03] mit der äquivalenten Schallabsorptionsfläche $A(f)$, die das Schallabsorptionsvermögen eines Raumes charakterisiert, nach Gleichung 1.6 zusammen.

$$L_{diff}(f) = L_{w,Q}(f) - 10 \cdot \log \frac{A(f)}{4} = L_{w,Q}(f) - 10 \cdot \log A(f) + 6\text{ dB} \quad (1.6)$$

$$T(f) = 0,163 \cdot \frac{V}{A(f)} \quad (1.7)$$

Da die äquivalente Schallabsorptionsfläche eines Raumes mit dessen Nachhallzeit $T(f)$ laut [FV03] entsprechend Gleichung 1.7 über das Raumvolumen V zusammenhängt, wird der Amplitudenfrequenzgang des Schalldruckpegels im Diffusfeld außer vom frequenzabhängigen Schalleistungspegel der Schallquelle auch von der frequenzabhängigen äquivalenten Schallabsorptionsfläche bzw. der frequenzabhängigen Nachhallzeit des Raumes bestimmt. Wird Gleichung 1.5 nach der Schalleistung umgestellt und in Gleichung 1.6 eingesetzt, ergibt sich der Amplitudenfrequenzgang des Schalldruckpegels im Diffusfeld aus dem Amplitudenfrequenzgang des Schalldruckpegels in der Entfernung r_{QM} im Direktfeld entsprechend Gleichung 1.8.

$$L_{diff}(f) = L_{dir}(f) - D_{i,Q}(f) + 20 \cdot \log \frac{r_{QM}}{0,28\text{ m}} - 10 \cdot \log A(f) + 6\text{ dB} \quad (1.8)$$

Es wird deutlich, dass mit einer Modifikation des Amplitudenfrequenzgangs der Schallquelle durch ein vorgeschaltetes Filter nicht der Amplitudenfrequenzgang im Direktschallfeld *und* im Diffusschallfeld gemeinsam auf ein und denselben vorgegebenen Verlauf gebracht werden können. Ein gemeinsamer Verlauf des Amplitudenfrequenzgangs im Direktschallfeld und im Diffusschallfeld kann vielmehr nur durch eine entsprechende Kombination der Frequenzverläufe von Bündelungsmaß der Schallquelle und äquivalenter Schallabsorptionsfläche des Raumes erreicht werden. Viele Räume weisen bei hohen Frequenzen eine größere Schallabsorption als bei tiefen Frequenzen, und viele Schallquellen bei hohen Frequenzen eine größere Bündelung als bei tiefen Frequenzen auf. Aus diesem Grund zeigt der Amplitudenfrequenzgang des Schalldruckpegels einer Schallquelle im Diffusschallfeld oft einen Abfall zu hohen Frequenzen hin gegenüber dem Amplitudenfrequenzgang des Schalldruckpegels im Direktschallfeld.

Der Übergang vom Direkt- ins Diffusschallfeld erfolgt frequenzabhängig in der als Richtentfernung $r_R(\vartheta, f)$ bezeichneten Entfernung von der Schallquelle, in der die Schalldruckpegel von Direkt- und Diffusschallfeld gleich groß sind. Sie kann laut [AS93] nach Gleichung 1.9 berechnet werden.

$$r_R(\vartheta, f) = |\Gamma_Q(\vartheta, f)| \cdot \sqrt{\gamma_Q(f)} \cdot \sqrt{\frac{A(f)}{16\pi}} \quad (1.9)$$

Dieser Übergang erfolgt nicht scharf bei der Richtentfernung, sondern als gleitender Vorgang mit zunehmender Entfernung zur Schallquelle. Bei einer Mikrofonaufnahme in diesem Bereich nimmt das Mikrofon sowohl Anteile des Direkt- als auch des Diffusschallfeldes auf, die dem direkten Schallsignal der Schallquelle eine bestimmte Räumlichkeit hinzufügen. Der Amplitudenfrequenzgang des aufgenommenen Schallsignals setzt sich aus den Amplitudenfrequenzgängen der Schalldruckpegel von Direkt- und Diffusschallfeld zusammen.

Mikrofone können so aufgebaut werden, dass sie den Schall aus allen Richtungen gleichermaßen, oder mehr oder weniger stark aus einer bevorzugten Richtung aufnehmen. Die so entstehende Richtcharakteristik führt wie bei der Schallquelle auch beim Mikrofon zu einem bestimmten Richtungsfaktor bzw. Richtungsmaß $D_M(\vartheta)$ und Bündelungsfaktor γ_M bzw. Bündelungsmaß $D_{i,M}$. Tabelle 1.1 zeigt einen Überblick über die Richtungsmaße bei charakteristischen Schalleinfallswinkeln und weitere Eigenschaften der Standard-Richtcharakteristiken nach [BP99] und [Wei08].

Richtcharakteristik	$D_M(\vartheta = 90^\circ)$	$D_M(\vartheta = 180^\circ)$	$D_{i,M}$	$\sqrt{\gamma_M}$
Kugel	0,0 dB	0,0 dB	0,0 dB	1,00
Breitnieri	-3,0 dB	-8,0 dB	2,5 dB	1,38
Niere	-6,0 dB	$-\infty$	4,8 dB	1,73
Superniere	-8,6 dB	-11,7 dB	5,7 dB	1,93
Hypernieri	-12,0 dB	-6,0 dB	6,0 dB	2,00
Acht	$-\infty$	0,0 dB	4,8 dB	1,73

Tabelle 1.1: Eigenschaften der Standard-Richtcharakteristiken

Die mit Druckempfängern realisierte Kugel-Richtcharakteristik wird sowohl in der Messtechnik als auch in der Audiotechnik zur Schallaufnahme verwendet. Um mit Druckempfängern einen konstanten Amplitudenfrequenzgang im Direktschallfeld einer Quelle zu erzielen, ist die sogenannte Druckstaukorrektur zur Kompensation des Druckstaueffektes erforderlich, der von der Frequenz und vom Schalleinfallswinkel abhängt. Die Druckstaukorrektur erfolgt mit einem akustischen oder elektrischen Filter, das den Amplitudenfrequenzgang bei hohen Frequenzen entsprechend dem druckstaubedingten Anstieg absenkt. Bei kleinen Wellenlängen wird die Vorderseite der Membran von Druckempfängern durch die konstruktive Form des Mikrofons gegenüber von hinten einfallenden Schallwellen abgeschattet. Wird ein für den Einsatz im Direktschallfeld druckstaukorrigierter Druckempfänger im Diffusschallfeld eingesetzt, in dem der Schall aus vielen verschiedenen Richtungen am Mikrofon eintrifft, werden hohe Frequenzen zunehmend abgesenkt aufgenommen (Hochtonverlust). Um das zu vermeiden, ist eine Diffusfeldkorrektur zur Kompensation der Membranabschattungsverluste erforderlich. Diese Korrektur erfolgt mit einem akustischen oder elektrischen Filter, das den Amplitudenfrequenzgang bei hohen Frequenzen entsprechend dem abschattungsbedingten Abfall anhebt. Um ein und dasselbe Mikrofon als Druckempfänger mit Kugelcharakteristik mit gleichem Amplitudenfrequenzgang sowohl im Direkt- als auch im Diffusschallfeld einsetzen zu können, wäre ein umschaltbares Filter erforderlich.

Die Amplitudenfrequenzgänge des Mikrofonübertragungsmaßes im Direktschallfeld $L_{M,dir}(f)$ und im Diffusschallfeld $L_{M,diff}(f)$ stehen laut [BP99] und [DIN10] nach Gleichung 1.10 miteinander im Zusammenhang.

$$L_{M,dir}(f) = L_{M,diff}(f) + D_{i,M}(f) \tag{1.10}$$

Verantwortlich für den Unterschied der Amplitudenfrequenzgänge des Mikrofonübertragungsmaßes im Direkt- und Diffusschallfeld ist somit das Bündelungsmaß des Mikrofons $D_{i,M}(f)$. Druckgra-

dientenempfänger mit den Standard-Richtcharakteristiken haben die in Tabelle 1.1 angegebenen Bündelungsmaße. Ein Ziel bei ihrer Konstruktion ist, die Richtcharakteristik möglichst frequenzunabhängig zu gestalten, wodurch auch ein frequenzunabhängig konstantes Bündelungsmaß entstehen würde. Dies wiederum hätte einen identischen Amplitudenfrequenzgang des Mikrofons im Direkt- und Diffusschallfeld zur Folge. Da Druckgradientenempfänger mit ihren Richtcharakteristiken den Schall aus einer bestimmten Richtung bevorzugt aufnehmen, verringern sie den aus verschiedenen Richtungen einfallenden Diffusschallanteil im aufgenommenen Signal. Unter Berücksichtigung der Bündelung des Mikrofons als Druckgradientenempfänger folgt eine um den relativer Abstandsfaktor $\sqrt{\gamma_M(f)}$ virtuell vergrößerte Richtentfernung $r_{R,virt}$ nach Gleichung 1.11.

$$r_{R,virt}(\vartheta, f) = r_R(\vartheta, f) \cdot \sqrt{\gamma_M(f)} \quad (1.11)$$

Das bedeutet beispielsweise, dass ein Mikrofon mit Nieren-Richtcharakteristik den 1,73 fachen Abstand zur aufzunehmenden Schallquelle haben darf, damit der Anteil des Diffusschallfeldes (Raumanteil) im aufgenommenen Signal ebenso groß ist wie bei einem Mikrofon mit Kugel-Richtcharakteristik. Tabelle 1.1 enthält die relativen Abstandsfaktoren der Standard-Richtcharakteristiken. Soll andersherum bei einem vorgegebenen Mikrofonabstand zur aufzunehmenden Schallquelle nur ein bestimmter Diffusschallanteil (Raumanteil) mit aufgenommen werden, kann das nur durch eine Einstellung bzw. Steuerung der Bündelung und damit der Richtcharakteristik des Mikrofons erreicht werden. Bei einer frequenzabhängigen Richtentfernung der aufzunehmenden Schallquelle wäre für einen frequenzunabhängigen Diffusschallanteil (Raumanteil) im aufgenommenen Signal nach Gleichung 1.11 eine frequenzabhängige bzw. frequenzabhängig einstellbare Bündelung und damit Richtcharakteristik des Mikrofons erforderlich.

Eine Möglichkeit zur Realisierung eines Druckgradientenempfängers mit einer bestimmten Richtcharakteristik ist das Anbringen akustischer Laufzeitglieder an der Rückseite und/oder Vorderseite einer Mikrofonmembran. Auf diese Weise lassen sich Druckgradientenempfänger mit einer festen oder mechanisch umschaltbaren Richtcharakteristik aufbauen, wobei ein fester, in der Regel konstanter Frequenzverlauf der Richtcharakteristik angestrebt wird. Eine andere Möglichkeit ist der Aufbau einer Doppelmembrankapsel, wobei mechanisch zunächst zwei entgegengesetzte Nierenrichtcharakteristiken realisiert werden. Durch Einstellen von bestimmten Polarisationsspannungen und das elektrische Zusammenschalten der beiden Mikrofonsignale mit bestimmter Polarität lassen sich die Standard-Richtcharakteristiken einstellbar erzeugen. Jedoch hat auch die so entstehende, elektrisch umschaltbare Richtcharakteristik, und damit die Bündelung des Mikrofons, einen festen, in der Regel konstanten Frequenzverlauf, so dass eine frequenzabhängige Anpassung der Bündelung des Mikrofons an eine frequenzabhängige Richtentfernung der aufzunehmenden Schallquelle weiterhin offen bleibt.

Da seit einiger Zeit Mikrofone mit integriertem Analog-Digital-Umsetzer und einfachem Signalprocessing erhältlich sind eröffnet sich die Möglichkeit, fest zu einem bestimmten Mikrofon gehörende Algorithmen der digitalen Signalverarbeitung zur Beeinflussung von dessen Übertragungsverhalten zu nutzen. Soll die Einstellung von Amplitudenfrequenzgang und frequenzabhängiger Bündelung des Mikrofons mit Hilfe von Algorithmen der digitalen Signalverarbeitung erfolgen, ist eine Bearbeitung der folgenden Verfahrensteile erforderlich:

- Analog-Digital-Umsetzung
- Filterung
- Erzeugung von Richtcharakteristiken mit koinzidenten und zeilenförmigen Kapselanordnungen

1.2.2 Analog-Digital-Umsetzung von Mikrofonsignalen

Auch ohne extern einfallenden Schall liegt am Ausgang eines Mikrofons eine Rauschspannung an. Diese wird als äquivalenter Nennschalldruckpegel der Eigenstörspannung oder als Ersatzschalldruckpegel $L_{M,noise}$ bezeichnet und nach Gleichung 1.12 aus der gemessenen Ausgangsrauschspannung $U_{M,noise}$ und dem Nenn-Übertragungsfaktor des Mikrofons M_N ermittelt.

$$L_{M,noise} = 20 \cdot \log \frac{U_{M,noise}}{M_N \cdot 20 \mu Pa} \quad (1.12)$$

Dabei wird die Ausgangsrauschspannung entweder mit der A-Kurve nach IEC 61672-1 oder der CCIR-Kurve nach DIN IEC 60268-1 bewertet. Der Ersatzschalldruckpegel entspricht anschaulich dem Schalldruckpegel, mit dem ein ideal rauschfreies Mikrofon dieselbe Ausgangsspannung wie die Ausgangsrauschspannung erzeugen würde, und stellt somit den niedrigsten Schalldruckpegel dar, der mit einem Mikrofon aufgezeichnet werden kann. Ein gutes Kondensatormikrofon erreicht heutzutage einen Ersatzschalldruckpegel von 6 dB(A) bis 7 dB(A). Im Gegensatz zum Ersatzschalldruckpegel beschreibt der Grenzschalldruckpegel eines Mikrofons den maximalen Schalldruckpegel, bei dem die nichtlinearen Anteile der Ausgangsspannung eine bestimmte anzugebende prozentuale Grenze erreichen, die typischerweise bei 0,5 % oder 1 % liegt. Der Grenzschalldruckpegel kann somit gewissermaßen als der höchste Schalldruckpegel angesehen werden, der mit einem Mikrofon verzerrungsfrei aufgezeichnet werden kann. Für den Dynamikumfang eines Mikrofons gibt es nach [Wei08] keine standardisierte Definition. Er wird meist als die Differenz aus Grenzschalldruckpegel und dem bewerteten Ersatzschalldruckpegel angegeben. Ein gutes Kondensatormikrofon kann heutzutage einen Dynamikumfang von bis zu 140 dB und auch darüber hinaus erreichen.

Bei der Anwendung des klassischen Quantisierungsmodells für die Analog-Digital-Umsetzung von Signalen ergibt sich laut [Zöl05] mit einer Quantisierungswortbreite w und einem Spitzenfaktor P_F der Signal-Rauschabstand der Quantisierung SNR_Q entsprechend Gleichung 1.13.

$$SNR_Q = 6,02 \text{ dB} \cdot w - 10 \cdot \log \frac{P_F^2}{3} \quad (1.13)$$

Der Spitzenfaktor ist dabei das Verhältnis des Spitzenwertes x_{peak} des zu quantisierenden Signals zu dessen Effektivwert x_{eff} nach Gleichung 1.14.

$$P_F = \frac{x_{peak}}{x_{eff}} \quad (1.14)$$

AD-Umsetzer, die im Bereich der Audiotechnik heutzutage eingesetzt werden, arbeiten mit Quantisierungswortbreiten von 16 Bit bis 24 Bit, wobei im hochqualitativen Studiobereich fast ausschließlich eine Quantisierungswortbreite von 24 Bit zum Einsatz kommt. Tabelle 1.2 zeigt die Signal-Rauschabstände und somit die Dynamikbereiche einer Signalquantisierung mit 24 Bit in Abhängigkeit von der Signalart und dem damit verbundenen Spitzenfaktor. Wird von Audiosignalen ausgegangen, ist es damit praktisch schon nicht mehr möglich, den Dynamikumfang eines guten Kondensatormikrofons von ca. 140 dB zu quantisieren, und damit in den Digitalbereich umzusetzen.

In der Audiotechnik wird heute laut [Wei08] und [Zöl05] aus Gründen der Wandlungsgeschwindigkeit und Genauigkeit fast ausschließlich das Delta-Sigma-Verfahren zur AD-Umsetzung angewendet, das in der Regel mit der 64 fachen oder 128 fachen Nenn-Abtastfrequenz arbeitet. Obwohl Noiseshaping und eine möglichst hohe Ordnung des Modulators zur Erzielung eines Dynamikgewinns eingesetzt

Signal	$20 \cdot \log P_F$	P_F	SNR_Q
Signal mit rechteckförmiger Dichtefunktion	4,8 dB	$\sqrt{3}$	144,5 dB
Sinussignal	3,0 dB	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	152,3 dB
Rechtecksignal	0,0 dB	1	149,3 dB
Rauschsignal nach DIN IEC 60268-1	6,0 dB	2	143,2 dB
Musiksignal	12,0 dB	4	137,2 dB
Musiksignal	20,0 dB	10	129,3 dB

Tabelle 1.2: Signal-Rauschabstände verschiedener Signale bei einer Wortbreite von 24 Bit

werden, erreichen diese AD-Umsetzer für Audioanwendungen mit einer Quantisierungswortbreite von 24 Bit heutzutage einen maximalen Dynamikumfang von ca. 123 dB (AKM AK5394), was sich vom theoretisch erreichbaren Dynamikumfang nach Tabelle 1.2 erheblich unterscheidet. Die Gründe hierfür liegen laut [Wei08] vor allem in den Rauschanteilen der analogen Schaltungskomponenten des AD-Umsetzers, für die zum Teil die geringe Betriebsspannung der Umsetzer verantwortlich ist, und in einem durch Jitter verursachten Rauschen, das wiederum in der geringen Wortbreite des Delta-Sigma-Modulators begründet ist. Damit wird deutlich, dass auch die besten heute erhältlichen AD-Umsetzer nicht in der Lage sind, den Dynamikumfang eines guten Kondensatormikrofons von ca. 140 dB in den Digitalbereich zu überführen. Aus diesem Grund wird ein einstellbarer Vorverstärker zwischen Kondensatormikrofon und AD-Umsetzer erforderlich, um die zu erwartende Signalamplitude des Audiosignals an den Aussteuerungsbereich des AD-Umsetzers anzupassen. Wäre es hingegen möglich, mit einem AD-Umsetzer den gesamten Dynamikumfang eines Kondensatormikrofons in den Digitalbereich zu überführen, könnten ein Kondensatormikrofon mit einem bestimmten Übertragungsfaktor und ein AD-Umsetzer mit einem bestimmten Aussteuerungsbereich aufeinander angepasst werden. Mit einer derartigen festen Kombination aus Kondensatormikrofon und AD-Umsetzer kann der vorausschauend einzustellende Vorverstärker zwischen beiden vorteilhaft entfallen.

Die Darstellung von digitalen Werten kann entweder im Festkommaformat oder im Fließkommaformat erfolgen. In der Audiotechnik wird in der Regel zur Speicherung und Übertragung von Signalen das Festkommaformat, zur Bearbeitung von Signalen dagegen das Fließkommaformat eingesetzt. Die AD-Umsetzung, die am Anfang jeder digitalen Signalverarbeitung, Speicherung oder Übertragung von digitalen Signalen steht, wird in kommerziell erhältlichen AD-Umsetzern mit Festkomma-Zahlendarstellung durchgeführt. Der Dynamikbereich DR_Q der jeweiligen Zahlendarstellung wird laut [Zöl05] als das logarithmische Verhältnis von maximal darstellbarer Zahl $x_{Q,max}$ zur kleinsten darstellbaren Zahl $x_{Q,min}$ entsprechend Gleichung 1.15 definiert.

$$DR_Q = 20 \cdot \log \frac{x_{Q,max}}{x_{Q,min}} \quad (1.15)$$

Daraus ergibt sich für die Zweierkomplement Festkomma-Zahlendarstellung, die bei kommerziell erhältlichen AD-Umsetzern im Bereich der Audiotechnik verwendet wird, mit $x_{Q,max}$ nach Gleichung 1.16 und $x_{Q,min}$ nach Gleichung 1.17 ein Dynamikbereich DR_F nach Gleichung 1.18.

$$x_{Q,max} = 1 - 2^{-(w-1)} \quad (1.16)$$

$$x_{Q,min} = 2^{-(w-1)} \quad (1.17)$$

$$DR_F = 20 \cdot \log (2^{w-1} - 1) \quad (1.18)$$

Ein Festkomma AD-Umsetzer mit einer Quantisierungswortbreite von 24 Bit würde demnach einen Dynamikumfang von 138,474 dB erreichen.

Der Signal-Rauschabstand eines Festkomma AD-Umsetzers SNR_F berechnet sich laut [Zöl05] aus dem logarithmischen Verhältnis der Signalleistung σ_x^2 zur Fehlerleistung σ_E^2 nach Gleichung 1.19.

$$SNR_F = 10 \cdot \log \frac{\sigma_x^2}{\sigma_E^2} \quad (1.19)$$

Das Fehlersignal, das die Fehlerleistung σ_E^2 verursacht, ist dabei ein rauschförmiges Signal, das aufgrund der aussteuerungsunabhängig gleich großen Quantisierungsstufen der Festkomma-Zahlendarstellung unabhängig von der Aussteuerung des zu quantisierenden Signals ist, und beim Quantisierungsvorgang zu diesem addiert wird. Damit folgt aus Gleichung 1.19, dass der Signal-Rauschabstand bei der Festkomma-Zahlendarstellung und damit auch bei der Festkomma AD-Umsetzung abhängig von der Aussteuerung des zu quantisierenden Signals bzw. des AD-Umsetzers ist. Dieser aussteuerungsabhängige Signal-Rauschabstand im digitalen Bereich ist ein Äquivalent zum aussteuerungsabhängigen Signal-Rauschabstand eines analogen Signals im analogen Bereich. Bei der Anwendung des klassischen Quantisierungsmodells ist der Signal-Rauschabstand einer Festkomma-Zahlendarstellung mit einer Quantisierungswortbreite von 24 Bit bei Vollaussteuerung identisch zu den in Tabelle 1.2 angegebenen Signal-Rauschabständen unterschiedlicher Signale.

Für die Fließkomma-Zahlendarstellung ergibt sich laut [Zöl05] $x_{Q,max}$ nach Gleichung 1.20 und $x_{Q,min}$ nach Gleichung 1.21 aus der Quantisierungswortbreite der Mantisse w_M und des Exponenten w_E .

$$x_{Q,max} = \left(1 - 2^{-(w_M-1)}\right) \cdot 2^{2^{w_E-1}-1} \quad (1.20)$$

$$x_{Q,min} = 0,5 \cdot 2^{-2^{w_E-1}+2} \quad (1.21)$$

Eingesetzt in Gleichung 1.15 ergibt sich daraus laut [Zöl05] der Dynamikbereich der Fließkomma-Zahlendarstellung DR_G nach Gleichung 1.22.

$$DR_G = 20 \cdot \log \left(\left(1 - 2^{-(w_M-1)}\right) \cdot 2^{2^{w_E-2}} \right) \quad (1.22)$$

Mit der Fließkomma-Zahlendarstellung nach IEEE mit einer Quantisierungswortbreite der Mantisse von 24 Bit und des Exponenten von 8 Bit würde demnach ein Dynamikumfang von 1529 dB erreicht werden.

Bei der Fließkomma-Zahlendarstellung entsteht laut [Zöl05] zunächst ein relatives Fehlersignal mit einer relativen Fehlerleistung, das nur von der Quantisierungswortbreite der Mantisse abhängt. Die Mantisse selbst ist in Festkomma-Zahlendarstellung, weshalb auch die Größe des relativen Fehlersignals und damit auch der relativen Fehlerleistung identisch zu der bei einer Festkomma-Zahlendarstellung mit gleicher Quantisierungswortbreite ist. Das relative Fehlersignal $e_r[n]$ wird nun mit der sich aus dem Exponenten der Fließkomma-Zahlendarstellung E_G ergebenden Zweierpotenz skaliert, und ergibt so das Fehlersignal $e[n]$ entsprechend Gleichung 1.23.

$$e[n] = e_r[n] \cdot 2^{E_G(x[n])} \quad (1.23)$$

Die Größe des Exponenten hängt dabei von der Aussteuerung des zu quantisierenden Signals $x[n]$ ab, wodurch das Fehlersignal $e[n]$ ebenfalls von dieser abhängig wird. Somit folgt die Größe des Fehlersignals, und damit auch der Fehlerleistung σ_E^2 , in gewissen Stufen der Aussteuerung und damit der Leistung des zu quantisierenden Signals σ_x^2 . Der sich ergebende Signal-Rauschabstand wird dadurch nahezu unabhängig von der Aussteuerung des zu quantisierenden Signals, und wird nur vom relativen Fehlersignal bzw. dessen Fehlerleistung und der Aussteuerung der Mantisse bestimmt. Der Exponent wird bei der Fließkomma-Zahlendarstellung laut [Zöl05] so eingestellt, dass

die Aussteuerung der Mantisse stets zwischen deren Vollaussteuerung und deren halber Vollaussteuerung liegt. Bei Vollaussteuerung der Mantisse ergeben sich bei einer Quantisierungswortbreite von 24 Bit die signalartabhängigen Signal-Rauschabstände aus Tabelle 1.2, die denen der Festkomma-Zahlerdarstellung entsprechen. Bei halber Vollaussteuerung der Mantisse ist der Signal-Rauschabstand gegenüber der Vollaussteuerung um 6 dB kleiner. Abbildung 1.1 zeigt den Signal-Rauschabstand SNR in Abhängigkeit von der Aussteuerung des zu quantisierenden Signals x bei einer Festkomma-Zahlerdarstellung mit einer Quantisierungswortbreite von 16 Bit und bei einer Fließkomma-Zahlerdarstellung mit einer Quantisierungswortbreite der Mantisse von 16 Bit und des Exponenten von 4 Bit.

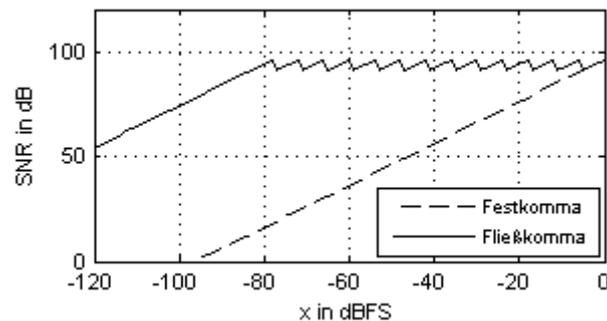


Abbildung 1.1: Signal-Rauschabstand in Abhängigkeit von der Aussteuerung

Zu erkennen ist zum einen der gleiche Signal-Rauschabstand bei Vollaussteuerung durch die gleiche Quantisierungswortbreite bei Festkomma-Zahlerdarstellung und der Mantisse bei Fließkomma-Zahlerdarstellung, zum zweiten die Abhängigkeit des Signal-Rauschabstandes von der Aussteuerung des zu quantisierenden Signals bei der Festkomma-Zahlerdarstellung, und zum dritten die Unabhängigkeit des Signal-Rauschabstandes von der Aussteuerung des zu quantisierenden Signals bei der Fließkomma-Zahlerdarstellung, der lediglich um 6 dB schwankt, solange der Zahlenvorrat des Exponenten ausreicht.

Trotz der Eigenschaften des großen Dynamikbereiches und des aussteuerungsunabhängigen Signal-Rauschabstandes werden Verfahren zur AD-Umsetzung mit Fließkomma-Zahlerdarstellung laut [Zöl05] zwar in der Literatur diskutiert, aber nicht praktisch in kommerziell erhältlichen AD-Umsetzern realisiert. Bei einem Verfahren zur AD-Umsetzung von Mikrofonsignalen wären beide Eigenschaften in jedem Fall von Vorteil, so dass sie bei der Entwicklung des Verfahrens entsprechend berücksichtigt werden sollten.

1.2.3 Beeinflussung des Frequenzgangs von Mikrofonen

Soll der Amplitudenfrequenzgang von Mikrofonen anwendungsspezifisch beeinflusst werden, geschieht das heutzutage meist durch Filter mit allgemein üblichen, nicht fest zum jeweiligen Mikrofon gehörenden Parametern und Einstellungen, die in einem der nachfolgenden Geräte realisiert sind. In der Vergangenheit kamen hierfür fast ausschließlich analoge Filter zur Anwendung. Übliche Filterfunktionen sind dabei Hochpass-, Tiefpass-, Shelving- und Peakfilter, die jeweils mit Filterelementen zweiter Ordnung (sogenannten Biquads) realisiert, und zum Erzeugen der gewünschten Gesamt-Filterfunktion hintereinandergeschaltet werden. Den Vorteilen einer einfachen Erstellung oder Modifikation eines gewünschten Filterfrequenzgangs und einer Latenz in einer nichtrelevanten

Größenordnung stehen die Nachteile gegenüber, dass das Filterverhalten mit gewissen Ungenauigkeiten und Toleranzen behaftet ist, und dass eine Modifikation des Amplitudenfrequenzgangs stets auch zu einer Veränderung des Phasenfrequenzgangs und damit der Gruppenlaufzeit des Filters führt. Damit ist zwar die Einstellung eines bestimmten Ziel-Amplitudenfrequenzgangs in Abhängigkeit von der Anzahl der zur Verfügung stehenden Filterelemente, nicht jedoch die Realisierung eines optimalen Impulsverhaltens des Mikrofons im Schallfeld möglich.

Mit zunehmender Digitalisierung im Bereich der Audio- und Messtechnik werden auch die Filter zunehmend digital ausgeführt. Dafür wird meistens ein IIR-Filter (infinite impulse response) verwendet, bei dem die analoge Filterfunktion der jeweiligen Biquads mit einer geeigneten Transformation, z.B. der bilinearen Transformation, in den digitalen Bereich überführt, und mit einer rekursiven Filterstruktur realisiert wird. Bei Filterfrequenzen in der Nähe der Nyquistfrequenz werden zusätzliche Maßnahmen (z.B. Prewarping) erforderlich, um die digitale der analogen Filterfunktion möglichst gut anzunähern. Bedingt durch ihre Realisierung und Struktur haben digitale IIR-Filter nahezu die gleichen Eigenschaften wie analoge Filter. Bei der Einbindung in einen analogen Signalpfad kommen zur unwesentlichen Latenz des Filters noch die Latenzen von AD- und DA-Umsetzer hinzu. Bedingt durch die digitale Realisierung und deren Reproduzierbarkeit sind Ungenauigkeiten und Toleranzen im Filterverhalten praktisch nicht mehr feststellbar. Das Hauptproblem bleibt jedoch, dass eine Veränderung des Amplitudenfrequenzgangs immer zu einer Veränderung des Phasenfrequenzgangs führt, was die schon beschriebenen Probleme bei der Filterung von Mikrofonen bewirkt.

Die Möglichkeit zu einer separaten Beeinflussbarkeit von Amplituden- und Phasenfrequenzgang bieten die digitalen FIR-Filter (finite impulse response). Diese sind jedoch bisher nur in sehr wenigen Geräten der Audio- und Messtechnik implementiert. Eine Variante der digitalen FIR-Filter ist deren linearphasige Ausführung, die u.a. in einigen digitalen Mischpulten implementiert ist, und bei der eine Beeinflussung des Amplitudenfrequenzgangs ohne Veränderung des Phasenfrequenzgangs möglich ist. Damit kann der Amplitudenfrequenzgang eines Mikrofons im Vergleich zum IIR-Filter genauer, und ohne Veränderung von dessen Phasenfrequenzgang beeinflusst werden. Diesem Vorteil steht jedoch der Nachteil einer größeren Latenz gegenüber, die sich aus der Filterordnung N_{FIR} und der Abtastfrequenz f_{abt} nach Gleichung 1.24 berechnet.

$$\text{Latenz} = \frac{N_{FIR}}{2 \cdot f_{abt}} \quad (1.24)$$

Die Frequenzauflösung des Filters Δf , die konstant über einem linearen Frequenzmaßstab ist, wird nach Gleichung 1.25 berechnet, woraus in Kombination mit Gleichung 1.24 deutlich wird, dass die Latenz mit feiner werdender Frequenzauflösung ansteigt.

$$\Delta f = \frac{f_{abt}}{N_{FIR}} = \frac{1}{2 \cdot \text{Latenz}} \quad (1.25)$$

Ein FIR-Filter mit geringer Latenz bei gleicher Frequenzauflösung kann durch dessen in [Mül99] beschriebene minimalphasige Ausführung realisiert werden. Mit dieser Variante kann der Amplitudenfrequenzgang eines Mikrofons im Vergleich zum IIR-Filter genauer, jedoch wieder nur mit einer Veränderung des Phasenfrequenzgangs beeinflusst werden. Wenn ein Filter nicht im nachfolgenden Gerät zur allgemeinen Anwendung vorgesehen, sondern fest zu einem bestimmten Mikrofon zugeordnet wird, könnten zur Entzerrung des Mikrofons in verschiedenen Anwendungen FIR-Filter verwendet werden, die neben der anwendungsspezifischen Beeinflussung des Amplitudenfrequenzgangs den Phasenfrequenzgang des Mikrofons derart entzerren, dass ein Null-Phasenfrequenzgang erreicht wird. Damit würden alle Frequenzen mit derselben Laufzeit aufgenommen werden und das Mikrofon hätte ein ideales Impulsverhalten. Das Latenzverhalten in Kombination mit der Frequenzauflösung

derartiger FIR-Filter zur komplexen Entzerrung ist vergleichbar mit dem der linearphasigen FIR-Filter.

Für die Beeinflussung des Amplitudenfrequenzgangs von Mikrofonen wäre zusammenfassend entscheidend, mit welcher Art von digitalem Filter eine bestimmte Entzerrungsaufgabe optimal gelöst werden kann, und wie die entsprechenden Filterparameter aufeinander und auf die jeweilige Entzerrungsaufgabe hin abgestimmt werden müssen. Die Entzerrungsaufgabe kann dabei vom Mikrofon oder von der jeweiligen Applikation im Bereich der Audio- oder Messtechnik abhängen. Es muss jedoch auch beachtet werden, dass der Amplitudenfrequenzgang eines Mikrofons im Direkt- und Diffus-schallfeld einer Schallquelle nur begrenzt durch Filterung, sondern vor allem durch eine darauf aufbauende frequenzabhängige Steuerung der Richtcharakteristik beeinflusst werden kann.

1.2.4 Realisierung von Richtcharakteristiken mit koinzidenten und zeilenartigen Kapselanordnungen

Für eine auf der digitalen Filterung aufbauende Realisierung von frequenzabhängigen Richtcharakteristiken sind mindestens zwei Kapseln oder zwei Membranen einer Kapsel notwendig, die getrennt verarbeitbare Signale liefern. Der Abstand zwischen den beiden Kapseln oder Membranen sollte möglichst klein gegenüber der aufzunehmenden Wellenlänge sein, was zu einer koinzidenten Kapselanordnung führt. Leider kann diese Forderung aufgrund der endlichen Kapselabmessungen nur schwer im gesamten aufzunehmenden Frequenzbereich erfüllt werden, wobei wegen der kurzen Wellenlängen besonders die hohen Frequenzen problematisch sind. Ein Beispiel für ein Mikrofon mit einer solchen koinzidenten Kapselanordnung ist das sogenannte TWIN-Mikrofon, bei dem zwei Kapseln mit Nieren-Richtcharakteristik in möglichst geringem Abstand mit ihren Rückseiten gegeneinander (Rücken an Rücken) angeordnet sind. Die beiden Signale der Mikrofonkapseln können dann im Mikrofon oder außerhalb des Mikrofons mit bestimmten Pegelverhältnissen und Polaritäten zusammengeschaltet werden, wodurch die in Tabelle 1.3 aufgeführten Richtcharakteristiken entstehen. Vor allem, wenn die Signale der beiden Mikrofonkapseln außerhalb des Mikrofons zusam-

Richtcharakteristik	Kapselposition	Pegel/dB	Polarität
Kugel	Front	0	normal
	Rear	0	normal
Breitniere	Front	0	normal
	Rear	-10	normal
Niere	Front	0	normal
	Rear	$-\infty$	normal
Superniere	Front	0	normal
	Rear	-10	invers
Acht	Front	0	normal
	Rear	0	invers

Tabelle 1.3: Einstellung der Richtcharakteristiken bei einem TWIN-Mikrofon

mengeschaltet werden, ist ein stufenloses Überblenden zwischen den Standard-Richtcharakteristiken möglich, und damit auch ein stufenloses Einstellen der Bündelung des Mikrofons entsprechend dessen Abstand zur aufzunehmenden Schallquelle. Ein weiterer Vorteil ist, dass die beiden Kapseln im Gegensatz zu den beiden Membranen einer Doppelmembrankapsel selektiert werden können, was dem TWIN-Mikrofon besonders genaue Übertragungseigenschaften hinsichtlich Amplituden-

frequenzgang und Frequenzabhängigkeit der Richtcharakteristik verleiht. Außer der beschriebenen TWIN-Anordnung mit zwei Nierenkapseln sind auch andere koinzidente Anordnungen mit mehr als zwei Kapseln und unterschiedlichen Richtcharakteristiken denkbar. Die Richtcharakteristik, und damit auch die Bündelung des Mikrofons, hat jedoch auch bei diesem Vorgehen einen festen, in der Regel konstanten Frequenzverlauf. Eine frequenzabhängige Einstellung der Richtcharakteristik könnte durch eine entsprechende Filterung der einzelnen Kapselsignale realisiert werden. Dabei wäre entscheidend, welche digitale Filterart mit welchen Filterparametern verwendet werden kann, und wie die Filterübertragungsfunktionen zu entwerfen sind.

Sollen andere als die rotationssymmetrischen Standard-Richtcharakteristiken realisiert werden, können dazu zeilenartige Anordnungen von Mikrofonkapseln verwendet werden. Die Positionen der Mikrofonkapseln entlang der Zeile werden dabei durch eine bestimmte mathematische Funktion festgelegt, wobei häufig eine lineare oder logarithmische Verteilung der Mikrofonkapseln entlang der Zeile realisiert wird. Die Mikrofonkapseln haben entweder die Richtcharakteristik Kugel oder im Bereich der Audiotechnik eine der anderen Standard-Richtcharakteristiken (meist Niere), welche senkrecht zur Zeilenebene unabhängig von der Zusammenschaltung der Kapseln bestehen bleibt. Auch hier liefert wieder jede Mikrofonkapsel jeweils ein eigenes Signal, und alle Signale werden anschließend mit entsprechenden Algorithmen miteinander kombiniert. Bei einfachen Verfahren werden die Signale aller Kapseln nur addiert, wodurch jedoch eine in der Zeilenebene mit höher werdender Frequenz immer enger werdende Richtkeule entsteht, und es oberhalb einer bestimmten oberen Grenzfrequenz zur Ausbildung von weiteren Richtkeulen außerhalb der Hauptaufnahme­richtung durch räumliches Aliasing kommt. Die so entstehende Richtcharakteristik ist natürlich extrem frequenzabhängig und nicht (frequenzabhängig) steuerbar.

Bei komplizierteren Verfahren werden die Mikrofonkapseln einzelnen Frequenzbändern (Wegen) zugewiesen, und die Kapselpositionen entlang der Zeile entsprechend den in jedem Frequenzband zu übertragenden Wellenlängen optimiert. Die Signale der den Frequenzbändern entsprechenden Mikrofonkapseln werden dann zum gesamten Aufnahme­frequenzbereich zusammengefügt (addiert), wodurch entsprechend der Qualität der Kapselanordnungen eine recht frequenzunabhängige keulenförmige Richtcharakteristik in der Zeilenebene entsteht, die jedoch ohne zusätzliche Maßnahmen nicht (frequenzabhängig) steuerbar ist. Ein Beispiel eines solchen Mikrofons mit insgesamt acht Kapseln zeigt Abbildung 1.2.

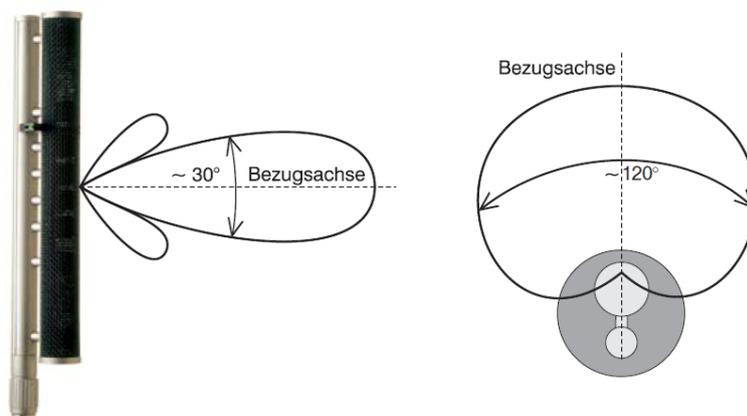


Abbildung 1.2: Kardiod-Ebenenmikrofon mit zeilenartiger Kapselanordnung

Bei einem anderen, ebenfalls komplizierteren Verfahren, werden die Signale aller Mikrofonkapseln addiert, und die Mikrofonkapseln von den Zeilenenden her mit höher werdender Frequenz durch Tiefpassfilter ausgeblendet, so dass eine in Stufen über der Wellenlänge konstante Zeilenlänge entsteht. Auch damit kann eine über der Frequenz recht gleichmäßige keulenförmige Richtcharakteristik in der Zeilenebene realisiert werden, die aber wieder ohne zusätzliche Maßnahmen nicht (frequenzabhängig) steuerbar ist. Entscheidend wäre, welche Verfahren als Basis für eine anwendungsspezifische frequenzabhängige Steuerung der Richtcharakteristik verwendet werden können, welche zusätzlichen Algorithmen notwendig sind, und wie die notwendigen Parameter des Verfahrens dementsprechend zu ermitteln sind. Eine weitere interessante Aufgabe, die mit einer zeilenartigen Kapselanordnung und entsprechender digitaler Signalverarbeitung gelöst werden könnte, ist die Erzeugung spezieller Richtcharakteristiken, die bei gegebener Mikrofonanordnung und gegebenen Positionen einer ortsveränderlichen Schallquelle deren ortsunabhängig gleich bleibende Aufnahme hinsichtlich Pegel und Frequenzgang ermöglichen.

1.3 Stand von Forschung und Entwicklung

1.3.1 Mikrofone mit digitalem Ausgangssignal - digitalisierte Mikrofone

Ein ideales Digitalmikrofon würde laut [BFFJ⁺10] nur aus einem Membranring bestehen und zählen, wieviele Moleküle sich von vorn und von hinten durch diesen bewegen. Das daraus gebildete Differenzsignal wäre dann ein ideales Signal eines idealen Digitalmikrofons, das jedoch so bisher noch nicht realisiert worden ist. Ein nicht mehr ganz vollständig digital arbeitendes Digitalmikrofon würde entstehen, wenn die analoge Auslenkung einer Mikrofonmembran digitalisiert wird. Dies kann beispielsweise durch Abtastung mit einem Laser erfolgen, wobei jedoch eine Auswertung der gesamten Membranfläche erforderlich ist und Auslenkungen im Bereich der Größe eines Sauerstoff- oder Stickstoffmoleküls registriert werden müssen. Auch dazu liegen gegenwärtig noch keine in der Praxis verwendbaren Ergebnisse vor. Die heutzutage übliche Variante ermittelt zunächst auf analogem elektrischen Weg die Membranauslenkung, und wandelt dieses Signal anschließend mit einem AD-Umsetzer in den digitalen Bereich um. Statt als Digitalmikrofon wird eine derartige Ausführung als ein digitalisiertes Mikrofon bezeichnet.

Das erste digitalisierte Mikrofon kam laut [BFFJ⁺10] Ende der 1980er Jahre mit einem 16 Bit AD-Umsetzer und zum Anschluss an einen NeXT-Computer, in dem die digitale Signalverarbeitung stattfand, auf den Markt. Das Verfahren, einen AD-Umsetzer in ein Mikrofon einzubauen, wurde in den USA in [JP91] zum Patent angemeldet. Weiterhin ist in [BFFJ⁺10] beschrieben, dass Mitte der 1990er Jahre Experimente mit einem Studiomikrofon mit eingebautem 20 Bit AD-Umsetzer durchgeführt wurden. Um die Aussteuerung der Mikrofonkapsel an den Dynamikbereich des AD-Umsetzers anzupassen, verfügte es über eine fernsteuerbare Vordämpfung. Über eine siebenpolige Steckverbindung wurden eine bipolare Versorgungsspannung von 5 V und ein Wordclock-Synchronisationssignal separat zugeführt.

Im Jahre 1997 wurde laut [Kam97] und [BFFJ⁺10] ein Studiomikrofon vorgestellt, das mit zwei AD-Umsetzern im Gain-Ranging Verfahren einen Dynamikumfang von 115 dB(A,RMS) erreichte, was in [Kam97] mit virtuellen 22 Bit gleichgesetzt wird. Um die für das Gain-Ranging Verfahren notwendige Signalverarbeitung durchzuführen, verfügte es als wohl erstes Mikrofon über einen integrierten digitalen Signalprozessor (Analog Devices, ADSP-2115). Da auf separate Leitungen für

Wordclock-Synchronisation und fernsteuerbare Vordämpfung verzichtet, und die Betriebsspannung über eine Phantomspeisung realisiert wurde, kam dieses Mikrofon mit einem herkömmlichen dreipoligen XLR-Steckverbinder aus. Da damals keine standardisierte Schnittstelle für digitale Mikrofon-signale zur Verfügung stand, wurde das Mikrofon mit einem Zusatzgerät betrieben, das wiederum über einen damals schon standardisierten, in [AES09] beschriebenen *AES 3* Digitaltonausgang verfügte. Da jedoch auch bei diesem Mikrofon nicht der gesamte Dynamikbereich der Mikrofonkapsel vom AD-Umsetzer verarbeitet werden konnte, war eine Vordämpfung notwendig, die mit auf die Phantomspeisung aufmodulierten Steuersignalen ferneingestellt werden konnte.

In [BFFJ⁺10] ist ein digitalisiertes Mikrofon beschrieben, das im Jahre 1999 mit einer Doppelmembrankapsel und einer darauf aufbauenden feineinstellbaren Richtcharakteristik realisiert wurde. Die AD-Umsetzung der beiden Membransignale erfolgte mit einem zweikanaligen AD-Umsetzer ohne Anwendung des Gain-Ranging Verfahrens. Dennoch erreichte das Mikrofon nach [BFFJ⁺10] einen für die damalige Zeit beachtlichen Dynamikumfang von 114 dB(A,RMS). Außer der Richtcharakteristik waren noch die Vordämpfung und verschiedene Filterfunktionen von einem PC aus fernsteuerbar.

Über den bisher wohl größten Funktionsumfang im Bereich der Studiomikrofone verfügt eine seit dem Jahre 2001 erhältliche Serie digitalisierter Mikrofone, die in [Kam01], [Les08] und [BFFJ⁺10] beschrieben wird. Sie verfügt über Mikrofonkapseln mit einer Membran und über Doppelmembransysteme mit umschaltbarer Richtcharakteristik. Der AD-Umsetzer arbeitet mit einem zweikanaligen Verfahren ohne Gain-Ranging und erreicht nach [Les08] einen Dynamikumfang von bis zu 140 dB, was in [Kam01] mit einer Auflösung von 28 Bit gleichgesetzt wird. Damit ist diese Mikrofonserie in der Lage, den gesamten Dynamikumfang eines Kondensatormikrofons ohne einzustellende Vordämpfung direkt in den Digitalbereich zu überführen. Neben der AD-Umsetzung sind in den Mikrofonen umfangreiche Funktionen zur Audiosignalverarbeitung realisiert, wofür FPGAs anstatt eines digitalen Signalprozessors (DSP) verwendet werden. Die einstellbaren Funktionen von Mikrofon und digitaler Audiosignalverarbeitung umfassen nach [Kam01] die Richtcharakteristik, Hochpassfilter, analoge Vordämpfung, digitale Verstärkung, Kompressor, Transientenlimiter, Polaritätseinstellung, Stummschaltung, Signalleuchten, Abtastfrequenz und den Synchronisationsmodus. Über die inzwischen standardisierte, in [AES06] beschriebene digitale *AES 42* Mikrofonschnittstelle erfolgt die Ausgabe der digitalen Audiosignale, die Spannungsversorgung des Mikrofons, eine eventuelle Synchronisation des Mikrofons auf einen externen Takt und die Ferneinstellung und -abfrage der Parameter von Mikrofon und Audiosignalverarbeitung. An nachfolgende Geräte mit *AES 42* Schnittstelle können die Mikrofone direkt angeschlossen werden, für andere nachfolgende Geräte wird eine optionale Interfacebox benötigt, über die dann auch die Ferneinstellung und -abfrage der Mikrofonparameter mittels PC und eine eventuelle Synchronisation der Mikrofone auf einen externen Takt realisiert wird.

Im Bereich der Messmikrofone erschien im Jahre 2003 ein in [Mic03a] beschriebenes digitalisiertes Messmikrofon mit zwei AD-Umsetzern. Diese arbeiten mit einer Auflösung von 24 Bit, und digitalisieren zwei zugewiesene unterschiedliche Pegelbereiche des Messmikrofons, die anschließend immer gleichzeitig auf den beiden Audiokanälen der digitalen *AES 42* Schnittstelle ausgegeben werden. Hier obliegt es dem Anwender, aus diesen beiden Signalen im nachfolgenden Gerät das eigentliche Mikrofonausgangssignal zu errechnen. Das Messmikrofon erreicht mit den beiden Pegelbereichen einen Dynamikumfang von 140 dB und ermöglicht eine Ferneinstellung von Hochpassfilter, Polarität und Abtastfrequenz. Mit einer in [Mic03b] aufgeführten optionalen Interfacebox können die Mikrofon-signale der beiden Pegelbereiche direkt über die USB-Schnittstelle in einen PC übertragen werden.

1.3.2 Analog-Digital-Umsetzung des Dynamikbereiches von Mikrofonen

Die Analog-Digital-Umsetzung im Bereich der Audiotechnik, aber auch im Bereich der Messtechnik, erfolgt heutzutage immer nach dem Delta-Sigma-Verfahren mit einer Auflösung von 24 Bit, das über eine sehr gute Linearität und über extrem geringe Verzerrungen verfügt. Allerdings erreichen die kommerziell erhältlichen AD-Umsetzer keinen Dynamikbereich, der zur AD-Umsetzung des Dynamikbereichs von Mikrofonen ausreicht. Dieses Problem trat in der Vergangenheit auch bei anderen Anwendungen auf, da die Auflösung der AD-Umsetzer (deutlich) unterhalb von 24 Bit lag, und der umsetzbare Dynamikbereich deshalb nur recht klein war. Aus diesem Grund wurde auch schon seit einiger Zeit nach Lösungen gesucht, um mit den verfügbaren AD-Umsetzerbausteinen einen größeren Dynamikbereich umsetzen zu können.

In [Wes74] wird ein Verfahren beschrieben, das im Jahre 1974 zum Patent angemeldet wurde und dessen Blockschaltbild in Abbildung 1.3 dargestellt ist.

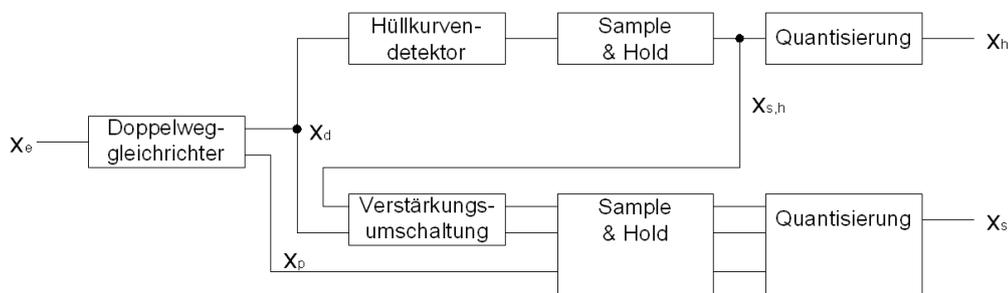


Abbildung 1.3: AD-Umsetzung nach Westinghouse, 1974

Das Eingangssignal x_e wird bei diesem Verfahren zunächst einem Doppelweg-Gleichrichter zugeführt, der daraus das gleichgerichtete Eingangssignal x_d und das Signal x_p erzeugt, das die Polarität des Eingangssignals anzeigt. Das gleichgerichtete Eingangssignal x_d wird danach einem sogenannten Hüllkurvenkanal und einem sogenannten Kurvenformkanal zugeführt. Im Hüllkurvenkanal wird mittels des Hüllkurvendetektors die Hüllkurve des Signals x_d ermittelt, die anschließend der Abtast-Halte-Schaltung eines AD-Umsetzers zugeführt wird. Diese erzeugt das zeitlich abgetastete Signal $x_{s,h}$, das proportional zur Hüllkurvenamplitude des Eingangssignals ist und sowohl selbst quantisiert, als auch zur Steuerung der AD-Umsetzung im Kurvenformkanal verwendet wird. Die Quantisierung des Signals $x_{s,h}$ ergibt das digitale Hüllkurvenwort x_h .

Im Kurvenformkanal wird das Signal x_d durch die Verstärkungsumschaltung mit dem Normierungsreferenzsignal $x_{s,h}$ so gesteuert, dass es eine im wesentlichen konstante Hüllkurvenamplitude aufweist. Die Verstärkungsumschaltung lässt dabei die Signale x_d und $x_{s,h}$ in Abhängigkeit von der Amplitude von $x_{s,h}$ entweder mit Einsverstärkung durch oder verstärkt beide um den gleichen Faktor. Die Schaltung zur AD-Umsetzung im Kurvenformkanal, bestehend aus Abtast-Halte-Schaltung und Quantisierung, erhält dann das gleichgerichtete Eingangssignal mit modifizierter Verstärkung, das Normierungsreferenzsignal mit modifizierter Verstärkung, und das Polaritätssignal vom Doppelweg-Gleichrichter zur Vorzeichenbiterzeugung. Das Normierungsreferenzsignal mit modifizierter Verstärkung dient bei der Quantisierung des Kurvenformkanals als Referenzsignal. Dadurch bildet die abgetastete Hüllkurve des Eingangssignals das Referenzsignal für dessen AD-Umsetzung, woraus folgt, dass die AD-Umsetzung im Kurvenformkanal ständig nahezu mit Vollaussteuerung betrieben werden kann. Nach der Quantisierung des Kurvenformkanals liegen die digitalen Kurvenformwörter x_s

vor, durch deren Multiplikation mit den digitalen Hüllkurvenwörtern x_h die digitale Darstellung des Eingangssignal erreicht werden kann.

Das Hüllkurvensignal folgt bei diesem Verfahren der Amplitude des Eingangssignals, ändert sich dabei aber langsamer als dieses, und hat damit eine niedrigere obere Grenzfrequenz. Für die AD-Umsetzung des Hüllkurvensignals ist deshalb zwar eine große Wortlänge, jedoch nur eine geringe Umsetzungsgeschwindigkeit erforderlich. Das Kurvenformsignal ist hingegen im wesentlichen amplitudenkonstant, hat jedoch seine ursprüngliche hohe obere Grenzfrequenz. Damit benötigt dessen AD-Umsetzung zwar eine hohe Umsetzungsgeschwindigkeit (bei dem Verfahren werden dafür ursprünglich Parallel-AD-Umsetzer verwendet), jedoch nur eine geringe Wortlänge.

Ein Nachteil des Verfahrens besteht darin, dass eine zu schnelle Erhöhung der Amplitude des Eingangssignals zwischen zwei Abtastwerten des Hüllkurvensignals die AD-Umsetzung des Kurvenformsignals übersteuern kann, weshalb die übliche Vollaussteuerung des Kurvenformkanals so skaliert wird, dass sie etwas unterhalb der Vollaussteuerung der AD-Umsetzung des Kurvenformkanals liegt, was jedoch auch keine hundertprozentige Sicherheit bedingt. Ein weiterer Nachteil ergibt sich aus der Abtastung der Hüllkurvenamplitude. Durch die dadurch hervorgerufene stufenweise Veränderung der Verstärkung in der Verstärkungsumschaltung und des Referenzsignals für die Quantisierung des Kurvenformkanals können Einschwingprobleme auftreten, welche die digitalen Ausgangswörter verfälschen und damit die Linearität und Auflösung der gesamten AD-Umsetzung beeinträchtigen.

Im Jahre 1979 wurde ein Verfahren zum Patent angemeldet, das in [Ins79] beschrieben wird, und dessen Blockschaltbild in Abbildung 1.4 dargestellt ist.

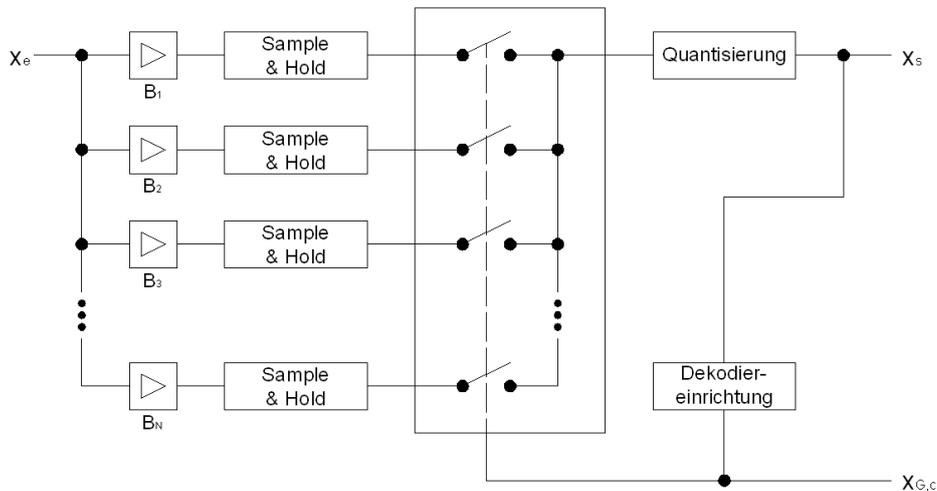


Abbildung 1.4: AD-Umsetzung nach Institut Francais du Petrole, 1979

Bei diesem Verfahren durchläuft das Eingangssignal x_e zunächst N parallele Verstärkerelemente mit den Verstärkungsfaktoren $B_1 = 2^0$, $B_2 = 2^1$, $B_3 = 2^2$ bis $B_N = 2^{N-1}$. Nach jedem Verstärkerelement folgt eine separate Abtast-Halte-Schaltung. Anschließend werden die abgetasteten Signale einer Schalteinrichtung mit N Eingängen und einem Ausgang zugeführt. Im ersten Umwandlungsschritt wird das Signal des Verstärkerelementes mit Einsverstärkung ($B_1 = 2^0$) mittels der Schalteinrichtung zur nachfolgenden Quantisierung geleitet. Das digitale Ausgangssignal des Quantisierers wird dann im Dekodierglied ausgewertet, woraufhin das Ausgangssignal des Dekodiergliedes das Signal des Verstärkungselementes auf den Quantisierer schaltet, dessen Verstärkung

zur besten Aussteuerung des Quantisierers führt. Im zweiten Umsetzungsschritt wird nun das mit optimaler Verstärkung dem Quantisierer zugeführte Signal umgesetzt. Nach dieser Quantisierung liegen das digitale Signal x_s und das digitale Ausgangssignal des Dekodiergliedes $x_{G,c}$ vor, das die bei der Quantisierung vorliegende Verstärkung beschreibt. Mit diesen beiden Signalen kann die digitale Darstellung des Eingangssignals in einem nachgeschalteten digitalen Signalprozessor erfolgen.

Ein Vorteil der verwendeten parallelen Struktur der Verstärkerelemente ist das bessere Impulsverhalten gegenüber einer Serienstruktur, bei der sich die Signalverzögerungen der einzelnen Verstärkerelemente akkumulieren. Der Hauptnachteil dieses Verfahrens ist, dass für die Umsetzung des Eingangssignals zwei Umsetzungsschritte benötigt werden. Ein weiterer Nachteil ergibt sich aus dem großen Hardwareaufwand durch die N Verstärkerelemente und Abtast-Halteschaltungen, und dem damit verbundenen Abgleichaufwand der Verstärkerelemente, da deren Verstärkung exakt mit der im digitalen Signalprozessor für die Berechnung des digitalen Ausgangssignals verwendeten Verstärkung übereinstimmen muss.

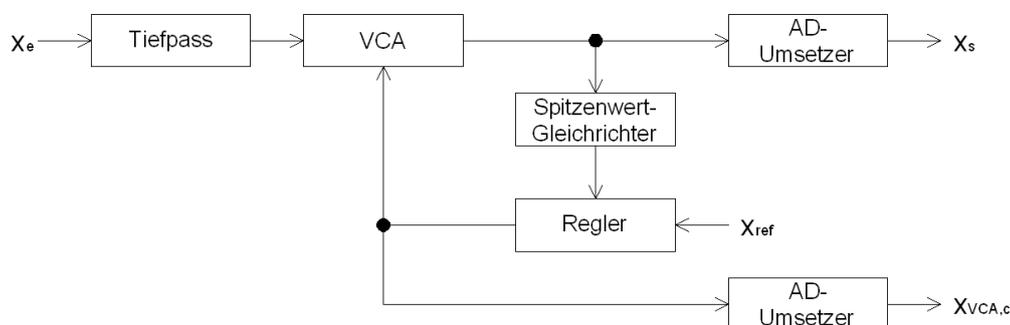


Abbildung 1.5: AD-Umsetzung nach [ANT86], 1986

Die Abbildung 1.5 zeigt das Blockschaltbild eines Verfahrens zur AD-Umsetzung, das im Jahre 1986 in [ANT86] beschrieben wird. Bei ihm wird die Dynamik des analogen Eingangssignals x_e mit einem Dynamikkompressor verringert, und somit an die Dynamik eines AD-Umsetzers angepasst. Damit der Regelkreis des Dynamikkompessors korrekt funktionieren kann, wird vor der Dynamikkompression die Änderungsgeschwindigkeit des analogen Eingangssignals x_e durch ein Tiefpassfilter begrenzt. Der Dynamikkompressor selbst muss eine genügend große Dynamik verarbeiten können, und besteht aus einem Regelkreis mit einem spannungsgesteuerten Verstärker (voltage controlled amplifier, VCA), einem Spitzenwertgleichrichter und einem Regler. Eine solche Anordnung des Spitzenwertgleichrichters hinter dem VCA ist auch bei Dynamikkompressoren für Studioanwendungen üblich. Der Spitzenwertgleichrichter erzeugt die Hüllkurve des VCA-Ausgangssignals, welche der Regler anschließend mit der Referenzgröße x_{ref} vergleicht. Das Vergleichsergebnis bildet dann das Steuersignal für den VCA. Die Regelschaltung ist bei dem Verfahren so zu dimensionieren, dass der VCA auch bei einem maximal möglichen Pegelsprung des Eingangssignals nicht übersteuert wird. Das Ausgangssignal des Dynamikkompessors wird einem AD-Umsetzer zugeführt, und in die digitalen Signalausgangsworte x_s umgesetzt. Das Steuersignal für den VCA wird auf einen zweiten AD-Umsetzer geleitet und in die digitalen Steuerworte $x_{VCA,c}$ umgesetzt. Mit diesen beiden Signalen kann bei Kenntnis der Übertragungskennlinie des VCA die digitale Darstellung des Eingangssignals in einem nachgeschalteten digitalen Signalprozessor erfolgen. Nach [ANT86] ist die Eingabe der VCA-Übertragungskennlinie in den digitalen Signalprozessor leicht möglich, wenn diese zum Beispiel auf einer logarithmischen Funktion basiert.

Im eingeschwingenen Zustand, der zum Beispiel vorliegt, wenn das analoge Eingangssignal x_e einem Sinussignal mit konstanter Hüllkurve entspricht, wird der VCA durch den Regler so ge-

steuert, dass das Ausgangssignal des Dynamikkompessors eine konstante Hüllkurvenamplitude ergibt. Der Mittelwert des Spitzenwertgleichrichter-Ausgangssignals ist dann gleich der Referenzgröße des Reglers x_{ref} , zum Beispiel einer Gleichspannung, womit ein ausgeregelter eingeschwungener Zustand vorliegt. Unterschiedliche Hüllkurvenamplituden des Eingangssignals x_e führen somit zu einer konstanten Hüllkurvenamplitude des Dynamikkompessor-Ausgangssignals, jedoch zu unterschiedlich großen Steuersignalen. Bei Eingangssignalen, die keinen eingeschwungenen Zustand hervorrufen, versucht die Regelschaltung, das Ausgangssignal des Dynamikkompessors auf eine konstante Hüllkurvenamplitude zu regeln. Das Ausgangssignal des Dynamikkompessors ist eine Funktion des mit der VCA-Übertragungskennlinie beeinflussten Eingangssignals x_e , und, da die VCA-Übertragungskennlinie durch das Steuersignal gesteuert wird, auch eine Funktion des Steuersignals. Damit kann aus dem digitalisierten Ausgangssignal des Dynamikkompessors x_s und dem digitalisierten Steuersignal $x_{VCA,c}$ das digitale Ausgangssignal berechnet werden, wenn die reziproke VCA-Übertragungskennlinie im digitalen Signalprozessor darstellbar ist.

Vorteilhaft an diesem Verfahren ist die analoge Steuerung des VCA, die im Gegensatz zu einer Steuerung des VCA mit quantisierten Steuersignalen zu geringeren Einschwingvorgängen, und damit zu geringeren Verfälschungen bei Pegelsprüngen im Eingangssignal führt. Ein weiterer Vorteil ist, dass der AD-Umsetzer für das Ausgangssignal des Dynamikkompessors weitgehend mit einer hohen Aussteuerung betrieben werden kann. Nachteilig ist hingegen zunächst der hohe Aufwand, um die nichtlineare reziproke Übertragungskennlinie des VCA im digitalen Signalprozessor zu hinterlegen, wobei auch leicht Ungenauigkeiten auftreten können, die dann zu einer fehlerhaften Darstellung des digitalen Ausgangssignals führen. Ein Nachteil ist auch die Verwendung eines VCA an sich, da diese ein höheres Grundrauschen aufweisen und wesentlich größere Signalverzerrungen verursachen als gute AD-Umsetzer.

Ebenfalls im Jahre 1986 wird in [Pie86] ein Verfahren beschrieben, dessen Blockschaltbild in Abbildung 1.6 dargestellt ist.

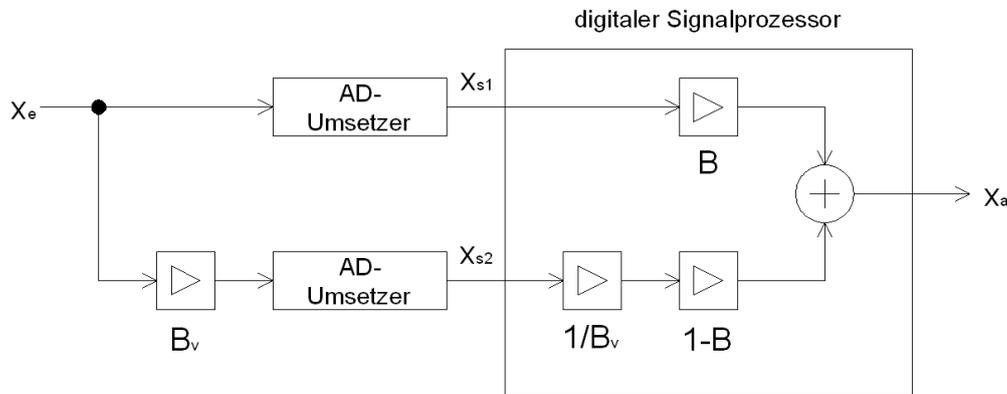


Abbildung 1.6: AD-Umsetzung nach [Pie86], 1986

Bei diesem Verfahren wird das Eingangssignal x_e einmal unverstärkt, und einmal mit dem Verstärkungsfaktor B_v verstärkt zu je einem AD-Umsetzer geleitet. Die digitalen Ausgangswerte x_{s1} des unverstärkten und x_{s2} des verstärkten Eingangssignals werden dann im digitalen Signalprozessor nach Gleichung 1.26 miteinander zu den digitalen Ausgangswerten x_a als digitale Darstellung des Eingangssignals kombiniert.

$$x_a = x_{s1} \cdot B + x_{s2} \cdot \frac{1}{B_v} \cdot (1 - B) \tag{1.26}$$

Der Verstärkungsfaktor B entspricht dabei einem Bewertungsfaktor für die Addition der festlegt, mit welchem Anteil jeweils das unverstärkte und das verstärkte Signal zusammengemischt werden. Er berechnet sich laut [Pie86] in Abhängigkeit von einem unteren Grenzwert x_{gu} und einem oberen Grenzwert x_{go} nach Gleichung 1.27.

$$B = \frac{x_{s2} - x_{gu}}{x_{go} - x_{gu}} \quad (1.27)$$

Ist das verstärkte Signal x_{s2} kleiner als oder gleich dem unteren Grenzwert x_{gu} , wird $B = 0$ gesetzt, und damit das Ausgangssignal x_a nur aus dem verstärkten Signal x_{s2} gebildet. Ist das verstärkte Signal x_{s2} hingegen größer als oder gleich dem oberen Grenzwert x_{go} , wird $B = 1$ gesetzt, und das Ausgangssignal x_a besteht nur aus dem unverstärkten Signal x_{s1} . Bewegt sich das verstärkte Signal x_{s2} zwischen unterem und oberem Grenzwert, wird das Ausgangssignal x_a anteilig aus verstärktem und unverstärktem Signal zusammengesetzt, wodurch ein gleitender Übergang zwischen verstärktem und unverstärktem Signal entsteht.

Durch diesen gleitenden Signalübergang werden die Ungenauigkeiten beim Verstärkungsfaktor B_v und bei den AD-Umsetzern, sowie die Offsetfehler aller Analogkomponenten in ihren Auswirkungen gemildert. Dies ist ein großer Vorteil des Verfahrens gegenüber einem schwellwertabhängigen Umschalten zwischen verstärktem und unverstärktem Eingangssignal. Die Ermittlung des Bewertungsfaktors B aus dem verstärkten Signal x_{s2} ist dabei ebenfalls vorteilhafter als dessen Ermittlung aus dem unverstärkten Signal x_{s1} , da die Verstärkung bei der AD-Umsetzung zu einer besseren Auflösung führt.

Ein ähnlich arbeitendes Verfahren, das jedoch mit einer größeren Anzahl verstärkter und analog-digital-umgesetzter Kanäle arbeitet, wird im Jahre 1988 in [ANT88] beschrieben. Abbildung 1.7 zeigt das dazugehörige Blockschaltbild.

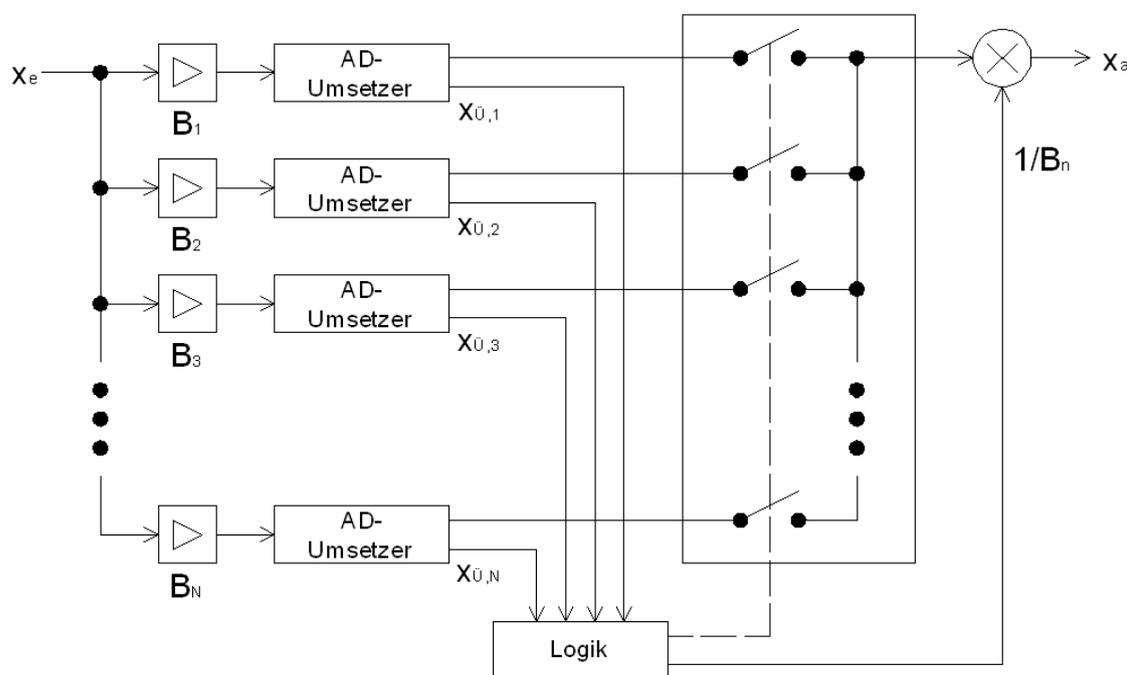


Abbildung 1.7: AD-Umsetzung nach [ANT88], 1988

Statt auf einen unverstärkten und einen verstärkten Zweig wird das Eingangssignal x_e auf eine

parallele Anordnung von Verstärkern mit unterschiedlichen Verstärkungsfaktoren B_1, B_2 bis B_N geleitet. Nach jedem Verstärker folgt ein separater AD-Umsetzer mit einem Übersteuerungsdetektor, der bei Übersteuerung des jeweiligen AD-Umsetzers die Signale $x_{\ddot{U},1}, x_{\ddot{U},2}$ bis $x_{\ddot{U},N}$ ausgibt. Diese Übersteuerungssignale werden von einer Logik ausgewertet und darauf basierend eine Schalteinrichtung mit N Eingängen und einem Ausgang so geschaltet, dass das Signal des AD-Umsetzers mit der höchsten Aussteuerung ohne Übersteuerung zu einem Multiplizierer geleitet wird. Dieser erhält von der Logik den Verstärkungsfaktor des durchgeschalteten Verstärkers B_n , und multipliziert das verstärkte digitalisierte Signalwort mit dem entsprechenden reziproken digitalen Verstärkungsfaktor. Am Ausgang des Multiplizierers werden dann die digitalen Ausgangswörter x_a ausgegeben, die dem analogen Eingangssignal x_e entsprechen.

Das Verfahren weist durch die parallele Verstärkeranordnung Ähnlichkeiten mit [Ins79] auf, kommt jedoch als Vorteil im Gegensatz zum dort beschriebenen Verfahren mit einem Umsetzungsschritt aus. Besonders nachteilig ist jedoch, dass Mängel hinsichtlich der Ungenauigkeiten in den Verstärkungsfaktoren und den AD-Umsetzern sowie Offsetfehler aller Analogkomponenten völlig unberücksichtigt bleiben, und zwischen den einzelnen verstärkten Signalen umgeschaltet und nicht übergeblendet wird.

In [Ley93] wird im Jahre 1993 ein Verfahren beschrieben, dass mit einer Kombination aus einem AD- und einem DA-Umsetzer arbeitet. Es entspricht im Prinzip dem in [TS02] für den Einsatz mit Parallel-AD-Umsetzern beschriebenen Half-Flash-Verfahren. Bei diesem werden zwei AD-Umsetzer oder ein AD-Umsetzer mit vorgeschaltetem Multiplexer für eine zunächst grobe und dann feine AD-Umsetzung verwendet. In einem ersten Umsetzungsschritt erfolgt zunächst die grobe AD-Umsetzung des analogen Eingangssignals x_e in ein w Bit großes Datenwort. Dieses wird danach über einen DA-Umsetzer in den analogen Bereich zurückgewandelt, und vom analogen Eingangssignal x_e subtrahiert. Der verbleibende Fehler wird anschließend um 2^w verstärkt, und in einem zweiten Umsetzungsschritt in ein w Bit großes Datenwort umgesetzt (feine Umsetzung). Aus den w Bit großen Datenworten von grober und feiner AD-Umsetzung kann dann die digitale Darstellung des analogen Eingangssignals x_e erfolgen.

In [Ley93] wird jedoch die AD-Umsetzung nicht auf einen Parallel-AD-Umsetzer festgelegt, und es wird eine besondere Form der DA-Umsetzung beschrieben. Diese besteht aus einem einstellbaren Pulsweitengenerator mit nachgeschaltetem Tiefpassfilter. Im Gegensatz zu [TS02] sollen die Anforderungen an den DA-Umsetzer bei diesem Verfahren geringer sein. Trotzdem bleibt jedoch der Nachteil bestehen, dass die Probleme beim Aufbau eines hochauflösenden AD-Umsetzers größtenteils auf die DA-Umsetzung verschoben werden, da bei einem solchen Verfahren ein hochauflösender DA-Umsetzer notwendig ist. Als weiterer Nachteil kommt hinzu, dass das Verfahren, wie schon das in [Ins79] beschriebene, zwei Umsetzungsschritte benötigt.

Für das in der heutigen Zeit am meisten angewendete Verfahren zur hochauflösenden AD-Umsetzung eines großen Dynamikbereiches wird die Bezeichnung *Gainranging* verwendet. Seine grundlegende Variante besteht laut [Wei08] aus einer analogen Kompression des analogen Eingangssignals x_e zur Verringerung von dessen Dynamikumfang, der nachfolgenden AD-Umsetzung des komprimierten Signals, dessen Dynamik nun an die des AD-Umsetzers angepasst ist, und der anschließenden digitalen Expansion des digital umgesetzten Signals, um dessen ursprüngliche Dynamik zu rekonstruieren. Die digitale Expansion muss dabei mit der exakten Umkehrfunktion der analogen Kompression durchgeführt werden. Bei einer zweiten, einfacher zu realisierenden Variante wird laut [Wei08] das zu digitalisierende analoge Eingangssignal x_e in mehrere, im Minimalfall zwei Aussteuerungsbereiche mit jeweils unterschiedlicher linearer Verstärkung aufgeteilt. Der Ausgang des Verstärkers,

dessen Verstärkung zur besten Aussteuerung des folgenden AD-Umsetzers führt, wird, ähnlich wie bei den in [Ins79] und [ANT88] beschriebenen Verfahren, zu diesem durchgeschaltet. Im digitalen Bereich erfolgt dann eine Dämpfung, deren Wert dem der jeweiligen analogen Vorverstärkung entspricht. Um eine über der Zeit stabile Übereinstimmung der Pegelmanipulation vor und nach der AD-Umsetzung zu gewährleisten, kann nach [Wei08] ein Kanal mit ausschließlicher AD-Umsetzung, d.h. ohne Verstärkung, als sogenannter Infokanal verwendet werden. Wird zu jedem Zeitpunkt die Differenz zwischen Haupt- und Info-AD-Umsetzer bestimmt, kann der Haupt-AD-Umsetzer damit auf den Wert des Info-AD-Umsetzers korrigiert werden. Ein Problem dabei ist jedoch das Rauschen des Info-AD-Umsetzers bei geringen Aussteuerungen, was dadurch umgangen werden kann, dass bei geringen Aussteuerungen keine derartige Korrektur erfolgt.

Eine weitere, in [Wei08] beschriebene Vereinfachung wird dadurch erreicht, dass bei hohen Pegeln nicht die analoge Vorverstärkung reduziert, sondern im digitalen Bereich auf das Signal des Infowandlers selbst umgeschaltet wird, was die Umschaltung eines analogen Vorverstärkers vermeidet. Kritisch sind bei dieser Verfahrensweise jedoch die Umschaltvorgänge, die bei einer nicht perfekten Anpassung der Eigenschaften der beiden Kanäle untereinander zu Störungen in Form von nadel- oder treppenartigen Verläufen des zusammenschalteten digitalisierten Signals am Umschaltpunkt führen. Mit der bereits in [Pie86] aufgeführten Variante des Überblendens statt eines schwellwertabhängigen Umschaltens können die nadelartigen Verläufe beseitigt, und eine sprunghafte Veränderung des Rauschanteils am Umschaltpunkt ausgeglichen werden. Bei Bedarf kann diese Variante des Gainranging auch auf mehr als zwei AD-Umsetzer erweitert werden, wobei dann ein Info- und mehrere Haupt-AD-Umsetzer zum Einsatz kommen.

Bei allen Varianten des Gainranging wird die Auflösung bei niedriger Aussteuerung innerhalb des verstärkten Pegelbereiches gegenüber einem einzelnen AD-Umsetzer erhöht. Im oberen Aussteuerungsbereich bleibt die Auflösung hingegen innerhalb eines unverstärkten Pegelbereiches entweder unverändert, oder wird sogar innerhalb eines gedämpften Pegelbereiches gegenüber einem einzelnen AD-Umsetzer verringert. Dadurch wird beim Gainranging die Auflösung, und damit der Signal-Rauschabstand, ähnlich wie bei einer Fließkomma-Zahlendarstellung, an die Signalaussteuerung angepasst und somit die Dynamik, jedoch nicht der Signal-Rauschabstand, vergrößert.

Eine auf [Pie86] basierende Weiterentwicklung des Gainranging-Verfahrens wird im Jahre 1995 in [Sta95] beschrieben. Darin werden vor allem das Überblenden zwischen dem verstärkten und dem unverstärkten Kanal, sowie die Korrektur der Verstärkungs- und Offsetfehler, aber auch von Toleranzen, Drift und Alterung der analogen Baugruppen weitergeführt. Da die Verstärkungs- und Offsetfehler nicht in einer Gleichung beschreibbar sind, ist für deren Ermittlung die Kenntnis mehrerer Stützstellen oder ein rekursives Verfahren notwendig. Die grundsätzliche Funktionsweise des Verfahrens entspricht Abbildung 1.6. Das Überblenden zwischen verstärktem und unverstärktem Kanal erfolgt nach Gleichung 1.28, die einer Erweiterung von Gleichung 1.26 um den negativen Differenzoffset x_{Off} der AD-Umsetzer aus verstärktem und unverstärktem Kanal entspricht.

$$x_a = x_{s1} \cdot B + \left(x_{s2} \cdot \frac{1}{B_v} + x_{Off} \right) \cdot (1 - B) \quad (1.28)$$

Der Bewertungsfaktor B wird auch hier nach Gleichung 1.27 berechnet, wobei x_{gu} hier dem unteren Grenzwert entspricht, unterhalb dem aufgrund der zu geringen Auflösung keine Berechnung mehr erfolgt und x_{go} dem Grenzwert entspricht, oberhalb dem auf den unverstärkten Kanal umgeschaltet wird. Die Berechnung der inversen Vorverstärkung $\hat{B}_v = \frac{1}{B_v}$ und des negativen Differenzoffset x_{Off} erfolgt rekursiv nach den Gleichungen 1.29 und 1.30 aus den Signalwerten des unverstärkten Kanals

x_{s1} und des verstärkten Kanals x_{s2} .

$$\tilde{B}_v = \tilde{B}_v + \left(\frac{x_{s1} + \tilde{B}_v \cdot x_{s2} - x_{Off}}{2 \cdot x_{s2}} - \tilde{B}_v \right) \cdot v_r \tag{1.29}$$

$$x_{Off} = x_{Off} + \left(\frac{x_{s1} - \tilde{B}_v \cdot x_{s2} + x_{Off}}{2} - x_{Off} \right) \cdot v_r \tag{1.30}$$

Der Parameter v_r in den Gleichungen 1.29 und 1.30 legt dabei die Rekursionsgeschwindigkeit fest. In [Sta95] wird als Erweiterung der Gleichungen 1.29 und 1.30 noch die Berechnung von \tilde{B}_v und x_{Off} bei bipolaren Eingangssignalen, und als Alternative zu den Gleichungen 1.29 und 1.30 die Berechnung von \tilde{B}_v und x_{Off} durch eine inkrementale Korrektur beschrieben. Im Gegensatz zu [Pie86] sind die Grenzwerte x_{gu} und x_{go} nicht statisch festgelegt, sondern werden mit einer Konstanten k und dem Fullscalewert FS nach den Gleichungen 1.31 und 1.32 zyklisch berechnet.

$$x_{go} = k \cdot \left(\tilde{B}_v \cdot FS + x_{Off} \right) \tag{1.31}$$

$$x_{gu} = x_{go} \cdot \tilde{B}_v \tag{1.32}$$

Eine praktische Anwendung des Gainranging-Verfahrens wird in [Mül99] für die Digitalisierung von Audiosignalen beschrieben. Hier wird unter anderem noch darauf hingewiesen, dass zwischen dem verstärkten und dem unverstärkten Kanal eine hohe Übersprehdämpfung erforderlich ist, damit bei einer Übersteuerung des verstärkten Kanals die Verzerrungsprodukte nicht in den unverstärkten Kanal gelangen, und dass ein gleicher Phasenfrequenzgang von verstärktem und unverstärktem Kanal notwendig ist, da sonst beim Umschalten zwischen beiden Kanälen transiente Verzerrungen entstehen. Da in [Mül99] mit Festkomma-DSPs gearbeitet wird, erfolgt die Ermittlung des Verstärkungsunterschiedes und der Differenz des Gleichspannungsoffset zwischen verstärktem und unverstärktem Kanal mit einer adaptiven Nachführung ohne Division. Praktisch relevant ist noch, dass beim Durchschalten des verstärkten Kanals der Verstärkungsunterschied und die Differenz des Gleichspannungsoffset nicht mehr verändert werden, um die Modulation des Audiosignals durch deren Korrektur zu vermeiden. Die Ermittlung der beiden Parameter läuft jedoch im Hintergrund weiter und beim nächsten Umschalten auf den unverstärkten Kanal werden diese dann für den verstärkten Kanal übernommen. Eine weitere, auf den Prinzipien von [Sta95] und [Mül99] beruhende Anwendung des Gainranging-Verfahrens im Bereich der Messtechnik ist in [JA06] aufgeführt.

Ein anderes Prinzip zur AD-Umsetzung eines großen Dynamikbereiches wird in [PK01] und [Geo01] beschrieben. Ein mögliches Blockschaltbild des Verfahrens ist in Abbildung 1.8 dargestellt.

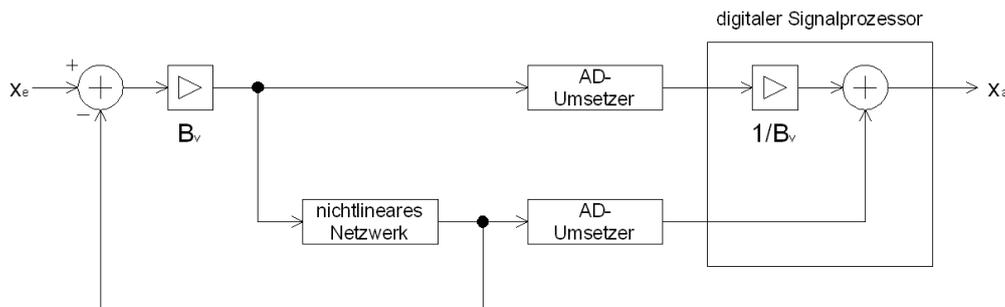


Abbildung 1.8: AD-Umsetzung nach [PK01]

Das Eingangssignal x_e wird in einem sogenannten verstärkten Kanal über einen Addierer und einen analogen Verstärker mit einem typischen Verstärkungsfaktor $B_v = 16$ (entspricht 24 dB) auf einen AD-Umsetzer geleitet. Weiterhin wird das Signal vom Ausgang des analogen Verstärkers noch einem nichtlinearen Netzwerk zugeführt, das beispielsweise aus zwei antiparallel geschalteten Dioden bestehen kann. Dieses ist für Signale mit kleiner Amplitude undurchlässig und wird erst bei größeren Signalamplituden von ca. 6 dB bis 10 dB unter der Vollaussteuerung des AD-Umsetzers zunehmend leitender. Das Signal vom Ausgang des nichtlinearen Netzwerkes wird im sogenannten komplementären Kanal einmal einem zweiten AD-Umsetzer zugeführt, und zum anderen zum Addierer am Eingang der Schaltung geleitet, wo es vom Eingangssignal x_e subtrahiert wird. Bei kleinen Signalamplituden, bei denen das nichtlineare Netzwerk gesperrt bleibt, wird das Eingangssignal x_e nur verstärkt, ansonsten jedoch unverändert dem AD-Umsetzer im verstärkten Kanal zugeführt. Bei größeren Signalamplituden hingegen, bei denen das nichtlineare Netzwerk leitend wird, erhält das dem AD-Umsetzer im verstärkten Kanal zugeführte Signal durch die Subtraktion den Charakter einer komprimierten Amplitudenkurve. Dadurch bleibt das Signal im verstärkten Kanal im oberen Aussteuerungsbereich des entsprechenden AD-Umsetzers, ohne diesen zu übersteuern.

Die Ausgangssignale der AD-Umsetzer von verstärktem und komplementärem Kanal werden einem digitalen Signalprozessor zugeführt. Dort wird das digitalisierte Signal des verstärkten Kanals durch den Verstärkungsfaktor des analogen Verstärkers dividiert, und anschließend mit dem digitalisierten Signal des komplementären Kanals zum Ausgangssignal x_a als digitale Darstellung des Eingangssignals x_e addiert. Dabei führt die komplementäre Verzerrung der Signale von verstärktem und komplementärem Kanal zu einem unverzerrten Ausgangssignal x_a . Als weiterer Vorteil treten bei diesem Verfahren Übersteuerungen der AD-Umsetzer nie auf, weshalb deren integrierte Dezimationsfilter immer korrekte Daten enthalten. Im Gegensatz zum konventionellen Gainranging-Verfahren sind weder ein Umschalten noch Überblendalgorithmen zwischen verschiedenen Kanälen, unter Umständen sogar noch mit Interpolationscharakter, notwendig. Damit wird auch die für das Gainranging-Verfahren typische schlagartige Änderung von Signalauflösung und Signal-Rauschabstand am Umschaltzeitpunkt vermieden.

Bis auf das in [PK01] und [Geo01] beschriebene Verfahren wurden alle aufgeführten Verfahren zur AD-Umsetzung eines großen Dynamikbereiches zum Einsatz in einem Messgerät oder einem Audiogerät entwickelt, an dessen Eingang das Signal eines Sensors oder einer anderen Quelle anliegt. Damit ist eine genaue Anpassung des Aussteuerungsbereiches des Sensors an den des AD-Umsetzers im Gegensatz zu einer Integration des AD-Umsetzers in den Sensor selbst nur bedingt möglich. Bei dem in [PK01] und [Geo01] beschriebenen, direkt für den Einsatz in einem Mikrofon entwickelten Verfahren, wird eine solche Anpassung hingegen mit vorgenommen.

1.3.3 Applikationsspezifische Beeinflussung von Frequenzgang und Richtcharakteristik

Im Bereich der Audiotechnik werden Mikrofone oft an nachfolgende Geräte angeschlossen, in denen Filterfunktionen enthalten sind, mit denen der Anwender den Amplitudenfrequenzgang des aufgenommenen Signals den jeweiligen Anforderungen entsprechend beeinflussen kann. Eine Integration von Filterfunktionen in das Mikrofon selbst ist, bis auf einen Hochpassfilter zur Absenkung bzw. Ausblendung tiefer Frequenzen, im Prinzip nicht anzutreffen, und bei der Anwendung von Filtern wird kaum unterschieden zwischen der Korrektur des Mikrofonfrequenzgangs und einer anwendungs- oder geschmacksabhängigen Frequenzgangbeeinflussung. Damit unterscheidet sich das Mikrofon im Bereich der Audiotechnik deutlich vom ebenfalls in diesem Bereich verwendeten Lautsprecher. Bei

diesem ist es seit langem üblich, den Frequenzgang durch fest zugeordnete lautsprecherspezifische Filter zu korrigieren.

Speziell der Einsatz digitaler Filter zur Ansteuerung von Lautsprechern ist in [Mül99] umfassend beschrieben. Die anwendungsspezifische Anpassung des Lautsprecherfrequenzgangs an die jeweiligen Einsatzbedingungen erfolgt in der Regel mit digitalen IIR-Filtern. Dabei sollten entweder digitale Signalprozessoren mit Fließkomma-Arithmetik zum Einsatz kommen, eine Festkomma-Arithmetik mit mehr als 24 Bit (beschrieben ist eine Realisierung mit 48 Bit) oder die in [Mül99] aufgeführte Fehlerückführung angewendet werden. Anderenfalls entstehen durch die rückgekoppelten Filterstrukturen im Originalsignal nicht vorhandene Schwingungen, die durch die rückgekoppelten Quantisierungsfehler permanent erhalten bleiben (Limit Cycles), und die Signalqualität drastisch vermindern. Zum Entwurf der IIR-Filterkoeffizienten wird die bilineare Transformation angewendet, wobei die Verzerrung der digitalen Übertragungsfunktion im Bereich der halben Abtastfrequenz beachtet, und durch eine geeignete Vorverzerrung (Prewarping) ausgeglichen werden muss. Die geschilderte Vorgehensweise eignet sich auch für den Einsatz mit Mikrofonen, wobei jedoch im Bereich der Audiotechnik, wie schon beschrieben, die anwendungsspezifische Beeinflussung des Frequenzgangs meist im dem Mikrofon nachfolgenden Gerät durchgeführt wird.

Für die lautsprecherspezifische Ansteuerung werden in [Mül99] hingegen digitale FIR-Filter als die bessere Variante aufgeführt. Um mit ihnen zum einen eine feine Frequenzauflösung zur sinnvollen Bearbeitung tiefer Frequenzen zu erreichen, und zum anderen eine nicht zu große Anzahl von Filterkoeffizienten zur Einsparung von Rechenleistung verwenden zu können, werden die FIR-Filter mit Multiraten-Signalverarbeitung bei einer Aufteilung in bis zu vier Frequenzbänder realisiert. An einem Beispiel mit einer Entzerrung eines Dreiwege-Lautsprechers wird gezeigt, dass bei der Realisierung auf einem digitalen Signalprozessor mit Festkomma-Arithmetik die Realisierung der notwendigen Filter mit der Multiraten-FIR-Filterung weniger Rechenleistung benötigt als mit einer IIR-Filterung. Zum Entwurf der FIR-Filterkoeffizienten wird zunächst der jeweilige Zielfrequenzgang durch den gemessenen Frequenzgang des jeweiligen Lautsprechers dividiert, das Divisionsergebnis einer inversen FFT unterzogen und anschließend die FIR-Koeffizienten im Zeitbereich ausgefensert. Mit diesem Entwurfsverfahren kann sowohl die lautsprecherspezifische Entzerrung von dessen Frequenzgang im angestrebten Übertragungsbereich, als auch die Abgrenzung des angestrebten Übertragungsbereiches durch Hoch- und Tiefpassfilter erfolgen. Durch die lautsprecherspezifische FIR-Filterung ist es zum einen möglich, den Frequenzgang des Lautsprechers auf ein linearphasiges Verhalten hin zu entzerren, oder zum anderen den Frequenzgang des Lautsprechers mit einem linearphasigen Filter zu entzerren, um den Phasenfrequenzgang des Lautsprechers unbeeinflusst zu lassen. Als eine dritte Möglichkeit ist in [Mül99] noch eine Lautsprecherentzerrung mit minimalphasigen FIR-Filtern beschrieben, bei der die Filterkoeffizienten mittels einer Hilberttransformation aus den linearphasigen FIR-Filtern erzeugt werden.

In [Mül99] und anderen diesbezüglichen Veröffentlichungen wird jedoch hauptsächlich nur die Filterung von Lautsprechersignalen oder die Filterung für allgemeine flexible Signalbearbeitungsaufgaben behandelt. Eine mikrofonsspezifische Filterung, speziell auch verbunden mit dem Einsatz digitaler FIR-Filter, wäre jedoch vor allem im Bereich der Audiotechnik interessant. Zum einen liegen bei den hier oft eingesetzten elektrostatischen Druckgradientenempfängern die Membranresonanz und andere angekoppelte akustische oder mechanische Resonanzen innerhalb des Übertragungsbereiches, zum anderen ändert sich das Übertragungsverhalten bei hohen Frequenzen in Abhängigkeit von der Membrangröße. Im Bereich der Messtechnik ist hingegen eine andere Situation anzutreffen. Im Gegensatz zur Audiotechnik gibt es hier bereits ein sehr großes Interesse daran, den Frequenzgang des Mikrofons zu korrigieren und damit die Messung vom Mikrofonfrequenzgang unbeeinflusst zu

gestalten. Traditionell werden Messmikrofone dafür mit meist akustischen, aber auch elektrischen Filtern auf den Einsatz in verschiedenen Schallfeldsituationen hin optimiert.

In [GST07] wird ein Verfahren beschrieben, mit dem der Frequenzgang von Messmikrofonen mit im Messgerät implementierten Filterfunktionen flexibel an die Einsatzbedingungen angepasst werden kann. Grundlage dafür sind die in einer Datenbank im Messgerät hinterlegten Frequenzgänge einer bestimmten Auswahl an Mikrofonen bei verschiedenen Einsatzbedingungen. Für ein bestimmtes Messmikrofon kann dies u.a. folgende Frequenzgänge umfassen:

- Druckfrequenzgang
- Diffusfeldfrequenzgang
- Freifeldfrequenzgänge bei verschiedenen Schalleinfallswinkeln
- Frequenzgänge mit verschiedenem Zubehör, wie Schutzgitter, Nasenkonus, Windschirm, usw.

Bei der Anwendung wird dann der für das Messmikrofon in der entsprechenden Einsatzbedingung aus der Datenbank ausgewählte Frequenzgang nach [GST07] invertiert, und anschließend einer inversen FFT unterzogen, was die Impulsantwort des für die Anwendung notwendigen Korrekturfilters ergeben soll. Bei der anschließenden Messung wird dann das Messsignal des Messmikrofons mit der erhaltenen Filterimpulsantwort gefaltet und ergibt so ein vom Messmikrofon unter der jeweiligen Einsatzbedingung unabhängiges Messergebnis. Besteht der in der Datenbank hinterlegte Mikrofonfrequenzgang aus Amplituden- *und* Phasenfrequenzgang, so werden beide in die Korrektur mit einbezogen. Das Konstruktionsverfahren für die Filterimpulsantwort und die mögliche Korrektur von Amplituden- und Phasenfrequenzgang geben einen Hinweis auf die Verwendung von digitalen FIR-Filtern. Die Filterimpulsantwort darf bei dem in [GST07] beschriebenen Verfahren maximal 4001 Abtastwerte lang sein, wobei eine Multiraten-Signalverarbeitung nicht erwähnt wird. Die maximal mögliche Anzahl der Abtastwerte der Filterimpulsantwort würde bei einer Abtastfrequenz von 48 kHz nach den Gleichungen 1.24 und 1.25 eine Latenz von 41,67 ms und eine Frequenzauflösung von ca. 12 Hz ergeben. Eine Latenz in einer solchen Größenordnung ist im Bereich der Audiotechnik keinesfalls, und auch im Bereich der Messtechnik sicher nicht bei allen Messaufgaben akzeptabel. Bei den im Bereich der Messtechnik meist eingesetzten elektrostatischen Druckempfängern spielen sich die zu entzerrenden schallfeld- und zubehörspezifischen Frequenzgangänderungen hauptsächlich bei höheren Frequenzen (oberhalb 1 kHz) ab, so dass hier eine weitere mikrofon spezifische Abstimmung von Filtertyp und Entwurfsverfahren interessant wäre.

Ein Verfahren zur frequenzabhängigen Beeinflussung von Richtcharakteristiken mit einer koinzidenten Anordnung von Kondensator-Mikrofonkapseln wird in [Sch03b], [Sch03a] und [Sch94] vorgestellt. Darin wird zunächst davon ausgegangen, dass wesentliche klangliche Unterschiede zwischen Kondensatormikrofonen gleicher Nenn-Richtcharakteristik neben einem unterschiedlichen Frequenzgang darauf beruhen, dass die Richtcharakteristik nicht im gesamten Übertragungsbereich frequenzunabhängig beibehalten wird, sondern besonders bei tiefen und hohen Frequenzen abweicht. Mit dem beschriebenen Verfahren soll darauf aufbauend eine klangliche Modellierung beliebiger Mikrofone hinsichtlich Frequenzgang und Richtcharakteristik möglich sein. Als koinzidente Anordnung von zwei Mikrofonkapseln kann entweder eine Kombination aus Kugel- und Acht-Richtcharakteristik oder aus zwei gegeneinander angeordneten Nieren-Richtcharakteristiken eingesetzt werden. Als vorteilhaft wird die Verwendung von Kleinmembranmikrofonen dargestellt, da nur bei diesen die Richtcharakteristik über den gesamten Frequenzbereich hinreichend frequenzunabhängig ist, und sich anderen-

falls eine unkontrollierte Frequenzabhängigkeit der erzeugten Richtcharakteristik ergeben würde. Dies ist ein Hinweis darauf, dass bei diesem Verfahren keine individuellen Übertragungsfunktionen der jeweils eingesetzten Mikrofonkapseln bei einem Schalleinfallswinkel von 0 Grad und anderen Schalleinfallswinkeln berücksichtigt werden, was als Nachteil gewertet werden kann, da es erforderlich macht, dass wie in [Sch03b] beschrieben die Mikrofonkapseln paarweise selektiert werden. Ein mögliches Blockschaltbild des Verfahrens, das auf der in [Sch03b] und [Sch03a] vorgestellten Prozessorhardware für zwei zweikanalige koinzidente Mikrofonanordnungen (Stereoaufnahmeverfahren) realisiert werden kann, ist in Abbildung 1.9 dargestellt.

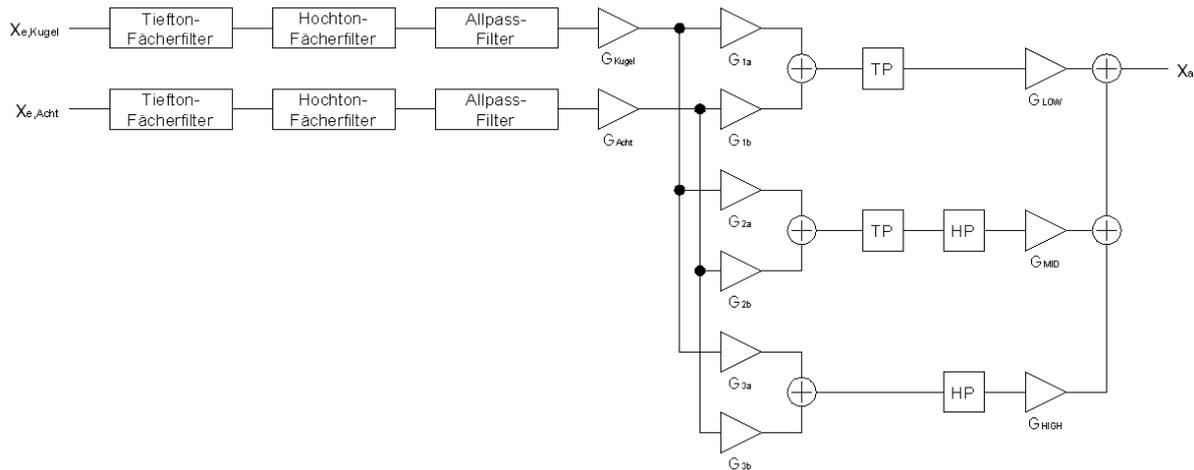


Abbildung 1.9: Blockschaltbild des PolarFlex-Verfahrens nach [Sch94]

Die Basis des Verfahrens bildet die dreifache gewichtete Addition der beiden Kapselsignale einer koinzidenten Mikrofonanordnung, die von den Verstärkern und den nachfolgenden Addierern durchgeführt wird und jeweils zur Ausbildung einer bestimmten Richtcharakteristik führt. Die Verstärkungsmaße G_{1a} bis G_{3b} ergeben sich bei Verwendung einer koinzidenten Mikrofonanordnung mit zwei gegeneinander angeordneten Nieren-Richtcharakteristiken entsprechend Tabelle 1.3. Nach jeder gewichteten Addition folgt eine Filteranordnung, bestehend aus Tief- und/oder Hochpassfilter mit einstellbaren Grenzfrequenzen, mit denen die Ergebnissignale der gewichteten Additionen in die Frequenzbänder *LOW*, *MID* und *HIGH* eingeteilt werden. Ein weiterer Verstärker in jedem Frequenzband dient zur groben Erzeugung eines Ziel-Amplitudenfrequenzgangs der koinzidenten Mikrofonanordnung durch unterschiedliche Verstärkungen der Frequenzbänder *LOW*, *MID* und *HIGH*. Danach werden die Signale der drei Frequenzbänder mit ihren unterschiedlichen Verstärkungen und Richtcharakteristikeinstellungen zum Gesamtsignal der koinzidenten Mikrofonanordnung zusammenaddiert. Ein Vorteil des Verfahrens ist, dass es die Realisierung einer frequenzabhängigen Richtcharakteristik und eines Ziel-Amplitudenfrequenzgangs ohne die Verwendung digitaler FIR-Filter und der damit verbundenen Latenzprobleme ermöglicht. Als damit verbundener Nachteil ist jedoch zu werten, dass die Frequenzabhängigkeit von Richtcharakteristik und Amplitude nur recht grob durch die Einteilung in die drei Frequenzbänder *LOW*, *MID* und *HIGH* erreicht wird, und eine komplexe Entzerrung des Mikrofons, d.h. seines Amplituden- und Phasenfrequenzgangs, nicht möglich ist. Vor der gewichteten Addition sind im Blockschaltbild weitere Filter vorhanden, die vor allem bei Verwendung einer Kombination aus Kugel- und Acht-Richtcharakteristik notwendig sind und dazu dienen, die Frequenzgänge der beiden Richtcharakteristiken aneinander anzugleichen. Dies betrifft vor allem die durch den Nahbesprechungseffekt verursachten unterschiedlichen Amplitudenfrequenzgänge bei tiefen Frequenzen und die durch den Druckstauereffekt bedingten unterschiedlichen

Amplitudenfrequenzgänge bei hohen Frequenzen, da ein Druck- und ein Druckgradientenempfänger zusammenschaltet werden. Weiterhin besteht die Möglichkeit, mit den Allpassfiltern neben dem Amplituden- auch den Phasenfrequenzgang der Richtcharakteristiken Kugel und Acht aneinander anzugleichen. Alle durchzuführenden Angleichungen von Amplituden- und Phasenfrequenzgang obliegen jedoch dem Anwender und dürften ohne den Einsatz von entsprechendem Messequipment schwer definiert durchführbar sein.

Andere Veröffentlichungen zur Beeinflussung von Frequenzgang und Richtcharakteristik bei koinzidenten Mikrofonanordnungen, wie [WFL⁺10] und [Fal07], beschreiben die Anwendung von Prediktoren, um Richtcharakteristiken auch höherer Ordnung zu erzielen. Diesem Vorteil steht jedoch der Nachteil gegenüber, dass die Signalverarbeitungs-Algorithmen hörbare zeitliche Artefakte produzieren, wenn mit der koinzidenten Mikrofonanordnung hohe Bündelungsmaße (größer als ca. 12 dB) erreicht werden sollen.

Zu Mikrofonarrays und deren Signalverarbeitung gibt es im Bereich der Audiotechnik nur wenige Veröffentlichungen, da sie sich nur sehr zögerlich bei den Anwendern durchsetzen. Eine vertikale Mikrofonzeile aus acht Kapseln, die inzwischen auch in der Praxis verwendet wird, ist in [GWR96] beschrieben. Bei ihr wird der aufzunehmende Frequenzbereich in drei Teilbänder eingeteilt, in denen jeweils bestimmte zugeordnete Mikrofonkapseln aktiv sind, die jeweils durch den zu übertragenden Wellenlängenbereich festgelegt werden. Dadurch wird zunächst in jedem Teilband eine recht schmale und frequenzunabhängige Richtkeule in der vertikalen Ebene erreicht, und die Frequenzunabhängigkeit durch das anschließende Zusammenschalten der drei Teilbänder auf den gesamten Frequenzbereich ausgedehnt. Abstriche gibt es dabei im Bereich der tiefen Frequenzen durch die im Verhältnis zur Zeilenlänge von ca. 30 cm zu große Wellenlänge.

Im Bereich der Lautsprecher sind zeilen- und arrayartige Anordnungen von Einzelsystemen hingegen etablierter, weshalb dort auch eine größere Anzahl an Veröffentlichungen zu der notwendigen Signalverarbeitung existiert, die auch auf eine Mikrofonkonstruktion angewendet werden könnte. In [vS00] werden zwei Methoden zur Optimierung des Abstrahlverhaltens von Lautsprecherarrays beschrieben. Mit einer dort aufgeführten, relativ einfachen Methode können die Eigenschaften einer Hauptabstrahlkeule im Fernfeld des Lautsprecherarrays mittels vorgeschalteter digitaler IIR-Filter frequenzunabhängig eingestellt, und an die Erfordernisse der jeweiligen Anwendungssituation eingestellt werden. Eine weitere in [vS00] beschriebene, auf digitalen FIR-Filtern basierende Variante ermöglicht die Erzeugung eines Abstrahlverhaltens des Arrays, mit dem eine vorher festgelegte Schallverteilung über einem gegebenen Zuhörerbereich unter Vermeidung der Schallabstrahlung auf andere Bereiche möglich ist. Neben der Schallverteilung wird mit diesem Verfahren auch ein vorgegebener Frequenzgang innerhalb des Zuhörerbereichs erreicht. Dabei spielt es keine Rolle, ob sich einzelne Plätze des Zuhörerbereichs im Nah- oder im Fernfeld des Arrays befinden. Außer auf Arrays mit gleichverteilten Lautsprechern kann das Verfahren auch auf Arrays mit nicht-gleichverteilten (z.B. auch nichtlinear verteilten) Lautsprechern angewendet werden.

Für akustische Messungen werden Mikrofonarrays im Vergleich zur Audiotechnik häufiger eingesetzt. Ein Beispiel dafür sind die akustischen Kameras, die seit einiger Zeit eine immer stärkere Verbreitung finden. Diese basieren jedoch auf sogenannten Beamforming-Algorithmen (z.B. Delay-and-Sum Beamformer), deren Wirkungsweise in der Regel stark frequenzabhängig ist. Unter anderem aus diesem Grund haben sich diese bisher nicht in der Audiotechnik für hochwertige Schallaufnahmen durchsetzen können.

1.4 Aufgabenstellung und Lösungsansatz

Um zum einen die Übertragungseigenschaften eines Mikrofons zu verbessern und zum anderen das Mikrofon an anwendungsspezifische Anforderungen anzupassen ist es wie bereits ausgeführt besser, die Mikrofoneigenschaften bezüglich der linearen und der räumlichen Übertragungseigenschaften frequenzabhängig zu beeinflussen, als nur die vom Mikrofon aufgenommenen Signale zu bearbeiten. Besonders die Realisierung der anwendungsspezifischen Anforderungen an ein Mikrofon erfordert die Möglichkeit einer anwendungsspezifischen Beeinflussung der Übertragungsfunktion des Mikrofons und seines Richtverhaltens in Abhängigkeit von der Frequenz. Diese soll flexibel und komfortabel durch die Anwendung von Algorithmen der digitalen Signalverarbeitung auch zur frequenzabhängigen Einstellung des Richtverhaltens erreicht werden, da durch eine Verwendung mehrerer Mikrofonkapseln mit dazugehöriger digitaler Filterung frequenzabhängige Richtcharakteristiken realisiert werden können. Dabei soll auf eine Verwendung von Prediktoren verzichtet werden, um das Auftreten hörbarer Artefakte im aufgenommenen Signal zu vermeiden. Um die Genauigkeit zu verbessern und unabhängig von zueinander selektierten Kapseln zu sein, sollen bei der Erzeugung der frequenzabhängigen Richtcharakteristiken die komplexen Eigenfrequenzgänge der einzelnen Kapseln mit berücksichtigt werden. Da unterschiedliche Kapseln unterschiedliche Übertragungsparameter aufweisen, sollen die AD-Umsetzung und die digitale Signalverarbeitung fest zu einem (aus mehreren Kapseln bestehenden) Mikrofon gehören, und können entweder im Mikrofon selbst oder in einem (zum Mikrofon gehörigen) nachfolgenden Gerät realisiert sein.

AD-Umsetzung

Um die Algorithmen der digitalen Signalverarbeitung anwenden zu können ist zunächst eine AD-Umsetzung der einzelnen Kapselsignale erforderlich. Diese soll in der Lage sein, den gesamten Dynamikumfang eines Kondensatormikrofons in den Digitalbereich zu überführen, damit keine vorausschauende Einstellung eines Vorverstärkers erfolgen muss. Dafür soll ein Verfahren gefunden werden, das ohne Regelkreise arbeitet, und bei dem trotzdem innerhalb des umzusetzenden Dynamikbereiches keine schlagartige Änderung von Signalauflösung und Signal-Rauschabstand auftritt, und keine Übersteuerung von AD-Umsetzern erfolgt. Als Ausgangspunkt dafür soll das Gainranging-Verfahren dienen, da dieses bereits ähnliche Eigenschaften wie die Fließkomma-Zahlendarstellung aufweist, mit der ein großer Dynamikbereich bei einem nahezu konstanten Signal-Rauschabstand abgebildet werden kann.

Filterung

Für die Erzeugung frequenzabhängiger Richtcharakteristiken und die Beeinflussung der Übertragungsfunktion mittels digitaler Signalverarbeitung sind digitale Filter erforderlich, die fest zu den einzelnen Kapseln bzw. zum Mikrofon gehören sollen. Die Beeinflussung der Übertragungsfunktion soll sich dabei zunächst auf die einzelnen Kapseln und auf das Mikrofon an sich, vor allem aber auf die Anpassung des Mikrofons an eine bestimmte Anwendung beziehen. Die Entzerrung der komplexen Übertragungsfunktion der einzelnen Kapseln und des gesamten Mikrofons soll mit digitalen FIR-Filtern erfolgen, da diese besser an die zu entzerrenden Funktionen angepasst werden können. Damit sich bei der dann folgenden Einstellung eines anwendungsspezifischen Amplitudenfrequenzgangs das Impulsverhalten des durch die FIR-Filterung bereits korrigierten Mikrofons nicht

verschlechtert, sollen im Gegensatz zur sonst allgemein üblichen Vorgehensweise auch hierfür digitale FIR-Filter eingesetzt werden. Damit die Latenz der FIR-Filter nicht zu groß wird, sollen die anwendungsspezifischen Korrekturen des Amplitudenfrequenzgangs hauptsächlich bei mittleren und hohen Frequenzen erfolgen und u.a. Freifeldentzerrungen bei unterschiedlichen Schalleinfallswinkeln, Diffusfeldentzerrung und Präsenzhebung umfassen.

Erzeugung von Richtcharakteristiken

Eine im Raum befindliche Schallquelle soll sowohl mit einem bestimmten Amplitudenfrequenzgang, als auch mit einem bestimmten Raumanteil aufnehmbar sein. Dies soll durch eine Beeinflussung der Richtcharakteristik erreicht werden, da allein mit einer Modifikation des Amplitudenfrequenzgangs durch ein nachgeschaltetes Filter nicht die Amplitudenfrequenzgänge im Direktschallfeld und im Diffusschallfeld auf ein und denselben vorgegebenen Verlauf gebracht werden können. Die Beeinflussbarkeit der Richtcharakteristik soll mit einer möglichst koinzidenten TWIN-Anordnung zweier Kapseln mit Nierenrichtcharakteristik erreicht werden, deren Signale mit einer nachgeschalteten digitalen Signalverarbeitung zunächst durch ein FIR-Filter frequenzabhängig in Amplitude und Phase beeinflusst und dann kombiniert werden. Die Richtcharakteristik und damit die Bündelung des Mikrofons sollen dabei so frequenzabhängig steuerbar sein, dass anwendungsspezifisch vorgegebene Amplitudenfrequenzgänge im Direkt- und im Diffusschallfeld sowie ein vorgegebener frequenzabhängiger Direkt- zu Diffusschallanteil in Abhängigkeit von einem vorgegebenen Mikrofonabstand bei einer vorgegebenen frequenzabhängigen Richtentfernung der Schallquelle entstehen können.

Bei Schallquellen mit einer variablen Entfernung zum Mikrofon soll eine Modulation des aufgenommenen Schallpegels, des Amplitudenfrequenzgangs sowie bei Anwendung im Raum des Direkt- zu Diffusschallanteils minimiert, und Störschall sowie Reflexionen des Schallquellensignals unterdrückt werden. Dies soll durch die Erzeugung von entsprechenden anwendungsspezifischen Richtkeulen, und damit anderen Richtcharakteristiken als denen erster Ordnung, in einer Ebene erreicht werden. Dazu sollen zeilenförmige Kapselanordnungen mit nachgeschalteter digitaler Signalverarbeitung verwendet werden, die durch FIR-Filter eine frequenzunabhängige Realisierung der normalerweise frequenzabhängigen Richteigenschaften zeilenförmiger Mikrofonanordnungen ermöglichen. Neben diesem anwendungsspezifischen Richtverhalten soll innerhalb der Richtkeule, und somit des Aufnahmebereiches, ein vorgegebener anwendungsspezifischer Amplitudenfrequenzgang bei einem frequenzkonstanten Laufzeit- und somit Impulsverhalten einstellbar sein.

Kapitel 2

Analog-Digital-Umsetzung von Mikrofonsignalen

2.1 Grundlagen und Anforderungen

Zur Betrachtung der minimalen und maximalen Ausgangspegel und der daraus resultierenden Dynamikbereiche von Mikrofonen wurden diese anhand der Datenblätter verschiedener Mikrofone aus unterschiedlichen Kategorien ermittelt. Mit Hinblick auf die angestrebte AD-Umsetzung wurde unter Berücksichtigung des jeweiligen Übertragungsfaktors der minimale Ausgangspegel aus dem Ersatzschalldruckpegel mit A-Bewertung nach IEC 61672-1 und der maximale Ausgangspegel aus dem Spitzenwert des Grenzschalldruckpegels berechnet. Der für eine AD-Umsetzung relevantere, ohne A-Bewertung tatsächlich auftretende minimale Ausgangspegel wird von den Mikrofonherstellern, besonders im Bereich der Messmikrofone, im Allgemeinen nicht angegeben, liegt jedoch oberhalb des mit A-Bewertung angegebenen minimalen Ausgangspegels. Wird die AD-Umsetzung auf den mit A-Bewertung auftretenden minimalen Ausgangspegel hin konzipiert, wird der ohne A-Bewertung auftretende tatsächliche minimale Ausgangspegel demzufolge oberhalb des von der AD-Umsetzung herrührenden Quantisierungsrauschens liegen.

Die tabellarische Darstellung der ermittelten Ausgangspegel und Dynamikbereiche befindet sich in Anhang 1. Es wird deutlich, dass der Dynamikbereich der betrachteten Kondensator-Audiomikrofone mit Röhren-Vorverstärker zwischen 106 dB und 117 dB, der Dynamikbereich der betrachteten Kondensator-Audiomikrofone mit Transistor-Vorverstärker und der betrachteten Kondensator-Messmikrofone hingegen zwischen 123 dB und 139 dB liegt. Ein Verfahren zur AD-Umsetzung von Mikrofonsignalen muss demzufolge in der Lage sein, zum einen einen Dynamikbereich von ca. 140 dB umzusetzen, und zum anderen dabei unterschiedliche Ausgangspegel der Mikrofone zu verarbeiten. Die über alle betrachteten Mikrofone vorhandenen extremen Schwankungen von minimalem und maximalem Ausgangspegel sowie des Dynamikbereiches lassen bereits vermuten, dass die AD-Umsetzung an einen jeweiligen akustischen Sensor speziell angepasst werden sollte, anstatt einen universellen AD-Umsetzer (z.B. in einem Messgerät) flexibel auf verschiedene akustische Sensoren einzustellen.

Wie schon aufgeführt werden im Bereich der Audiotechnik, aber auch im Bereich der Messtechnik heutzutage vorwiegend AD-Umsetzer eingesetzt, die nach dem Delta-Sigma-Verfahren mit einer Auflösung von 24 Bit arbeiten. Wie ebenfalls bereits geschildert, erreichen deren vorhandene integrierte Ausführungen heutzutage einen maximalen Dynamikumfang von ca. 123 dB. Anhang 2 enthält dazu eine tabellarische Übersicht einiger typischer derartiger kommerziell verfügbarer AD-Umsetzer. Mit Ihnen wäre somit die direkte AD-Umsetzung der Signale von Kondensator-Audiomikrofonen

mit Röhren-Vorverstärker kein Problem, eine direkte Umsetzung der Signale von Kondensator-Audiomikrofonen mit Transistor-Vorverstärker sowie von Kondensator-Messmikrofonen jedoch nicht möglich. Ein Versuch, dies zu erreichen, könnte im diskreten Aufbau eines AD-Umsetzers bestehen, wobei hierfür auch die unterschiedlichen Verfahren zur AD-Umsetzung zu betrachten wären. Die Parallel- bzw. Flash-Umsetzer wären jedoch bei einer Auflösung von mindestens 24 Bit zu unwirtschaftlich, ebenso die Half-Flash- und die Subranging-Umsetzer durch den zusätzlich zu realisierenden DA-Umsetzer. Mit dem Zählverfahren werden die in der Audiotechnik üblichen Abtastfrequenzen von bis zu 192 kHz nicht erreicht, was ebenfalls mit dem Verfahren der sukzessiven Approximation bei der benötigten Auflösung von mindestens 24 Bit schwierig wird. Diskret aufgebaute Delta-Sigma-Modulatoren erreichen, wie der in [Gri06] beschriebene, mit Verzerrungswerten von -127 dB zwar bessere Werte als die integriert aufgebauten, für eine direkte Umsetzung von Mikrofonsignalen ist dies allerdings immer noch nicht ausreichend. Als mögliche Verfahren kommen somit nur der Aufbau eines Weitbereichs-AD-Umsetzers mit Delta-Sigma Festkomma-AD-Umsetzern auf der Grundlage des Gainranging oder der anderen in Kapitel 1.3.2 beschriebenen Varianten, oder die Entwicklung eines Fließkomma-AD-Umsetzers in Betracht.

Die in Kapitel 1.3.2 beschriebenen Verfahren zur Weitbereichs-AD-Umsetzung können eingeteilt werden in Verfahren ohne Regelkreise ([Sta95], [Ins79], [Pie86], [ANT88]) und in Verfahren mit Regelkreisen ([Geo01], [ANT86], [Wes74], [Ley93]), die entweder rein analog oder gemischt analog und digital arbeiten. Die Verfahren, die mit Regelkreisen arbeiten, sollen jedoch von den weiteren Betrachtungen ausgeschlossen werden, da bei ihnen Probleme bei der Übertragung von extrem kurzen Einschwingvorgängen und auch allgemein bezüglich des Impulsverhaltens auftreten können. Als eine weitere Variante können die in Kapitel 1.3.2 beschriebenen Verfahren eingeteilt werden in Verfahren mit einem Umsetzungsschritt ([Sta95], [Geo01], [ANT86], [Wes74], [Pie86], [ANT88]) und Verfahren mit mehreren Umsetzungsschritten ([Ley93], [Ins79]). Hier sollen die Verfahren mit mehreren Umsetzungsschritten von den weiteren Betrachtungen ausgeschlossen werden, da bei ihnen die Latenz mindestens doppelt so hoch wird (bei der Verwendung von Delta-Sigma AD-Umsetzern ca. 1 ms statt 0,5 ms). Nach Ausschluss der Verfahren mit Regelkreisen und mit mehreren Umsetzungsschritten bleiben die Verfahren nach [Sta95], [Pie86] und [ANT88] für die weiteren Betrachtungen übrig. Aus ihnen wurden die folgenden Anforderungen an das zu entwickelnde Verfahren zur Weitbereichs-AD-Umsetzung von Mikrofonsignalen abgeleitet:

1. Der mit dem Verfahren umzusetzende Dynamikbereich soll wenigstens 140 dB betragen.
2. Da der Dynamikbereich der AD-Umsetzung auch dann noch sehr eng an den des Mikrofons angepasst ist, soll der Eingangsbereich der AD-Umsetzung an den Ausgangsbereich des Mikrofons anpassbar sein.
3. Bei kleiner werdenden Signalamplituden sollen die ungenauer werdende Digitalisierung und der ansteigende Klirrfaktor vermieden werden.
4. Eine schlagartige Veränderung der Signalauflösung und des Signal-Rauschabstandes an einem Umschaltzeitpunkt sollen vermieden werden.
5. Eine Übersteuerung der verwendeten integrierten Delta-Sigma AD-Umsetzer, und damit ungültige Daten in deren Dezimationsfilter, sollen vermieden werden.
6. Es sollen keine Verstärkerkaskaden in Serienschaltung verwendet werden, da sie eine Verschlechterung des Impulsverhaltens durch Kommulierung der Signalverzögerung der Verstär-

keremente bewirken.

7. Fehler der analogen Baugruppen (Verstärkungs- und Offsetfehler) sollen keinen Einfluss auf die AD-Umsetzung haben. Nach [Sta95] können Verstärkungs- und Offsetfehler aus der Betrachtung mehrerer Stützstellen oder mit einem rekursiven Verfahren ermittelt werden.
8. Laufzeitfehler der verwendeten integrierten Delta-Sigma AD-Umsetzer sollen keinen Einfluss auf die AD-Umsetzung haben.

2.2 Konzipierung von Verfahrensaufbau und Funktionsweise

2.2.1 Ableitungen aus der Signalquantisierung

Quantisierung ist im Allgemeinen die Abbildung eines unendlichen, kontinuierlichen Wertebereiches auf einen begrenzten Zahlenvorrat. Dabei müssen Rundungen vorgenommen werden, wodurch ein Quantisierungsfehler entsteht. Je größer der für die Quantisierung zur Verfügung stehende Zahlenvorrat ist, desto kleinere Quantisierungsfehler können erreicht werden. Der für die Qualität einer Signalquantisierung signifikante Signal-Rauschabstand wird darauf basierend um so größer, je kleiner der Quantisierungsfehler wird (Vergrößerung des Zahlenvorrates), und je größer bei einer linearen Festkomma-Zahlendarstellung die Signalamplitude ist. In Tabelle 1.2 sind die bei einer solchen linearen Festkomma-Zahlendarstellung mit dem Zahlenvorrat einer Quantisierungswortbreite von 24 Bit erreichbaren Signal-Rauschabstände verschiedener Signale aufgeführt. Eine Vergrößerung von Signal-Rauschabstand nach Gleichung 1.13 und Dynamikbereich nach Gleichung 1.18 ist nur mit einer Vergrößerung des für die Signalquantisierung zur Verfügung stehenden Zahlenvorrates durch die Vergrößerung der Quantisierungswortbreite auf mehr als 24 Bit realisierbar. Dies ist für die Darstellung und Verarbeitung zwar gut möglich (ein Beispiel dafür ist in [Mül99] aufgeführt), jedoch existieren gegenwärtig noch keine derartigen AD-Umsetzer.

Eine Vergrößerung des Dynamikbereiches, jedoch nicht des erreichbaren Signal-Rauschabstandes ist durch eine Verteilung des durch die Quantisierungswortbreite zur Verfügung stehenden Zahlenvorrates auf einen größeren Wertebereich mittels Skalierung realisierbar. Dies erfolgt bei der Fließkomma-Zahlendarstellung und führt dort nach Gleichung 1.22 zu einem großen Dynamikbereich und nach Gleichung 1.23 zu einem aussteuerungsunabhängigen Signal-Rauschabstand. Auch dieses Format kann für die Darstellung und Verarbeitung gut angewendet werden, kommerziell erhältliche derartige AD-Umsetzer sind jedoch laut [Zöl05] praktisch noch nicht realisiert, und würden einen Regelkreis zum Aufbau erfordern, was jedoch nach den aufgestellten Anforderungen an das Verfahren zur AD-Umsetzung von Mikrofonsignalen möglichst vermieden werden soll.

Eine andere Variante besteht darin, den durch die Quantisierungswortbreite zur Verfügung stehenden Zahlenvorrat mit einer mehrkanaligen Anordnung von Festkomma AD-Umsetzern mit unterschiedlicher vorgeschalteter Verstärkung, ähnlich wie bei den Verfahren nach [Sta95], [Pie86] und [ANT88], auf einen größeren Wertebereich zu skalieren. Die vorgeschaltete Verstärkung arbeitet dabei mit einer linearen Kennlinie. Das Blockschaltbild einer solchen Gainranging AD-Umsetzung mit linearer Vorverstärkung zeigt Abbildung 2.1.

Der damit quantisierbare Wertebereich bei einer Quantisierungswortbreite von 5 Bit in jedem Kanal

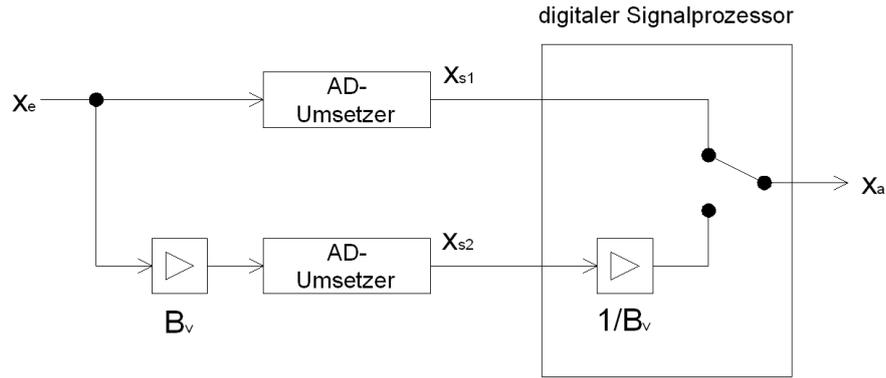


Abbildung 2.1: Gainranging AD-Umsetzung mit linearer Vorverstärkung

und einer linearen Vorverstärkung um 12 dB ist im Anhang 3 dargestellt. Wie zu erkennen ist, kann mit einer solchen Anordnung auf insgesamt 56 Werte quantisiert werden, obwohl jeder einzelne AD-Umsetzer aufgrund seiner Quantisierungswortbreite nur einen Zahlenvorrat von 32 Zahlen aufweist. Ein derartig aufgebauter Gainranging AD-Umsetzer mit einer Quantisierungswortbreite von 5 Bit in jedem Kanal und einer linearen Vorverstärkung um 12 dB würde als 7 Bit AD-Umsetzer bezeichnet werden. Dabei wird zugrundegelegt, dass jede Erhöhung der die Skalierung bewirkenden linearen Vorverstärkung um 6 dB einer Erhöhung der Quantisierungswortbreite um 1 Bit entsprechen soll. Ein linearer Festkomma AD-Umsetzer mit einer tatsächlichen Quantisierungswortbreite von 7 Bit hätte jedoch mit 128 Zahlen einen mehr als doppelt so großen Zahlenvorrat und damit auch doppelt so viele Werte, auf die quantisiert werden kann. Er würde nach Gleichung 1.18 einen Dynamikbereich von 36 dB und mit einem Signal mit rechteckförmiger Dichtefunktion nach Gleichung 1.13 bei Vollaussteuerung einen Signal-Rauschabstand von 42 dB erreichen. Demgegenüber erreicht der Gainranging AD-Umsetzer mit einer Quantisierungswortbreite von 5 Bit in jedem Kanal und einer linearen Vorverstärkung um 12 dB zwar nach Gleichung 2.1 ebenfalls einen Dynamikbereich von fast 36 dB, jedoch nur einen Signal-Rauschabstand nach Gleichung 1.13 von 30 dB mit einem Signal mit rechteckförmiger Dichtefunktion bei Vollaussteuerung jedes Kanals.

$$DR_{\text{Gainranging}} = 20 \cdot \log(2^{w-1} - 1) + 20 \cdot \log B_V \quad (2.1)$$

Weiterhin wird aus Anhang 3 ersichtlich, dass sich am Umschaltplatz die Differenz zwischen zwei aufeinanderfolgenden digitalen Werten und damit die Auflösung der Quantisierung verändert. Diese Vergröberung der Quantisierungsstufen oberhalb des Umschaltplatzes führt in diesem Aussteuerungsbereich zu einem größeren Quantisierungsfehler und damit zu einer größeren Fehlerleistung σ_E^2 . Da die Signalleistung σ_x^2 im verstärkten und im unverstärkten Kanal am Umschaltplatz gleich ist, verringert sich der Signal-Rauschabstand beim Umschalten vom verstärkten auf den unverstärkten Kanal am Umschaltplatz entsprechend Gleichung 1.19. Abbildung 2.2 zeigt dazu die Quantisierungskennlinie der betrachteten Gainranging AD-Umsetzung mit einer Quantisierungswortbreite von 5 Bit in jedem Kanal und einer linearen Vorverstärkung um 12 dB.

Von der Vollaussteuerung bis hinab zum Umschaltplatz bleiben Auflösung und Quantisierungsfehler konstant, der Signal-Rauschabstand wird jedoch mit sinkender Signalaussteuerung immer schlechter. Auch vom Umschaltplatz bis hinab zum Nullpunkt bleiben Auflösung und Quantisierungsfehler konstant, die Auflösung ist hier jedoch feiner und der Quantisierungsfehler geringer als oberhalb des Umschaltplatzes. Auch wenn der Signal-Rauschabstand unterhalb des Umschaltplatzes zunächst sprunghaft verbessert wird, wird er mit sinkender Signalaussteuerung wieder immer schlechter. Eine

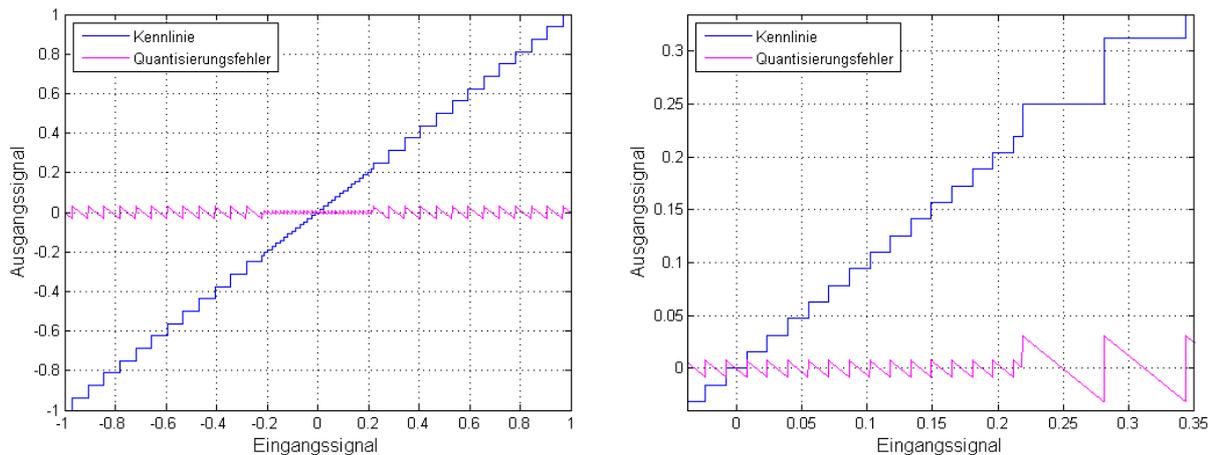


Abbildung 2.2: Gainranging AD-Umsetzung; rechts: vergrößerte Darstellung

derartige sprunghafte Veränderung des Signal-Rauschabstandes tritt auch bei einer Vergrößerung oder Verkleinerung des Exponenten bei der Fließkomma-Zahldarstellung auf, jedoch ist sie dort auf 6 dB begrenzt. Die übermäßige Vergrößerung des quantisierbaren Wertebereiches durch eine Vergrößerung der Vorverstärkung bei einer Gainranging AD-Umsetzung mit linearer Vorverstärkung wird somit jedoch beschränkt, da eine zu große sprunghafte Veränderung von Auflösung und Quantisierungsfehler und damit schließlich des Signal-Rauschabstandes am Umschaltpunkt sich negativ auf die Audioqualität auswirkt. Weiterhin wird auch die aufgestellte Anforderung nach einer Vermeidung der Übersteuerung des AD-Umsetzers im verstärkten Kanal nicht erfüllt.

Bei der nichtlinearen Quantisierung wird der durch die Quantisierungswortbreite zur Verfügung stehende Zahlenvorrat ungleichmäßig auf den zu quantisierenden Wertebereich verteilt. Dies führt zu einer ungleichen Verteilung der Breite der Quantisierungsstufen und damit des Quantisierungsfehlers über der Signalaussteuerung. Die Kennlinie der nichtlinearen Quantisierung wird nach [Mil97] so festgelegt, dass der Signal-Rauschabstand am Empfänger möglichst groß wird. Eine in dieser Hinsicht optimale Lösung setzt genaue Kenntnisse über die Wahrscheinlichkeitsverteilung des zu quantisierenden Signals voraus. Liegt eine solche genaue Information nicht vor, wird nach [Mil97] eine nichtlineare Quantisierungskennlinie angestrebt, die zu einem konstanten, von den statistischen Signaleigenschaften unabhängigen, möglichst großen Signal-Rauschabstand führt. Eine solche nichtlineare Quantisierungskennlinie kann auch durch eine nichtlineare Verzerrung (Kompression) mit nachfolgender linearer Quantisierung und anschließender nichtlinearer Entzerrung (Expansion) realisiert werden, wobei die Expanderkennlinie der exakten Umkehrfunktion der Kompressorkennlinie entsprechen muss. Eine derartige Anordnung ist in Abbildung 2.3 dargestellt.

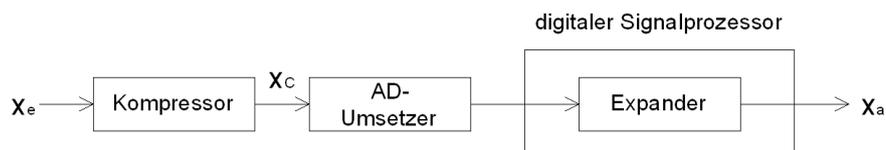


Abbildung 2.3: nichtlineare AD-Umsetzung mit Kompondierung

Wie in [Loc97], [Mil97] und [VHH98] hergeleitet wird, führt die Forderung nach einem möglichst

konstanten relativen Quantisierungsfehler und einer damit verbundenen Breite der Quantisierungsstufen proportional zur Signalaussteuerung auf eine logarithmische Kompressorkennlinie der allgemeinen Form nach Gleichung 2.2. Diese allgemeine Form der Kompressorkennlinie wird mit weiteren Modifikationen als sogenannte A- und μ -Kennlinien auch in den kabelgebundenen digitalen Telekommunikationsnetzen angewendet. Abbildung 2.4 zeigt die Kennlinie einer nichtlinearen Quantisierung mit einer Quantisierungswortbreite von 5 Bit nach der μ -Kennlinie entsprechend Gleichung 2.3 mit einem Wert $\mu = 255$.

$$x_c = a + b \cdot \ln x_e \quad (2.2)$$

$$x_c = \pm \frac{\ln(1 + \mu \cdot |x_e|)}{\ln(1 + \mu)}, |x_e| \leq 1 \quad (2.3)$$

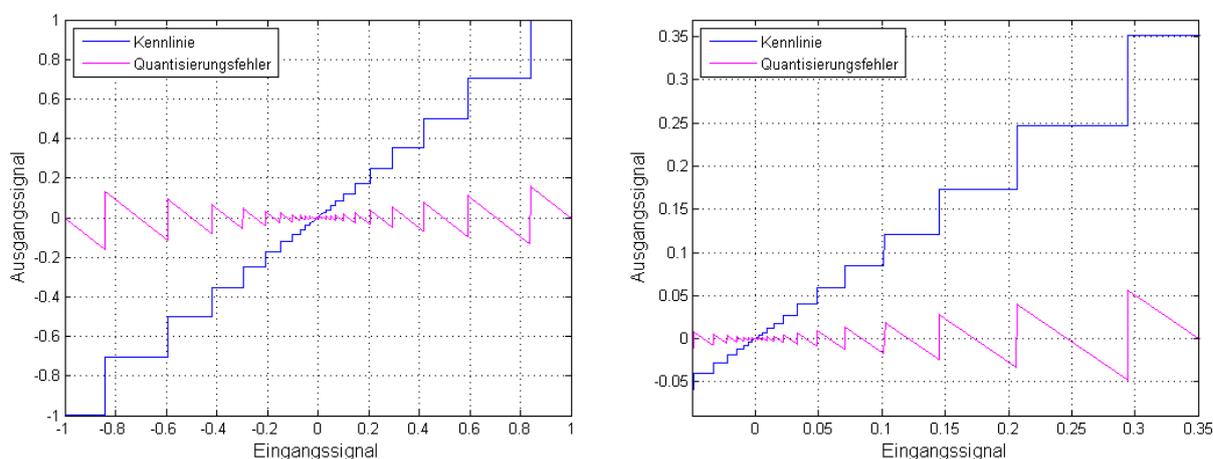


Abbildung 2.4: nichtlineare Quantisierung nach μ -Kennlinie; rechts: vergrößerte Darstellung

Wie bei einer linearen Quantisierung mit gleicher Quantisierungswortbreite beträgt der Zahlenvorrat 32 Zahlen, jedoch entsteht ein von der Signalaussteuerung abhängiger Quantisierungsfehler, der zu einem von der Signalaussteuerung unabhängigen Signal-Rauschabstand führt. Damit wird eine Eigenschaft erreicht, die auch schon bei der Fließkomma-Zahlendarstellung als vorteilhaft für die Digitalisierung von Mikrofonsignalen angesehen wurde, weshalb die Anwendung einer solchen AD-Umsetzung mit nichtlinearer Vorverstärkung hierfür in Betracht zu ziehen ist.

Als weitere Ableitung aus den Betrachtungen der Signalquantisierung folgt, dass der Zahlenvorrat für die Darstellung, Verarbeitung und Übertragung der digitalisierten Mikrofonsignale keinesfalls kleiner sein darf als bei deren AD-Umsetzung und somit immer größer sein muss als der Zahlenvorrat eines AD-Umsetzers in jedem Kanal einer Gainranging AD-Umsetzung. Da der bei der AD-Umsetzung erreichte Signal-Rauschabstand mit der digitalen Zahlendarstellung nicht mehr verbessert werden kann, ein großer Dynamikbereich jedoch von Vorteil ist, bietet sich für die Darstellung und Verarbeitung der digitalisierten Mikrofonsignale die Fließkomma-Zahlendarstellung an, die nach IEEE mit einer Quantisierungswortbreite der Mantisse von 24 Bit und des Exponenten von 8 Bit auf Fließkomma-DSPs implementiert ist.

2.2.2 Grundlegende Funktionsweise und Verfahrensaufbau

Die an das Verfahren zur AD-Umsetzung von Mikrofonsignalen aufgestellte Anforderung, dass Fehler der analogen Baugruppen keinen Einfluss auf die AD-Umsetzung haben sollen (Anforderung 7), kann mit einer mehrkanaligen Anordnung von AD-Umsetzern ähnlich dem Verfahren nach [Sta95] realisiert werden. Dabei sollen für die AD-Umsetzung von Mikrofonsignalen maximal zwei AD-Umsetzerkanäle verwendet werden, wobei ein Kanal keine spezifische analoge Signalverarbeitung enthalten darf, da er das Referenzsignal für eine Fehlerkorrektur liefern soll. Weiterhin kann mit den aus der Signalquantisierung getroffenen Ableitungen zur nichtlinearen Quantisierung die an das Verfahren zur AD-Umsetzung von Mikrofonsignalen aufgestellte Anforderung, dass bei kleiner werdenden Signalamplituden die ungenauer werdende Digitalisierung und der ansteigende Klirrfaktor vermieden werden sollen (Anforderung 3), realisiert werden. Dazu kann eine spezielle Form der nichtlinearen Quantisierung verwendet werden, bei der der Signal-Rauschabstand wie bei den aufgeführten Varianten der A- bzw. μ -Kennlinie unabhängig von der Signalaussteuerung ist. Die Abbildung 2.5 zeigt eine solche μ -Kennlinie bei einem typischen Wert von $\mu = 255$ und eine lineare Kennlinie mit charakteristischen Parametern und der daraus folgenden Quantisierung und einer Quantisierungswortbreite von 4 Bit.

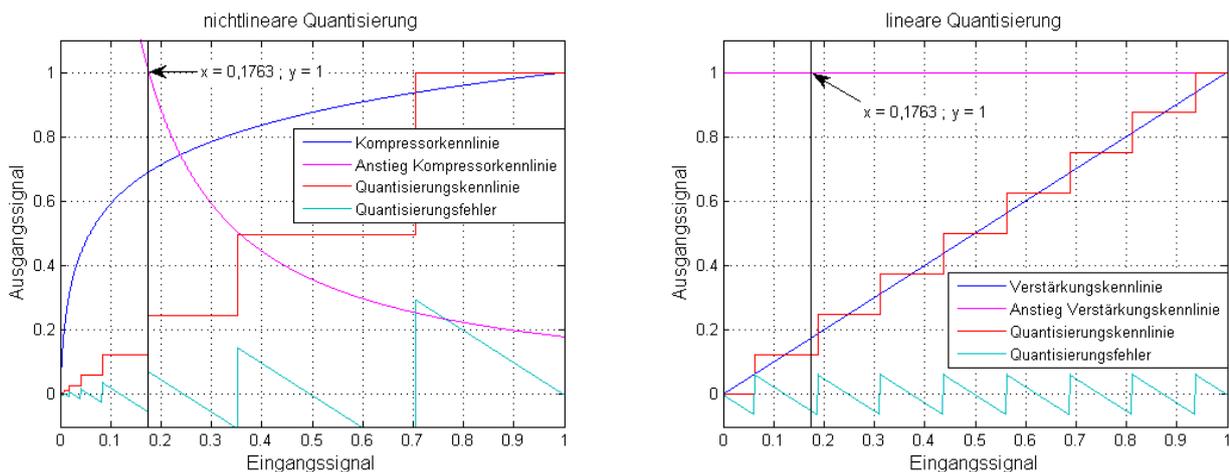


Abbildung 2.5: nichtlineare und lineare Quantisierung

Vom Nullpunkt bis zu einem Anstieg von eins einer derartigen Kompressorkennlinie weist diese nichtlineare Quantisierung einen größeren Zahlenvorrat auf als eine lineare Quantisierung bei gleich großer Amplitude des Eingangssignals. Von einem Anstieg von eins der Kompressorkennlinie aus bis zur Vollaussteuerung ist der Zahlenvorrat dieser nichtlinearen Quantisierung hingegen geringer als bei einer linearen Quantisierung im gleichen Amplitudenbereich des Eingangssignals. Wenn nun unterhalb des Anstieges von eins der Kompressorkennlinie die nichtlineare Quantisierung und oberhalb des Anstieges von eins der Kompressorkennlinie die lineare Quantisierung verwendet wird, wird der Zahlenvorrat der AD-Umsetzung insgesamt vergrößert. Wie aus Abbildung 2.5 weiterhin ersichtlich wird, ist der Quantisierungsfehler abhängig vom Anstieg der Kennlinie der Vorverstärkung. Der konstante Anstieg führt bei der linearen Quantisierung zu einem konstanten Quantisierungsfehler. Bei der nichtlinearen Quantisierung hingegen wird der Quantisierungsfehler um so kleiner, je größer der Anstieg der Kompressorkennlinie wird. Ohne analoge Signalverarbeitung im entsprechenden Kanal der AD-Umsetzung ist der Anstieg der Kennlinie der linearen Vorverstärkung gleich eins. Bei einem Anstieg der Kompressorkennlinie der nichtlinearen Quantisierung von ebenfalls eins sind die

Quantisierungsfehler von linearer und nichtlinearer Quantisierung gleich groß, und ebenso der von der Signalaussteuerung unabhängige Signal-Rauschabstand der nichtlinearen Quantisierung und der von der Signalaussteuerung abhängige Signal-Rauschabstand der linearen Quantisierung. Wird nun oberhalb des Anstieges von eins der Kompressorkennlinie die lineare Quantisierung und unterhalb des Anstieges von eins der Kompressorkennlinie die nichtlineare Quantisierung verwendet, wird eine sprungartige Veränderung der Signalaufösung und des Signal-Rauschabstandes am Umschaltspunkt vermieden, wodurch die entsprechende Anforderung an das Verfahren zur AD-Umsetzung von Mikrofonsignalen erfüllt wäre (Anforderung 4). Wird bei einer derartigen Zusammenschaltung die Signalaussteuerung ausgehend von der Vollaussteuerung verringert, sinkt zunächst auch der Signal-Rauschabstand der in diesem Aussteuerungsbereich verwendeten linearen Quantisierung. Hat die Signalaussteuerung den Wert erreicht, bei dem der Anstieg der Kompressorkennlinie gleich eins ist, wird auf die nichtlineare Quantisierung umgeschaltet. Bei weiter sinkender Signalaussteuerung verringert sich der Signal-Rauschabstand nun nicht mehr, da der Zahlenvorrat der in diesem Aussteuerungsbereich verwendeten nichtlinearen Quantisierung dem entgegen ansteigt. Durch den vor den AD-Umsetzer geschalteten Kompressor lässt sich die Übersteuerung dieses AD-Umsetzers bei der nichtlinearen Quantisierung vermeiden. Der ohne analoge Signalverarbeitung arbeitende AD-Umsetzer bei der linearen Quantisierung kann ebenfalls nicht übersteuern, da er an den zu übertragenden Aussteuerungsbereich bis hin zur maximalen Signalaussteuerung angepasst ist. Damit wird die an das Verfahren zur AD-Umsetzung von Mikrofonsignalen gestellte Anforderung, dass eine Übersteuerung der verwendeten integrierten Delta-Sigma AD-Umsetzer und damit ungültige Daten in deren Dezimationsfilter vermieden werden sollen, erfüllt (Anforderung 5). Die bisher beschriebene Funktionsweise führt auf einen grundlegenden Verfahrensaufbau entsprechend dem in Abbildung 2.6 dargestellten Blockschaltbild.

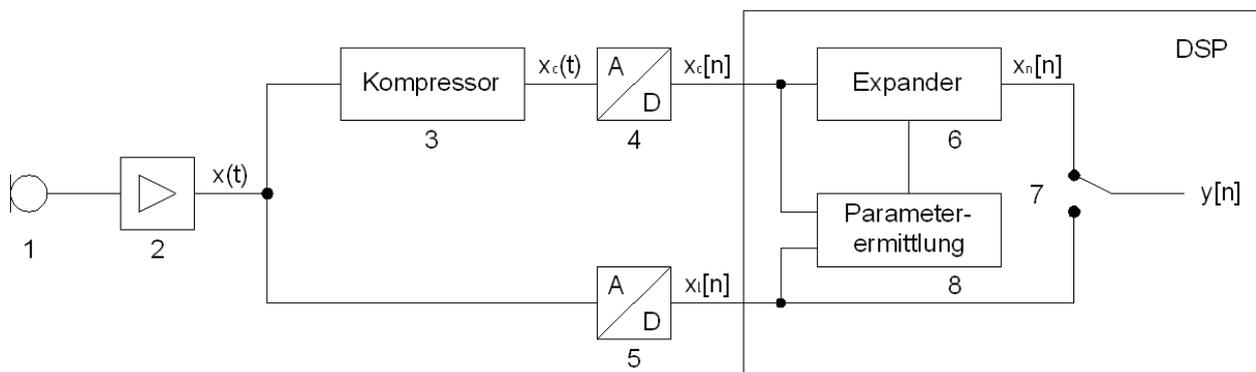


Abbildung 2.6: Blockschaltbild des grundlegenden Verfahrensaufbaus der AD-Umsetzung

Nach dem akustischen Sensor (1) folgt zunächst ein Verstärker (2), mit dem der Eingangsbereich der AD-Umsetzung individuell an den Ausgangsbereich des akustischen Sensors angepasst werden kann, womit die entsprechende Anforderung an das Verfahren zur AD-Umsetzung von Mikrofonsignalen erfüllt wird (Anforderung 2). Nach diesem Verstärker wird das Signal $x(t)$ auf zwei Kanäle, einen mit nichtlinearer Quantisierung (nichtlinearer Kanal) und einen mit linearer Quantisierung (linearer Kanal) aufgeteilt. Im nichtlinearen Kanal befindet sich ein analoger Kompressor (3) für die nichtlineare Quantisierung und zum Schutz vor einer Übersteuerung des integrierten AD-Umsetzers. Das Ausgangssignal $x_c(t)$ des Kompressors wird einem integrierten linearen AD-Umsetzer zugeführt, der die Quantisierung in das diskrete komprimierte Signal $x_c[n]$ vornimmt. Im linearen Kanal befindet sich nur ein integrierter linearer AD-Umsetzer (5), der das verstärkte Ausgangssignal des akustischen Sensors $x(t)$ direkt in das diskrete Signal $x_l[n]$ umsetzt. Die

Aussteuerungsgrenze dieses AD-Umsetzers entspricht dabei der verstärkten maximalen Ausgangsspannung des akustischen Sensors. Da der lineare Kanal als Referenzkanal bei der Korrektur der Fehler des nichtlinearen Kanals dienen soll, dürfen in ihm keine weiteren Bauelemente zur analogen Signalaufbereitung enthalten sein. Das diskrete komprimierte Signal $x_c[n]$ des nichtlinearen Kanals und das diskrete Signal $x_l[n]$ des linearen Kanals werden einem digitalen Signalprozessor (DSP) oder einer anderen zur digitalen Signalverarbeitung geeigneten Funktionseinheit (z.B. FPGA) zugeführt. Im DSP wird das diskret vorliegende analog komprimierte Signal $x_c[n]$ des nichtlinearen Kanals digital expandiert zum diskreten Signal des nichtlinearen Kanals $x_n[n]$. Die Kennlinie des digitalen Expanders (6) muss dabei exakt der Umkehrfunktion der analogen Kompressorkennlinie entsprechen. Basierend auf dem jeweiligen Aussteuerungsbereich werden danach das diskrete Signal des nichtlinearen Kanals $x_n[n]$ und das diskrete Signal des linearen Kanals $x_l[n]$ zum diskreten Ausgangssignal $y[n]$ zusammengefügt (7), das dem digitalisierten Signal des akustischen Sensors entspricht. Dieses Zusammenfügen kann im einfachsten Fall durch ein vom Aussteuerungswert abhängiges Umschalten bei einem Anstieg der Kompressorkennlinie von eins durchgeführt werden. Unter Umständen lassen sich aber auch hier bessere Ergebnisse erreichen, wenn ähnlich wie in [Ins79] oder [Sta95] ein Überblendverfahren angewendet wird. Weiterhin werden aus dem diskreten komprimierten Signal $x_c[n]$ des nichtlinearen Kanals und dem diskreten Signal des linearen Kanals $x_l[n]$ die bei der analogen Kompression aktuell vorliegenden Parameter ermittelt (8), und im digitalen Expander entsprechend nachgeführt, damit auch bei einer Veränderung der Parameter der analogen Komprimierung die digitale Expandierung möglichst exakt der Umkehrfunktion der analogen Komprimierung entspricht. Dieses Blockschaltbild und die beschriebene Funktionsweise bilden die Basis für die weitere Entwicklung der einzelnen Komponenten.

2.2.3 Entwicklung der nichtlinearen Quantisierung

Nach den aus der Signalquantisierung getroffenen Ableitungen führt bei der linearen Quantisierung eine Verdopplung des Zahlenvorrates zu einer Halbierung der Breite der Quantisierungsstufen. Diese bewirkt wiederum eine Halbierung des Quantisierungsfehlers, die in einer Verdopplung des Signal-Rauschabstandes bei konstanter Signalaussteuerung resultiert. Der Vorteil einer nichtlinearen Quantisierung mit einer Variante, die auch mit der A- bzw. μ -Kennlinie in den drahtgebundenen Telekommunikationsnetzen angewendet wird, ist demgegenüber ein von der Signalaussteuerung unabhängiger Signal-Rauschabstand. Bei einer identischen Aussteuerungsgrenze und Quantisierungswortbreite ist die kleinste Quantisierungsstufe, und damit auch die kleinste mit der Quantisierung darstellbare Zahl, bei einer nichtlinearen Quantisierung nach einer A- bzw. μ -Kennlinie kleiner als bei einer linearen Quantisierung. Mit einer nichtlinearen Quantisierung kann dadurch bei identischer Aussteuerungsgrenze eine kleinere minimale Spannung quantisiert werden, was zu einem größeren Dynamikbereich gegenüber einer linearen Quantisierung führt. Demgegenüber steht jedoch laut [VHH98] ein verminderter, dafür aber von der Signalaussteuerung unabhängiger Signal-Rauschabstand entsprechend Gleichung 2.4.

$$SNR_\mu = w \cdot \log(2) + 10 \cdot \log(3) - 20 \cdot \log(\ln(1 + \mu)) \quad (2.4)$$

Die Tabellen 2.1 und 2.2 verdeutlichen dies mit einer entsprechenden Gegenüberstellung von Dynamikbereich und Signal-Rauschabstand bei einer linearen Quantisierung und einer nichtlinearen Quantisierung nach einer μ -Kennlinie mit unterschiedlichen Quantisierungswortbreiten.

Der bei einer realen AD-Umsetzung praktisch nutzbare Dynamikumfang ergibt sich allerdings aus dem tatsächlichen Signal-Rauschabstand des verwendeten integrierten linearen AD-Umsetzers, der

w/Bit	x_{max}	x_{min}	DR/dB	SNR/dB
3	1	0,2500	12	18
4	1	0,1250	18	24
5	1	0,0625	24	30

Tabelle 2.1: Dynamikbereich und Signal-Rauschabstand bei linearer Quantisierung

w/Bit	x_{max}	x_{min}	DR/dB	SNR/dB
3	1	$11,760 \cdot 10^{-3}$	38,6	8
4	1	$3,922 \cdot 10^{-3}$	48,1	14
5	1	$1,624 \cdot 10^{-3}$	55,8	20

 Tabelle 2.2: Dynamikbereich und Signal-Rauschabstand bei nichtlinearer Quantisierung mit $\mu = 255$

bei einem typischen guten Delta-Sigma AD-Umsetzer mit einer Quantisierungswortbreite von 24 Bit nur ungefähr 120 dB beträgt. Dadurch ergibt sich eine größere kleinste darstellbare Zahl bei identischer Aussteuerungsgrenze gegenüber einer idealen nichtlinearen Quantisierung nach einer A- bzw. μ -Kennlinie, da die mit ihr theoretisch kleinsten darstellbaren Zahlen schon im Rauschen des integrierten linearen AD-Umsetzers untergehen. Die mit einer nichtlinearen Quantisierung nach einer A- bzw. μ -Kennlinie kleinste darstellbare Zahl muss deshalb durch die vor den integrierten linearen AD-Umsetzer geschaltete analoge Kompression schon über die kleinste darstellbare Zahl des integrierten linearen AD-Umsetzers verstärkt werden, damit sie nicht im Rauschen des integrierten linearen AD-Umsetzers untergeht.

Die Forderung nach einem aussteuerungsunabhängigen Signal-Rauschabstand führt nach [Mil97] zu einer logarithmischen Kennlinie zur Basis e mit einer allgemeinen Form nach Gleichung 2.2. Wie bereits aufgeführt, sind aus den drahtgebundenen Telekommunikationsnetzen dazu die A- und die μ -Kennlinie bekannt. Die A-Kennlinie setzt sich im Bereich nach Gleichung 2.5 aus einem linearen, und in den Bereichen nach den Gleichungen 2.6 und 2.7 aus einem logarithmischen Bereich zusammen.

$$-\frac{1}{A} \leq x \leq \frac{1}{A} \quad (2.5)$$

$$-1 \leq x \leq -\frac{1}{A} \quad (2.6)$$

$$\frac{1}{A} \leq x \leq 1 \quad (2.7)$$

Dadurch wird sie sowohl analog als auch digital technisch schwer zu realisieren, weshalb eine nichtlineare Quantisierung auf Basis der A-Kennlinie nicht für das Verfahren zur AD-Umsetzung von Mikrofonsignalen verwendet werden sollte. Die μ -Kennlinie besteht im Gegensatz zur A-Kennlinie nur aus einem logarithmischen Bereich. Da dies technisch einfacher zu realisieren ist, sollte für das Verfahren zur AD-Umsetzung von Mikrofonsignalen eine nichtlineare Quantisierung auf Basis einer μ -Kennlinie, die für das Verfahren entsprechend zu modifizieren ist, verwendet werden. Die bei der entsprechenden nichtlinearen Quantisierung zur Kompression verwendete μ -Kennlinie ist u.a. nach [VHH98] durch Gleichung 2.8 definiert, und lässt sich mit den Substitutionen entsprechend den Gleichungen 2.9, 2.10 und 2.11 in eine allgemeine Form nach Gleichung 2.12 überführen.

$$x_c = \pm \frac{\ln(1 + \mu \cdot |x|)}{\ln(1 + \mu)} = \pm \frac{1}{\ln(1 + \mu)} \cdot \ln(1 + \mu \cdot |x|) \quad (2.8)$$

$$a = \mu \quad (2.9)$$

$$b = 1 \quad (2.10)$$

$$c = \frac{1}{\ln(1 + \mu)} \quad (2.11)$$

$$x_c = \pm c \cdot \ln(b + a \cdot |x|) \quad (2.12)$$

Der konstante Faktor nach Gleichung 2.11 bewirkt eine Skalierung, damit bei einer Amplitude des Eingangssignals von $x = 1$ die Amplitude des Ausgangssignals ebenfalls $x_c = 1$ ist. Der konstante Summand nach Gleichung 2.10 im Argument von $\ln(1 + \mu \cdot |x|)$ sorgt für einen Offset, durch den bei einer Amplitude des Eingangssignals von $x = 0$ die Amplitude des Ausgangssignals ebenfalls $x_c = 0$ wird. Mit dem konstanten Verstärkungsfaktor nach Gleichung 2.9 im Argument von $\ln(1 + \mu \cdot |x|)$ kann die Form der Kompressionskennlinie der nichtlinearen Quantisierung eingestellt werden. Wie in Abbildung 2.7 dargestellt ist, wird bei einer Verkleinerung des Verstärkungsfaktors μ die mit der nichtlinearen Quantisierung darstellbare kleinste Zahl größer, und die Plateaus der quantisierten Zahlen im kleinen Aussteuerungsbereich werden breiter. Demgegenüber wird bei einer Vergrößerung des Verstärkungsfaktors μ die mit der nichtlinearen Quantisierung darstellbare kleinste Zahl kleiner, und die Plateaus der quantisierten Zahlen im kleinen Aussteuerungsbereich werden schmaler.

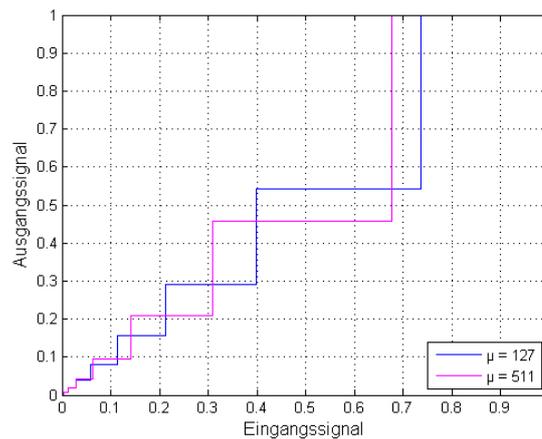


Abbildung 2.7: Quantisierungskennlinien bei unterschiedlichem Parameter μ

Wie die mit der nichtlinearen Quantisierung darstellbaren kleinsten Zahlen wird auch der Signal-Rauschabstand entsprechend den Gleichungen 2.13 und 2.14 auf der Grundlage von Gleichung 2.4 bei einer Verkleinerung des Verstärkungsfaktors μ größer, und bei einer Vergrößerung des Verstärkungsfaktors μ kleiner.

$$SNR_{\mu=127} = w \cdot 6dB - 8,95dB \quad (2.13)$$

$$SNR_{\mu=511} = w \cdot 6dB - 11,13dB \quad (2.14)$$

Bei der Ermittlung des Verstärkungsfaktors μ für das Verfahren zur AD-Umsetzung von Mikrofonsignalen kann als Hauptbedingung zugrundegelegt werden, dass das Ausgangssignal des Kompressors x_c bei den kleinsten Amplituden des verstärkten Ausgangssignals des Mikrofons x entsprechend Abbildung 2.6 über dem Rauschen des integrierten linearen AD-Umsetzers liegen muss. Weiterhin

gilt als Nebenbedingung, dass es bei gleichem Signal-Rauschabstand der linearen und der nichtlinearen Quantisierung einen Umschaltpunkt geben muss, bei dem die quantisierten Signalwerte und die Auflösung von nichtlinearer und linearer Quantisierung möglichst gleich sind. Für die Erfüllung der Hauptbedingung wird von einem Blockschaltbild nach Abbildung 2.8 auf der Basis des allgemeinen Quantisierungsmodells nach [Zöl05] ausgegangen.

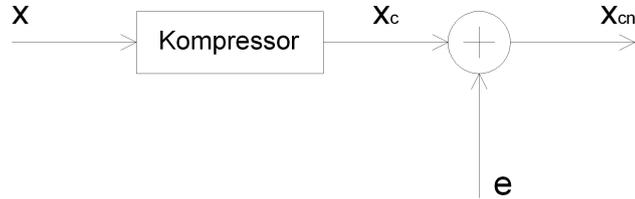


Abbildung 2.8: Kompressor und integrierter linearer AD-Umsetzer

Das mit dem Rauschsignal e des integrierten linearen AD-Umsetzers behaftete Ausgangssignal des Kompressors x_{cn} besteht laut Gleichung 2.15 aus der Summe des Ausgangssignals des Kompressors x_c und des Rauschsignals e . Bei Anwendung einer Kompression auf Basis der μ -Kennlinie ergibt sich das Ausgangssignal des Kompressors nach Gleichung 2.8, und damit das quantisierte komprimierte Ausgangssignal nach Gleichung 2.16.

$$x_{cn} = x_c + e \quad (2.15)$$

$$x_{cn} = \pm \frac{\ln(1 + \mu \cdot |x|)}{\ln(1 + \mu)} + e \quad (2.16)$$

Wird eine Normierung der maximalen Signalamplitude auf einen Wert von eins vorgenommen, ergibt sich bei einer maximalen Eingangssignalamplitude von $x = 1$ eine maximale Amplitude des komprimierten Signals von $x_c = 1$, und auch eine maximale Amplitude des quantisierten komprimierten Signals von $x_{cn} = 1$. Bei einem zugrundegelegten, eher mäßigen Wert des Signal-Rauschabstandes eines integrierten linearen AD-Umsetzers mit einer Quantisierungswortbreite von 24 Bit von $SNR_{ADC} = 100dB$ würde dann die Amplitude des Rauschsignals $e = 10 \cdot 10^{-6}$ betragen. Aus einer weiterhin zugrundegelegten Dynamik des in den digitalen Bereich umzusetzenden Mikrofonsignals von $DR_{Mik} = 140dB$ folgt eine minimale Signalamplitude des Mikrofonsignals von $x_{min} = 100 \cdot 10^{-9}$. Nach der aufgestellten Hauptbedingung für die Ermittlung des Verstärkungsfaktors μ folgt nun die Forderung, dass bei einer Amplitude des Ausgangssignals des Mikrofons von $x = x_{min} = 100 \cdot 10^{-9}$ sich eine Amplitude des Ausgangssignals des Kompressors von mindestens $x_c = e = 10 \cdot 10^{-6}$ ergeben muss.

Diese festgelegten minimalen Signalamplituden der Ausgangssignale von Mikrophon und Kompressor können in Gleichung 2.8 eingesetzt werden. Durch anschließendes Umformen entsteht daraus für den positiven Definitionsbereich Gleichung 2.17, die in Abbildung 2.9 für einen Bereich zwischen $\mu = 1$ und $\mu = 1000$ grafisch dargestellt ist, und deren Nullstelle den notwendigen Verstärkungsfaktor μ ergibt.

$$0 = \frac{\ln(1 + \mu \cdot 100 \cdot 10^{-9})}{\ln(1 + \mu)} - 10 \cdot 10^{-6} = f(\mu) \quad (2.17)$$

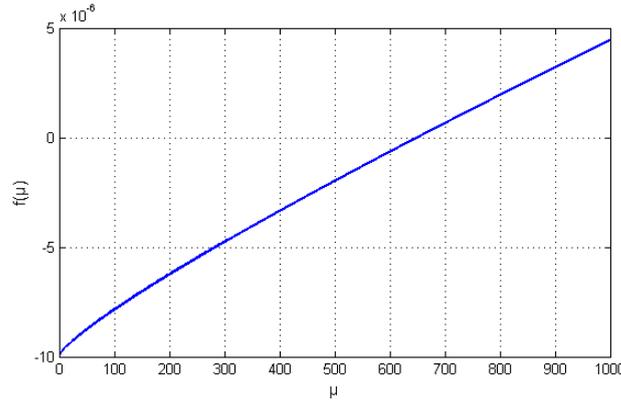


Abbildung 2.9: Funktion zur Ermittlung des Verstärkungsfaktors μ

Die Nullstelle lässt sich numerisch mit der MATLAB-Funktion nach Gleichung 2.18 ermitteln. Da in Abbildung 2.9 zu erkennen ist, dass sich die Nullstelle zwischen $\mu = 600$ und $\mu = 700$ befindet, wurde dieses Suchintervall in Gleichung 2.18 entsprechend vorgegeben. Die MATLAB-Funktion *fzero* arbeitet nach einem in [Bre73] und [FMM76] beschriebenen Verfahren, und liefert für Gleichung 2.18 ein Ergebnis von $\mu = 647,5$.

$$\mu = \text{fzero}(@(\mu) \ln(1 + \mu * 100\text{e-}9) ./ \ln(1 + \mu) - 10\text{e-}6, [600 700]) \quad (2.18)$$

Dieser Verstärkungsfaktor stellt die notwendige Mindestverstärkung dar, damit die kleinste Amplitude des Mikrofonsignals gleich der Amplitude des Rauschsignals des integrierten linearen AD-Umsetzers ist. Auf der Grundlage von Gleichung 2.4 ergibt sich damit ein Signal-Rauschabstand des nichtlinearen Kanals entsprechend Gleichung 2.19.

$$SNR_{\mu=647,5} = w \cdot 6\text{dB} - 11,45\text{ dB} \quad (2.19)$$

Der mit einer linearen Quantisierung mit der zugrundegelegten Quantisierungswortbreite von 24 Bit und einem Signal mit rechteckförmiger Dichtefunktion erreichbare Signal-Rauschabstand wird somit durch den Einsatz der konzipierten nichtlinearen Quantisierung um 11,45 dB reduziert, womit die zugrundegelegte Dynamik des Mikrofonsignals von $DR_{Mik} = 140\text{ dB}$ nicht mehr ohne den zusätzlich vorhandenen linearen Kanal in den Digitalbereich umsetzbar wäre. Weiterhin wird aus Gleichung 2.19 deutlich, dass der Umschaltpunkt zwischen nichtlinearer und linearer Quantisierung entsprechend der aufgestellten Nebenbedingung 11,45 dB unterhalb der Vollaussteuerung der linearen Quantisierung liegt.

Aus der Ableitung von Gleichung 2.8 nach dx ergibt sich deren Anstieg nach Gleichung 2.20, woraus laut [VHH98] der Anstieg der Kompressionskennlinie im Ursprung entsprechend Gleichung 2.21 ermittelt werden kann.

$$\acute{x}_c = \frac{dx_c}{dx} = \frac{1}{\ln(1 + \mu)} \cdot \frac{1}{1 + \mu \cdot x} \cdot \mu \quad (2.20)$$

$$\acute{x}_c(x = 0) = \frac{\mu}{\ln(1 + \mu)} \quad (2.21)$$

Wird der ermittelte Verstärkungsfaktor $\mu = 647,5$ in Gleichung 2.21 eingesetzt, ergibt sich im Ursprung der Kompressionskennlinie eine Verstärkung von $\acute{x}_c(x = 0) = 100$, was der notwendigen

Verstärkung entspricht, um die minimale Amplitude des Mikrofonsignals x_{min} auf die Amplitude des Rauschsignals e zu verstärken. Nach [VHH98] wird für die betragsmäßig kleinsten Signalwerte des Mikrofons der effektive Signal-Rauschabstand nach Gleichung 2.22 um 40 dB erhöht, und die effektive Quantisierungswortbreite laut Gleichung 2.23 um 6,644 Bit vergrößert. Mit dem zugrundegelegten Wert des Signal-Rauschabstandes des integrierten linearen AD-Umsetzers von $SNR_{ADC} = 100 \text{ dB}$ ergibt sich damit für das gesamte Verfahren zur AD-Umsetzung von Mikrofonsignalen ein Signal-Rauschabstand von $SNR = 140 \text{ dB}$, was auch der zugrundegelegten Dynamik des in den digitalen Bereich umzusetzenden Mikrofonsignals entspricht.

$$\Delta SNR_{\mu=647,5} = 20 \cdot \log(x_c(x=0)) = 20 \cdot \log(100) = 40 \text{ dB} \tag{2.22}$$

$$\Delta w_{\mu=647,5} = ld(x_c(x=0)) = ld(100) = 6,644 \text{ Bit} \tag{2.23}$$

In Tabelle 2.3 sind die betragsmäßig ermittelten Quantisierungsstufen einer linearen und einer nicht-linearen Quantisierung mit einer Quantisierungswortbreite von jeweils 4 Bit und der nach den Gleichungen 2.24 und 2.25 ermittelte Signal-Rauschabstand des aus linearer und nichtlinearer Quantisierung kombinierten Signales dargestellt.

$$SNR_{lin,4 \text{ Bit}} = w \cdot 6 \text{ dB} = 4 \cdot 6 \text{ dB} = 24 \text{ dB} \tag{2.24}$$

$$SNR_{\mu,4 \text{ Bit}} = w \cdot 6 \text{ dB} - 11,45 \text{ dB} = 4 \cdot 6 \text{ dB} - 11,45 \text{ dB} = 12,55 \text{ dB} \tag{2.25}$$

Quantisierungsstufen, lineare Quantisierung	Quantisierungsstufen nichtlin. Quantisierung	Quantisierungsstufen Kombination	Signal-Rauschabstand Kombination
1,000	1,000	1,000	24,00 dB
0,875	0,444	0,875	22,90 dB
0,750	0,197	0,750	21,60 dB
0,625	0,087	0,625	20,00 dB
0,500	0,038	0,500	18,10 dB
0,375	0,016	0,375	15,60 dB
0,250	0,006	0,250	12,00 dB
0,125	0,002	0,197	12,55 dB
0,000	0,000	0,087	12,55 dB
		0,038	12,55 dB
		0,016	12,55 dB
		0,006	12,55 dB
		0,002	12,55 dB
		0,000	−∞

Tabelle 2.3: Quantisierungsstufen und Signal-Rauschabstand von kombinierter linearer und nichtlinearer Quantisierung

Das aus linearer und nichtlinearer Quantisierung kombinierte Signal verfügt betragsmäßig bei einer Quantisierungswortbreite von 4 Bit über einen Zahlenvorrat von 13 Zahlen (zuzüglich Null). Demgegenüber verfügen die Signale sowohl der linearen als auch der nichtlinearen Quantisierung betragsmäßig nur über einen Wertevorrat von jeweils acht Zahlen (zuzüglich Null) woraus ersichtlich wird, dass der Zahlenvorrat durch die Kombination von linearer und nichtlinearer Quantisierung betragsmäßig um fünf Zahlen vergrößert wurde.

Die Stufenbreite der linearen Quantisierung mit einer Quantisierungswortbreite von 4 Bit liegt, wie in Tabelle 2.3 ersichtlich, konstant bei 0,125. Die nichtlineare Quantisierung mit $\mu = 647,5$ erreicht, ausgehend von der Vollaussteuerung, bei gleicher Quantisierungswortbreite zwischen den

quantisierten Signalwerten 0,197 und 0,087 eine Stufenbreite von weniger als 0,125, wodurch die Auflösung der nichtlinearen Quantisierung ab hier zu niedrigeren Signalwerten hin feiner wird als die der linearen Quantisierung. Aus diesem Grund erfolgt an dieser Stelle der Übergang zwischen linearer und nichtlinearer Quantisierung (Umschaltpunkt). Aus Tabelle 2.3 wird ebenfalls ersichtlich, dass an diesem Umschaltpunkt der Signal-Rauschabstand von linearer und nichtlinearer Quantisierung bei identischer Quantisierungswortbreite annähernd gleich ist (und die nach Gleichung 2.4 ermittelten 11,45 dB unterhalb der Vollaussteuerung liegt), womit die Positionierung des Umschaltpunktes auch die aufgestellte Nebenbedingung erfüllt. Oberhalb des Umschaltpunktes steigt der Signal-Rauschabstand dann mit zunehmender Signalaussteuerung, unterhalb des Umschaltpunktes hingegen bleibt er unabhängig von der Signalaussteuerung konstant.

2.2.4 Simulation des Verfahrenskonzeptes

Eine Verifizierung der Arbeitsweise des konzipierten Verfahrens zur AD-Umsetzung von Mikrofon-signalen erfolgt mit der im Anhang 4 aufgeführte Simulation mit MATLAB. Diese wurde auf der Grundlage des Blockschaltbildes des grundlegenden Verfahrensaufbaus der AD-Umsetzung aus Abbildung 2.6 erstellt. In den Zeilen 7 und 8 werden die Parameter der AD-Umsetzung eingestellt, wobei für diese Simulation eine Quantisierungswortbreite von 5 Bit und eine nichtlineare Quantisierung mit $\mu = 650$ (aufgerundeter exakter Wert von $\mu = 647,5$) verwendet werden. Zum Test der AD-Umsetzung wird bei der Simulation ein Rampensignal mit einem Wertebereich von -1 bis +1 als Eingangssignal eingesetzt, welches in Zeile 11 erzeugt wird und dessen positiver Wertebereich in Abbildung 2.11 oben links dargestellt ist. Danach folgen in den Zeilen 13 bis 23 die Blöcke für die AD-Umsetzung beider Kanäle sowie für die Komprimierung und Expandierung des nichtlinearen Kanals entsprechend Abbildung 2.6. Die Expandierung erfolgt auf der Grundlage von Gleichung 2.26, die als Umkehrfunktion aus der Kompressorfunktion nach Gleichung 2.8 folgt.

$$x_n = \pm \frac{(1 + \mu)^{|x_c|} - 1}{\mu} \quad (2.26)$$

In den Zeilen 25 bis 37 wird anschließend die Kombination des nichtlinear quantisierten Signals und des linear quantisierten Signals zum Ausgangssignal der AD-Umsetzung vorgenommen. Um den dafür notwendigen Umschaltpunkt zu ermitteln, werden in den Zeilen 26 bis 29 zunächst die Auflösung Q und die Quantisierungsstufen X der linearen und der nichtlinearen Quantisierung entsprechend den Gleichungen 2.27, 2.28, 2.29 und 2.30 berechnet.

$$Q_{lin} = \frac{x_{max}}{2^{w-1}} \quad (2.27)$$

$$X_{lin} = 0, Q_{lin}, 2 \cdot Q_{lin}, \dots, x_{max} \quad (2.28)$$

$$X_\mu = \frac{(1 + \mu)^{X_{lin}} - 1}{\mu} \quad (2.29)$$

$$Q_\mu = \Delta X_\mu \quad (2.30)$$

Aus Gleichung 2.27 ergibt sich mit $x_{max} = 1$ und $w = 5$ eine konstante Auflösung der linearen Quantisierung von 0,0625, womit auch deren Quantisierungsstufen nach Gleichung 2.28 feststehen. Mit Gleichung 2.29, die auf der Grundlage der Expanderfunktion aus Gleichung 2.26 für den positiven Wertebereich folgt, können mit $\mu = 650$ aus diesen wiederum die Quantisierungsstufen der

nichtlinearen Quantisierung berechnet werden. Deren Differenzfunktion ergibt dann nach Gleichung 2.30 die Auflösung der nichtlinearen Quantisierung. Mit Hilfe dieser berechneten vier Parameter, die sich nur aus der Quantisierungswortbreite und dem Parameter μ der nichtlinearen Quantisierung ergeben, wird nun in den Zeilen 32 und 33 der Umschaltzeitpunkt automatisch ermittelt. Dabei wird, vom Nullpunkt aus betrachtet, in Zeile 32 der Wert der ersten nichtlinearen Quantisierungsstufe des nichtlinearen Kanals ermittelt, bei dem die Auflösung der nichtlinearen Quantisierung größer ist als die der linearen Quantisierung. Der ermittelte Wert bildet die Umschaltswelle für die nichtlineare Quantisierung. In Zeile 33 wird dann, ebenfalls vom Nullpunkt aus betrachtet, als Umschaltswelle des linearen Kanals der Wert der ersten Quantisierungsstufe des linearen Kanals bestimmt, der oberhalb der in Zeile 32 ermittelten Umschaltswelle des nichtlinearen Kanals liegt.

Mit Hilfe der beiden ermittelten Umschaltswellen wird anschließend in den Zeilen 36 und 37 die Umschaltung zwischen dem nichtlinearen und dem linearen Kanal durchgeführt, und somit die Signale der nichtlinearen und der linearen Quantisierung zum Ausgangssignal der AD-Umsetzung kombiniert. Dabei wird das Signal der nichtlinearen Quantisierung immer dann als Ausgangssignal y durchgeschaltet, wenn sein Betrag unterhalb oder auf der Umschaltswelle des nichtlinearen Kanals liegt, und der Betrag des Signals der linearen Quantisierung sich unterhalb der Umschaltswelle des linearen Kanals befindet. Damit wird verhindert, dass das Signal der linearen Quantisierung bei einer Überlappung der Breite der Quantisierungsstufen von nichtlinearer und linearer Quantisierung im Umschaltbereich (siehe linkes Teilbild von Abbildung 2.10) zum Ausgang durchgeschaltet wird, wenn auch noch das Signal der nichtlinearen Quantisierung aufgrund der Überlappung zum Ausgang durchgeschaltet wird. Ein solches gleichzeitiges Durchschalten der Signale von nichtlinearer und linearer Quantisierung zum Ausgang würde eine fehlerhafte Spitze in der Quantisierungskennlinie bewirken, wie im rechten Teilbild von Abbildung 2.10 zu erkennen ist. Das Signal der linearen Quantisierung wird immer dann als Ausgangssignal y durchgeschaltet, wenn sein Betrag oberhalb oder auf der Umschaltswelle des linearen Kanals liegt.

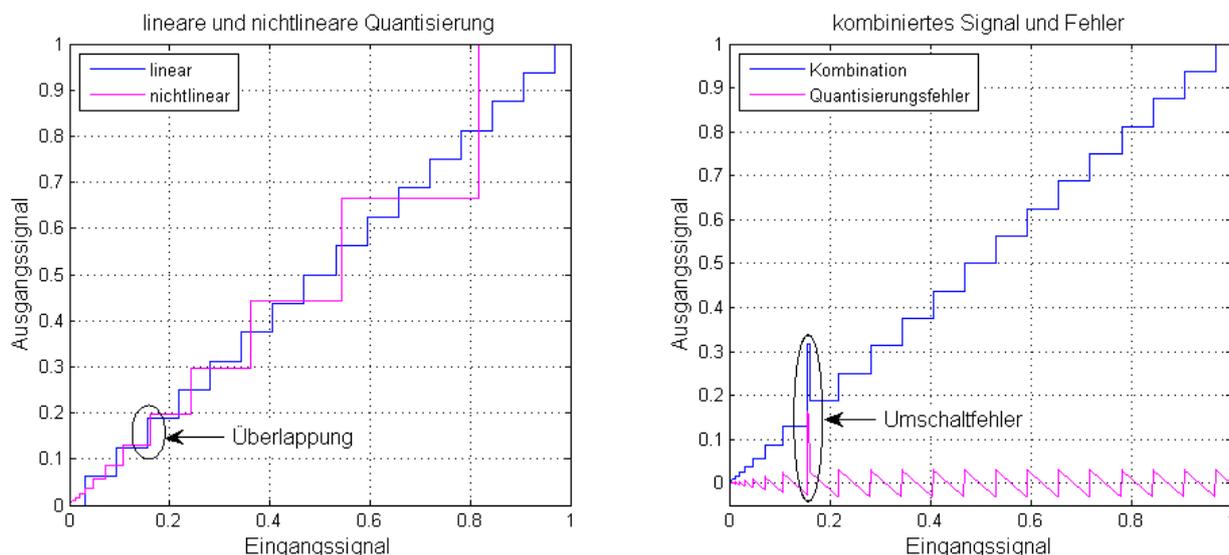


Abbildung 2.10: Umschaltfehler bei überlappenden Quantisierungsstufen

Die Ergebnisse der Simulation sind für den positiven Wertebereich in Abbildung 2.11 zusammengefasst. Neben dem Eingangssignal im linken oberen Teilbild sind im rechten oberen Teilbild die den Quantisierungskennlinien entsprechenden Signale der linearen und der nichtlinearen Quanti-

sierung dargestellt. Die beiden unteren Teilbilder zeigen jeweils das aus nichtlinearer und linearer Quantisierung kombinierte Ausgangssignal der AD-Umsetzung und den Quantisierungsfehler.

Im Aussteuerungsbereich von der Vollaussteuerung bis zum Umschaltpunkt verhält sich die AD-Umsetzung so wie beim Gainranging-Verfahren entsprechend den Abbildungen 2.1 und 2.2. Der Quantisierungsfehler bleibt konstant (konstanter absoluter Quantisierungsfehler), und der Signal-Rauschabstand wird mit sinkender Signalaussteuerung immer niedriger. Die Auflösung der Quantisierung ist in diesem Aussteuerungsbereich charakteristisch für eine lineare Quantisierung konstant und feiner als die Auflösung des nichtlinearen Kanals. Im Aussteuerungsbereich vom Umschaltpunkt bis zum Nullpunkt hingegen verringert sich der Quantisierungsfehler mit sinkender Signalaussteuerung (konstanter relativer Quantisierungsfehler), was charakteristisch für eine nichtlineare Quantisierung nach einer μ -Kennlinie ist. Dadurch bleibt der Signal-Rauschabstand bei unterhalb des Umschaltpunktes sinkender Signalaussteuerung im Gegensatz zum Gainranging-Verfahren entsprechend den Abbildungen 2.1 und 2.2 konstant und wird nicht wieder weiter verschlechtert. Die Auflösung der Quantisierung wird in diesem Aussteuerungsbereich äquivalent dazu mit sinkender Signalaussteuerung immer feiner, und stets feiner als die Auflösung des linearen Kanals. Dadurch liegt auch die mit der AD-Umsetzung kleinste darstellbare Zahl deutlich unterhalb der kleinsten darstellbaren Zahl des linearen Kanals, wodurch der in den Digitalbereich umsetzbare Dynamikbereich insgesamt vergrößert wird. Weiterhin ist in den Simulationsergebnissen auch wieder zu erkennen, dass der Zahlenvorrat der AD-Umsetzung insgesamt größer ist als der Zahlenvorrat jedes der beteiligten integrierten AD-Umsetzer.

Am Umschaltpunkt gehen Auflösung, Quantisierungsfehler und Signal-Rauschabstand zwischen linearer und nichtlinearer Quantisierung ohne sprunghafte Veränderung nahezu nahtlos ineinander über, womit eine Eigenschaft des Gainranging-Verfahren entsprechend den Abbildungen 2.1 und 2.2 umgangen wird und die entsprechenden Anforderungen an das Verfahren zur AD-Umsetzung von Mikrofonsignalen erfüllt werden (Anforderungen 3 und 4). Ebenso wird auch die Übersteuerung eines integrierten Delta-Sigma AD-Umsetzers vermieden, und dadurch die Anforderung 5 an das Verfahren zur AD-Umsetzung von Mikrofonsignalen erfüllt. Eine weitere Optimierung des Umschaltpunktes, die abhängig von der Quantisierungswortbreite und der daraus resultierenden Überlappung von Quantisierungsstufen im Umschaltbereich eventuell erforderlich wird, wäre durch eine Variation des Parameters μ der nichtlinearen Quantisierung möglich. Dabei muss allerdings beachtet werden, dass der Parameter μ dafür nur vergrößert werden darf, um die zur Überwindung des Rauschens des integrierten Delta-Sigma AD-Umsetzers notwendige Mindestverstärkung zu sichern.

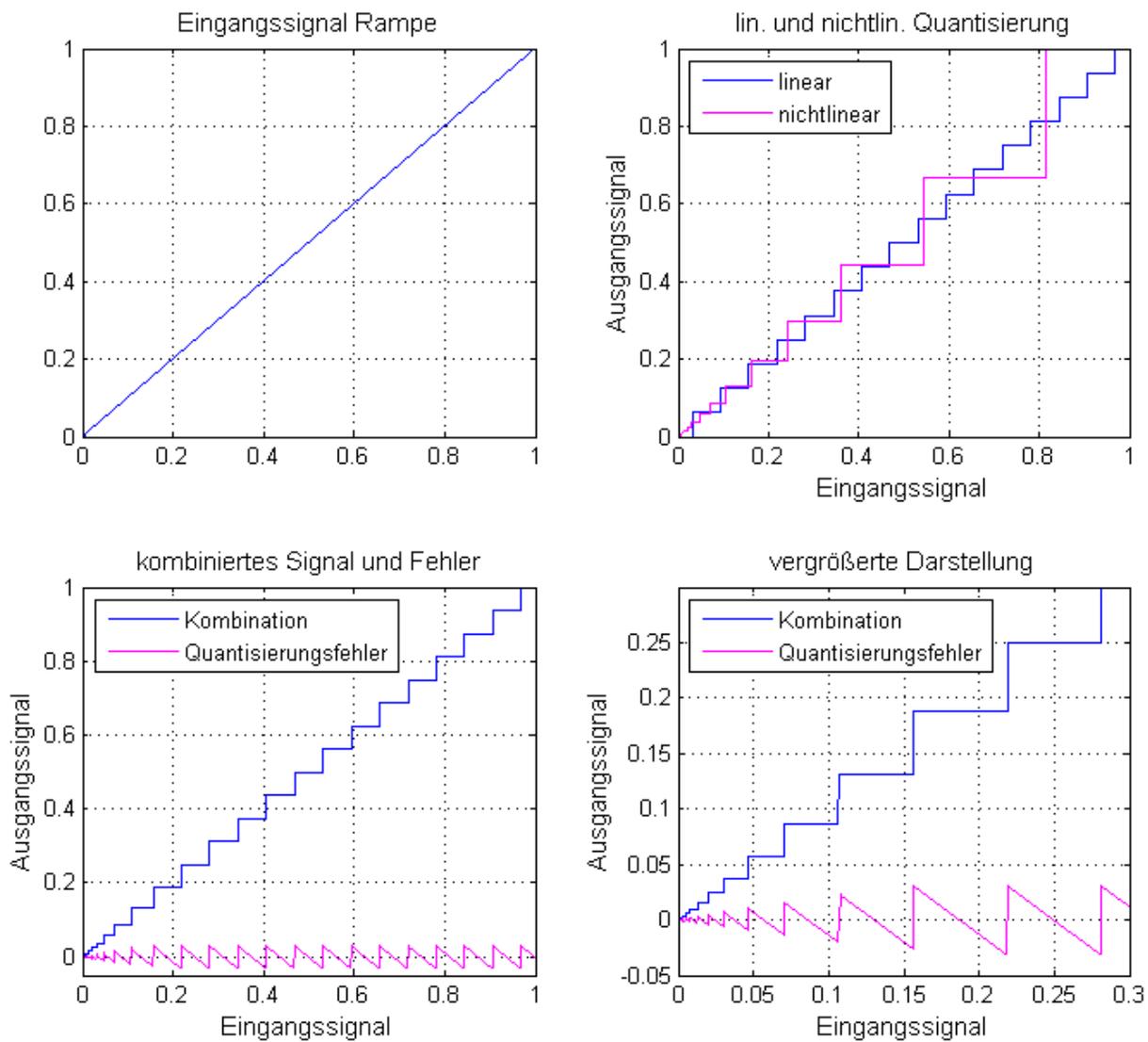


Abbildung 2.11: Ergebnisse der Simulation des Verfahrenskonzeptes

2.3 Entwicklung der Komponenten

2.3.1 Analoge Komprimierung

Für die Entwicklung der analogen Komprimierung ist zunächst eine Betrachtung der notwendigen Dynamik erforderlich. Bisher wurde davon ausgegangen, dass die in den Digitalbereich umzusetzende Dynamik des Mikrofonsignals 140 dB betragen soll. Der berechnete und aufgerundete Parameter der nichtlinearen Quantisierung $\mu = 650$ ergibt bei einer Quantisierungswortbreite der integrierten Delta-Sigma AD-Umsetzer von 24 Bit nach Gleichung 2.4, dass der Umschaltzeitpunkt zwischen nichtlinearer und linearer Quantisierung ca. 11,45 dB unterhalb der Vollaussteuerung liegen muss. Demzufolge muss die analoge Komprimierung mindestens eine Dynamik von 128,5 dB aufweisen. Um jedoch nicht nur eine Übersteuerung des integrierten Delta-Sigma AD-Umsetzers, sondern auch der analogen Komprimierung zu vermeiden, sollte diese die gesamte Dynamik des in den Digitalbereich umzusetzenden Mikrofonsignals von 140 dB verarbeiten können. Die üblicherweise in der Audiotechnik eingesetzten Kompressorschaltungen scheiden für diesen Anwendungsfall aus, da ihre Übertragungskennlinie im allgemeinen nicht entsprechend einer Funktion des natürlichen Logarithmus verläuft, und sie zum anderen mit Regelschleifen arbeiten, die mehr oder minder große Zeitkonstanten aufweisen, so dass sich die gewünschte Amplitude des Ausgangssignals nicht sofort bei einer entsprechenden Amplitudenänderung des Eingangssignals einstellt.

Als Grundlage für die analoge Komprimierung bietet sich eine Logarithmierschaltung an. Deren diskrete Realisierung kann nach [TS02] mit einem Operationsverstärker aufgebaut werden, wobei für die Bildung der Funktion des natürlichen Logarithmus im einfachsten Fall eine Diodenkennlinie verwendet werden kann. Die entstehende Logarithmierschaltung mit einer Diode in der Gegenkopplung eines Operationsverstärkers ist im linken Teilbild von Abbildung 2.12 dargestellt. Seine Kennlinie für die Ausgangsspannung U_a in Abhängigkeit von der Eingangsspannung U_e entspricht mit dem Korrekturfaktor n , der Temperaturspannung U_T und dem Sättigungssperrestrom der Diode I_S Gleichung 2.31.

$$U_a = -n \cdot U_T \cdot \ln \frac{U_e}{I_S \cdot R_1} \quad (2.31)$$

Laut [TS02] lässt sich mit einem derartigen Logarithmierer allerdings nur eine befriedigende Genauigkeit über ein bis zwei Dekaden der Eingangsspannung erreichen, was für den hier angestrebten Anwendungsfall keinesfalls ausreichend ist. Günstigere Ergebnisse können nach [TS02] erreicht werden, wenn statt der Diode ein Transistor zur Bildung der Funktion des natürlichen Logarithmus verwendet wird. Die resultierende Schaltung ist im rechten Teilbild von Abbildung 2.12 dargestellt. Die dazugehörige Kennlinie entspricht mit dem Sättigungsstrom I_{CS} Gleichung 2.32.

$$U_a = -U_T \cdot \ln \left(\frac{U_e}{I_{CS} \cdot R_1} \right) = -U_T \cdot \ln \left(\frac{1}{I_{CS} \cdot R_1} \cdot U_e \right) \quad (2.32)$$

Laut [TS02] kann mit einem derartigen Logarithmierer eine Dynamik von bis zu neun Dekaden erreicht werden, was für die angestrebte Anwendung auf jeden Fall ausreichend ist. Allerdings hat dieser Logarithmierer den Nachteil einer starken Temperaturabhängigkeit, die aus der Temperaturabhängigkeit von U_T und I_{CS} resultiert. Ein weiterer Nachteil folgt aus einem Vergleich von

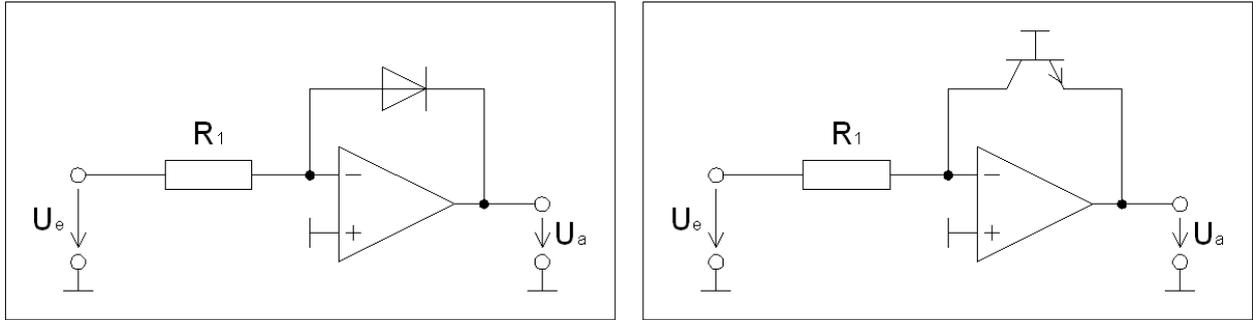


Abbildung 2.12: Logarithmierschaltung mit Diode (links) und Transistor (rechts)

Gleichung 2.32 mit Gleichung 2.12, der die Koeffizienten a und c entsprechend den Gleichungen 2.33 und 2.34 ergibt.

$$a = \frac{1}{I_{CS} \cdot R_1} \stackrel{!}{=} \mu \tag{2.33}$$

$$c = U_T \stackrel{!}{=} \frac{1}{\ln(1 + \mu)} \tag{2.34}$$

Zunächst wird offensichtlich, dass der Koeffizient b aus Gleichung 2.12 nicht ohne weitere Maßnahmen realisiert werden kann. Weiterhin ergibt sich der Koeffizient c laut Gleichung 2.34 nur aus $-U_T$, und kann ohne weitere Maßnahmen nicht auf den in Gleichung 2.34 geforderten Wert eingestellt werden. Um schließlich den Koeffizienten a auf den errechneten Wert von $\mu = 650$ einzustellen, sind laut Gleichung 2.33 mit den in [TS02] angegebenen Werten für I_{CS} zwischen $10^{-16}A$ und $10^{-12}A$ Werte für den Widerstand R_1 zwischen $15,385 \cdot 10^{12}\Omega$ und $1,538 \cdot 10^9\Omega$ erforderlich.

Der Nachteil der starken Temperaturabhängigkeit von I_{CS} kann laut [TS02] mit einer Schaltung beseitigt werden, die zur Bildung der Funktion des natürlichen Logarithmus einen Differenzverstärker aus zwei Transistoren verwendet. Diese in Abbildung 2.13 dargestellte Schaltung hat eine Kennlinie entsprechend Gleichung 2.35.

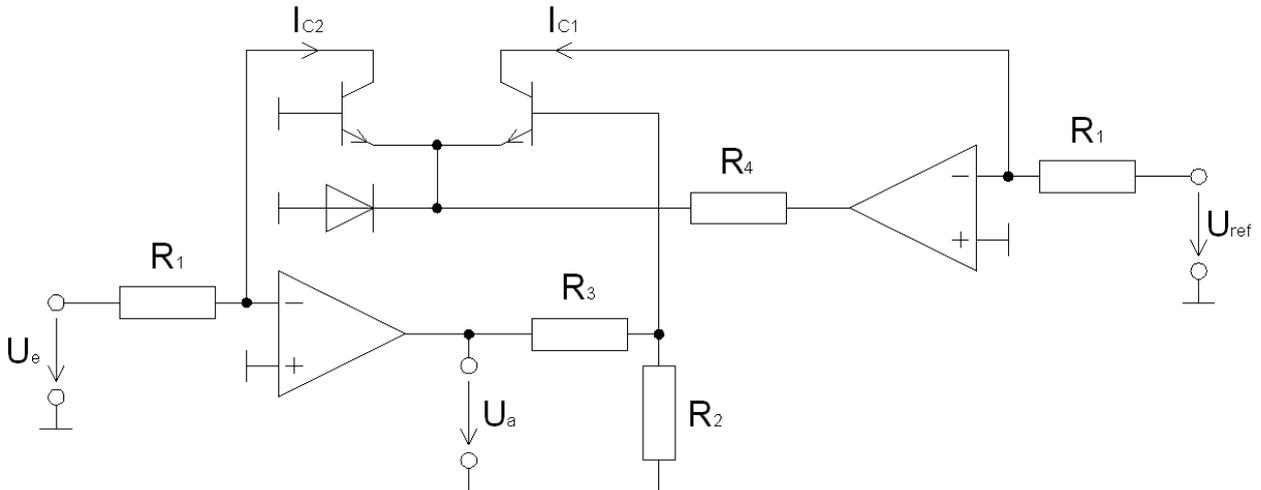


Abbildung 2.13: Temperaturkompensierte Logarithmierschaltung

$$U_a = -U_T \cdot \frac{R_3 + R_2}{R_2} \cdot \ln\left(\frac{U_e}{U_{ref}}\right) = -U_T \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot \ln\left(\frac{1}{U_{ref}} \cdot U_e\right) \quad (2.35)$$

Die verbleibende Temperaturabhängigkeit von U_T kann nun nach [TS02] noch beseitigt werden, indem R_2 einen positiven und R_3 einen negativen Temperaturkoeffizienten von $0,3\%/K$ aufweist. Ein Vergleich von Gleichung 2.35 mit Gleichung 2.12 ergibt zunächst wieder die Koeffizienten a und c entsprechend den Gleichungen 2.36 und 2.37.

$$a = \frac{1}{U_{ref}} \stackrel{!}{=} \mu \quad (2.36)$$

$$c = U_T \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \stackrel{!}{=} \frac{1}{\ln(1 + \mu)} \quad (2.37)$$

Der auch hier zunächst fehlende Koeffizient b kann mit einer zusätzlichen Strom- oder Spannungsquelle realisiert werden. Für die Realisierung mit einer Stromquelle kann von der laut [TS02] geltenden Beziehung laut Gleichung 2.38 ausgegangen werden.

$$I_{C2} = \frac{U_e}{R_1} \quad (2.38)$$

Damit ist ohne weitere Maßnahmen bei einer Eingangsspannung von $U_e = 0V$ der Strom $I_{C2} = 0A$. Der geforderte Strom $I_{C2} \neq 0A$ bei $U_e = 0V$ wird nun von der zusätzlichen Stromquelle mit dem Strom I_b geliefert, woraus die Beziehung nach Gleichung 2.39 folgt.

$$I_{C2} = \frac{U_e}{R_1} + I_b \quad (2.39)$$

Mit Gleichung 2.39 ergibt sich das Verhältnis der Ströme I_{C2} zu I_{C1} als Argument für die Bildung der Funktion des natürlichen Logarithmus entsprechend Gleichung 2.40.

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{\frac{U_e}{R_1} + I_b}{\frac{U_{ref}}{R_1}} = \left(\frac{U_e}{R_1} + I_b\right) \cdot \frac{R_1}{U_{ref}} = \frac{U_e}{U_{ref}} + \frac{I_b \cdot R_1}{U_{ref}} \quad (2.40)$$

Die Ausgangsspannung des Logarithmierers wird dann mit Gleichung 2.40 nach Gleichung 2.41 gebildet, woraus der fehlende Koeffizient b entsprechend Gleichung 2.42 folgt und bei feststehenden Werten für U_{ref} entsprechend Gleichung 2.36 und R_1 mit dem Strom I_b eingestellt werden kann.

$$U_a = -U_T \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_{C1}}\right) = -U_T \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot \ln\left(\frac{I_b \cdot R_1}{U_{ref}} + \frac{1}{U_{ref}} \cdot U_e\right) \quad (2.41)$$

$$b = \frac{I_b \cdot R_1}{U_{ref}} \stackrel{!}{=} 1 \quad (2.42)$$

Mit dem Parameter der nichtlinearen Quantisierung μ kann nun zunächst die Referenzspannung U_{ref} nach Gleichung 2.36 berechnet werden, wobei sich mit einem berechneten und aufgerundeten Parameterwert von $\mu = 650$ eine Referenzspannung von $U_{ref} = 1,5384mV$ ergibt. Danach kann

das Widerstandsverhältnis R_3/R_2 bei einer durch die beabsichtigte Betriebstemperatur festgelegten Temperaturspannung U_T nach Gleichung 2.37 berechnet werden. Mit einer Temperaturspannung bei 20°C von $U_T = 25,265\text{mV}$ ergibt sich ein Widerstandsverhältnis von $R_3/R_2 = 5,1095$, das beispielsweise mit Widerstandswerten von $R_2 = 1\text{k}\Omega$ und $R_3 = 5,1095\text{k}\Omega$ realisiert werden kann. Nach Festlegung eines Widerstandswertes für R_1 kann nun noch der Strom I_b nach Gleichung 2.42 berechnet werden. Mit der berechneten Referenzspannung von $U_{ref} = 1,5384\text{mV}$ und einem festgelegten Widerstandswert $R_1 = 10\text{k}\Omega$ ergibt sich ein Strom von $I_b = 153,84\text{nA}$. Damit Gleichung 2.41 erfüllt wird, muss allerdings noch die Ausgangsspannung des Logarithmierers invertiert werden.

Für die Realisierung des Koeffizienten b mit einer Spannungsquelle wird davon ausgegangen, dass bei einer vom Mikrofon ausgegebenen Spannung von 0V die Eingangsspannung des Logarithmierers $U_e \neq 0\text{V}$ betragen muss. Aus Gleichung 2.35 folgt damit Gleichung 2.43, woraus der Koeffizient b entsprechend Gleichung 2.44 folgt, und mit der Spannung U_b eingestellt werden kann. Mit der berechneten Referenzspannung von $U_{ref} = 1,5384\text{mV}$ ergibt sich eine Spannung von ebenfalls $U_b = 1,5384\text{mV}$, damit nach Gleichung 2.44 der Koeffizient $b = 1$ wird.

$$U_a = -U_T \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot \ln\left(\frac{1}{U_{ref}} \cdot (U_e + U_b)\right) = -U_T \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot \ln\left(\frac{U_b}{U_{ref}} + \frac{1}{U_{ref}} \cdot U_e\right) \quad (2.43)$$

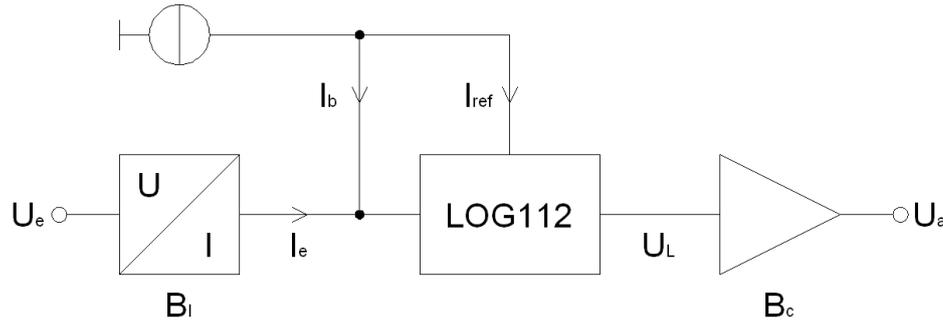
$$b = \frac{U_b}{U_{ref}} \stackrel{!}{=} 1 \quad (2.44)$$

Die sich ergebenden schaltungstechnischen Realisierungen des diskret aufgebauten temperaturkompensierten Logarithmierers nach [TS02] mit einer zusätzlichen Strom- bzw. Spannungsquelle zur Realisierung des Koeffizienten b sind in Anhang 5 dargestellt. In den dazugehörigen Kennlinien ist eine sehr gute Übereinstimmung mit den theoretischen Kennlinienverläufen bei einem Parameter von $\mu = 650$ zu erkennen.

Aus diesen grundlegenden Betrachtungen eines diskret aufgebauten Logarithmierers kann die praktische Realisierung abgeleitet werden, die unter Verwendung des in [Bur05] beschriebenen integrierten Logarithmierers *LOG112* von Texas Instruments erfolgen könnte. Dieser arbeitet auf der Basis des bisher betrachteten, in [TS02] beschriebenen temperaturkompensierten Logarithmierers. Zur weiteren Verringerung des durch die Temperaturspannung U_T verbleibenden Temperatureinflusses werden aufeinander abgestimmte und isothermale Transistoren verwendet. Damit wird in einem Arbeitstemperaturbereich von -5°C bis $+75^\circ\text{C}$ eine Eingangsdynamik von 7,5 Dekaden erreicht. Laut [Bur05] ergibt sich die Ausgangsspannung U_L des *LOG112* aus dem Eingangsstrom I_e in Abhängigkeit von einem Referenzstrom I_{ref} entsprechend Gleichung 2.45.

$$U_L = 0,5 \cdot \lg\left(\frac{I_e}{I_{ref}}\right) \quad (2.45)$$

Der angegebene mögliche Wertebereich des Eingangsstroms beträgt $100\text{pA} \leq I_e \leq 3,5\text{mA}$, was einer Dynamik von ca. 151 dB entspricht. Da der *LOG112* im Gegensatz zum in [TS02] beschriebenen temperaturkompensierten Logarithmierer mit einem Eingangsstrom statt einer Eingangsspannung arbeitet, muss vor seinen Eingang ein Spannungs-Strom Umsetzer mit dem Übertragungsfaktor B_I geschaltet werden. Weiterhin ist es mit Gleichung 2.45 zunächst nicht möglich, die Koeffizienten b und c entsprechend Gleichung 2.12 einzustellen. Der Koeffizient b kann jedoch mit einer zusätzlichen Stromquelle, die den Strom I_b liefert, am Eingang des *LOG112*, und der Koeffizient c mit einem zusätzlichen Verstärker mit dem Verstärkungsfaktor B_c am Ausgang des *LOG112* realisiert werden. Daraus ergibt sich das in Abbildung 2.14 dargestellte Blockschaltbild.


 Abbildung 2.14: Blockschaltbild des Logarithmierers mit *LOG112*

Zur Bildung der Funktion des natürlichen Logarithmus wird die Beziehung nach Gleichung 2.46 in Gleichung 2.45 eingesetzt, woraus Gleichung 2.47 folgt.

$$\lg(x) = \ln(x) \cdot \lg(e) \quad (2.46)$$

$$U_L = 0,5 \cdot \lg(e) \cdot \ln\left(\frac{I_e}{I_{ref}}\right) \quad (2.47)$$

Die Realisierung des Koeffizienten b mit dem Strom I_b führt bei einer zu Gleichung 2.43 äquivalenten Verfahrensweise auf Gleichung 2.48, woraus sich die Beziehung nach Gleichung 2.49 für die Einstellung des Koeffizienten von $b = 1$ ergibt.

$$U_L = 0,5 \cdot \lg(e) \cdot \ln\left(\frac{I_b}{I_{ref}} + \frac{1}{I_{ref}} \cdot I_e\right) \quad (2.48)$$

$$I_b = I_{ref} \quad (2.49)$$

Bei Einbeziehung des Spannungs-Strom-Umsetzers lässt sich der Strom I_e durch Gleichung 2.50 ersetzen, und bei Einbeziehung des Verstärkers am Ausgang des *LOG112* die Spannung U_L durch die Beziehung nach Gleichung 2.51, woraus sich das Übertragungsverhalten der Schaltung aus Abbildung 2.14 entsprechend Gleichung 2.52 mit den Koeffizienten a und c entsprechend den Beziehungen in den Gleichungen 2.53 und 2.54 ergibt.

$$I_e = B_I \cdot U_e \quad (2.50)$$

$$U_L = \frac{U_a}{B_c} \quad (2.51)$$

$$U_a = 0,5 \cdot \lg(e) \cdot B_c \cdot \ln\left(\frac{I_b}{I_{ref}} + \frac{B_I}{I_{ref}} \cdot U_e\right) \quad (2.52)$$

$$a = \frac{B_I}{I_{ref}} \stackrel{!}{=} \mu \quad (2.53)$$

$$c = 0,5 \cdot \lg(e) \cdot B_c \stackrel{!}{=} \frac{1}{\ln\left(1 + \frac{B_I}{I_{ref}}\right)} \quad (2.54)$$

Für die Bestimmung des Übertragungsfaktors B_I wird wieder die minimale in den Digitalbereich umzusetzende Signalspannung von $U_{e,min} = 100 \cdot 10^{-9} V$ bei einer Vollaussteuerung von $U_{e,max} = 1 V$

und einer Dynamik von 140 dB zugrundegelegt. Mit dem minimal möglichen Eingangsstrom des *LOG112* von $I_{e,min} = 100 \cdot 10^{-12}$ ergibt sich dann laut Gleichung 2.55 ein Übertragungsfaktor von $B_I = 1 \cdot 10^{-3}$. Durch Umstellung von Gleichung 2.53 folgt mit einem Parameter von $\mu = 650$ daraus ein Referenzstrom von $I_{ref} = 1,538 \cdot 10^{-6} A$. Mit diesem wiederum ergibt sich nach der Beziehung in Gleichung 2.49 der Strom $I_b = 1,538 \cdot 10^{-6} A$. Der Übertragungsfaktor B_c folgt schließlich mit B_I und I_{ref} durch die Umstellung von Gleichung 2.54 mit $B_c = 710,805 \cdot 10^{-3}$.

$$B_I = \frac{I_{e,min}}{U_{e,min}} \quad (2.55)$$

Die Simulation der Übertragungskennlinie einer derartigen Logarithmierschaltung mit dem integrierten Logarithmierer *LOG112* und den ermittelten Werten für B_I , I_{ref} , I_b und B_c ist in Abbildung 2.15 dargestellt. Der Vergleich mit dem theoretischen Kennlinienverlauf zeigt eine sehr gute Übereinstimmung bei einem Parameter von $\mu = 650$.

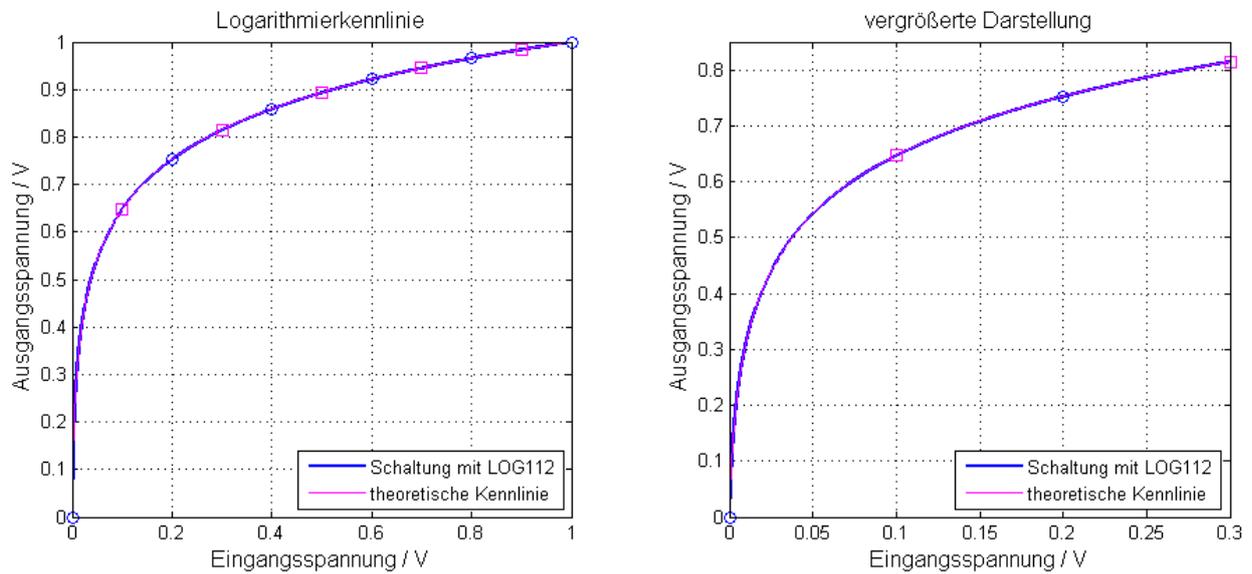


Abbildung 2.15: Übertragungskennlinie des Logarithmierers mit *LOG112*

2.3.2 Schaltungsaufbau für Entwicklung und Test

Zur praktischen Entwicklung des Verfahrens zur AD-Umsetzung von Mikrofonsignalen wurde ein Schaltungsaufbau mit einem achtkanaligen AD-Umsetzer *CS5368* von *Cirrus Logic* und einem digitalen Signalprozessor *SHARC ADSP21364* von *Analog Devices* verwendet. Die Übertragung der digitalisierten Mikrofonsignale vom *CS5368* zum *ADSP21364* kann dabei mittels TDM oder I2S erfolgen. Bei einer TDM-Datenübertragung wäre zwar nur eine Datenleitung zur Übertragung der acht Kanäle zwischen AD-Umsetzer und DSP erforderlich, jedoch würde die zur AD-Umsetzung verwendete Masterclock (MCLK) von 12,288 MHz nur eine Abtastfrequenz des AD-Umsetzers von 48 kHz zulassen ($48000 \text{ Hz} \times 8 \text{ Kanäle} \times 32 \text{ Bit} = 12,288 \text{ MHz}$). Aus diesem Grund wurde die I2S-Datenübertragung realisiert, die zwar immer nur zwei Kanäle über eine Datenleitung überträgt und somit zur Übertragung der acht Kanäle insgesamt vier Datenleitungen benötigt, dafür jedoch Abtastfrequenzen des AD-Umsetzers von 48 kHz, 96 kHz und 192 kHz ($192000 \text{ Hz} \times 2 \text{ Kanäle} \times 32 \text{ Bit}$

= 12,288 MHz) zulässt. Das dazugehörige Blockschaltbild für eine Übertragung von zwei Kanälen ist in Abbildung 2.16 dargestellt.

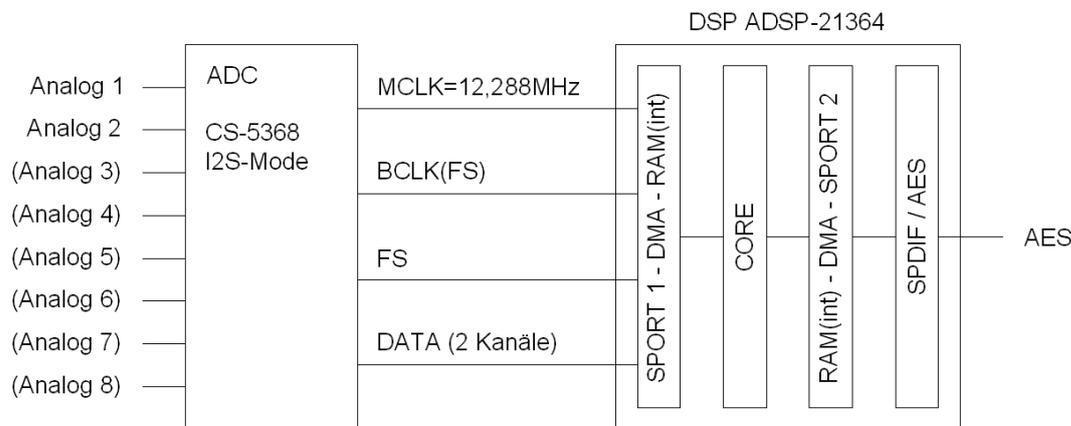


Abbildung 2.16: Blockschaltbild von AD-Umsetzer und DSP

Die Verbindung zwischen *CS5368* und *ADSP21364* besteht aus Masterclock (MCLK = 12,288 MHz), Bitclock (BCLK = Abtastfrequenz x 2 Kanäle x 32 Bit), Framesync (FS = Abtastfrequenz) und Datenkanälen, die im *ADSP21364* über die einstellbaren Signal-Routing-Unit (SRU) zum seriellen Port 1 (SPORT 1) geleitet werden. Von dort aus gelangen die digitalisierten Mikrofonsignalsdaten mittels DMA-Datentransfer in den internen RAM des DSP, so dass die DSP-Recheneinheit (CORE) zur Bearbeitung auf sie zugreifen kann. Nach erfolgter Bearbeitung werden die Signaldaten von der DSP-Recheneinheit zurück in den internen RAM des DSP geschrieben, von wo aus sie wieder mittels DMA-Datentransfer zum seriellen Port 2 (SPORT 2) gelangen, der über die Signal-Routing-Unit mit der SPDIF/AES-Hardwareschnittstelle des *ADSP21364* verbunden ist. Die Ausgabe der digitalisierten und bearbeiteten Mikrofonssignale erfolgt dann digital im *AES3*-Format.

Die SPDIF/AES-Hardwareschnittstelle des DSP benötigt eine Masterclock, die der 256fachen Abtastfrequenz entspricht. Bedingt durch die verwendete Masterclock des AD-Umsetzers von 12,288 MHz kann sie demnach nur mit einer Abtastfrequenz von 48 kHz arbeiten ($12,288 \text{ MHz} / 256 = 48 \text{ kHz}$). Wenn der AD-Umsetzer mit einer Abtastfrequenz von mehr als 48 kHz arbeitet ist deshalb eine Reduktion der Bitclock für die AES-Signalausgabe auf 3,072 MHz erforderlich ($48000 \text{ Hz} \times 2 \text{ Kanäle} \times 32 \text{ Bit} = 3,072 \text{ MHz}$), die mit dem im DSP integrierten Precision Clock Generator (PCG) durch Herunterteilen durchgeführt wird. Ein weiteres Erfordernis ist in diesem Fall natürlich die Reduktion der Abtastfrequenz des digitalisierten und bearbeiteten Mikrofonssignals inklusive der entsprechenden Anti-Aliasing Filterung.

Die analoge Komprimierung im nichtlinearen Kanal wurde im Rahmen der praktischen Entwicklung des Verfahrens zur AD-Umsetzung von Mikrofonssignalen mit dem im Anhang 6 aufgeführten MATLAB-Programm vorgenommen, das auf der Basis des in Abbildung 2.17 dargestellten Blockschaltbildes arbeitet.

Das verwendete Beispielmikrofon *MK 202* erzeugt eine Ausgangsspannung im Bereich von $3,5 \mu\text{V} \leq U_{mik} \leq 22,2 \text{ V}$, was einer Dynamik von 136 dB entspricht. Diese wird zunächst vom Vorverstärker mit dem Verstärkungsfaktor B_v an die Vollaussteuerung des verwendeten integrierten AD-Umsetzers *CS 5368* von $U_{ADC,max} = 1 \text{ V}$ angepasst, woraus direkt das Signal U_l für den integrierten AD-Umsetzer des linearen Kanals entsteht. Das verstärkte Signal wird nun noch mit einem Parameter

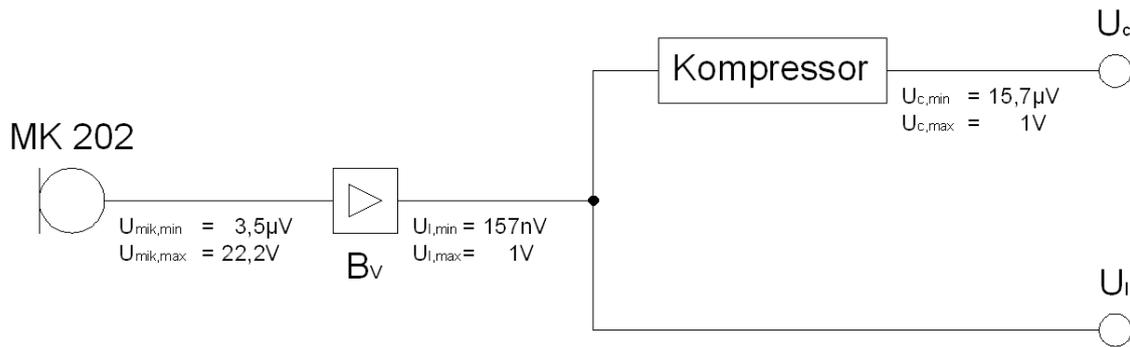


Abbildung 2.17: Blockschaltbild zur Erzeugung des Testsignals zur AD-Umsetzung

von $\mu = 650$ komprimiert und ergibt so das Signal U_c für den integrierten AD-Umsetzer des nichtlinearen Kanals. Mit einem Signal-Rauschabstand von 105 dB ergibt sich für den *CS 5368* bei einer Vollaussteuerung von 1 V eine Rauschamplitude von $U_{ADC,min} = 5,623\mu V$. Die vom Kompressor ausgegebene minimale Signalamplitude von $U_{c,min} = 15,7\mu V$ liegt damit oberhalb der Rauschamplitude des integrierten AD-Umsetzers. Bei Vollaussteuerung entspricht die maximale Ausgangsspannung des Vorverstärkers der maximalen Eingangsspannung des integrierten AD-Umsetzers im linearen Kanal, der maximalen Eingangsspannung des Kompressors, der maximalen Ausgangsspannung des Kompressors, und der maximalen Eingangsspannung des integrierten AD-Umsetzers im nichtlinearen Kanal. Die erzeugten Signale U_l und U_c für den linearen und den nichtlinearen Kanal der AD-Umsetzung werden zur späteren Ausgabe im 64 Bit-Fließkommaformat gespeichert. Die analoge Ausgabe der Signale U_l und U_c erfolgte über eine Soundkarte *RME HDSP-9632* mit dem ebenfalls in Anhang 6 aufgeführten MATLAB-Programm. Dabei werden in den Zeilen 14 sowie 33 und 34 die beiden Signale vor der Ausgabe derart skaliert, dass eine Vollaussteuerung der Signale von 1 V zu einer Vollaussteuerung des DA-Umsetzers der Soundkarte führt, und somit deren gesamter Dynamikbereich von ca. 110 dB für die Signalausgabe ausgenutzt wird.

2.3.3 Einfluss des AD-Umsetzers auf die Signalform

Der im nichtlinearen Kanal befindliche Kompressor ist ein Element mit nichtlinearem Übertragungsverhalten. Durch ihn werden niedrige Signalamplituden sehr hoch verstärkt, hohe Signalamplituden jedoch nur sehr gering verstärkt. Durch dieses Übertragungsverhalten wird ein sinusförmiges Signal vom Grundsatz her an ein rechteckförmiges Signal angenähert und zwar bedingt durch die verwendete Kompressorkennlinie um so stärker, je größer die Amplitude des zu komprimierenden Signals ist. In Abbildung 2.18, die zwei Perioden des komprimierten Sinussignals mit einer Frequenz von 1 kHz bei einer Abtastfrequenz von 384 kHz und unterschiedlichen Amplituden zeigt, ist dies besonders an den Flanken des Signals im Bereich der Nulldurchgänge zu erkennen.

Das Annähern des sinusförmigen Signals an ein rechteckförmiges Signal führt dazu, dass dem sinusförmigen Signal ungeradzahlige Oberschwingungen hinzugefügt werden. Abbildung 2.19 zeigt dazu in vier Diagrammen die Spektren der vier Amplituden des komprimierten Sinussignals aus Abbildung 2.18. Die Amplitude der Grundschwingung mit einer Frequenz von 1000 Hz ist dabei zum besseren Vergleich der Amplituden der Oberschwingungen immer auf 0 dB normiert.

Das komprimierte Sinussignal wird im integrierten AD-Umsetzer mit der halben Abtastfrequenz

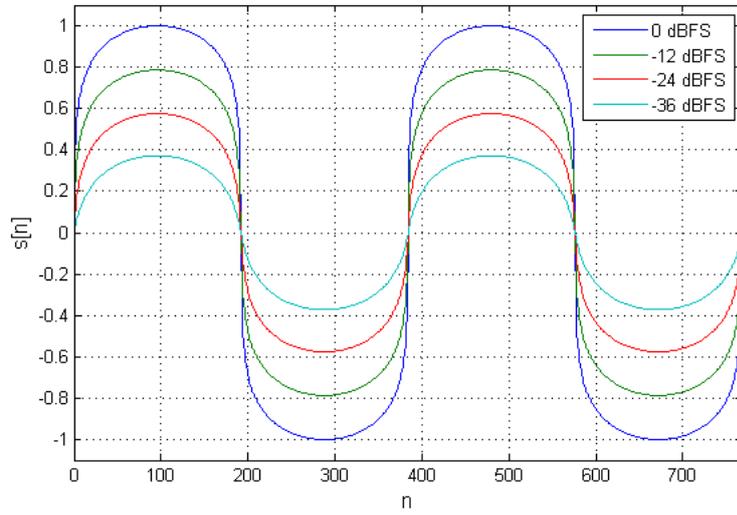


Abbildung 2.18: komprimiertes Sinussignal mit unterschiedlichen Amplituden

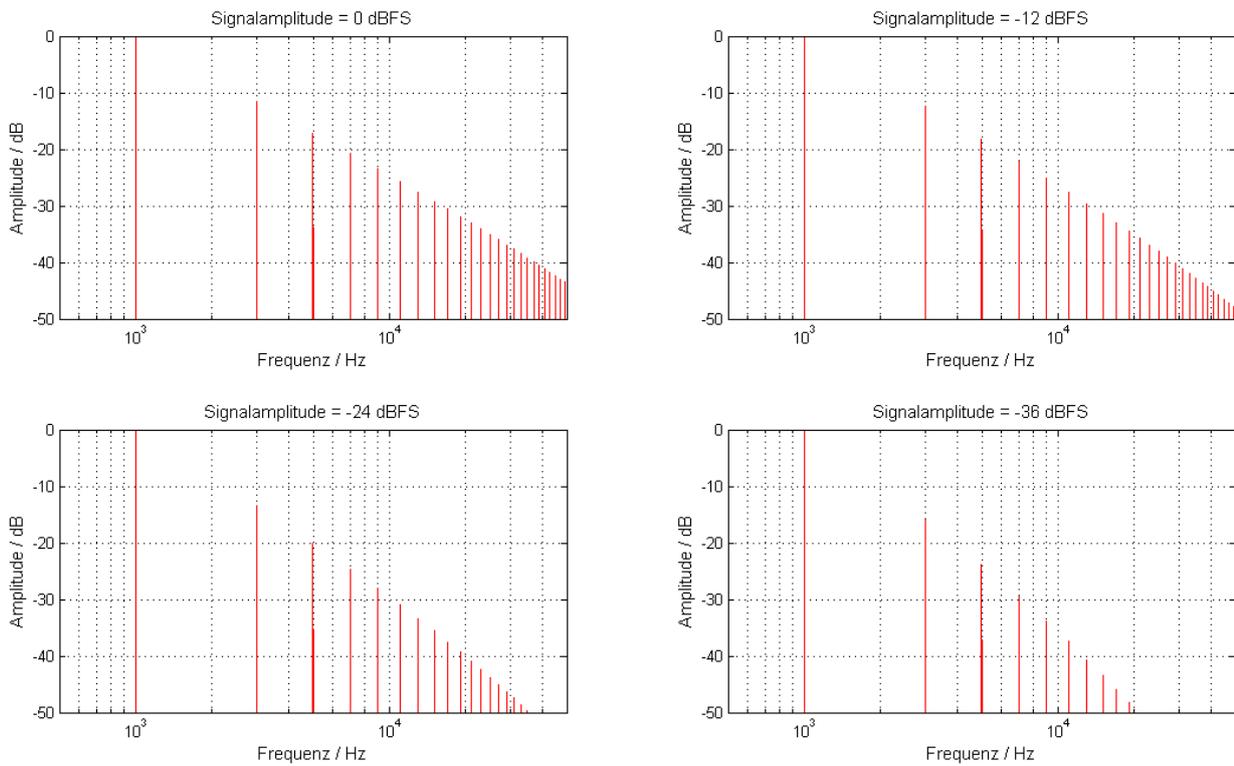


Abbildung 2.19: Spektren des komprimiertes Sinussignal mit unterschiedlichen Amplituden

tiefpassgefiltert (Anti-Aliasing-Filterung), wodurch ein Teil der das Signal repräsentierenden Oberschwingungen in Abhängigkeit von der Grenzfrequenz des Tiefpasses entfernt werden. Die Abbildung 2.20 zeigt die Amplitudenfrequenzgänge eines derartigen Tiefpassfilters mit Grenzfrequenzen von 24 kHz, 48 kHz und 96 kHz, die als FIR-Filter mit 256 Koeffizienten nach dem Windowing-Verfahren unter Verwendung eines Chebyshev-Fensters mit einer Nebenkeulendämpfung von 100 dB realisiert wurden, gemeinsam mit dem Spektrum des komprimierten Sinussignals aus Abbildung 2.18 bei Vollaussteuerung. Aus den Abbildungen 2.19 und 2.20 ist abzuleiten, dass die Signalform des komprimierten Sinussignals um so stärker verfälscht wird, je größer die Signalamplitude ist und je niedriger die Grenzfrequenz des Anti-Aliasing-Tiefpasses ist. Es wird deutlich, dass ein Betrieb des integrierten AD-Umsetzers mit einer Abtastfrequenz von 48 kHz wenig Sinn macht, da der dazugehörige Anti-Aliasing-Tiefpass mit einer Grenzfrequenz von 24 kHz die meisten Oberschwingungen entfernt und bei einer Frequenz des Sinussignals von ca. 10 kHz keine einzige Oberschwingung mehr im Signal verbleiben würde. Wenn hingegen auch im oberen Audiofrequenzbereich zwischen 10 kHz und 20 kHz noch eine brauchbare AD-Umsetzung erfolgen soll, wird ein Betrieb des integrierten AD-Umsetzers mit einer Abtastfrequenz von 192 kHz unbedingt erforderlich sein.

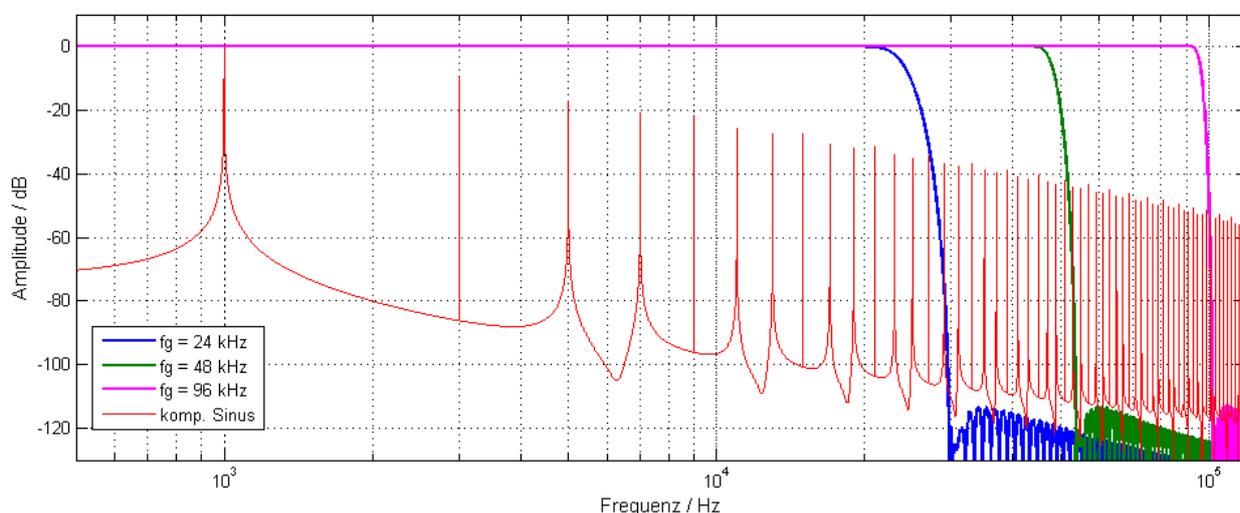


Abbildung 2.20: Anti-Aliasing-Tiefpassfilter mit verschiedenen Grenzfrequenzen und komprimiertes Sinussignal mit Vollaussteuerung

Die Abbildung 2.21 zeigt in den oberen beiden und dem unteren linken Teilbild je zwei Perioden des komprimierten Sinussignals mit einer Frequenz von 1 kHz vor und nach der Anti-Aliasing-Filterung mit unterschiedlichen Grenzfrequenzen. Wie zu erwarten, ist bei einer Grenzfrequenz von 24 kHz (oberes linkes Teilbild) die von der Anti-Aliasing-Filterung verursachte Signalverfälschung am stärksten ausgeprägt. Hingegen ist bei einer Grenzfrequenz von 96 kHz (unteres linkes Teilbild) die Signalverfälschung kaum noch erkennbar. Das untere rechte Teilbild zeigt das komprimierte Sinussignal mit einer Amplitude von -12 dB unterhalb der Vollaussteuerung, was in etwa dem Umschaltunkt zwischen linearer und nichtlinearer Quantisierung entspricht, wieder vor und nach der Anti-Aliasing-Filterung mit einer Grenzfrequenz von 96 kHz. Mit diesen Parametern wird eine noch akzeptable Verfälschung der Signalform erreicht.

Weiterhin folgt aus diesen Betrachtungen, dass der Parameter μ keinesfalls größer als unbedingt erforderlich sein darf, da ansonsten das sinusförmige Signal durch die Komprimierung stärker an ein rechteckiges Signal angenähert werden würde. Dadurch würde im Frequenzbereich der Anteil

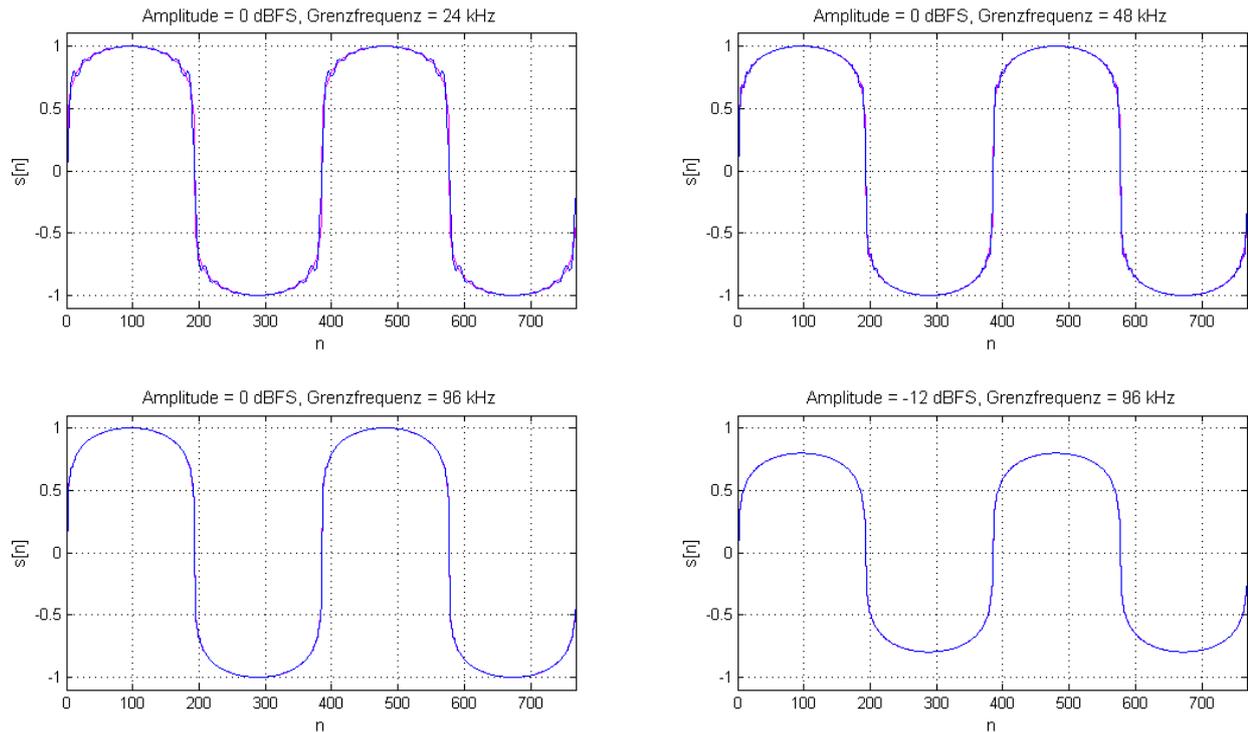


Abbildung 2.21: komprimiertes Sinussignal mit einer Frequenz von 1 kHz, jeweils vor (magenta) und nach (blau) der Anti-Aliasing-Filterung mit verschiedenen Grenzfrequenzen bei verschiedenen Aussteuerungszuständen

der Oberschwingungen erhöht, und durch deren Entfernen bei der Anti-Aliasing-Filterung die Signalform des komprimierten Sinussignals noch stärker verfälscht werden. An dieser Stelle ist noch anzumerken, dass die Verfälschung der Signalform durch die Anti-Aliasing-Filterung kein Nachteil speziell dieses Verfahrens zur AD-Umsetzung von Mikrofonsignalen ist, sondern vielmehr bei allen derartigen Verfahren mit nichtlinearen Signalaufbereitungen vor dem integrierten AD-Umsetzer auftritt, da diese immer dem in den Digitalbereich umzusetzenden Signal Oberschwingungen hinzufügen.

2.3.4 Digitale Expandierung

Das vom integrierten AD-Umsetzer ausgegebene, im digitalen Signalprozessor ankommende Signal des nichtlinearen Kanals muss, besonders hinsichtlich seiner Signalform und -amplitude, exakt dem erzeugten analog komprimierten Signal entsprechen, wenn eine fehlerfreie digitale Expandierung möglich sein soll. Eine möglichst gute Signalform wird durch die bereits beschriebene Verwendung einer möglichst hohen Abtastfrequenz des integrierten AD-Umsetzers erreicht. Hinsichtlich der Signalamplitude müssen bei Vollaussteuerung die Amplituden im linearen und im nichtlinearen Kanal sowohl bei den analogen als auch bei den digitalisierten Signalen gleich groß und gleich eins sein. Durch verschiedene Einflüsse, wie Bauteil- und Abgleichtoleranzen bei der analogen Komprimierung und dem integrierten AD-Umsetzer inklusive seiner Schaltungsumgebung treten jedoch Veränderungen der Signalamplitude auch zwischen dem nichtlinearen und dem linearen Kanal auf, die im nichtlinearen Kanal bereits vor der digitalen Expandierung kompensiert werden müssen. Eine unterschiedliche Signalamplitude im nichtlinearen Kanal vor und nach der AD-Umsetzung würde

ansonsten einer Veränderung des Parameters c der Komprimierung nach Gleichung 2.11 entsprechen und zu einer Signalverfälschung im Rahmen der Komprimierung führen.

Die erforderliche Kompensation erfolgt im DSP jeweils mit einem Verstärkerblock im linearen sowie im nichtlinearen Kanal direkt nach der Signalübernahme vom integrierten AD-Umsetzer entsprechend dem Blockschaltbild in Abbildung 2.22. Die Verstärkungsfaktoren $B_{c,c}$ und $B_{c,l}$ werden durch eine Kalibrierung bei Vollaussteuerung anhand der Amplitudenmaxima jedes Kanals ermittelt, da dieses vor allem im nichtlinearen Kanal vor der Expandierung exakt eins sein muss. Die Abbildung 2.23 zeigt komprimierte Sinussignale vor und nach der AD-Umsetzung mit Verstärkungsfaktoren von $B_{c,c} = 1$ (linkes Teilbild) und durch die Kalibrierung ermittelten $B_{c,c}$. Es ist zu erkennen, dass nach der Kalibrierung die Signalverläufe- und Amplituden des komprimierten Sinussignals vor und nach der AD-Umsetzung nahezu identisch sind.

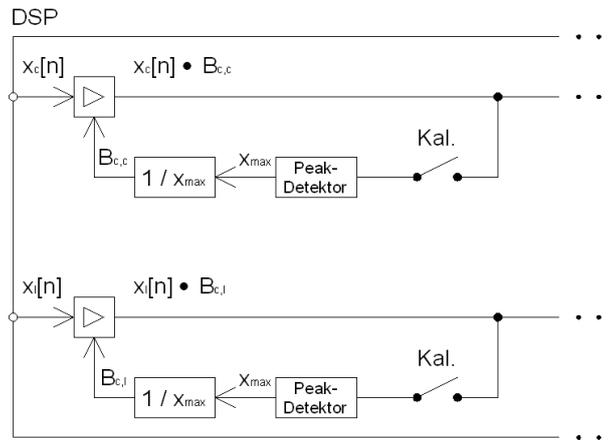


Abbildung 2.22: Blockschaltbild der Signalverarbeitung im DSP vor der digitalen Expandierung

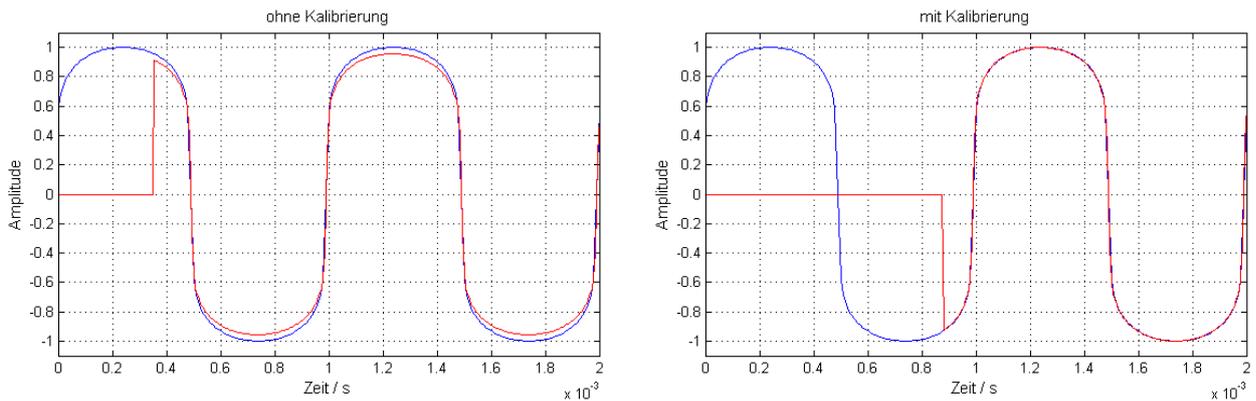


Abbildung 2.23: komprimiertes Sinussignal vor und nach der AD-Umsetzung ohne Kalibrierung (linkes Teilbild) und mit Kalibrierung (rechtes Teilbild)

Ausgehend von der allgemeinen Form der zur Komprimierung verwendeten μ -Kennlinie nach Gleichung 2.12 ergibt sich die zur Expandierung erforderliche Kennlinie, wie in Anhang 7 dargestellt, aus deren Umkehrfunktion entsprechend Gleichung 2.56.

$$x_n = \pm \frac{e^{\frac{|x_c|}{c}} - b}{a} \tag{2.56}$$

Als Sonderfall folgt weiterhin mit einem Skalierungsfaktor c nach Gleichung 2.11, einem Offset b nach Gleichung 2.10 und einem Verstärkungsfaktor a nach Gleichung 2.9 die bereits zur Simulation des Verfahrens verwendete Kennlinie für die Expandierung nach Gleichung 2.26. Der Parameter μ wird entsprechend dem bei der Komprimierung verwendeten Wert auf $\mu = 650$ eingestellt. In Abbildung 2.24 sind jeweils ein Sinussignal im linearen Kanal nach der Kalibrierung und im nichtlinearen Kanal nach der Expandierung bei Vollaussteuerung (0 dBFS) und einem viertel der Vollaussteuerung (-12 dBFS) dargestellt. Bis auf eine aussteuerungsabhängige geringe Differenz stimmen die Signale von linearen und nichtlinearen Kanal überein. Die Aussteuerung von -12 dBFS entspricht dabei ungefähr der Lage des Umschaltpunktes zwischen den beiden Kanälen.

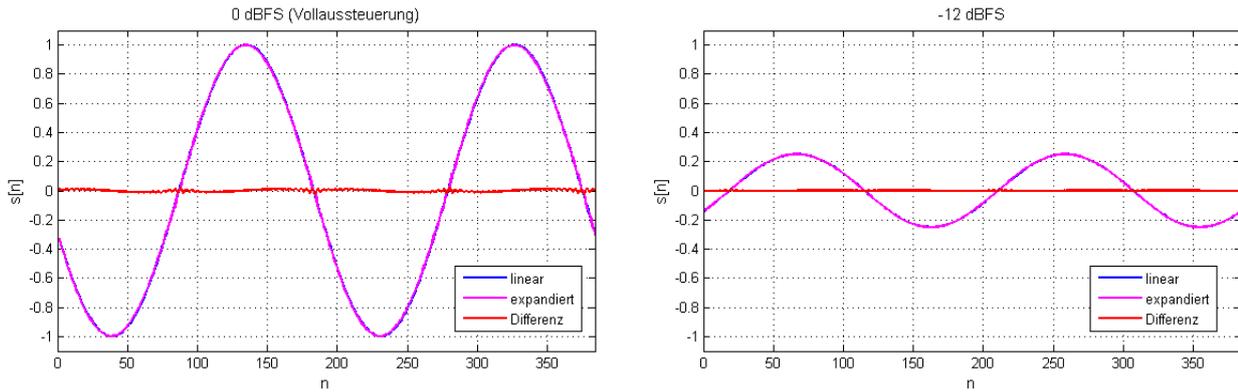


Abbildung 2.24: Signale des linearen und des nichtlinearen Kanals im DSP vor der Kombination bei unterschiedlichen Aussteuerungen

2.3.5 Umschaltfunktion

Zur Realisierung der Umschaltung zwischen nichtlinearen und linearen Kanal der AD-Umsetzung muss zunächst der Umschaltpunkt auf der Grundlage der bei der Konzipierung von Verfahrensaufbau und Funktionsweise aufgestellten Bedingungen ermittelt werden. Als erster Schritt dazu werden zunächst die Auflösung und die Quantisierungsstufen der linearen und der nichtlinearen Quantisierung anhand der Quantisierungswortbreite und des Parameters μ der nichtlinearen Quantisierung in Anlehnung an die Gleichungen 2.27 bis 2.30 berechnet. Beim Einsatz des integrierten AD-Umsetzers *CS 5368* ergibt sich nach Gleichung 2.27 mit einer Quantisierungswortbreite von $w = 24\text{Bit}$ eine konstante Auflösung der linearen Quantisierung von $Q_{lin} = 119,209 \cdot 10^{-9}$. Daraus folgen zunächst die Quantisierungsstufen für den positiven Wertebereich des integrierten AD-Umsetzers entsprechend Gleichung 2.57, und anschließend mit $\mu = 650$ die Quantisierungsstufen und die Auflösung der nichtlinearen Quantisierung nach den Gleichungen 2.29 und 2.58.

$$X_{lin} = 0, Q_{lin}, 2 \cdot Q_{lin}, \dots, 1 - Q_{lin} \tag{2.57}$$

$$Q_{\mu} = 0, \Delta X_{\mu} \tag{2.58}$$

In einem nächsten Schritt wird nun anhand der Auflösung des linearen und des nichtlinearen Kanals mit Hilfe der MATLAB-Gleichung 2.59 der Wert der vom Nullpunkt aus gesehen letzten Quantisierungsstufe $X_{\mu,max}$ des positiven Wertebereiches der nichtlinearen Quantisierung ermittelt, deren

Auflösung kleiner (feiner) als die konstante Auflösung des linearen Kanals ist.

$$X_{\mu,max} = X_mu_max = X_mu(\text{find}(Q_mu < Q_lin, 1, 'last')) \quad (2.59)$$

Damit kann anschließend durch die MATLAB-Gleichung 2.60 der Wert der vom Nullpunkt aus gesehen ersten Quantisierungsstufe $X_{lin,min}$ des positiven Wertebereiches der linearen Quantisierung bestimmt werden, deren Wert größer als $X_{\mu,max}$ ist.

$$X_{lin,min} = X_lin_min = X_lin(\text{find}(X_lin > X_mu_max, 1)) \quad (2.60)$$

Beim Einsatz des integrierten AD-Umsetzers *CS 5368* und $\mu = 650$ ergeben sich

$$X_{\mu,max} = 0,152818076979045$$

und

$$X_{lin,min} = 0,152818083763123.$$

Die Kombination der Signale von nichtlinearer AD-Umsetzung $x_n[n]$ und linearer AD-Umsetzung $x_l[n]$ zum Ausgangssignal der AD-Umsetzung $y[n]$ erfolgt zunächst identisch zu der bereits bei der Simulation des Verfahrenskonzeptes verwendeten und beschriebenen Variante entsprechend der MATLAB-Gleichung

$$y[n] = y_n = (x_nn .* ((\text{abs}(x_nn) \leq X_mu_max) \& (\text{abs}(x_ln) < X_lin_min))) + (x_ln .* (\text{abs}(x_ln) \geq X_lin_min))$$

Das entstandene kombinierte Signal $y[n]$ bei einem Sinus-Eingangssignal mit einer Frequenz von 100 Hz und Vollaussteuerung zeigt das linke Teilbild von Abbildung 2.25. Darin sind schmale Einbrüche zu erkennen, die sowohl in der positiven als auch in der negativen Halbwelle, jedoch immer nur beim Übergang vom nichtlinearen auf den linearen Kanal auftreten. Diese Einbrüche sind ein Hinweis darauf, dass im Amplitudenbereich dieses Übergangs weder der nichtlineare noch der lineare Kanal als Ausgangssignal durchgeschaltet werden. Der Grund dafür könnte in der UND-Verknüpfung im ersten Summanden vermutet werden die dafür sorgen soll, dass das Signal der linearen Quantisierung bei einer Überlappung der Breite der Quantisierungsstufen von linearer und nichtlinearer Quantisierung im Umschaltbereich nicht zum Ausgang durchgeschaltet wird, wenn aufgrund der Überlappung auch noch das Signal der nichtlinearen Quantisierung zum Ausgang durchgeschaltet wird. Eine entsprechende Veränderung der Kombination von nichtlinearer und linearer Quantisierung würde auf die folgende MATLAB-Gleichung führen:

$$y[n] = y_n = (x_nn .* ((\text{abs}(x_nn) \leq X_mu_max))) + \dots (x_ln .* (\text{abs}(x_ln) > X_mu_max))$$

Die Entscheidung, welches Signal zum Ausgang durchgeschaltet werden soll, ist nun nur noch von einem Schwellenwert ($X_{\mu,max}$) abhängig, wodurch eine Lücke oder eine Überlagerung der beiden zu kombinierenden Signale im Ausgangssignal beseitigt sein sollte. Das entstehende kombinierte Signal $y[n]$ ist im rechten Teilbild von Abbildung 2.25 dargestellt. Darin wird deutlich, dass der Einbruch in jeder Halbwelle beim Übergang vom nichtlinearen auf den linearen Kanal weiterhin auftritt, zusätzlich jedoch auch noch eine Überlagerung beider Kanäle in jeder Halbwelle beim Übergang vom

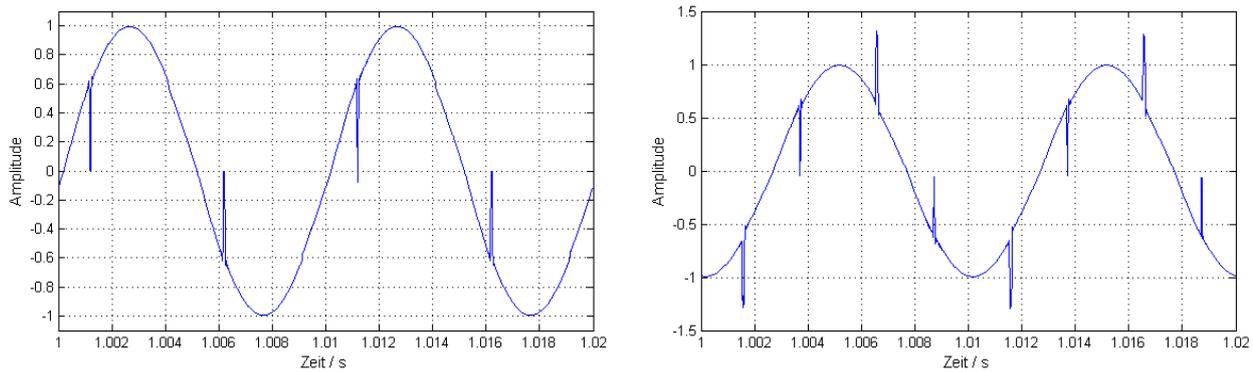


Abbildung 2.25: kombiniertes Signal nach der bei der Simulation verwendeten Variante (links) und mit nur einer Umschaltswelle (rechts)

linearen auf den nichtlinearen Kanal entstanden ist. Da nur noch eine Umschaltswelle verwendet wird kann der Grund hierfür nur darin liegen, dass die mit ihr zu vergleichenden Signalwerte von linearer und nichtlinearer Quantisierung im Umschaltbereich nicht absolut identisch sind. Aus diesem Grund wird die Kombinationsgleichung in einem nächsten Schritt dahingehend abgeändert, dass nur noch die Signalwerte der linearen Quantisierung für den Vergleich mit der Umschaltswelle verglichen werden, wodurch die folgende MATLAB-Gleichung entsteht:

$$y[n] = y_n = (x_{nn} .* ((abs(x_{ln}) <= X_{mu_max}))) + \dots \\ (x_{ln} .* (abs(x_{ln}) > X_{mu_max}))$$

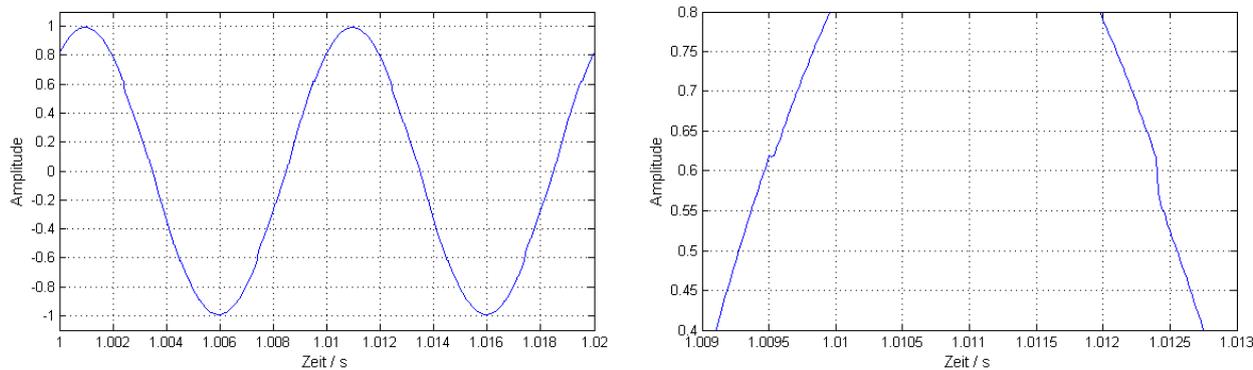


Abbildung 2.26: kombiniertes Signal mit einer Umschaltswelle und den Signalwerten des linearen Kanals (links) und vergrößerte Darstellung der Umschaltvorgänge in der positiven Halbwelle (rechts)

Das im linken Teilbild von Abbildung 2.26 dargestellte entstehende Ausgangssignal $y[n]$ zeigt zunächst weder Einbrüche noch Überlagerungen, die im rechten Teilbild von Abbildung 2.26 dargestellte Vergrößerung der Umschaltvorgänge in der positiven Halbwelle offenbart jedoch noch Unregelmäßigkeiten, vor allem beim Überang vom nichtlinearen auf den linearen Kanal. Da sich jedoch nun gezeigt hat, dass bei Verwendung eines integrierten AD-Umsetzers gegenüber der Simulation nur die Signalwerte eines Kanals (des linearen) für die Umschaltentscheidung verwendet werden sollten, kann die bei der Simulation verwendete Kombinationsgleichung entsprechend abgeändert werden. Dadurch entsteht aus der bei der Simulation verwendeten Kombinationsgleichung, die die Signalwerte des nichtlinearen Kanals mit der Umschaltswelle des nichtlinearen Kanals und die

Signalwerte des linearen Kanals mit der Umschaltsschwelle des linearen Kanals vergleicht die folgende MATLAB-Gleichung, die die Signalwerte des linearen Kanals mit den Umschaltsschwellen des nichtlinearen und des linearen Kanals vergleicht:

$$y[n] = y_n = (x_{nn} .* ((abs(x_{ln}) <= X_{mu_max}) \& (abs(x_{ln}) < X_{lin_min}))) + (x_{ln} .* (abs(x_{ln}) >= X_{lin_min}))$$

Damit wird der nichtlineare Kanal zum Ausgang durchgeschaltet, wenn der Signalwert des linearen Kanals kleiner oder gleich ist als die vom Nullpunkt aus gesehen letzte Quantisierungsstufe der nichtlinearen Quantisierung, deren Auflösung kleiner ist als die der linearen Quantisierung. Dies geschieht jedoch nur dann, wenn der Signalwert der linearen Quantisierung kleiner ist als die vom Nullpunkt aus gesehen erste Quantisierungsstufe der linearen Quantisierung, deren Wert größer ist als der der vom Nullpunkt aus gesehen letzten Quantisierungsstufe der nichtlinearen Quantisierung, deren Auflösung kleiner ist als die der linearen Quantisierung. Der lineare Kanal wird zum Ausgang durchgeschaltet, wenn der Signalwert der linearen Quantisierung größer oder gleich ist als die vom Nullpunkt aus gesehen erste Quantisierungsstufe der linearen Quantisierung, deren Wert größer ist als der der vom Nullpunkt aus gesehen letzten Quantisierungsstufe der nichtlinearen Quantisierung, deren Auflösung kleiner ist als die der linearen Quantisierung.

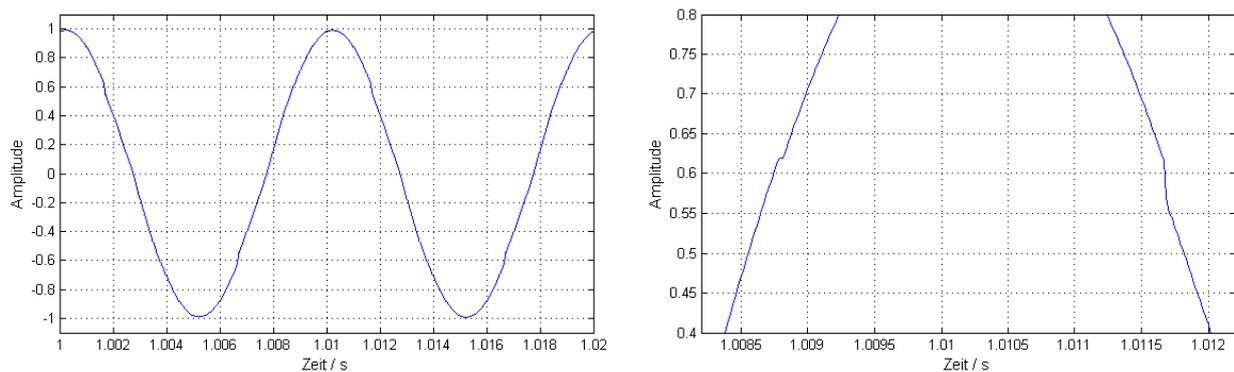


Abbildung 2.27: kombiniertes Signal mit den Umschaltsschwellen des nichtlinearen und des linearen Kanals und den Signalwerten des linearen Kanals (links) und vergrößerte Darstellung der Umschaltvorgänge in der positiven Halbwelle (rechts)

Das damit entstehende Ausgangssignal $y[n]$ ist im linken Teilbild von Abbildung 2.27 dargestellt. Auch hier sind weder Einbrüche noch Überlagerungen vorhanden. In der vergrößerten Darstellung der Umschaltvorgänge in der positiven Halbwelle ist zu erkennen, dass die Unregelmäßigkeiten beim Übergang vom nichtlinearen auf den linearen Kanal im wesentlichen unverändert geblieben sind. Eine weitere Verbesserung wäre durch die Verwendung eines Überblendalgorithmus anstelle des Umschaltalgorithmus möglich. In dieser Hinsicht ist die grundsätzliche Verwendung von zwei Umschaltsschwellen, mit denen der Signalwert eines Kanals (des linearen) verglichen wird, vorzuziehen.

2.3.6 Filterung und Reduktion der Abtastfrequenz

Die integrierten AD-Umsetzer müssen, wie bereits dargelegt, mit einer Abtastfrequenz von 192 kHz betrieben werden, um die Oberschwingungen und damit die Signalform im nichtlinearen Kanal

möglichst wenig zu beeinflussen. Eine Ausgabe oder Weiterverarbeitung der digitalisierten Mikrofonsignale soll jedoch auch mit niedrigeren Abtastfrequenzen von 96 kHz und 48 kHz möglich sein, damit in den nachfolgenden Prozessen weniger Rechenleistung und Speicherbedarf erforderlich ist. Aus diesem Grund ist eine Herabsetzung der nach dem integrierten AD-Umsetzer vorliegenden Abtastfrequenz und die damit im Zusammenhang stehende Anti-Aliasing Tiefpassfilterung notwendig. Diese wird am besten nach der Kombination der Signale von nichtlinearen und linearen Kanal zum Ausgangssignal durchgeführt. Dies spart zum einen Rechenleistung und Speicherbedarf, da vor der Kombination der beiden Kanäle die erforderliche Signalverarbeitung separat im nichtlinearen und im linearen Kanal durchzuführen wäre, zum anderen können so eventuell nach der Signalkombination im Ausgangssignal verbliebene hochfrequente Störungen gleich mit vom Anti-Aliasing Tiefpass entfernt werden.

Die vor der Reduktion der Abtastfrequenz erforderlichen Anti-Aliasing Tiefpässe können nach [Mül99] minimalphasig ausgeführt werden, wenn im weiteren Signalweg noch ein FIR-Filter für die Entzerrung bzw. Einstellung des Amplitudenfrequenzgangs des Mikrofons verwendet wird, da dieser dann die Gruppenlaufzeitverzerrung mit korrigieren könnte, die durch die minimalphasigen Anti-Aliasing Tiefpässe entsteht. Für die Digitalisierung von Mikrofonsignalen sollen die Anti-Aliasing Tiefpassfilter bei der halben Abtastfrequenz eine Sperrdämpfung von 140 dB erreichen, die dem in den Digitalbereich umzusetzenden Dynamikbereich entsprechen. Weiterhin soll bei einer Abtastfrequenz von 48 kHz eine obere Grenzfrequenz von 20 kHz möglichst nicht vom Anti-Aliasing Filter beeinflusst werden. Diese beiden Forderungen bedingen eine extrem hohe Filtersteilheit, die im Falle einer minimalphasigen Realisierung eine extrem hohe Filterordnung erfordert. Da mit größer werdender Filterordnung Pole des Filters näher am Einheitskreis liegen, ist ein solches Filter minimalphasig nicht mehr stabil realisierbar.

Im Gegensatz zu den minimalphasigen digitalen IIR-Filtern sind digitale FIR-Filter immer stabil, wobei jedoch eine hohe Filterordnung bei einer linearphasigen Ausführung zu einer hohen Latenz führt. Der zum Entwurf digitaler FIR-Tiefpässe häufig verwendete Parks McClellan Algorithmus eignet sich laut [Mül99] nicht für den Einsatz im Zusammenhang mit Lautsprechern, da er zum einen im Durchlassbereich recht große Welligkeiten verursacht, und zum anderen die Sperrdämpfung konstant eingehalten wird, und nicht mit höher werdender Frequenz im Sperrbereich weiter ansteigt. Diese beiden für die Lautsprecherentzerrung ungünstigen Eigenschaften widersprechen auch den Anforderungen, die für die Digitalisierung von Mikrofonsignalen aufgestellt wurden. Als besser für derartige Zwecke geeignet wird in [Mül99] der Filterentwurf mittels Windowing-Verfahren in Verbindung mit einem Kaiser-Bessel Fenster beschrieben, da bei diesem eine Welligkeit im Durchlassbereich vermieden werden kann und die Sperrdämpfung mit zunehmender Frequenz größer wird.

Laut [Mat08] kann der Beta-Parameter des erforderlichen Kaiser-Bessel Fensters mit der durch das FIR-Filter zu erreichenden Sperrdämpfung D_{stop} nach Gleichung 2.61 berechnet werden für den Fall, dass D_{stop} größer als 50 dB ist. Die notwendige Filterordnung ergibt sich dann, ebenfalls laut [Mat08], mit der oberen Grenzfrequenz f_{go} des Tiefpassfilters, bei der noch keine Beeinflussung durch das Filter erfolgen soll und der Sperrfrequenz f_{stop} bei der die Sperrdämpfung D_{stop} erreicht werden soll, nach Gleichung 2.62. Ergibt sich damit für die Filterordnung keine ganze Zahl, so wird das Ergebnis von Gleichung 2.62 auf die nächste ganze Zahl aufgerundet.

$$\beta = 0,1102 \cdot (D_{stop} - 8,7) \quad (2.61)$$

$$N_{FIR} = \frac{D_{stop} - 7,95}{2,285 \cdot 2\pi \cdot \left(\frac{f_{stop}}{f_{abt}} - \frac{f_{go}}{f_{abt}} \right)} \quad (2.62)$$

Nach Gleichung 2.61 ist für eine zu erreichende Sperrdämpfung von 140 dB stets ein Kaiser-Bessel Fenster mit einem Beta-Parameter von ca. 14,469 erforderlich. Soll für eine Reduktion der Abtastfrequenz von 192 kHz auf 48 kHz bei einer oberen Grenzfrequenz von 20 kHz noch keine Beeinflussung durch das Filter erfolgen, bei einer Frequenz von 24 kHz jedoch die Sperrdämpfung von 140 dB erreicht werden, ist bei einer Realisierung mit einer Filterstufe nach Gleichung 2.62 eine Filterordnung von 442 erforderlich, was zu einer Latenz von ca. 1,151 ms führt. Nachteilig an dieser einstufigen Anti-Aliasing Filterung ist jedoch, dass für eine Reduktion der Abtastfrequenz von 192 kHz auf 96 kHz das gesamte Filter neu berechnet werden müsste. Um dies zu vermeiden ist eine zweistufige Reduktion der Abtastfrequenz sinnvoll, wobei die erste Stufe die Abtastfrequenz von 192 kHz auf 96 kHz und die zweite Stufe die Abtastfrequenz von 96 kHz auf 48 kHz reduziert. In jeder der beiden Stufen soll bei einer oberen Grenzfrequenz von 20 kHz noch keine Beeinflussung durch das Filter erfolgen. Damit die erste Stufe mit einer Abtastfrequenz von 192 kHz bei einer Frequenz von 48 kHz die Sperrdämpfung von 140 dB erreicht, wird eine Filterordnung von 64 erforderlich, was in dieser ersten Stufe zu einer Latenz von lediglich 0,167 ms führt. Soll nun die zweite Stufe mit einer Abtastfrequenz von 96 kHz bei einer Frequenz von 24 kHz die Sperrdämpfung von 140 dB erreichen, beträgt die notwendige Filterordnung 221, was in dieser zweiten Stufe eine Latenz von ca. 1,151 ms bewirkt. Die gesamte Latenz der beiden Anti-Aliasing Filterstufen liegt somit bei 1,318 ms und damit nur unwesentlich höher als bei der Verwendung von nur einer Filterstufe für die Reduktion der Abtastfrequenz von 192 kHz auf 48 kHz.

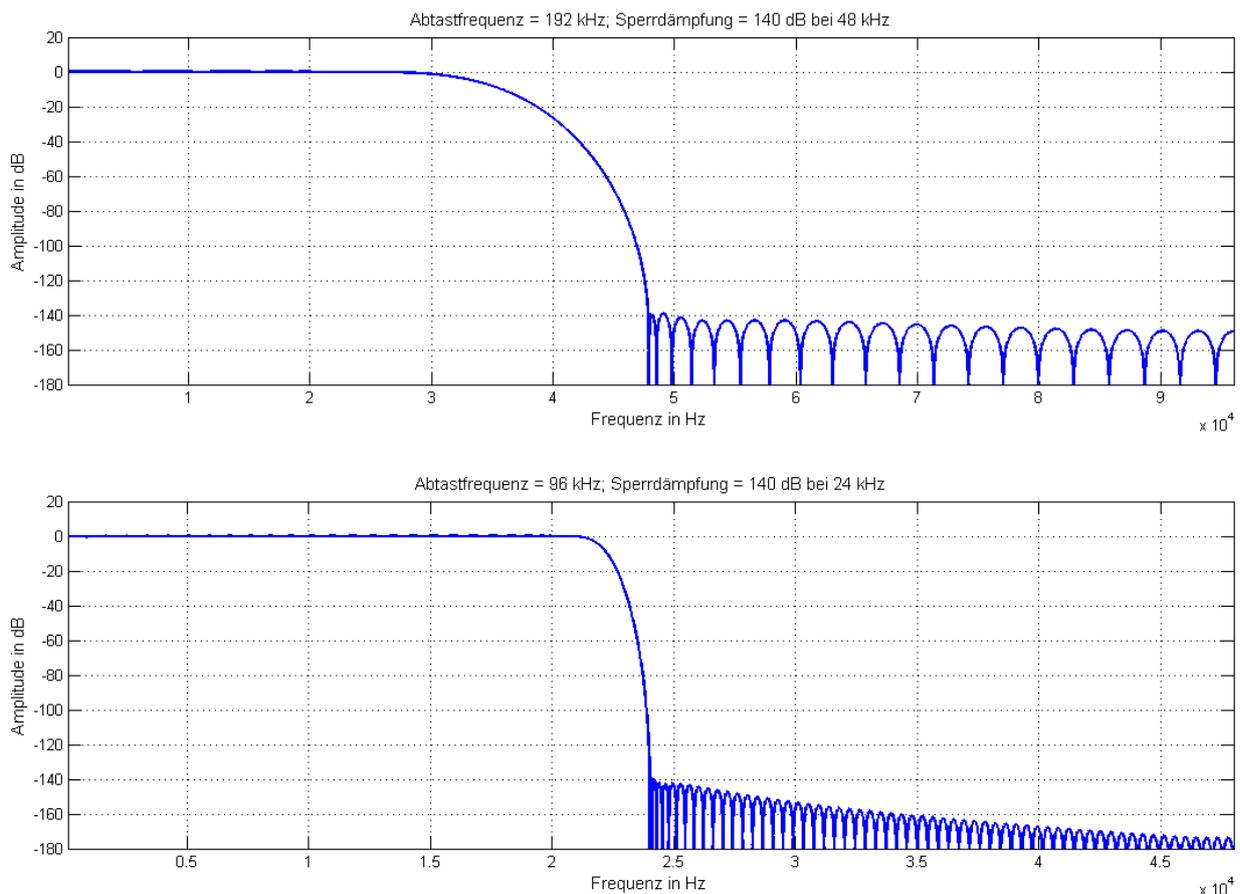


Abbildung 2.28: Amplitudenfrequenzgänge der Anti-Aliasing Tiefpassfilter zur Reduktion der Abtastfrequenz von 192 kHz auf 96 kHz (oberes Teilbild) und von 96 kHz auf 48 kHz (unteres Teilbild)

Zur Berechnung der Koeffizienten des Anti-Aliasing Filters kann die MATLAB-Funktion *fir1* verwendet werden, die laut [Mat08] die Koeffizienten linearphasiger FIR-Filter nach dem Windowing-Verfahren erzeugt. Dazu müssen ihr die jeweils ermittelte Filterordnung, die Art des Filters (in diesem Fall ein Tiefpass), die zu verwendende Fensterfunktion (in diesem Fall jeweils ein Kaiser-Bessel Fenster mit dem ermittelten Beta-Parameter) und die auf die halbe Abtastfrequenz bezogene Grenzfrequenz ω_n vorgegeben werden, die sich laut [Mat08] nach Gleichung 2.63 berechnet. Die tatsächlichen, mit Gleichung 2.63 ermittelten Grenzfrequenzen liegen in der ersten Filterstufe bei 34 kHz und in der zweiten Filterstufe bei 22 kHz. Die berechneten Filterkoeffizienten jeder Filterstufe wurden als C-Header Datei zur Verwendung in der Entwicklungsumgebung des digitalen Signalprozessors gespeichert. Die Amplitudenfrequenzgänge der beiden Filterstufen sind in Abbildung 2.28 dargestellt. Die Reduktion der Abtastfrequenz selbst wurde in jeder die Abtastfrequenz halbierten Stufe nach der Anti-Aliasing Filterung in Anlehnung an [Zöl05] durch Weglassen jedes zweiten Abtastwertes vorgenommen.

$$\omega_n = \frac{2 \cdot f_{go,FIR}}{f_{abt}} = \frac{f_{go}}{f_{abt}} + \frac{f_{stop}}{f_{abt}} \quad (2.63)$$

2.3.7 Messungen vom ADC zum AES-Ausgang

Mit den beschriebenen entwickelten Verfahren wurden Messungen mit einem Messaufbau entsprechend dem Blockschaltbild in Abbildung 2.29 durchgeführt, um die Funktionsweise des Verfahrens zur AD-Umsetzung zu verifizieren. Als Anregungssignale wurden Sinussignale mit Frequenzen von 100 Hz, 1000 Hz und 10000 Hz verwendet. Die Anregungssignale wurden vor den Messungen mit dem in Anhang 6 aufgeführten MATLAB-Programm in einem Pegelbereich von Vollaussteuerung (0 dBFS) bis 140 dB unterhalb der Vollaussteuerung (-140 dBFS) erzeugt. Beim Test wurden die erzeugten Anregungssignale dann mit dem ebenfalls in Anhang 6 aufgeführten MATLAB-Programm über das Audiointerface *HDSP 9632* von einem Computer ausgegeben, und damit die analoge Komprimierung nachgebildet. Die analogen Signale des linearen und des komprimierten Kanals wurden vom integrierten AD-Umsetzer *CS 5368* mit einer Abtastfrequenz von 192 kHz digitalisiert, und zum digitalen Signalprozessor *ADSP 21364* übertragen. Im digitalen Signalprozessor wurden dann entsprechend dem in Abbildung 2.30 dargestellten Blockschaltbild alle Kalibrierungen der Signale, die Expandierung, die pegelabhängige Kombination von nichtlinearem und linearem Kanal sowie die Umsetzung der Abtastfrequenz auf 48 kHz durchgeführt. Nach dem Durchlaufen aller Bearbeitungsschritte werden die digitalisierten Mikrofonsignale von der digitalen Audioschnittstelle des *ADSP 21364* im AES 3 Format ausgegeben, und über das Audiointerface *Multiface II* von einem zweiten Computer für die Analyse aufgezeichnet.

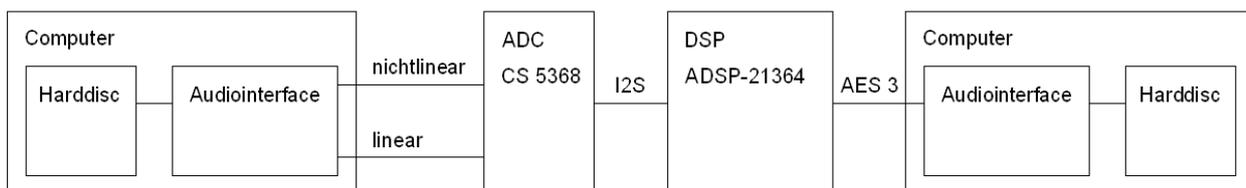
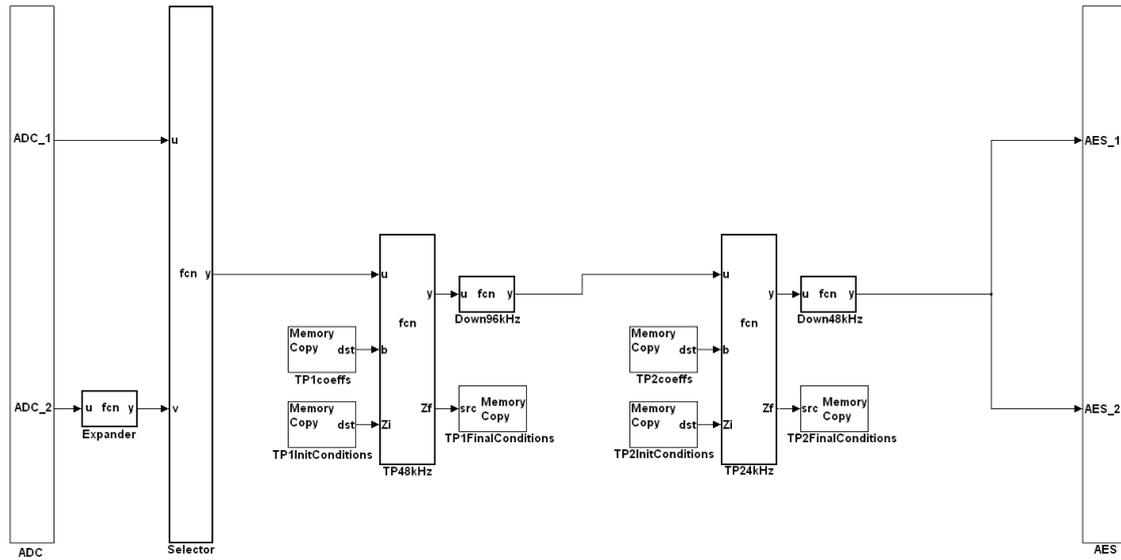


Abbildung 2.29: Blockschaltbild des Messaufbaus zur Verifizierung der AD-Umsetzung

Zum Vergleich wurden weiterhin Messungen mit einer rein linearen AD-Umsetzung durchgeführt, wozu ebenfalls der grundsätzliche Messaufbau nach Abbildung 2.29 verwendet wurde. Das Pro-

Abbildung 2.30: Blockschaltbild des Programms des *ADSP 21364*

gramm des digitalen Signalprozessors wurde jedoch dahingehend abgeändert, dass ausschließlich das Signal des linearen Kanals ohne weitere Bearbeitung von der digitalen Audioschnittstelle des *ADSP 21364* im AES 3 Format ausgegeben wurde. Bei beiden zu vergleichenden Verfahren entspricht die Vollaussteuerung des integrierten AD-Umsetzers im linearen Kanal der Vollaussteuerung des Audio-Datenwortes des AES 3 Formates.

Die Spektren der an der digitalen Audioschnittstelle des *ADSP 21364* ausgegebenen Signale sind in den Abbildungen 2.31 bis 2.41 dargestellt. In den Messungen mit einer Aussteuerung von 0 dBFS und -6 dBFS treten dabei Signalwerte oberhalb der Umschaltswelle auf, so dass die gemessenen Ausgangssignale hier aus nichtlinearer und linearer AD-Umsetzung kombiniert sind. In den Messungen mit Aussteuerungen von -12 dBFS bis -140 dBFS treten hingegen nur Signalwerte unterhalb der Umschaltswelle auf, weshalb in den gemessenen Ausgangssignalen nur die nichtlineare Quantisierung enthalten ist. Es ist zu erkennen, dass mit der linearen AD-Umsetzung ein Dynamikbereich von ca. 110 dB übertragen werden kann, was recht gut dem Dynamikbereich des bei den Messungen eingesetzten Audiointerfaces *HDSP 9632*, und in etwa auch dem Dynamikbereich des verwendeten integrierten AD-Umsetzers *CS 5368* entspricht. Die mit dem Sinussignal mit einer Frequenz von 1000 Hz durchgeführten Messungen der aus nichtlinearer und linearer Quantisierung kombinierten AD-Umsetzung zeigen hingegen, dass hiermit die Übertragung eines Dynamikbereiches von ca. 150 dB möglich ist.

Das Ziel, mit dem Verfahren zur AD-Umsetzung von Mikrofonsignalen unter Zugrundelegung eines Dynamikbereiches des integrierten AD-Umsetzers von 100 dB einen Dynamikbereich von 140 dB übertragen zu können, wurde damit erreicht. Die leichte Vergrößerung des übertragbaren Dynamikbereiches auf mehr als 140 dB resultiert aus dem größeren Dynamikbereich des verwendeten integrierten AD-Umsetzers von mehr als 100 dB. Auf der anderen Seite wird der übertragbare Dynamikbereich jedoch durch die Festkomma-Zahlendarstellung des beim Messaufbau verwendeten Übertragungsformates AES 3 mit einer Quantisierungswortbreite von 24 Bit begrenzt. Für ein Sinussignal wäre damit nach den Gleichungen 1.13 und 1.14 sowie Tabelle 1.2 ein Dynamikbereich von 152,3 dB übertragbar, ein Wert, der durch die Messungen unter Berücksichtigung von aufgetretenen Störungen auch nachvollziehbar ist.

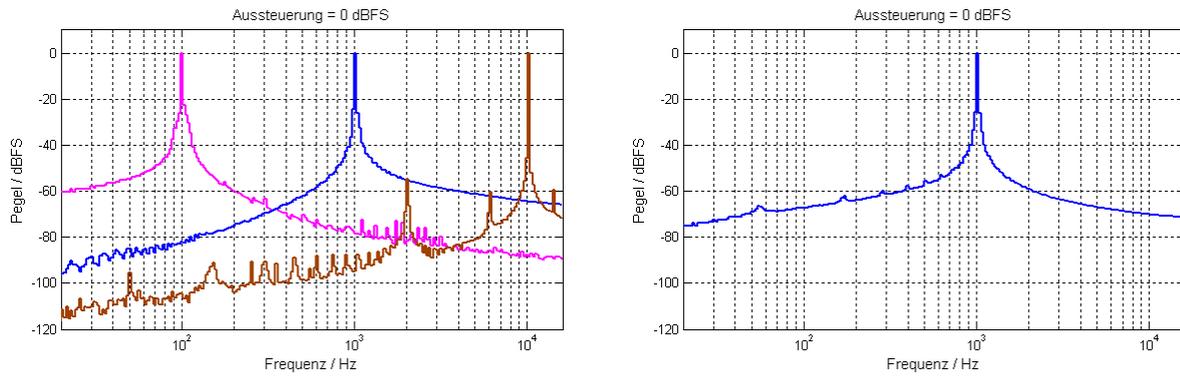


Abbildung 2.31: kombinierte (links) und lineare (rechts) AD-Umsetzung

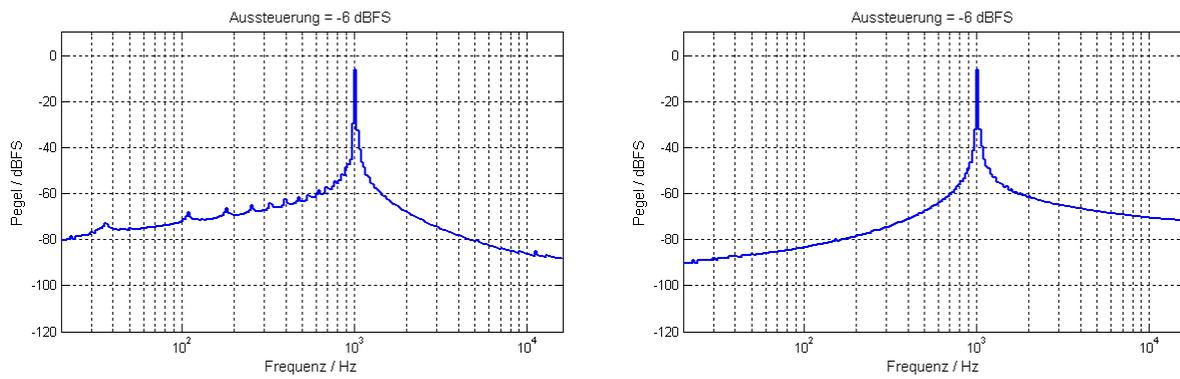


Abbildung 2.32: kombinierte (links) und lineare (rechts) AD-Umsetzung

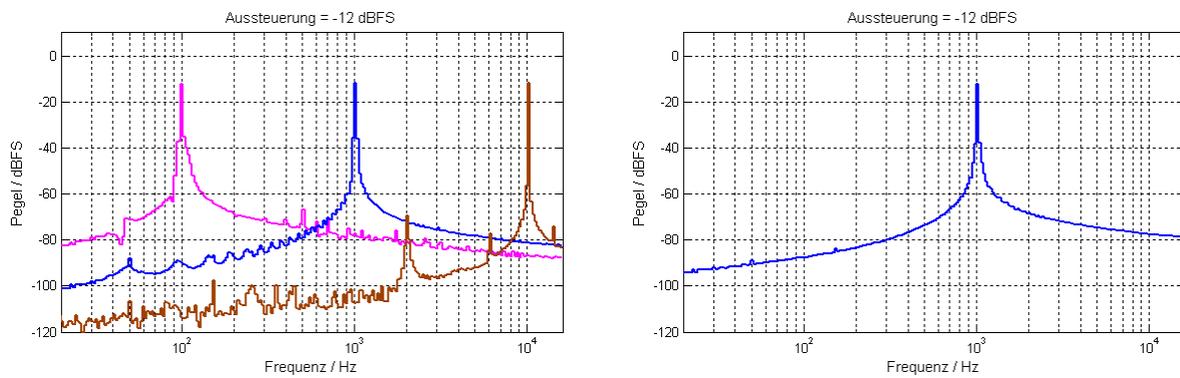


Abbildung 2.33: kombinierte (links) und lineare (rechts) AD-Umsetzung

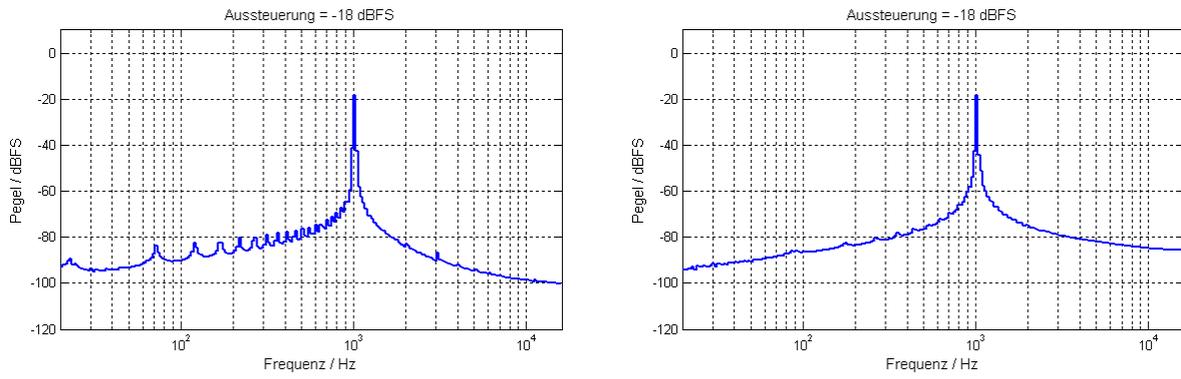


Abbildung 2.34: kombinierte (links) und lineare (rechts) AD-Umsetzung

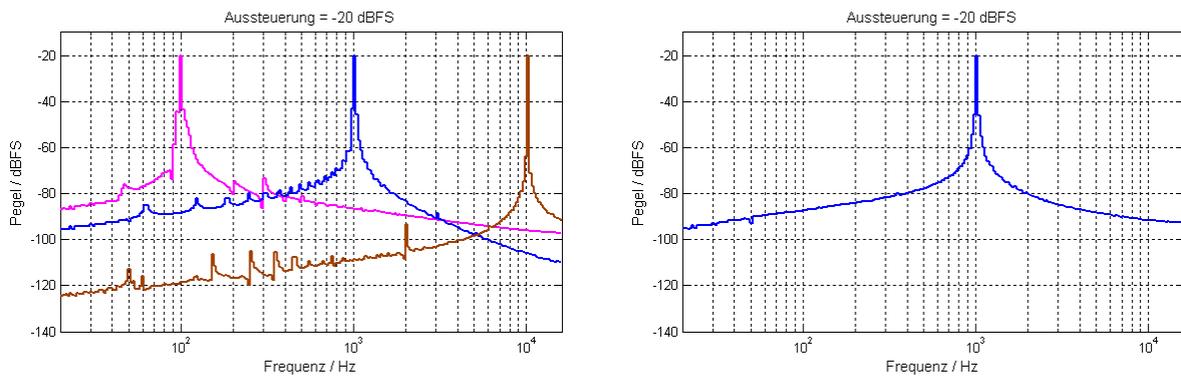


Abbildung 2.35: kombinierte (links) und lineare (rechts) AD-Umsetzung

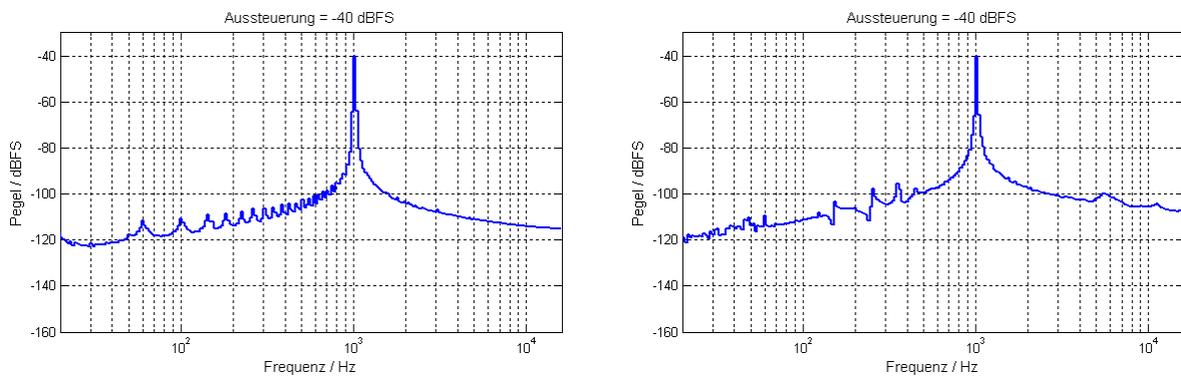


Abbildung 2.36: kombinierte (links) und lineare (rechts) AD-Umsetzung

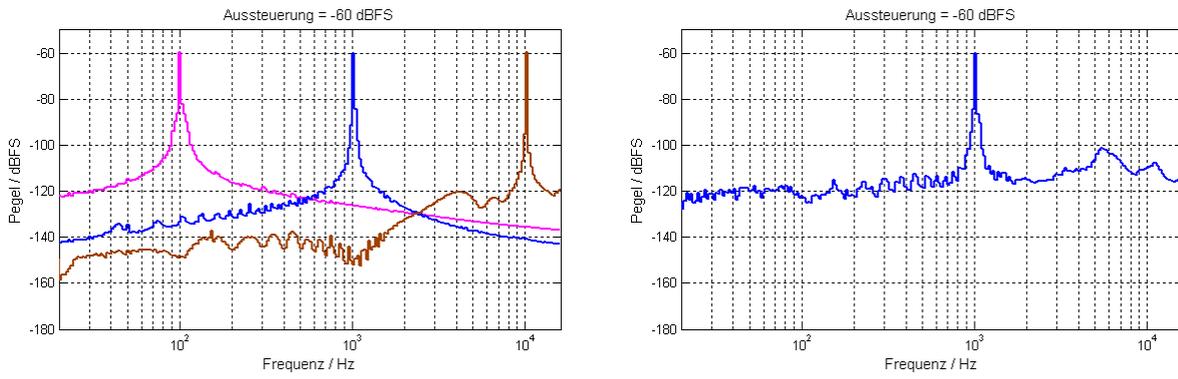


Abbildung 2.37: kombinierte (links) und lineare (rechts) AD-Umsetzung

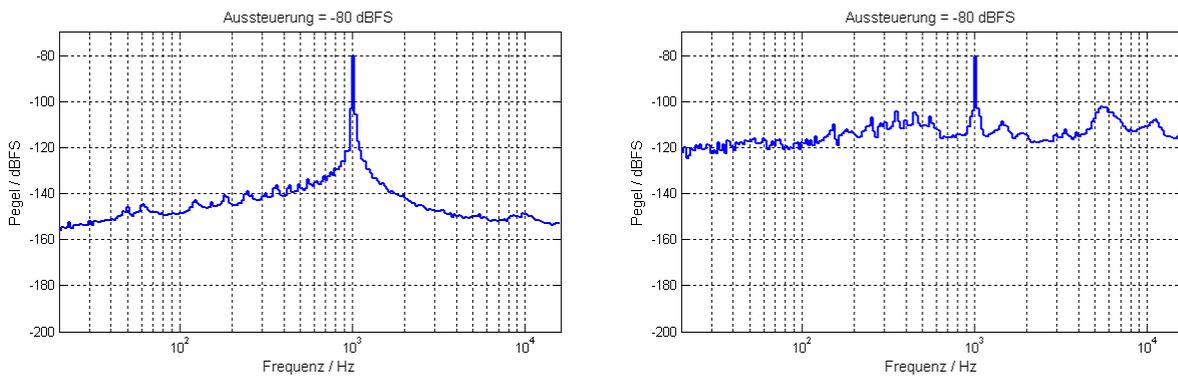


Abbildung 2.38: kombinierte (links) und lineare (rechts) AD-Umsetzung

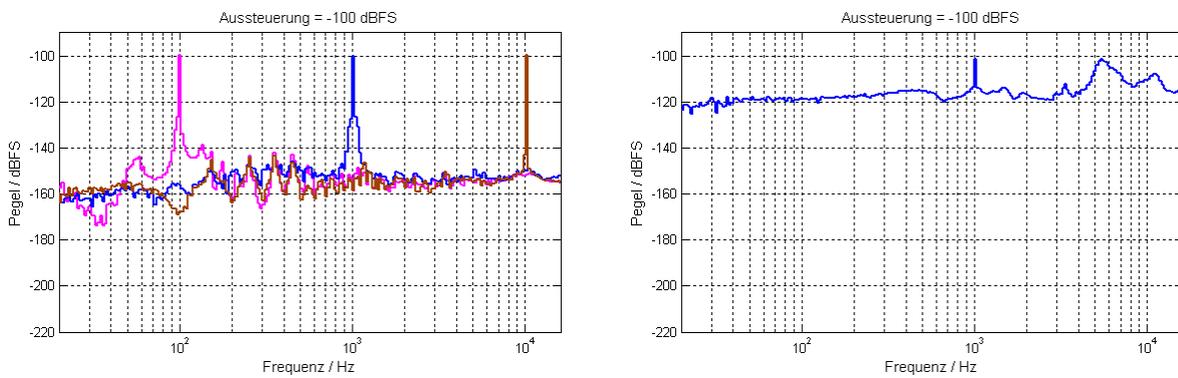


Abbildung 2.39: kombinierte (links) und lineare (rechts) AD-Umsetzung

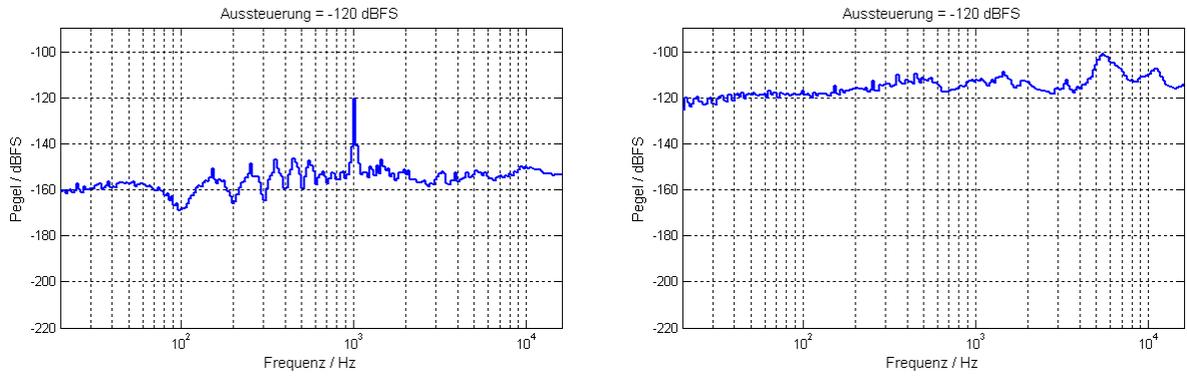


Abbildung 2.40: kombinierte (links) und lineare (rechts) AD-Umsetzung

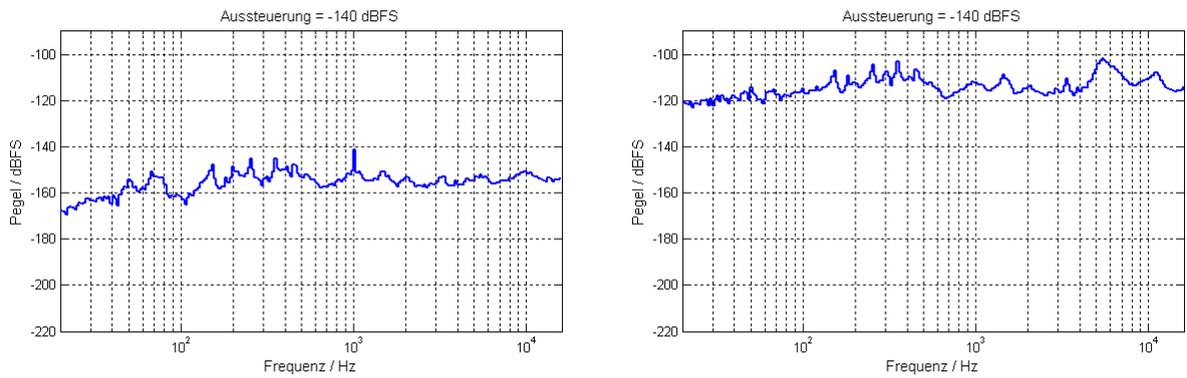


Abbildung 2.41: kombinierte (links) und lineare (rechts) AD-Umsetzung

Aus den Messungen mit Sinussignalen mit Frequenzen von 100 Hz, 1000 Hz und 10000 Hz wird ersichtlich, dass die AD-Umsetzung der Mikrofonsignale in diesem Frequenzbereich frequenzunabhängig mit nahezu gleichen Eigenschaften hinsichtlich Pegellinearität, Dynamikbereich und Rauschsignalspektrum erfolgt. Die Pegellinearität über den gesamten umzusetzenden Dynamikbereich von 140 dB wird besonders an der Messung mit einem Sinussignal mit einer Frequenz von 1000 Hz deutlich. Hier werden erst in einem Pegelbereich zwischen -120 dB und -140 dB Linearitätsfehler erkennbar, die bei einem umzusetzenden Signalpegel von -140 dB einen Wert von -1,54 dB aufweisen.

2.3.8 Konzept zur digitalen Parameternachführung der Kompanidierung

Bei der Anwendung des Verfahrens zur AD-Umsetzung ist es notwendig, dass die Expanderfunktion möglichst die exakte Umkehrfunktion der Kompressorfunktion ist. Da sich die Übertragungseigenschaften der analogen Bauelemente der Schaltung zur Komprimierung vor dem integrierten AD-Umsetzer im Laufe der Zeit verändern können, ist eine Nachführung dieser sich ändernden Parameter in der digitalen Expanderfunktion sinnvoll. Für die Entwicklung dieser Parameternachführung wird das Blockschaltbild nach Abbildung 2.6 zugrundegelegt. Liegen die Signalwerte des Signals $x(t)$ oberhalb des Grundrauschens der AD-Umsetzung im linearen Kanal, so dass eine lineare AD-Umsetzung möglich ist, so entspricht das Signal $x_l[n]$ im digitalen Signalprozessor dem zu komprimierenden analogen Signal $x(t)$. Mit dem ebenfalls im digitalen Signalprozessor vorliegenden komprimiert digitalisierten Signal $x_c[n]$ kann dann eine Kompressorkennlinie nach Gleichung 2.64 auf der Grundlage von Gleichung 2.12 aufgestellt werden, aus der die Parameter a , b und c der analogen Komprimierung ermittelt, und für die digitale Expandierung verwendet werden können.

$$x_c[n] = c \cdot \ln(b + a \cdot x_l[n]) \quad (2.64)$$

Der erste Schritt bei einer solchen Gewinnung einer mathematischen Kennlinienbeschreibung besteht in der punktwisen Messung von Wertepaaren der zu findenden Kennlinie. Dies bedeutet im vorliegenden Fall die Erfassung rekursiv vorliegender Wertepaare $(x_l[n], x_c[n])$ im digitalen Signalprozessor. Auf diese wird anschließend Gleichung 2.64 als Approximationsfunktion angewendet, und deren Koeffizienten a , b und c bestimmt. Dies kann, da es sich bei der Approximationsfunktion um eine nichtlineare Gleichung handelt, mittels Rektifikation erfolgen, wobei einfache nichtlineare Kennlinien auf Geradengleichungen zurückgeführt werden. Aus einem allgemeinen nichtlinearen Zusammenhang $y = f(x)$ wird somit ein Zusammenhang $Y = F(X)$, so dass ein allgemeiner Zusammenhang nach Gleichung 2.65 gilt.

$$Y = a_0 + a_1 \cdot X \quad (2.65)$$

Im vorliegenden Fall kann mit Hilfe der Transformationsfunktionen entsprechend den Gleichungen 2.66 und 2.67 die Kennlinienfunktion nach Gleichung 2.64 in eine Geradengleichung nach 2.68 überführt werden, die äquivalent zu Gleichung 2.65 ist.

$$Y = e^{\frac{x_c}{c}} \quad (2.66)$$

$$X = x_l \quad (2.67)$$

$$Y = e^{\frac{c \cdot \ln(b + a \cdot x_l)}{c}} = b + a \cdot X \quad (2.68)$$

Die Koeffizienten a_0 und a_1 aus Gleichung 2.65 bzw. a und b aus Gleichung 2.68 lassen sich dann mit der Methode der kleinsten Fehlerquadrate ermitteln. Offen bleibt bei diesem Verfahren jedoch die Ermittlung des Parameters c aus Gleichung 2.64. Eine Möglichkeit wäre, den Parameter c fortlaufend aus den jeweils aktuellen Parametern a und b nach Gleichung 2.69 zu bestimmen.

$$c = \frac{x_c}{\ln(b + a \cdot x_l)} \equiv \text{Mittelwert} \left(\frac{x_{c,n}}{\ln(b + a \cdot x_{l,n})} \right) \quad (2.69)$$

Problematisch an dieser Verfahrensweise ist jedoch die gegenseitige Abhängigkeit der zu ermittelnden Variablen c auf der einen, sowie a und b auf der anderen Seite. Zunächst muss mit angenommenen Werten für a und b der Parameter c nach Gleichung 2.69 bestimmt werden, woraufhin mit diesem auf Annahmen beruhenden c neue Parameter a und b ermittelt werden können, mit denen wiederum ein neuer Parameter c bestimmt wird usw. Diese Methode ist nur innerhalb eines Wertebereiches für die Veränderung von c sinnvoll, bei der c sowohl überhaupt als auch ausreichend schnell konvergiert, was keine sichere Basis für eine Anwendung des Verfahrens in der Praxis darstellt.

Eine sicherere Methode zur Bestimmung von c lässt sich aus dem linearisierten Verhalten nach Gleichung 2.68 ableiten. Mit zwei rekursiv vorliegenden Wertepaaren (X_1, Y_1) und (X_2, Y_2) dieser Kennlinie kann aufgrund des konstanten Anstieges der linearisierten Kennlinie Gleichung 2.70 aufgestellt werden.

$$\frac{Y_1}{X_1} = \frac{Y_2}{X_2} \quad (2.70)$$

Werden in dieser Gleichung X_1 , X_2 , Y_1 und Y_2 nach den Transformationsgleichungen 2.66 und 2.67 ersetzt, kann daraus die Gleichung 2.71 hergeleitet werden, mit der sich der Parameter c bestimmen lässt.

$$c = \frac{x_{c,2} - x_{c,1}}{\ln \left(\frac{x_{l,2}}{x_{l,1}} \right)} \quad (2.71)$$

Bedingung für eine sichere Bestimmung von c nach dieser Methode ist nur, dass die Wertepaare (X_1, Y_1) und (X_2, Y_2) auf einer linearisierten Kennlinie nach Gleichung 2.68 liegen, und somit denselben Anstieg haben. In der Praxis bedeutet das, dass sich der Parameter c bei der analogen Komprimierung zwischen den Wertepaaren (X_1, Y_1) und (X_2, Y_2) nicht verändern darf, und somit bei einer Abtastfrequenz von 192 kHz innerhalb eines Abtastintervalls von ca. $5,21 \mu s$ konstant bleiben muss. Mit dieser Randbedingung ist jedoch eine Nachführung der Parameter der analogen Komprimierung bei der digitalen Expandierung möglich, womit gewährleistet werden kann, dass die digitale Expanderfunktion immer der Umkehrfunktion der analogen Kompressorfunktion entspricht.

Kapitel 3

Entwicklung von Filterverfahren für Mikrofone

3.1 Grundlagen für die Filterung von Mikrofonen

Im Rahmen der hier durchgeführten Betrachtungen soll das Ziel der Filterung von Mikrofonen eine Entzerrung von deren Übertragungsfunktion sein. Eine gezielte Verzerrung z.B. des Amplitudenfrequenzgangs, wie sie unter anderem zu gestalterischen Zwecken vorgenommen wird, soll hingegen nicht betrachtet werden. Bei einem Kondensatormikrofon, das als Druckempfänger ausgeführt ist, wird aufgrund des grundsätzlich frequenzunabhängigen Übertragungsverhaltens zunächst keine Notwendigkeit einer Entzerrung erkennbar. Wird es jedoch im freien Schallfeld angewendet, entsteht durch den Druckstau vor der Mikrofonkapsel eine Anhebung der hohen Frequenzen, die abhängig von Membrangröße, Wellenlänge und Schalleinfallswinkel ist. Um im freien Schallfeld wieder einen konstanten Amplitudenfrequenzgang zu erhalten, ist zur Kompensation der druckstaubedingten Anhebung der hohen Frequenzen ein dazu komplementäres Filter erforderlich, das jeweils spezifisch für einen bestimmten Schalleinfallswinkel auszulegen ist.

Auch bei der Anwendung eines solchen Mikrofons im Diffusfeld entsteht durch Abschattungseffekte in Abhängigkeit von der Größe des Mikrofons und der Wellenlänge eine Abweichung im Amplitudenfrequenzgang bei hohen Frequenzen, die mit einem entsprechenden Filter kompensiert werden kann. Weiterhin kann es bei einigen Anwendungsfällen erforderlich sein, das Mikrofon in eine Umhausung einzubauen. Ein Beispiel hierfür sind wetterfeste Mikrofoneinheiten im Bereich der Messtechnik. Auch hier werden durch den Einbau wieder vor allem die hohen Frequenzen beeinflusst, was wieder mit einer entsprechenden Filterung korrigiert werden muss. Die betrachteten Fälle haben gemeinsam, dass die Filterung immer bei hohen Frequenzen erforderlich ist, während bei tiefen Frequenzen hingegen keine Notwendigkeit für derartige Maßnahmen besteht.

Bei der Betrachtung von Kondensatormikrofonen als Druckgradientenempfänger wird deutlich, dass bei ihrer Anwendung im freien Schallfeld und im Diffusfeld ebenfalls eine Filterung bei hohen Frequenzen vorteilhaft ist, da dort deren Amplitudenfrequenzgang zum Teil erheblich von einem konstanten Verlauf abweicht. Dafür kann es mehrere Ursachen geben, wie zum Beispiel auch hier einen Druckstau an der Membranvorderseite, unterschiedliche Frequenzabhängigkeit der Schallausbreitungswege zur Membranvorder- und -rückseite, Abschattungseffekte in Abhängigkeit von der Größe des Mikrofons und der Wellenlänge, den Frequenzverlauf des Druckgradienten im Bereich und oberhalb der oberen Grenzfrequenz des linear ansteigenden Verlaufs und der Übergang vom Prinzip des Druckgradientenempfängers auf ein anderes Empfangsprinzip (z.B. Interferenzempfänger) oberhalb dieser Grenzfrequenz.

Beim Druckgradientenempfänger kommt zur Abweichung vom konstanten Amplitudenfrequenzgang

bei hohen Frequenzen noch die von der Entfernung zur Schallquelle abhängige Abweichung bei tiefen Frequenzen hinzu, wo durch den Nahbesprechungseffekt bedingt eine mit kleiner werdender Entfernung zur Schallquelle größer werdende Anhebung der tiefen Frequenzen erfolgt. Zur Korrektur dieser Anhebung bei tiefen Frequenzen ist somit eine genaue Kenntnis der Entfernung zwischen Schallquelle und Mikrofon bei der Anwendung erforderlich, was durch den vorrangigen Einsatz der Druckgradientenempfänger in der Audiotechnik und die dort oft vorhandenen ortsveränderlichen Schallquellen nur schwer praktisch zu erfassen ist. Hinzu kommt, dass der Nahbesprechungseffekt oftmals auch gestalterisch eingesetzt wird und seine Kompensation somit nicht unbedingt erwünscht ist.

Da somit in erster Linie eine Filterung von Mikrofonen bei hohen Frequenzen sinnvoll ist, soll auch das Hauptaugenmerk zunächst darauf gerichtet werden. Ein großer Vorteil in diesem Frequenzbereich ist, dass bei einer Anwendung digitaler Filter die Auflösung von FIR-Filtern bereits bei niedrigen Latenzen ausreicht. Damit kann neben dem zunächst betrachteten Amplitudenfrequenzgang auch der Phasenfrequenzgang der Mikrofone mit bearbeitet werden, was sich wiederum auf deren Impulsverhalten auswirkt. Das Verhältnis von notwendiger Frequenzauflösung und Latenz wird jedoch ein wichtiges zu betrachtendes Kriterium bei der Anwendung von digitalen Filtern für Mikrofone sein. Die Filterfunktion für Mikrofone umfasst nicht nur reine grundlegende Filterfunktionen wie Tiefpass- oder Hochpassfilter, sondern darüber hinaus mikrofon-spezifische Anhebungen und Absenkungen bei bestimmten Frequenzen. Für den Filterentwurf ist deshalb ein Verfahren vorteilhaft, bei dem vom Grundsatz her zunächst eine Ziel-Übertragungsfunktion für das fertig bearbeitete Mikrofon durch eine gemessene Übertragungsfunktion des zu bearbeitenden Mikrofons dividiert und die Ergebnis-Übertragungsfunktion in den Zeitbereich transformiert wird, wo dann die Filterkoeffizienten ausgefenstert werden.

3.2 Ziel-Übertragungsfunktionen für Mikrofone

Bei der Anwendung von Mikrofonen im Bereich der Messtechnik, wofür vorrangig Kondensatormikrofone in der Ausführung als Druckempfänger verwendet werden, ist das Ziel ein spezifisch zur jeweiligen Anwendung konstanter Verlauf des Amplitudenfrequenzgangs im Frequenzbereich der jeweiligen Messung, um alle zu messenden Frequenzen gleich aufnehmen zu können. Auch bei der Anwendung von Mikrofonen im Bereich der Audiotechnik ist eine Zielfunktion mit einem konstanten Amplitudenfrequenzgang oft sinnvoll. Darüber hinaus können hier jedoch auch anwendungsspezifische Verläufe erwünscht sein, um beispielsweise mit einer Anhebung bestimmter hoher Frequenzen einer Aufnahme mehr Präsenz zu verleihen. Der Phasenfrequenzgang der Zielfunktion sollte einen konstanten Verlauf bei 0 Grad aufweisen, um ein bestmögliches Impulsverhalten des gefilterten Mikrofons zu erzielen. Mit solchen in Abbildung 3.1 dargestellten Zielfunktionen kann eine Freifeldverzerrung sowohl bei einem Schalleinfallswinkel von 0 Grad als auch bei anderen Schalleinfallswinkeln vorgenommen werden. Damit ist eine Korrektur der Unterschiede in der Freifeld-Übertragungsfunktion bei Kondensatormikrofonen in der Ausführung als Druckempfänger durch den Druckstau und die Abschattung möglich.

Auch im Diffusfeld sollen bei Anwendungen im Bereich der Messtechnik alle Frequenzen mit gleicher Amplitude aufgenommen werden, und bei Anwendungen im Bereich der Audiotechnik ein gleicher Amplitudenfrequenzgang des gefilterten Mikrofons wie im Freifeld realisiert werden. Ideal wäre in diesem Zusammenhang, wenn sich mit zunehmender Entfernung des Mikrofons von der Schallquelle nur die Räumlichkeit im aufgenommenen Signal erhöht, die tonale Zusammensetzung

sich jedoch nicht verändert. Aus diesem Grund können die für die Freifeldentzerrung aufgestellten Ziel-Übertragungsfunktionen nach Abbildung 3.1 auch als Ziel-Übertragungsfunktionen für die Diffusfeldentzerrung verwendet werden.

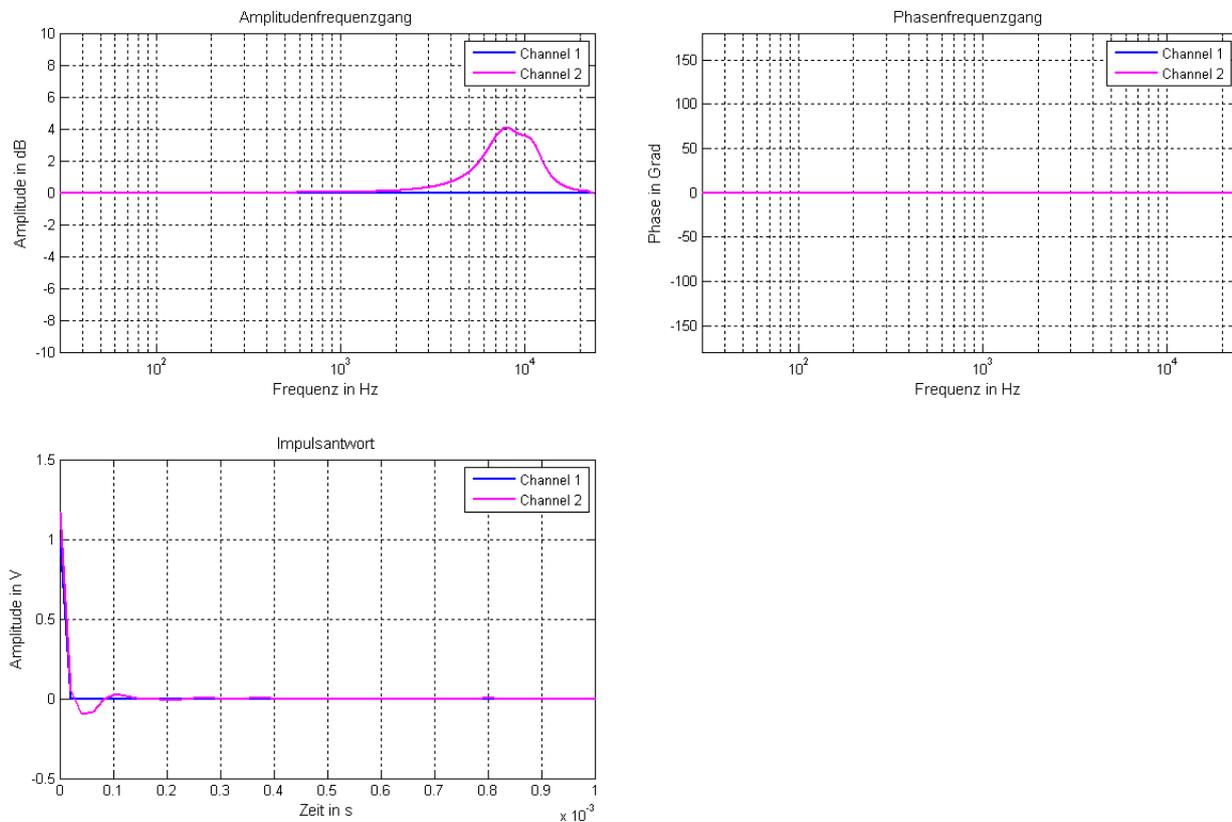


Abbildung 3.1: Zielfunktionen für die FIR-Filterung mit konstantem (Channel 1) und anwendungsspezifischem (Channel 2) Amplitudenfrequenzgang

An der oberen Bandgrenze sollte der Amplitudenfrequenzgang der Ziel-Übertragungsfunktion möglichst konstant zur halben Abtastfrequenz hin verlaufen, damit die Impulsantwort der Ziel-Übertragungsfunktion und somit des gefilterten Mikrofons möglichst kurz ausschwingt. Alternativ zum konstanten wäre auch ein tiefpassartiger Verlauf des Amplitudenfrequenzgangs der Ziel-Übertragungsfunktion möglich, bei dessen Auswahl allerdings das Ausschwingverhalten des gefilterten Mikrofons zu beachten ist. Abbildung 3.2 zeigt die verlängerte Impulsantwort einer Ziel-Übertragungsfunktion mit tiefpassartigem Verlauf des Amplitudenfrequenzgangs gegenüber einer mit konstantem Verlauf, wobei in beiden Fällen der Phasenfrequenzgang konstant bei 0 Grad verläuft.

3.3 Messung und Vorverarbeitung der Mikrofon-Übertragungsfunktion

Bei der Messung und Vorverarbeitung der Mikrofon-Übertragungsfunktion wird festgelegt, auf welche Art und Weise welche Parameter des Mikrofon-Übertragungsverhaltens durch die Filterung behandelt werden. Aus diesem Grund ist dieser Thematik im Rahmen der Filterung von Mikrofonen

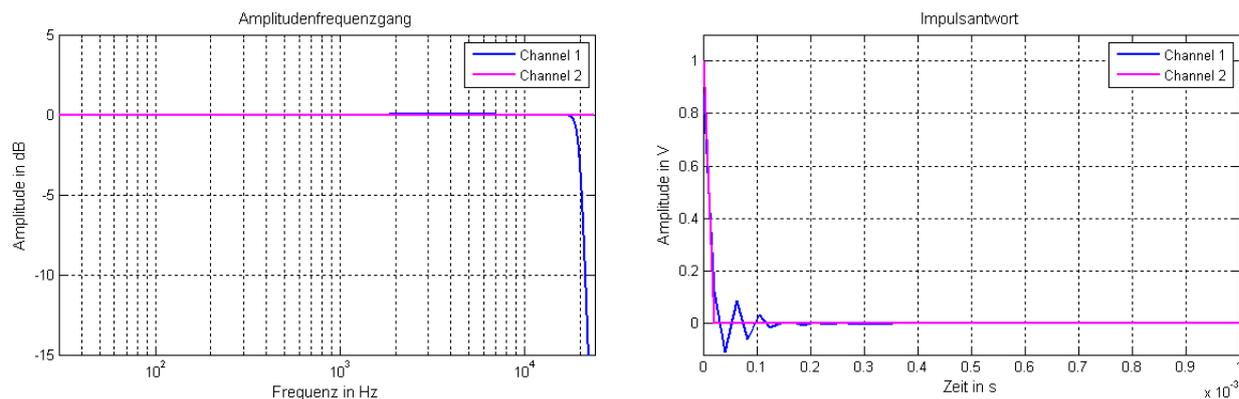


Abbildung 3.2: Zielfunktionen für die FIR-Filterung mit tiefpassartigem (Channel 1) und konstantem (Channel 2) Amplitudenfrequenzgang

besonders viel Aufmerksamkeit zu widmen. Im ersten Schritt erfolgt stets die Messung der Mikrofon-Übertragungsfunktion, die bei dem zur Filtererstellung verwendeten Verfahren die Grundlage für die Erzeugung der FIR-Koeffizienten bildet. Erforderlich ist dabei stets die Messung einer komplexen Übertragungsfunktion mit Amplituden- und Phaseninformation. Für diese Messung eignen sich nach [MM01] besonders gut Korrelations-Messverfahren, die mit einem frequenzgewichteten Sinusweep als Anregungssignal arbeiten. Die Vorteile eines solchen Messverfahrens bestehen in einer Verbesserung des Signal-Rauschabstandes sowie einer Minimierung des Einflusses von Zeitvarianzen und Nichtlinearitäten. Die Messung der Mikrofone selbst lässt sich sowohl für Messmikrofone als auch für Audiomikrofone effektiv als Freifeld-Substitutionsmessung durchführen. Als Referenzmikrofon wird dafür ein Laboratoriums-Normalmikrofon benötigt, dessen Übertragungsfunktion zunächst entweder mit einer Druck-Reziprozitätskalibrierung nach [DIN09] unter Einbeziehung der Druckstaukorrektur oder mit einer Freifeld-Reziprozitätskalibrierung nach [DIN96] bestimmt werden muss.

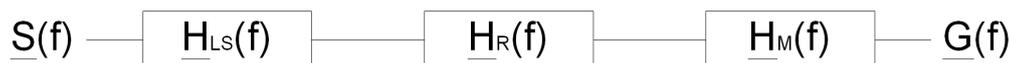


Abbildung 3.3: Blockschaltbild einer Messstrecke bei der Freifeld-Substitutionsmessung von Mikrofonen

Die Freifeld-Substitutionsmessung erfolgt dann mit einem grundsätzlichen Aufbau nach Abbildung 3.3, womit sich die Übertragungsfunktion des zu messenden Mikrofons $\underline{H}_M(f)$ aus dem Messsignal bei der Messung des zu messenden Mikrofons $\underline{G}_M(f)$, dem Messsignal bei der Messung des Referenzmikrofons $\underline{G}_{RM}(f)$ und der bei der Reziprozitätskalibrierung ermittelten Übertragungsfunktion des Referenzmikrofons $\underline{H}_{RM}(f)$ nach Gleichung 3.1 ergibt. Das Messsignal bei der Messung des zu messenden Mikrofons $\underline{G}_M(f)$ besteht dabei aus dem Anregungssignal $\underline{S}(f)$ und den Übertragungsfunktionen von Lautsprecher $\underline{H}_{LS}(f)$, Raum $\underline{H}_{Raum}(f)$ und zu messendem Mikrofon $\underline{H}_M(f)$. Das Messsignal bei Messung des Referenzmikrofons besteht ebenfalls aus dem Anregungssignal $\underline{S}(f)$, sowie den Übertragungsfunktionen von Lautsprecher $\underline{H}_{LS}(f)$, Raum $\underline{H}_R(f)$ und Referenzmikrofon $\underline{H}_{RM}(f)$.

$$\underline{H}_M(f) = \frac{\underline{G}_M(f)}{\underline{G}_{RM}(f)} \cdot \underline{H}_{RM}(f) = \frac{\underline{S}(f) \cdot \underline{H}_{LS}(f) \cdot \underline{H}_{Raum}(f) \cdot \underline{H}_M(f)}{\underline{S}(f) \cdot \underline{H}_{LS}(f) \cdot \underline{H}_{Raum}(f) \cdot \underline{H}_{RM}(f)} \cdot \underline{H}_{RM}(f) \quad (3.1)$$

Der Messaufbau erfolgt in einem reflexionsarmen Messraum mit einer Referenzentfernung zwischen Lautsprecher und Mikrofon von einem Meter. Die akustische Laufzeit der Strecke von der Schallquelle zum Mikrofon, die jeweils in der Übertragungsfunktion des Raumes $\underline{H}_R(f)$ enthalten ist, wird bei der Division des Mikrofon-Messsignals $\underline{G}_M(f)$ durch das Referenzmikrofon-Messsignal $\underline{G}_{RM}(f)$ entsprechend Gleichung 3.1 kompensiert. Die Messungen werden sinnvollerweise so durchgeführt, dass möglichst hochaufgelöste Aussagen über das jeweilige Mikrofon getroffen werden können, auch wenn sie in dieser Ausführlichkeit später nicht für die Filtererstellung benötigt werden. Um mit verschiedenen Bandbreiten und damit mit verschiedenen Abtastfrequenzen gemessene Übertragungsfunktionen vergleichbar zu machen, sollen sie eine identische Frequenzauflösung aufweisen. Somit muss bei einer Verdopplung der Bandbreite, und damit der Abtastfrequenz, auch die Anzahl der gemessenen Abtastwerte verdoppelt werden. Die bei den Untersuchungen verwendeten Messparameter sind in Tabelle 3.1 aufgeführt.

Abtastfrequenz	Abtastwerte	Frequenzauflösung
48000 Hz	2^{18}	ca. 183 mHz
96000 Hz	2^{19}	ca. 183 mHz

Tabelle 3.1: Messparameter bei der Freifeld-Substitutionsmessung von Mikrofonen

Abbildung 3.4 zeigt die Amplitudenfrequenzgänge von im Freifeld gemessenen Übertragungsfunktionen eines Kondensatormikrofons als Druckempfänger mit Freifeldentzerrung bei unterschiedlichen Schalleinfallswinkeln. Der Druck-Übertragungsfunktion des Mikrofons ist dabei bereits eine minimalphasige Freifeldentzerrung für einen Schalleinfallswinkel von 0 Grad überlagert. Bei von 0 Grad verschiedenen Schalleinfallswinkeln ändern sich sowohl der Druckstau, der geringer wird, und die Abschattung der Membran, die sich vergrößert. Dies äußert sich im Amplitudenfrequenzgang durch einen tiefpassartigen Verlauf und damit einem Hinzukommen weiterer minimalphasiger Filter. Die daraus resultierende Phasenverzerrung, die zu einer negativen Beeinflussung des Impulsverhaltens des Mikrofons führt, ist in den Phasenfrequenzgängen der gemessenen Übertragungsfunktionen in Abbildung 3.4 dargestellt.

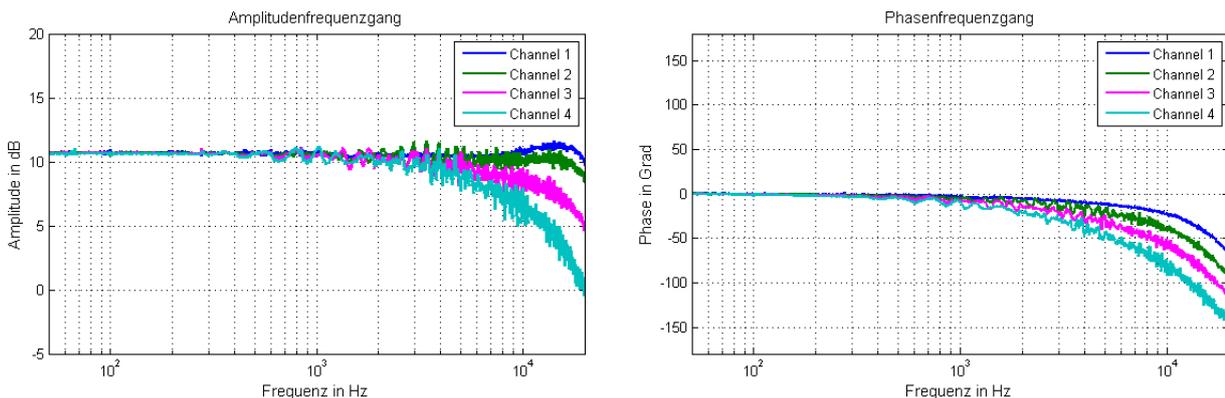


Abbildung 3.4: Amplituden- und Phasenfrequenzgänge eines Druckempfängers bei Schalleinfallswinkeln von 0 Grad (Channel 1), 30 Grad (Channel 2), 60 Grad (Channel 3) und 90 Grad (Channel 4)

Ein korrigierendes Filter müsste eine Anhebung bei den hohen Frequenzen vornehmen, durch die aber auch das Rauschen im entsprechenden Frequenzbereich mit angehoben werden würde. Eine an-

dere Möglichkeit wäre, von einem Druckempfänger mit Diffusfeldentzerrung auszugehen. Bei diesem wurde bereits eine Anhebung der hohen Frequenzen im Vergleich zum Freifeldfrequenzgang durch eine modifizierte Abstimmung der Mikrophonkapsel vorgenommen, wodurch bei den hohen Frequenzen eine höhere Empfindlichkeit ohne Vergrößerung des Rauschens entsteht. Zur Freifeldentzerrung eines solchen Mikrofons wird dann die im Freifeld gemessene Übertragungsfunktion des Mikrofons durch eine Absenkung der hohen Frequenzen an die Zielfunktion mit konstant verlaufendem Amplitudenfrequenzgang nach Abbildung 3.1 bzw. 3.2 angeglichen, wodurch das Rauschen ebenfalls mit abgesenkt wird.

Bei der Anwendung eines Kondensatormikrofons in der Ausführung als Druckgradientenempfänger im Bereich der Audiotechnik soll durch eine frequenzunabhängige Richtcharakteristik und damit Bündelung ein gleicher Verlauf des Amplitudenfrequenzgangs im Freifeld und im Diffusfeld realisiert werden. Anhand des in Abbildung 3.5 dargestellten gemessenen Bündelungsmaßes eines Großmembran-Kondensatormikrofons ist jedoch zu erkennen, dass bedingt durch konstruktive Parameter des Mikrofons vor allem bei hohen Frequenzen Abweichungen von einem konstanten Verlauf der Bündelung auftreten. Abbildung 3.6 zeigt die Amplituden- und Phasenfrequenzgänge der im Freifeld gemessenen Übertragungsfunktionen eines Kondensatormikrofons als Druckgradientenempfänger. Im Gegensatz zum Druckempfänger verlaufen die Amplitudenfrequenzgänge bei verschiedenen Schalleinfallswinkeln hier über einen weiten Frequenzbereich parallel zueinander, erst bei hohen Frequenzen treten Abweichungen aufgrund der eingangs geschilderten Ursachen auf. Die Phasenfrequenzgänge verlaufen bei allen gemessenen Schalleinfallswinkeln nicht linearphasig, so dass das Impulsverhalten des Mikrofons hier ebenfalls vom Idealverlauf abweicht.

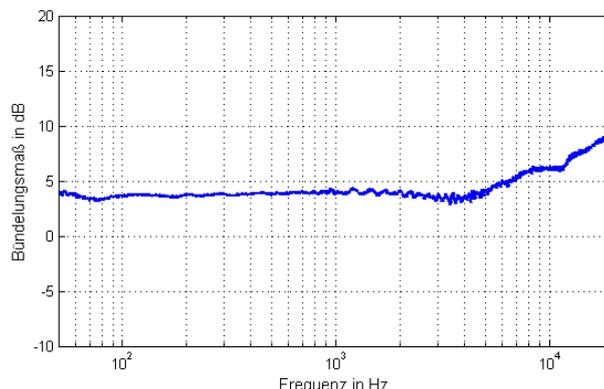


Abbildung 3.5: gemessenes Bündelungsmaß eines Druckgradientenempfängers

Für eine Diffusfeldentzerrung von Druck- oder Druckgradientenempfängern wird grundsätzlich deren gemessene Diffusfeld-Übertragungsfunktion $\underline{H}_{M,diff}(f)$ verwendet, die nach Gleichung 3.2 aus der im Freifeld gemessenen Übertragungsfunktion $\underline{H}_{M,dir}(f)$ und der gemessenen Bündelung (Bündelungsfaktor, $\gamma_M(f)$) des Mikrofons gebildet werden kann.

$$\underline{H}_{M,diff}(f) = \underline{H}_{M,dir}(f) \cdot \frac{1}{\gamma_M(f)} \quad (3.2)$$

Abbildung 3.7 zeigt jeweils die gemessenen Amplitudenfrequenzgänge im Freifeld bei einem Schalleinfallswinkel von 0 Grad und im Diffusfeld von einem Druckempfänger und einem Druckgradientenempfänger. Für die Diffusfeldentzerrung ist dann durch die Filterung nur noch eine Angleichung der

gemessenen Diffusfeld-Übertragungsfunktion auf eine Ziel-Übertragungsfunktion nach Abbildung 3.1 bzw. 3.2 erforderlich.

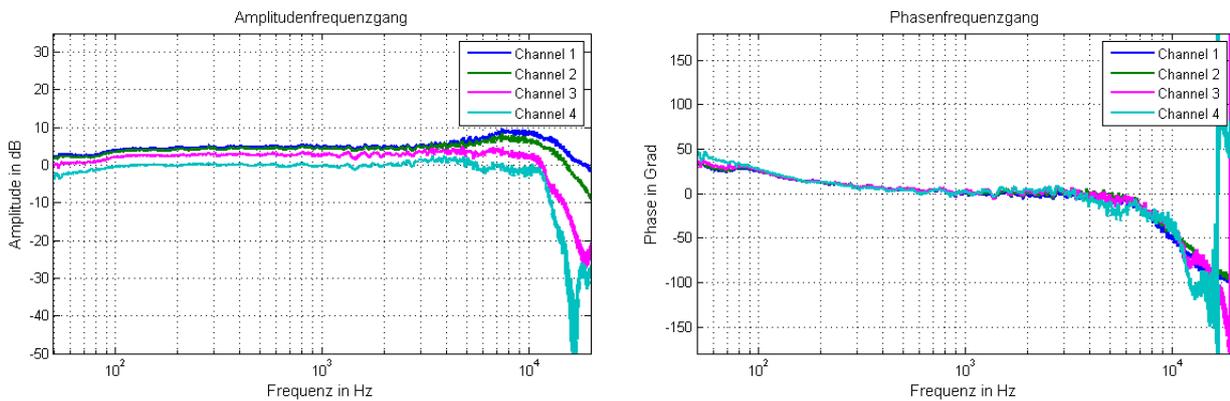


Abbildung 3.6: Amplituden- und Phasenfrequenzgänge eines Druckgradientenempfängers bei Schalleinfallswinkeln von 0 Grad (Channel 1), 30 Grad (Channel 2), 60 Grad (Channel 3) und 90 Grad (Channel 4)

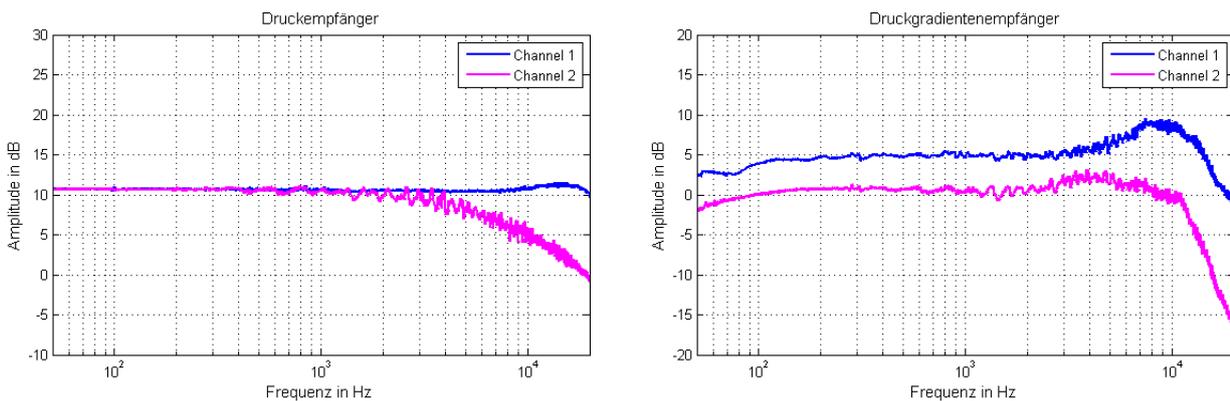


Abbildung 3.7: Amplitudenfrequenzgänge eines Druck- und Druckgradientenempfängers im Freifeld bei einem Schalleinfallswinkel von 0 Grad (Channel 1) und im Diffusfeld (Channel 2)

Sowohl der Amplituden- als auch der Phasenfrequenzgang der gemessenen Mikrofon-Übertragungsfunktion zeigen einen unruhigen Verlauf, der vor der Filtererstellung geglättet werden muss. Für die Auswahl einer Variante für eine solche Glättung ist bereits eine Festlegung der Parameter für die Filterung erforderlich. Vor allem beim Druckempfänger ist unterhalb einer Frequenz von ca. 200 Hz keine Entzerrung erforderlich, so dass auch der vom Mikrofon gemessene Amplitudenfrequenzgang in diesem Frequenzbereich nicht benötigt wird. Auch beim Druckgradientenempfänger wären in diesem Frequenzbereich vor allem die Einflüsse des Nahbesprechungseffektes zu korrigieren, die jedoch stark von der Entfernung von der Schallquelle zum Mikrofon abhängen und deshalb hier nicht berücksichtigt werden sollen. Bei Zugrundelegung einer Abtastfrequenz für die FIR-Filterung von 48 kHz würde bei einer Verwendung von 255 Filterkoeffizienten eine Frequenzauflösung von ca. 188 Hz erreicht werden, die unter Berücksichtigung der aufgeführten Kriterien ausreichend ist.

Zum einen ist die Frequenzauflösung der gemessenen Mikrofon-Übertragungsfunktion mit aus Analysegründen festgelegten 183 mHz demgegenüber unnötig hoch, zum anderen sind in den dazuge-

hörigen Mikrofonimpulsantworten noch Störungen sichtbar, woraus folgt, dass sowohl eine Glättung der gemessenen Mikrofon-Übertragungsfunktion als auch eine Beseitigung der Störungen in der Mikrofon-Impulsantwort vor der weiteren Verwendung vorteilhaft sind. Diese Glättung sollte frequenzlinear erfolgen, da die zu erzeugenden FIR-Koeffizienten im frequenzlinearen Maßstab äquidistant verteilt sind. Die in der Mikrofon-Impulsantwort vorhandenen Störungen lassen sich, wie auch bei raumakustischen Messungen üblich, durch eine Multiplikation mit einer die Störungen in ihrer zeitlichen Lage ausblendenden Fensterfunktion beseitigen. Die Glättung der gemessenen Mikrofon-Übertragungsfunktion erfolgt dann durch Faltung mit der Fouriertransformierten der Fensterfunktion.

Bei raumakustischen Messungen wird oftmals eine Fensterfunktion derart angewendet, dass unerwünschte Raum- oder Schallreflexionen ausgeblendet werden, wobei die Information des Direktschalls möglichst wenig beeinflusst werden soll. Die dafür verwendeten Fenster setzen sich, wie in Abbildung 3.8 dargestellt, aus einem konstanten Bereich mit einer Amplitude von 1, einem Bereich, in dem die Amplitude einer Fensterfunktion folgt, und einem konstanten Bereich mit einer Amplitude von 0 zusammen. Die gemessene Mikrofon-Impulsantwort enthält aufgrund des verwendeten Freifeld-Substitutionsverfahrens auch bei Zeiten von $t < 0$, und damit wegen des periodischen Verlaufs am rechten Rand, wichtige Signalanteile, die ohne weitere Maßnahmen bei einer derartigen Fensterung vernichtet werden würden. Dies kann mit einer Rechtsverschiebung der gemessenen Mikrofon-Impulsantwort vor der Fensterung, die durch eine Gruppenlaufzeit-Addition vorgenommen werden kann, vermieden werden. Abbildung 3.8 zeigt eine solche verschobene Impulsantwort zusammen mit einer typischen zusammengesetzten Fensterfunktion.

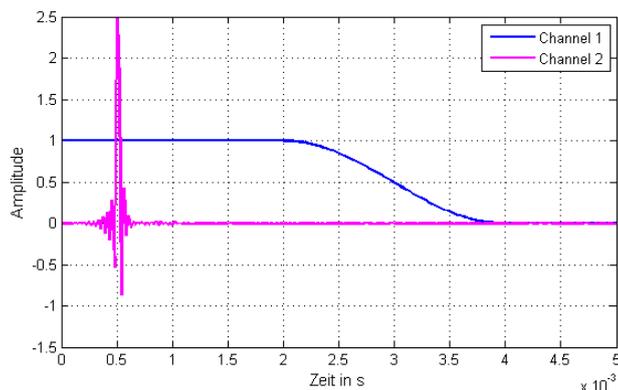


Abbildung 3.8: Fenster mit Hanning-Fensterfunktion zwischen 2 ms und 4 ms (Channel 1) und Impulsantwort eines Druckempfängers nach Addition einer Gruppenlaufzeit von 0,5 ms (Channel 2)

Um eine anwendbare Glättung der gemessenen Mikrofon-Übertragungsfunktion zu erreichen, wurden Versuche mit verschiedenen Varianten einer derartigen Fensterung durchgeführt, wobei die Fensterfunktion selbst, ihr Beginn nach dem konstanten Bereich mit einer Amplitude von 1, ihr Ende zum konstanten Bereich mit einer Amplitude von 0, und die zur gemessenen Mikrofon-Impulsantwort addierte Gruppenlaufzeit variiert wurden. Diese Versuche führten jedoch zu keinen zufriedenstellenden Ergebnissen, da nach der Fensterung im gemessenen Amplitudenfrequenzgang teilweise starke Verfälschungen, Welligkeiten unterhalb von 1000 Hz, ein Abfall unterhalb von 400 Hz und ein trotz Glättung noch zu unruhiger Verlauf bei hohen Frequenzen entstand. Aufgrund dieser Ergebnisse sollte für die Glättung der gemessenen Mikrofon-Übertragungsfunktion kein solch einseitiges Fenster verwendet werden, das aus konstanten Anteilen und Anteilen einer Fensterfunktion besteht, son-

dern eine zum Peak der gemessenen Mikrofon-Impulsantwort symmetrische Fensterfunktion. Diese verläuft dann entsprechend diesem Peak symmetrisch zum Zeitpunkt $t=0$, und berücksichtigt somit auch die am rechten Rand der gemessenen Mikrofon-Impulsantwort befindlichen Signalanteile.

Ziel bei der Auswahl einer Fensterfunktion für die Glättung ist, dass der Verlauf der gemessenen Mikrofon-Übertragungsfunktion insgesamt möglichst gut beruhigt, und dabei bei tiefen Frequenzen unterhalb von 200 Hz möglichst wenig verfälscht wird. Nach [Har78] entspricht der Wert der geglätteten Übertragungsfunktion bei einer bestimmten Frequenz f_0 grundsätzlich der Summe der Werte der Übertragungsfunktion bei allen Frequenzen gewichtet mit der Fouriertransformierten der Fensterfunktion um f_0 . Häufig verwendete Fensterfunktionen, wie *Hamming*, *Hanning*, *Blackman* oder *Flat-Top*, sind aus Cosinusfunktionen zusammengesetzt. Bei ihnen werden einzelne Cosinusterme addiert, um die tieffrequenten Peaks im Frequenzbereich so zu überlagern, dass die Höhe der Nebenmaxima verringert wird, wobei sich jedoch die Breite des Hauptmaximums vergrößert. Dem Vorteil ihrer einfachen Realisierbarkeit steht jedoch der Nachteil gegenüber, dass keine optimale Steuerbarkeit von Parametern möglich ist.

Mit Chebyshev-Fensterfunktionen lässt sich als weitere Variante eine minimale Breite des Hauptmaximums im Frequenzbereich für eine bestimmte und damit einstellbare Höhe aller Nebenmaxima realisieren. Dieser Steuerbarkeit stehen jedoch die Nachteile gegenüber, dass alle Nebenmaxima die gleiche und damit keine mit zunehmender Frequenz größer werdende Dämpfung aufweisen, und dass diese Fenster in ihrem zeitlichen Verlauf Welligkeiten im Durchlassbereich zeigen, weshalb sie, wie auch in [Mül99] aufgeführt ist, für Anwendungen in der Audiotechnik weniger geeignet sind. Kaiser-Fenster schließlich weisen ein maximales Verhältnis der Energie des Hauptmaximums zur Energie aller Nebenmaxima auf. Bei ihnen nimmt die Dämpfung der Nebenmaxima mit höher werdender Frequenz zu, und mittels eines Parameters β ist die Energie der Nebenmaxima in Abhängigkeit von der Breite des Hauptmaximums einstellbar, wobei jedoch eine hohe Dämpfung der Nebenmaxima eine größere Breite des Hauptmaximums bedingt.

Nach [Har78] sind Kaiser-Fenster oder Blackman-Harris Fenster bei Signalanalysen zu bevorzugen. Weiterhin ist in diesem Zusammenhang noch das Tukey-Fenster durch seinen in der Fenstermitte konstanten Bereich einstellbarer Breite interessant. Mit diesen drei Fensterfunktionen wurde ein Vergleich hinsichtlich der Anwendung zur Glättung der gemessenen Mikrofon-Übertragungsfunktionen bei einem Druckempfänger durchgeführt, wofür jeweils eine Fensterlänge von 1023 Abtastwerten verwendet wurde. Dem Blackman-Harris Fenster wurden ein Kaiser-Fenster mit $\beta = 12$ und ein Tukey-Fenster mit einem Parameter von 0,75 gegenübergestellt. Die Ergebnisse zeigt die Abbildung 3.9.

Das Tukey-Fenster führt zur größten Welligkeit bei tiefen Frequenzen und zum unruhigsten Verlauf bei hohen Frequenzen, wobei sich beide Effekte mit kleiner werdendem Parameter (0,5 bzw. 0,25) noch verschlimmern. Das Kaiser-Fenster bedingt eine größere Welligkeit bei tiefen und einen unruhigeren Verlauf bei hohen Frequenzen als das Blackman-Harris Fenster, was sich beides mit kleiner werdendem Parameter β verschlechtert. Mit einem Parameter von $\beta = 12$ hat ein Kaiser-Fenster allerdings nahezu die gleichen Eigenschaften wie das Blackman-Harris Fenster.

Aus dem Vergleich kann abgeleitet werden, dass für die Glättung der gemessenen Mikrofon-Übertragungsfunktionen ein Blackman-Harris Fenster, welches einfacher realisierbar ist, oder ein Kaiser-Fenster mit $\beta = 12$, bei dem eine bessere Variation der Eigenschaften bei Bedarf möglich ist, verwendet werden sollte. Dabei erfolgt die Festlegung der Frequenzauflösung und der unteren Grenzfrequenz der gemessenen Mikrofon-Übertragungsfunktion nach der Glättung durch Variation der Fensterlän-

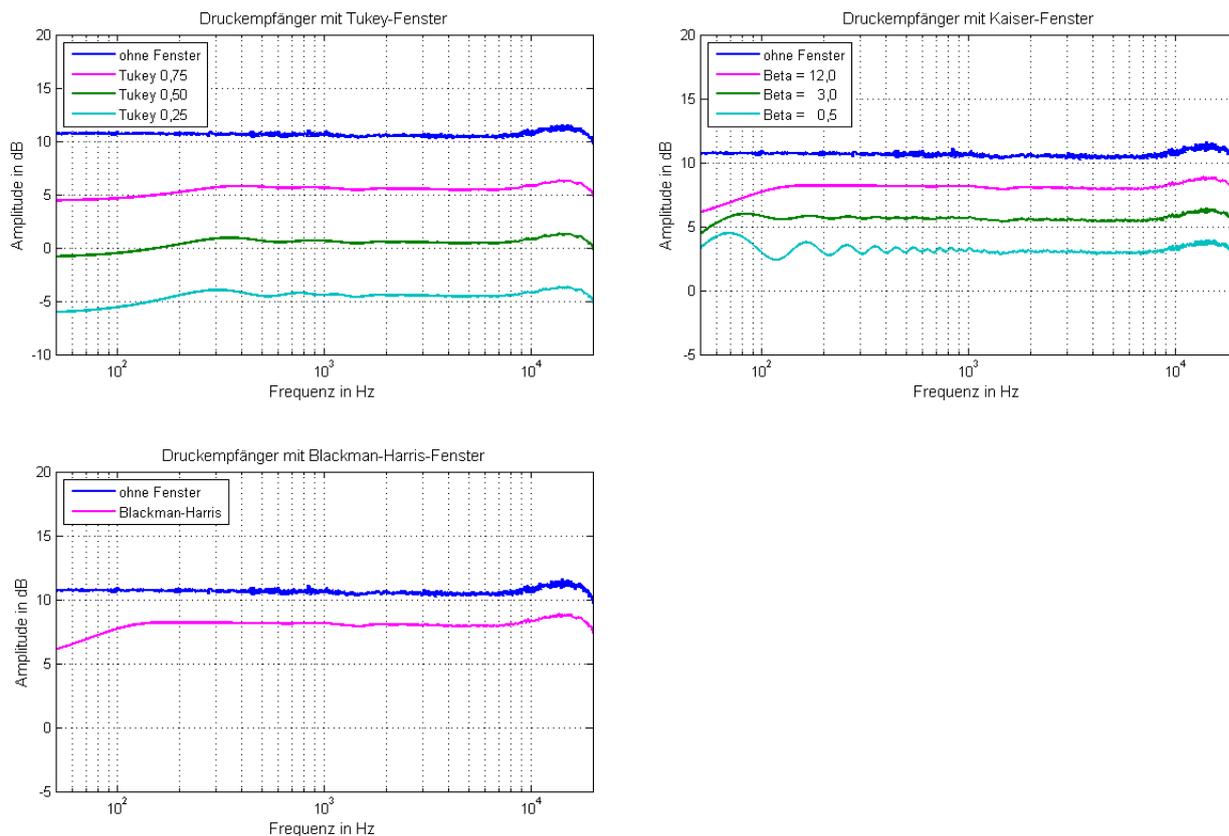


Abbildung 3.9: Amplitudenfrequenzgang eines Druckempfängers nach Fensterung mit Tukey-, Kaiser- und Blackman-Harris-Fensterfunktionen; Zur besseren Übersicht sind die Amplitudenfrequenzgänge bei einer Fensterfunktion mit unterschiedlichen Parametern verschoben dargestellt.

ge derart, dass die geglättete Mikrofon-Übertragungsfunktion bis zu einer Frequenz von 200 Hz hinab identisch zur gemessenen Mikrofon-Übertragungsfunktion verläuft. Abbildung 3.10 zeigt die Fensterung einer gemessenen Mikrofon-Impulsantwort mit einem Kaiser-Fenster mit $\beta = 12$, die Abbildung 3.11 die Glättung des Amplituden- und Phasenfrequenzgangs der dazugehörigen Mikrofon-Übertragungsfunktion.

Bei der Messung der Mikrofon-Übertragungsfunktion entstehen aufgrund der verwendeten Methode der Freifeld-Substitutionsmessung Störungen bei tiefen Frequenzen, da die für die Anregung verwendete Schallquelle nicht beliebig tiefe Frequenzen bis zu 0 Hz hinab wiedergeben kann. Bei der Glättung werden diese zwar durch den von der Fensterlänge bedingten hochpassartigen Verlauf an der unteren Bandgrenze beseitigt, aber auch dieser stimmt nicht mit dem tatsächlichen Übertragungsverhalten des Mikrofons überein. Da auch das FIR-Filter durch seine latenzbedingte Frequenzauflösung bei diesen tiefen Frequenzen keine Entzerrung vornehmen kann, muss sichergestellt werden, dass an der unteren Bandgrenze der gemessenen Mikrofon-Übertragungsfunktion keine Beeinflussung durch das FIR-Filter erfolgt.

Dies wird durch ein derartiges Überschreiben der gemessenen Mikrofon-Übertragungsfunktion an der unteren Bandgrenze realisiert, dass gemessene Mikrofon-Übertragungsfunktion und Ziel-Übertragungsfunktion identisch sind, und somit keine Eingriffe durch das FIR-Filter erfolgen. Beim bisher

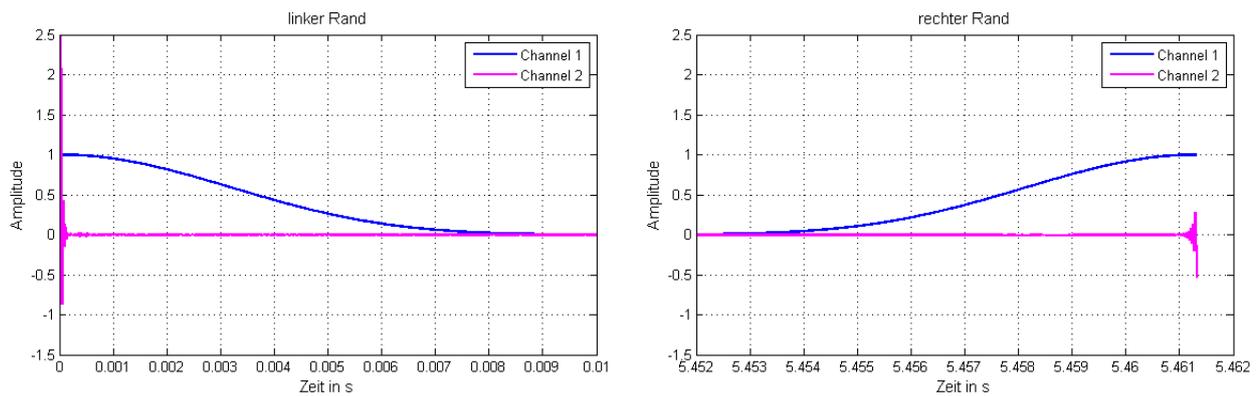


Abbildung 3.10: Kaiserfenster mit $\beta = 12$ (Channel 1) und Mikrofon-Impulsantwort (Channel 2)

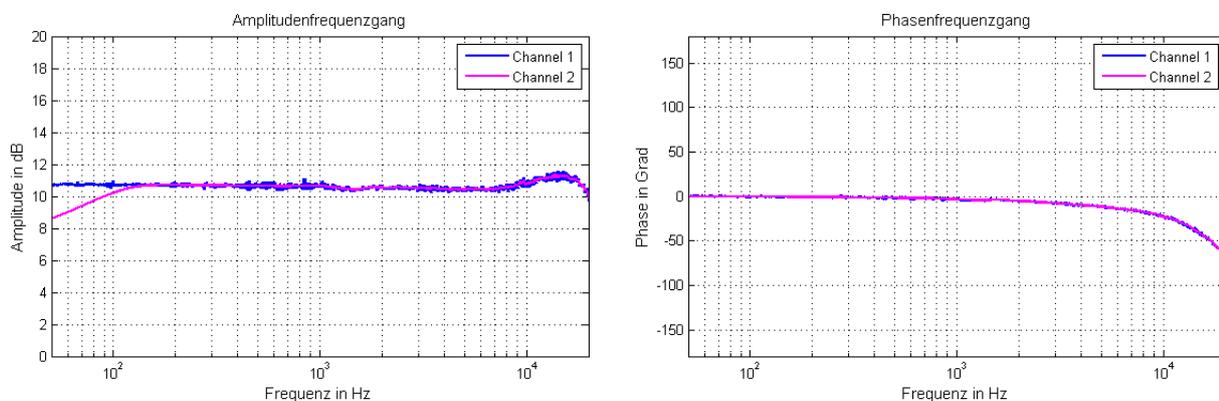


Abbildung 3.11: Amplituden- und Phasenfrequenzgang der Mikrofon-Übertragungsfunktion vor (Channel 1) und nach (Channel 2) der Fensterung

verwendeten Ansatz mit einer Abtastfrequenz von 48 kHz und 255 Filterkoeffizienten wird eine Frequenzauflösung von ca. 188 Hz erreicht, oberhalb der die untere Grenzfrequenz für die FIR-Filterung liegen muss. Nach der Glättung verläuft aufgrund der dabei aufgestellten Forderung die geglättete Mikrofon-Übertragungsfunktion bis etwas unterhalb von 200 Hz hinab nahezu identisch zur gemessenen Mikrofon-Übertragungsfunktion. Daraus kann nun wiederum eine untere Grenzfrequenz von 200 Hz für die FIR-Filterung abgeleitet und festgelegt werden, unterhalb der die geglättete Übertragungsfunktion mit einem konstanten Wert, der dem Wert bei der unteren Grenzfrequenz von 200 Hz entspricht, überschrieben wird. Abbildung 3.12 zeigt die Amplitudenfrequenzgänge eines Druck- und eines Druckgradientenempfängers nach der Messung und nach der Glättung und Korrektur an der unteren Bandgrenze.

Wenn von der geglätteten Übertragungsfunktion sowohl der Amplitudenfrequenzgang als auch die Gruppenlaufzeit an der unteren Bandgrenze überschrieben werden, führt das beim Druckempfänger zu einem scheinbar nahezu identischen Verlauf des Phasenfrequenzgangs mit und ohne Korrektur, was im linken Teilbild von Abbildung 3.13 dargestellt ist. Bei genauerer Betrachtung lässt sich jedoch, wie im rechten Teilbild von Abbildung 3.13 zu erkennen ist, ein Offset im Verlauf des Phasenfrequenzgangs von ca. 0,2 Grad unterhalb der unteren Grenzfrequenz von 200 Hz feststellen, wodurch der Phasenfrequenzgang nach dem Überschreiben an der unteren Bandgrenze ca. 0,2 Grad unterhalb des Phasenfrequenzgangs ohne Überschreiben verläuft. Im linken Teilbild von Abbildung 3.14

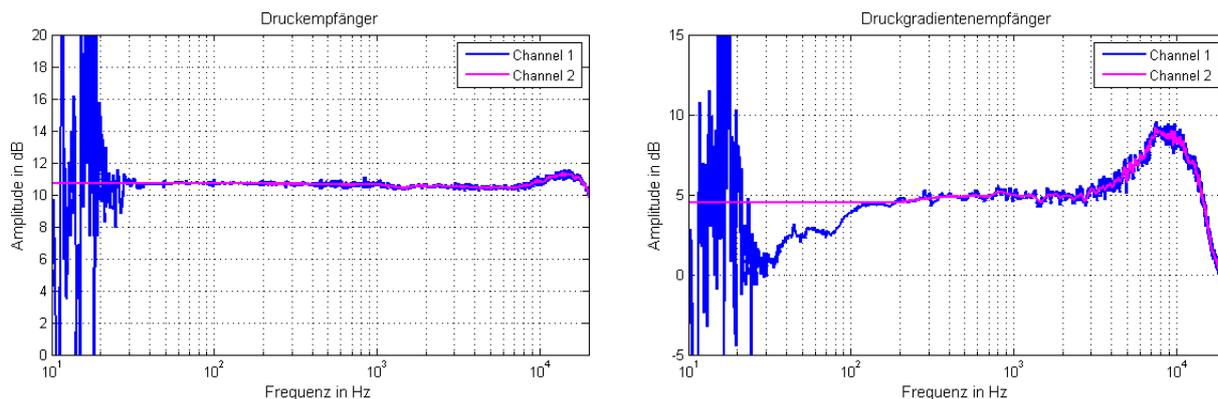


Abbildung 3.12: Amplitudenfrequenzgänge gemessen (Channel 1) und nach Glättung sowie Korrektur an der unteren Bandgrenze (Channel 2)

wird deutlich, dass beim Druckgradientenempfänger das Überschreiben von Amplitudenfrequenzgang und Gruppenlaufzeit an der unteren Bandgrenze zu einem deutlich verschobenen Verlauf des Phasenfrequenzgangs führt. Abbildung 3.15 zeigt im rechten Teilbild, dass auch die Impulsantwort des Druckgradientenempfängers durch diese Art des Überschreibens an der unteren Bandgrenze eine deutliche Veränderung erfährt. Das ausschließliche Überschreiben des Amplitudenfrequenzgangs ohne Überschreiben der Gruppenlaufzeit führt dagegen, wie für den Druckgradientenempfänger im rechten Teilbild von Abbildung 3.14 erkennbar ist, sowohl bei diesem als auch beim Druckempfänger zu einem nahezu identischen Verlauf des Phasenfrequenzgangs mit und ohne Korrektur an der unteren Bandgrenze. Auch die in Abbildung 3.15 dargestellten Impulsantworten sind bei Druckempfänger und Druckgradientenempfänger vor und nach dem ausschließlichen Überschreiben des Amplitudenfrequenzgangs ohne Überschreiben der Gruppenlaufzeit nahezu identisch.

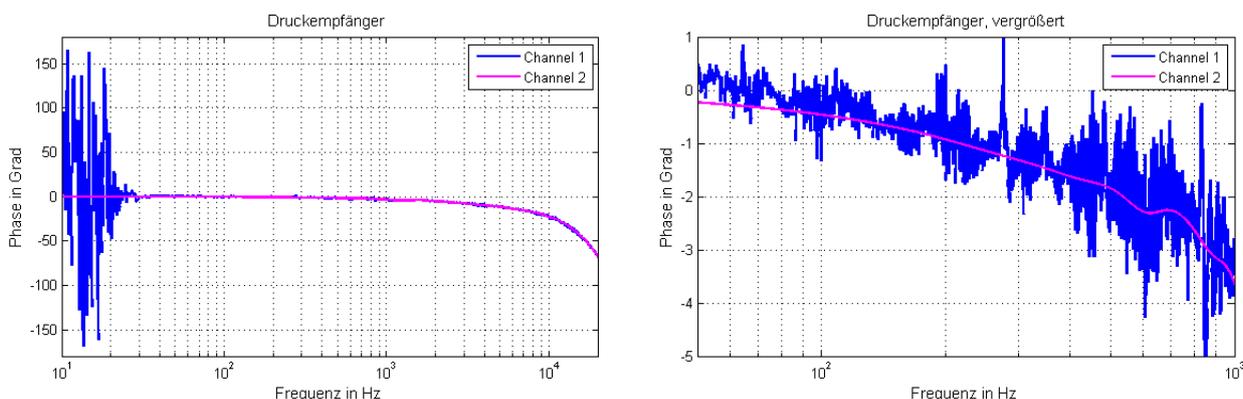


Abbildung 3.13: Phasenfrequenzgänge eines Druckempfängers gemessen (Channel 1) und nach Glättung sowie Korrektur an der unteren Bandgrenze (Channel 2)

Da der Amplitudenfrequenzgang der erstellten Ziel-Übertragungsfunktion von 0 Hz bis zur unteren Grenzfrequenz von 200 Hz konstant mit einer Verstärkung von 1 (entspricht 0 dB) verläuft, wird die Mikrofon-Übertragungsfunktion nach dem Überschreiben an der unteren Bandgrenze noch so normalisiert, dass auch deren Amplitudenfrequenzgang von 0 Hz bis zur unteren Grenzfrequenz konstant mit einer Verstärkung von 1 verläuft. Durch diese in Abbildung 3.16 dargestellte Vorgehensweise

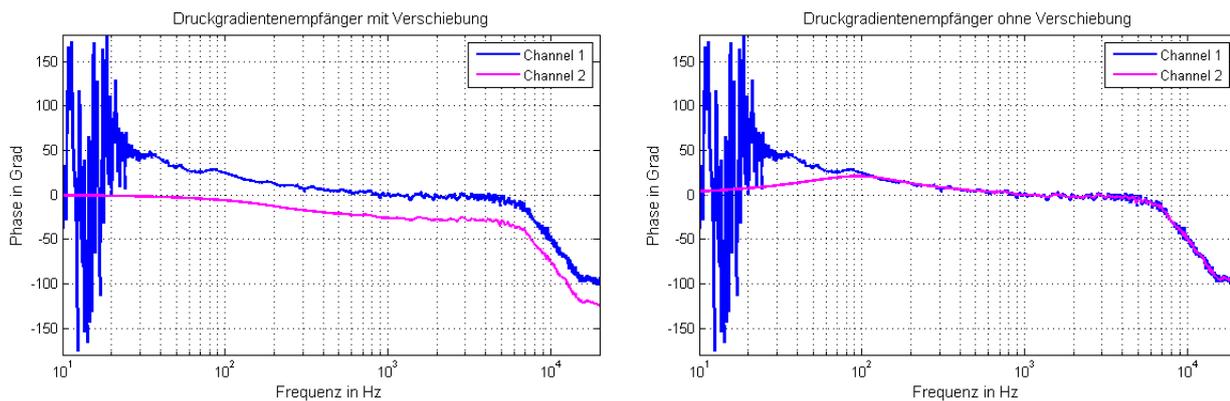


Abbildung 3.14: Phasenfrequenzgänge eines Druckgradientenempfängers gemessen (Channel 1) und nach Glättung sowie Korrektur an der unteren Bandgrenze (Channel 2)

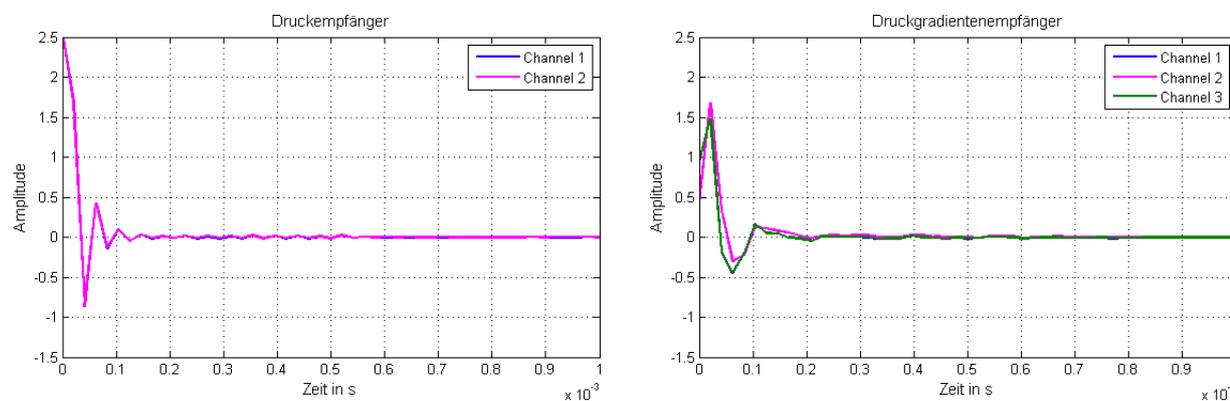


Abbildung 3.15: Impulsantworten eines Druckempfängers gemessen (Channel 1) und nach Glättung sowie Überschreiben des Amplitudenfrequenzgangs an der unteren Bandgrenze (Channel 2); Impulsantworten eines Druckgradientenempfängers gemessen (Channel 1), nach Glättung sowie Überschreiben von Amplitudenfrequenzgang und Gruppenlaufzeit an der unteren Bandgrenze (Channel 2) und nach Glättung sowie Überschreiben des Amplitudenfrequenzgangs an der unteren Bandgrenze (Channel 3)

wird in diesem Frequenzbereich ein identischer Verlauf von Mikrofon-Übertragungsfunktion und Ziel-Übertragungsfunktion erreicht, und dadurch eine Korrektur durch das FIR-Filter vermieden.

Die mit einer Abtastfrequenz von 48 kHz gemessene Mikrofon-Übertragungsfunktion weist, wie in Abbildung 3.17 erkennbar ist, oberhalb von ca. 23950 Hz starke Störungen auf, da aufgrund der hier vorherrschenden starken Dämpfung des Anti-Aliasing Filters des AD-Umsetzers keine verwertbare Information mehr im Messsignal vorliegt. Da demzufolge oberhalb von ca. 23950 Hz auch in der gemessenen Mikrofon-Übertragungsfunktion keine Informationen mehr enthalten sind, sollte dort auch keine FIR-Filterung mehr erfolgen. Dies kann durch ein Überschreiben der gemessenen Mikrofon-Übertragungsfunktion an der oberen Bandgrenze realisiert werden, wobei das Überschreiben derart erfolgen muss, dass sich der überschriebene Bereich am Verlauf der Ziel-Übertragungsfunktion an der oberen Bandgrenze orientiert.

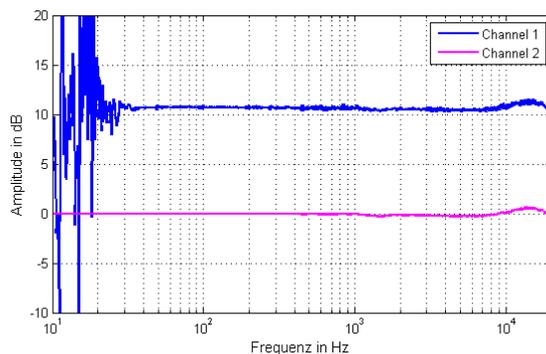


Abbildung 3.16: Amplitudenfrequenzgänge eines Druckempfängers gemessen (Channel 1) und nach Glättung, Korrektur an der unteren Bandgrenze sowie Normalisierung (Channel 2)

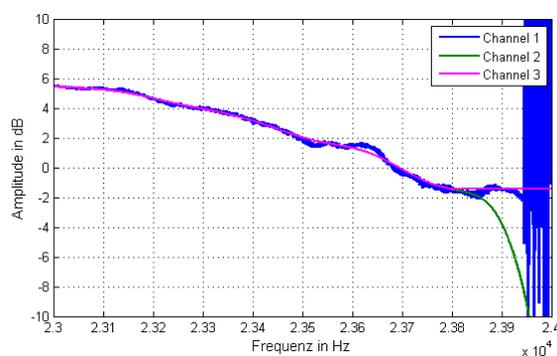


Abbildung 3.17: Amplitudenfrequenzgänge eines Druckempfängers gemessen (Channel 1), nach der Glättung (Channel 2) und nach der Korrektur an der oberen Bandgrenze (Channel 3)

Das Überschreiben der gemessenen Mikrofon-Übertragungsfunktion ist grundsätzlich vor oder nach deren Glättung möglich, jedoch ist, wie ebenfalls in Abbildung 3.17 erkennbar ist, die Identifikation einer geeigneten oberen Grenzfrequenz, oberhalb der das Überschreiben erfolgen soll, nach der Glättung schlechter möglich, da dann der Amplitudenfrequenzgang an der oberen Bandgrenze vor dem Eintritt der Störungen in einen tiefpassartig abfallenden Verlauf übergeht. Bei der Korrektur der Mikrofon-Übertragungsfunktion an der oberen Bandgrenze ist weiterhin auf jeden Fall zu beachten, dass deren Amplitudenfrequenzgang nach der Korrektur in Verbindung mit dem Amplitudenfrequenzgang der Ziel-Übertragungsfunktion nicht zu einem zur halben Abtastfrequenz hin ansteigenden Amplitudenfrequenzgang des zu erstellenden FIR-Filters führt, was einen welligen Verlauf der Impulsantwort des FIR-Filters zur Folge hätte. Um dies zu erreichen, kann der Amplitudenfrequenzgang der Mikrofon-Übertragungsfunktion nach der Korrektur an der oberen Bandgrenze identisch zum oder oberhalb des Amplitudenfrequenzgangs der Ziel-Übertragungsfunktion verlaufen, wodurch das FIR-Filter dann entweder keine oder eine tiefpassartige Korrektur an der oberen Bandgrenze vornimmt. Im Hinblick darauf ist das Überschreiben der Mikrofon-Übertragungsfunktion an der oberen Bandgrenze nach deren Glättung praktikabler, da ansonsten der korrigierte Amplitudenfrequenzgang durch die Glättung wieder verändert wird. Diese Verfahrensweise ist ebenfalls in Abbildung 3.17 dargestellt. Auch bei der Korrektur an der oberen Bandgrenze darf nur der Amplitudenfrequenzgang, nicht jedoch die Gruppenlaufzeit überschrieben werden, um die Entstehung von Veränderungen im Phasenfrequenzgang, die sich bei der späteren Anwendung des gefilterten Mikrofons durch hörbare Störungen äußern, zu vermeiden.

3.4 Erzeugung der Filterkoeffizienten

Die Ordnung N_{FIR} eines FIR-Filters entspricht der Anzahl der Verzögerungselemente (z^{-N}), und damit auch der Anzahl der in der Filterstruktur verwendeten Akkumulatoren. Da noch ein Filterkoeffizient ohne Zeitverzögerung hinzukommt, ist die Anzahl der Filterkoeffizienten um 1 größer als die Filterordnung. Für die Anwendung zur Mikrofontzerrung ist auch der Einsatz linearphasiger FIR-Filter denkbar, wenn der Phasenfrequenzgang des Mikrofons nicht durch die Filterung beeinflusst werden soll. Da ein solches FIR-Filter keine Nullstelle bei der halben Abtastfrequenz haben darf, sollen die Symmetrie der Filterkoeffizienten und die Filterordnung gerade, und die Anzahl der Filterkoeffizienten somit ungerade sein. Dies ist bei den bisher zugrundegelegten Annahmen von einer Anzahl der Filterkoeffizienten von 255, die bei einer Abtastfrequenz von 48 kHz zu einer Frequenzauflösung von ca. 188 Hz und einer Latenz von ca. 2,67 ms führen, bereits gegeben.

Zur Erzeugung der FIR-Filterkoeffizienten werden zunächst die erstellte Ziel-Übertragungsfunktion und die gemessene Mikrofon-Übertragungsfunktion mit allen bisher durchgeführten Vorverarbeitungsschritten geladen. Der Hauptpeak der Impulsantwort der Ziel-Übertragungsfunktion sollte bei $t = 0$ liegen, weshalb hier keine Kompensation der Gruppenlaufzeit erforderlich ist. Auch bei der Mikrofon-Übertragungsfunktion darf diese nicht durchgeführt werden, da hier die Kompensation der Gruppenlaufzeit im Rahmen der Substitutionsmessung erfolgte. Die Übertragungsfunktion für die FIR-Filterung $\underline{H}_{FIR}[k]$ entsteht nun durch Division der Ziel-Übertragungsfunktion $\underline{H}_{Ziel}[k]$ durch die Mikrofon-Übertragungsfunktion $\underline{H}_M[k]$ entsprechend Gleichung 3.3.

$$\underline{H}_{FIR}[k] = \frac{\underline{H}_{Ziel}[k]}{\underline{H}_M[k]} \quad (3.3)$$

Die beteiligten Amplituden- und Phasenfrequenzgänge sind in Abbildung 3.18 dargestellt. Danach wird die Impulsantwort für die FIR-Filterung $h_{FIR}[n]$ durch inverse Fouriertransformation aus der Übertragungsfunktion der FIR-Filterung nach Gleichung 3.4 gebildet. Aus dieser können nun mit einer Fensterfunktion $w[n]$ die benötigten FIR-Filterkoeffizienten $c[n]$ im Zeitbereich nach Gleichung 3.5 ausgefenstert werden.

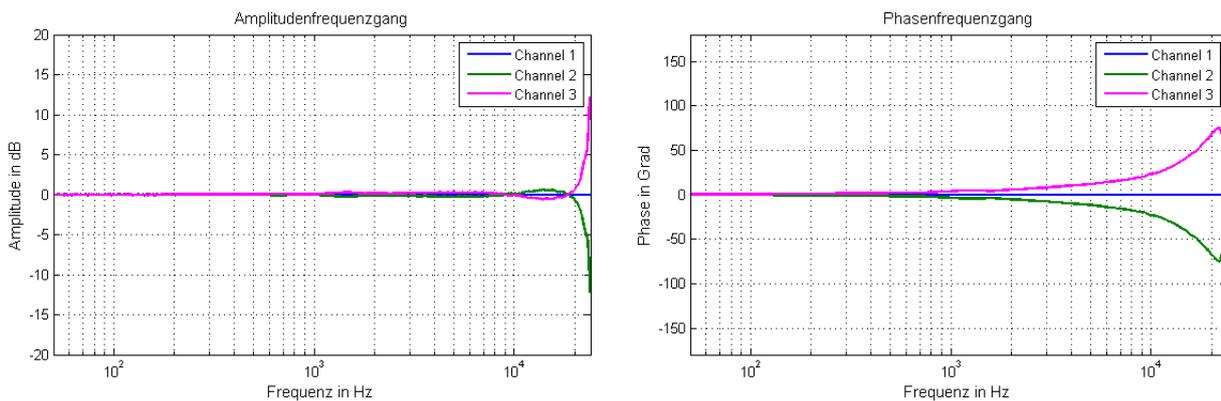


Abbildung 3.18: Amplituden- und Phasenfrequenzgänge: Ziel-Übertragungsfunktion (Channel 1), vorverarbeitete gemessene Mikrofon-Übertragungsfunktion (Channel 2) und FIR-Übertragungsfunktion (Channel 3)

$$h_{FIR}[n] = IFFT(\underline{H}_{FIR}[k]) \quad (3.4)$$

$$c[n] = h_{FIR}[n] \cdot w[n] \quad (3.5)$$

Dabei bestimmt die Breite des Hauptmaximums der Fenster-Übertragungsfunktion die mögliche Flankensteilheit bzw. Bizarrheit der Filter-Übertragungsfunktion, und die Höhe der Nebenmaxima der Fenster-Übertragungsfunktion die Welligkeit der Filter-Übertragungsfunktion im Durchlass- und Sperrbereich, wobei für eine geringe Welligkeit eine hohe Dämpfung der Nebenmaxima erforderlich ist. Aus diesem Grund sind die zur Signalanalyse geeigneten Fensterfunktionen auch für die Ausfensterung von FIR-Koeffizienten anwendbar, was zu den in [Har78] dafür als vorteilhaft aufgeführten Kaiserfenstern oder den Blackman-Harris Fenstern führt. Da die Kaiserfenster bereits erfolgreich bei der Glättung der gemessenen Mikrofon-Übertragungsfunktion umgesetzt wurden, sollen sie auch zur Ausfensterung der Filterkoeffizienten verwendet werden. Für die Filterung der Mikrofon-Übertragungsfunktion ist in erster Linie eine deren Verlauf entsprechende Bizarrheit erforderlich. Deshalb wurde durch eine Verkleinerung des Parameters β des Kaiserfensters dessen Breite des Hauptmaximums so weit verkleinert, bis die erforderliche Bizarrheit bei noch akzeptabler Welligkeit durch die ebenfalls kleiner gewordene Dämpfung der Nebenmaxima erreicht wurde. Zur Anwendung kam schließlich ein Kaiserfenster mit einem Parameter $\beta = 1$, das zusammen mit einer zu fensternden FIR-Filterimpulsantwort in Abbildung 3.19 dargestellt ist.

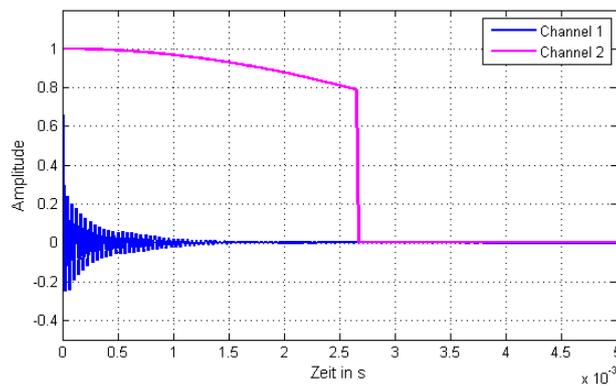


Abbildung 3.19: Impulsantwort des FIR-Filters (Channel 1) und Kaiserfenster mit $\beta = 1$ (Channel 2)

Durch die im Rahmen der Vorverarbeitung der gemessenen Mikrofon-Übertragungsfunktion durchgeführte Korrektur an der unteren Bandgrenze weist die modifizierte Mikrofon-Übertragungsfunktion bei 0 Hz eine Verstärkung von 1 (entsprechend 0 dB) auf. Um eine Filterung an der unteren Bandgrenze zu unterdrücken, soll auch die Ziel-Übertragungsfunktion bei 0 Hz eine Verstärkung von 1 aufweisen. Dementsprechend muss die Übertragungsfunktion der erzeugten FIR-Koeffizienten ebenfalls bei 0 Hz eine Verstärkung von 1 haben, was dann erfüllt ist, wenn die Summe der FIR-Koeffizienten S_C entsprechend Gleichung 3.6 gleich 1 ist. Diese Bedingung ist in der Impulsantwort, die nach der Division der Ziel-Übertragungsfunktion durch die Mikrofon-Übertragungsfunktion nach den Gleichungen 3.3 und 3.4 entsteht, zunächst zwar gegeben, nach der Ausfensterung der FIR-Koeffizienten nach Gleichung 3.5 jedoch aufgrund des Abschneidens von Werten durch das Fenster nicht mehr erfüllt. Das Resultat ist eine Verstärkung bei 0 Hz, die größer oder kleiner ist als der zu erreichende Wert von 1.

$$S_C = \sum_{n=1}^{N=255} c[n] \stackrel{!}{=} 1 \quad (3.6)$$

Würde zu den ausgefensterten FIR-Koeffizienten ein Offset addiert werden, um eine Summe von 1 zu erreichen, würden Verfälschungen der Filter-Übertragungsfunktion entstehen, da an den Rändern der ausgefensterten FIR-Koeffizienten keine Addition erfolgen darf. Zur Korrektur kann ein Verfahren verwendet werden, das für eine ähnliche Anwendung in [Mül99] beschrieben ist. Es besteht in der Addition eines mit einer Fensterfunktion gewichteten Offset zu den ausgefensterten FIR-Koeffizienten, um die Summe von 1 zu erreichen. Dazu muss zunächst eine Fensterfunktion $w[n]$ mit einer der Koeffizientenanzahl entsprechenden Länge ausgewählt werden, wobei es günstig ist, hier dieselbe Fensterfunktion wie zur Ausfensterung der FIR-Koeffizienten zu verwenden. Als nächstes wird sowohl die Summe aller Abtastwerte der Fensterfunktion S_W , als auch die Summe aller ausgefensterten FIR-Koeffizienten S_C berechnet. Letztere wird anschließend nach Gleichung 3.7 durch Subtraktion von 1 modifiziert, da die Summe der FIR-Koeffizienten nach der Korrektur 1 betragen soll.

$$S_{C,m} = S_C - 1 \quad (3.7)$$

Im nächsten Schritt wird nun zunächst der Skalierungsfaktor F_W für die Fensterfunktion laut Gleichung 3.8 berechnet, und dann die Fensterfunktion damit laut Gleichung 3.9 skaliert.

$$F_W = \frac{S_{C,m}}{S_W} \quad (3.8)$$

$$w_S[n] = w[n] \cdot F_W \quad (3.9)$$

Die endgültigen FIR-Koeffizienten $c_S[n]$ ergeben sich in einem letzten Schritt durch die Subtraktion der skalierten Fensterfunktion $w_S[n]$ von den ausgefensterten FIR-Koeffizienten entsprechend Gleichung 3.10. Abbildung 3.20 zeigt den Verlauf der Übertragungsfunktion der FIR-Koeffizienten an der unteren Bandgrenze mit und ohne Korrektur, wobei der von 0 dB abweichende Verlauf ohne Korrektur gut zu erkennen ist.

$$c_S[n] = c[n] - w_S[n] \quad (3.10)$$

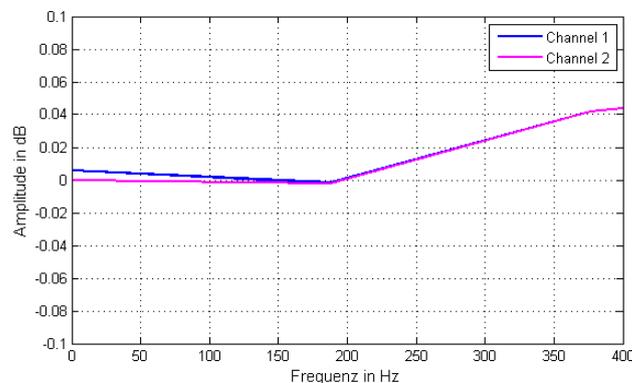


Abbildung 3.20: Übertragungsfunktion der FIR-Koeffizienten an der unteren Bandgrenze ohne (Channel 1) und mit Korrektur (Channel 2)

3.5 Messung der gefilterten Mikrofone

Um die Wirkungsweise der erstellten FIR-Filterkoeffizienten zu verifizieren, wurden jeweils ein Druck- und ein Druckgradientenempfänger ohne und mit FIR-Filterung gemessen. Als Ziel-Übertragungsfunktion wurde dafür ein konstanter Amplitudenfrequenzgang und ein bei 0 Grad verlaufender Phasenfrequenzgang nach Abbildung 3.1 bzw. 3.2 verwendet. Die Ergebnisse sind in den Abbildungen 3.21 bis 3.23 dargestellt. Sowohl beim Druck- als auch beim Druckgradientenempfänger werden der Amplituden- und Phasenfrequenzgang der Ziel-Übertragungsfunktion mit den erstellten FIR-Koeffizienten sehr gut erreicht. Dieses Ergebnis konnte auch in einem Hörtest bestätigt werden, so dass diese zur FIR-Filterung von Mikrofonen untersuchte und beschriebene Verfahrensweise eine verwertbare Grundlage für die weiteren Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit bildet.

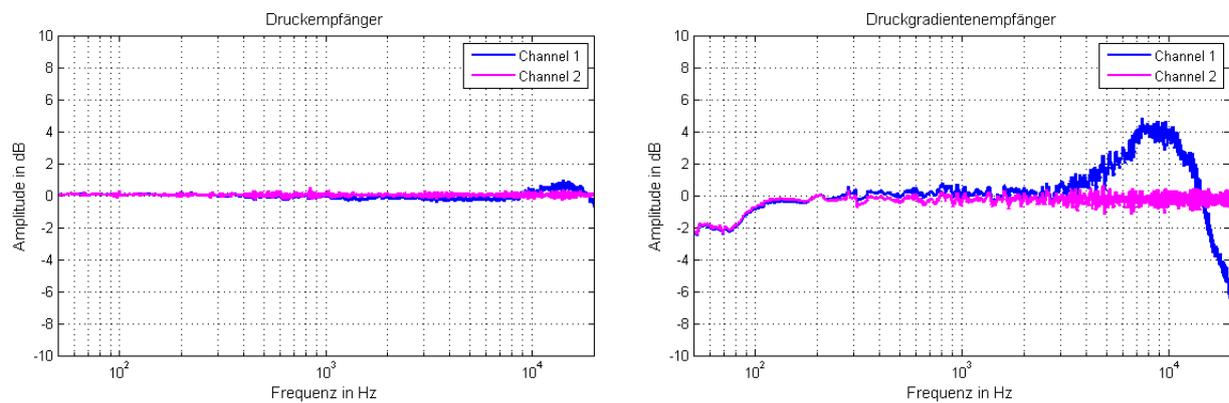


Abbildung 3.21: Amplitudenfrequenzgänge eines Druck- und eines Druckgradientenempfängers ohne (Channel 1) und mit (Channel 2) FIR-Filterung

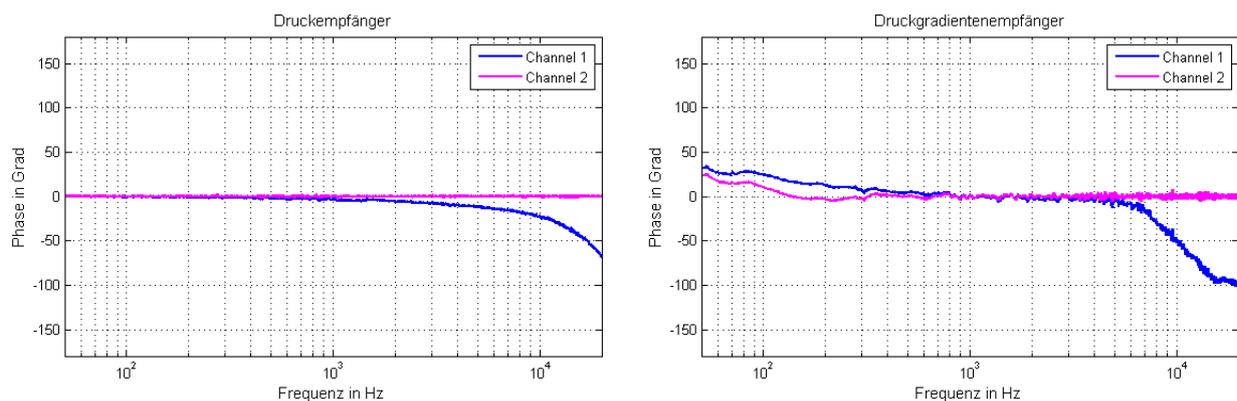


Abbildung 3.22: Phasenfrequenzgänge eines Druck- und eines Druckgradientenempfängers ohne (Channel 1) und mit (Channel 2) FIR-Filterung

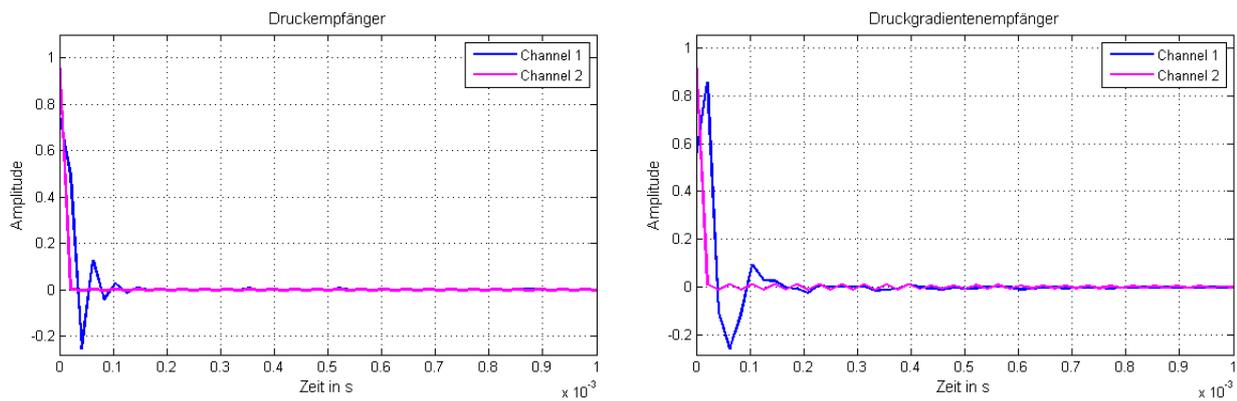


Abbildung 3.23: Impulsantworten eines Druck- und eines Druckgradientenempfängers ohne (Channel 1) und mit (Channel 2) FIR-Filterung

Kapitel 4

Synthese von Richtcharakteristiken

4.1 Synthese von Richtcharakteristiken mit koinzidenten Kapselanordnungen

Als eine erste Variante soll die Synthese von Richtcharakteristiken mit koinzidenten Kapselanordnungen untersucht werden. Eine einfache Variante einer solchen Anordnung ist die schon in Kapitel 1.2.4 beschriebene TWIN-Anordnung mit zwei Kapseln mit jeweils nierenförmiger Richtcharakteristik nach Abbildung 4.1. Bei dieser kann die Richtcharakteristik entweder durch Zusammenschalten beider Kapselsignale im Mikrofon selbst oder durch Zusammenmischen der beider Kapselsignale außerhalb des Mikrofons erzeugt werden.

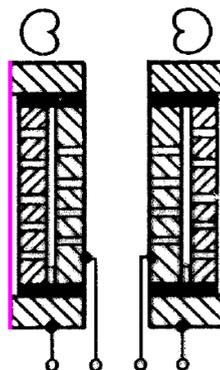


Abbildung 4.1: TWIN-Anordnung zweier Mikrofonkapseln mit Richtcharakteristik Niere (modifiziert aus [Wei08])

4.1.1 Messungen an einem umschaltbaren TWIN-Mikrofon

Mit einem solchen TWIN-Mikrofon wurden zunächst die Richtcharakteristik und die Übertragungsfunktionen gemessen, die durch Umschalten direkt im Mikrofon oder durch Zusammenmischen der beiden Kapselsignale außerhalb des Mikrofons entstehen. Dabei befand sich das Mikrofon auf einer Drehvorrichtung vor der das Anregungssignal abstrahlenden Schallquelle, und wurde mit einer Winkelauflösung von fünf Grad in seiner horizontalen Aufnahmeebene gedreht. Bei jedem sich dadurch ergebenden Winkel wurde die Übertragungsfunktion nach dem schon im Rahmen der Filterung angewendeten Verfahren der Freifeldsubstitutionsmessung gemessen. Aus den in Schritten

von fünf Grad gemessenen Übertragungsfunktionen wurde anschließend die Richtcharakteristik ermittelt. Gegenüber der bei Mikrofonen sonst üblichen Weise wird sie im Rahmen dieser Arbeit jedoch nicht als Polardiagramm, sondern als 2D-Isobarendiagramm mit einer Frequenzauflösung von 1/24 Oktave dargestellt, da so die Frequenzabhängigkeit der jeweiligen Richtcharakteristik besser erkennbar wird.

Die Messergebnisse der Richtcharakteristiken sind im Anhang 8 dargestellt. Bei allen Richtcharakteristiken ist eine Dämpfung bei ca. 5 kHz zu erkennen, die zu einer Einschnürung der Hauptkeule führt. Durch die Auswertung der 2D-Isobarendiagramme der Richtcharakteristiken *Kugel*, *Breitniere*, *Niere* und *Superniere* wird deutlich, dass diese Dämpfung bei ca. ± 90 Grad auftritt und damit dem Winkel, bei dem vordere und hintere Membran mit ihrer Eigen-Richtcharakteristik bei der Überlagerung gleich stark zusammentreffen. Im 2D-Isobarendiagramm der Richtcharakteristik *Acht* ist die Dämpfung hingegen nicht zu erkennen, da sie hier von der ohnehin vorhandenen starken Dämpfung dieser Richtcharakteristik bei ± 90 Grad überlagert, und somit verdeckt wird. Ihr grundsätzliches Vorhandensein macht sich jedoch auch hier durch eine Welligkeit im Frequenzverlauf der Richtcharakteristik bemerkbar. Da die Dämpfung auch bei der Richtcharakteristik *Niere* auftritt, zu der nur die vordere Kapsel ohne Zuschaltung der hinteren Kapsel beiträgt, kann geschlussfolgert werden, dass sie bereits im Signal einer einzelnen Kapsel auftritt, und nicht durch die Zusammenschaltung der beiden Kapselsignale entsteht. Als weitere Schlussfolgerung ergibt sich, dass die Überlagerung von vorderer und hinterer Kapsel in diesem Frequenzbereich problematisch ist.

Als weitere Auffälligkeit ist in den 2D-Isobarendiagrammen nahezu aller Richtcharakteristiken eine Verstärkung bei ca. 7,5 kHz zu erkennen, die dort zu einer Verbreiterung der Hauptkeule führt. Bei den Richtcharakteristiken *Kugel* (gleichstarke gleichphasige Überlagerung) und *Acht* (gleichstarke gegenphasige Überlagerung) tritt diese nicht in Erscheinung, allerdings sei auch hier bei der Richtcharakteristik *Acht* auf die Welligkeit im Frequenzverlauf der Richtcharakteristik hingewiesen. Auch diese Verstärkung ist bei der Richtcharakteristik *Niere* der vorderen Kapsel allein vorhanden, was zu weiteren Problemen bei der Überlagerung von vorderer und hinterer Kapsel führt.

Oberhalb von 10 kHz beginnt schließlich bei der Richtcharakteristik *Niere* eine Einschnürung der Hauptkeule, deren Breite in diesem Frequenzbereich bei allen Richtcharakteristiken gleich verläuft, da hier jeweils nur eine (die vordere) Kapsel wirksam werden kann. Gleiches gilt auch für die Hauptkeule der hinteren Kapsel, wie in den 2D-Isobarendiagrammen der Richtcharakteristiken *Kugel* und *Acht* zu erkennen ist.

In Anhang 9 sind die Messergebnisse der Amplitudenfrequenzgänge aller eingestellter Richtcharakteristiken jeweils bei verschiedenen Schalleinfallswinkeln dargestellt. Bis hin zu einer Frequenz von ca. 4 kHz liegen die Amplitudenfrequenzgänge bei der Richtcharakteristik *Kugel* übereinander, und entwickeln zur Richtcharakteristik *Acht* hin eine mit dem Schalleinfallswinkel zunehmende Dämpfung, die parallel zum Amplitudenfrequenzgang beim Schalleinfallswinkel von 0 Grad verläuft. Bei allen Richtcharakteristiken außer der *Acht* tritt bei ca. 7 kHz bei einem Schalleinfallswinkel von 0 Grad ein Einbruch im Amplitudenfrequenzgang auf, der mit zunehmendem Schalleinfallswinkel in eine Überhöhung beim Schalleinfallswinkel von 60 Grad übergeht. Bei einer Frequenz von ca. 10 kHz rücken die Amplitudenfrequenzgänge der einzelnen Schalleinfallswinkel von der Richtcharakteristik *Kugel* zur *Acht* hin zusammen, bevor dann oberhalb von 10 kHz ein mit zunehmendem Schalleinfallswinkel stärker werdendes Tiefpassverhalten bei allen Richtcharakteristiken entsteht, dessen Ursache die schon in den 2D-Isobarendiagrammen erkennbare Einschnürung des Richtverhaltens mit zunehmender Frequenz ist.

4.1.2 Erstellung von Filtern für die Überlagerung der Kapselsignale

Wird in den Signalweg von jeder der beiden Kapseln eines TWIN-Mikrofons ein FIR-Filter implementiert, ergibt sich für die Übertragung des Schallsignals einer Quelle zum Ausgang des Mikrofons eine Situation entsprechend Abbildung 4.2 mit einem vom Schalleinfallswinkel ϑ abhängigen Ausgangssignal des Mikrofons $\underline{G}_M(f, \vartheta)$ nach Gleichung 4.1, in das das Spektrum der Quelle $\underline{S}_Q(f)$, die Übertragungsfunktionen von der Quelle zur vorderen Kapsel $\underline{H}_{Q,F}(f)$ und zur hinteren Kapsel $\underline{H}_{Q,R}(f)$, die Übertragungsfaktoren der vorderen Kapsel $\underline{B}_F(f, \vartheta)$ und der hinteren Kapsel $\underline{B}_R(f, \vartheta)$ und die Übertragungsfunktionen der FIR-Filter von vorderer Kapsel $\underline{H}_F(f)$ und hinterer Kapsel $\underline{H}_R(f)$ eingehen.

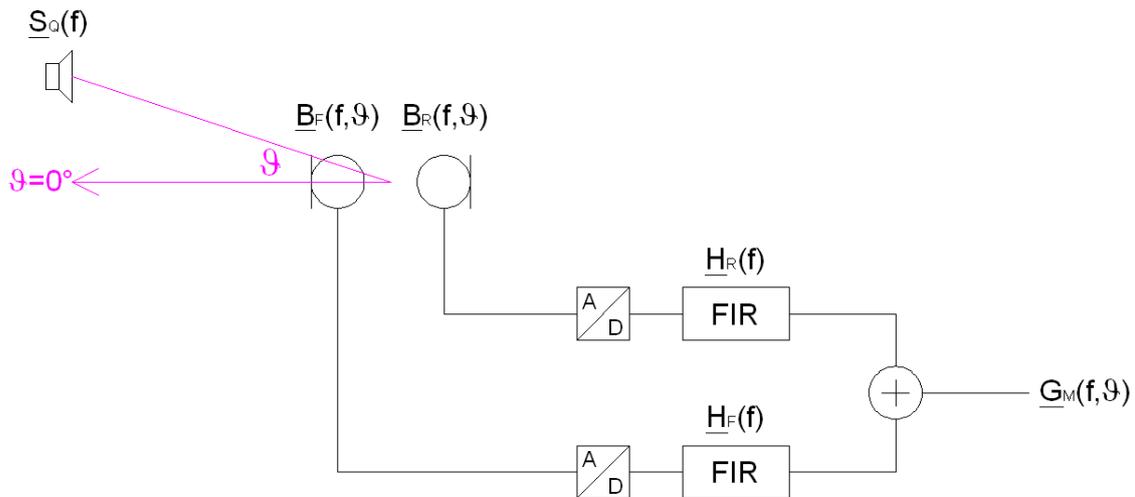


Abbildung 4.2: Blockschaltbild eines TWIN-Mikrofons mit FIR-Filterung

$$\underline{G}_M(f, \vartheta) = \underline{S}_Q(f) \cdot [\underline{H}_{Q,F}(f) \cdot \underline{B}_F(f, \vartheta) \cdot \underline{H}_F(f) + \underline{H}_{Q,R}(f) \cdot \underline{B}_R(f, \vartheta) \cdot \underline{H}_R(f)] \quad (4.1)$$

Um ein ideales Zusammenmischen der beiden Kapselsignale zu einer Ziel-Richtcharakteristik zu ermöglichen, müssen beim Überlagerungs-Schalleinfallswinkel von $\vartheta = \pm 90$ Grad (-6 dB Punkt der Nieren-Richtcharakteristik von vorderer und hinterer Kapsel) die Übertragungsfaktoren der vorderen Kapsel $\underline{B}_F(f, \vartheta = 90 \text{ Grad})$ und der hinteren Kapsel $\underline{B}_R(f, \vartheta = 90 \text{ Grad})$ komplex identisch sein. In der Haupt-Schalleinfallrichtung bei $\vartheta = 0$ Grad soll als weitere Forderung die Übertragungsfunktion des gesamten Mikrofons einer Ziel-Übertragungsfunktion $\underline{G}_T(f)$ entsprechen.

Wenn der Abstand der Schallquelle vom Mikrophon groß gegenüber dem Abstand zwischen der vorderen und der hinteren Kapsel ist, kann von gleichen Schallausbreitungsbedingungen von der Quelle zur Position der vorderen und der hinteren Kapsel ausgegangen, und somit der Weg von der Quelle zu den Kapseln mit den Übertragungsfunktionen $\underline{H}_{Q,F}(f)$ und $\underline{H}_{Q,R}(f)$ vernachlässigt werden. Das Ausgangssignal des Mikrofons entsteht dann nach Gleichung 4.2, aus der die Gleichungen 4.3 für einen Schalleinfallswinkel von $\vartheta = 90$ Grad und 4.4 für einen Schalleinfallswinkel von $\vartheta = 0$ Grad folgen.

$$\underline{G}_M(f, \vartheta) = \underline{S}_Q(f) \cdot [\underline{B}_F(f, \vartheta) \cdot \underline{H}_F(f) + \underline{B}_R(f, \vartheta) \cdot \underline{H}_R(f)] \quad (4.2)$$

$$\underline{G}_M(f, \vartheta) = \underline{S}_Q(f) \cdot [\underline{B}_F(f, \vartheta = 90^\circ) \cdot \underline{H}_F(f) + \underline{B}_R(f, \vartheta = 90^\circ) \cdot \underline{H}_R(f)] \quad (4.3)$$

$$\underline{G}_M(f, \vartheta) = \underline{S}_Q(f) \cdot [\underline{B}_F(f, \vartheta = 0^\circ) \cdot \underline{H}_F(f) + \underline{B}_R(f, \vartheta = 0^\circ) \cdot \underline{H}_R(f)] \quad (4.4)$$

Aus den bisherigen Überlegungen folgt eine Grundstruktur für die notwendige FIR-Filterung des TWIN-Mikrofons nach Abbildung 4.3. Darin dienen die FIR-Übertragungsfunktionen $H_F(f)$ und $H_R(f)$ zur Einstellung bzw. Steuerung der Überlagerung der beiden Kapseln bei ± 90 Grad zur Erzeugung der Gesamt-Richtcharakteristik. Mit der FIR-Übertragungsfunktion $H_M(f)$ wird die Ziel-Übertragungsfunktion bei einem Schalleinfallswinkel von $\vartheta = 0$ Grad erzeugt. Bei der schlussendlichen Implementierung der FIR-Filter empfiehlt es sich natürlich, die Filterkoeffizienten aus $H_M(f)$ mit denen aus $H_F(f)$ bzw. $H_R(f)$ zu kombinieren, um eine geringere Gesamtlatenz der FIR-Filterung zu erreichen. Diese Vorgehensweise ist in den Gleichungen 4.5 und 4.6 dargestellt.

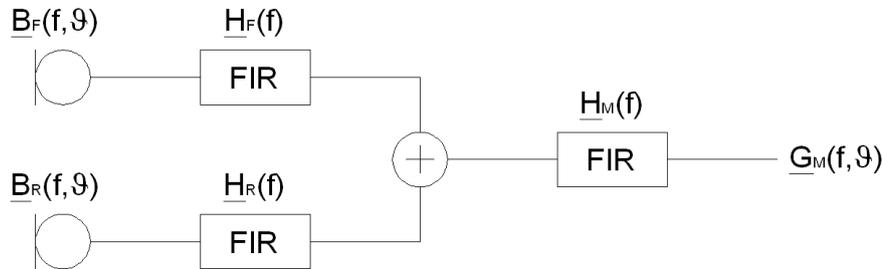


Abbildung 4.3: Blockschaltbild eines TWIN-Mikrofons mit FIR-Filterung zur Einstellung von Richtcharakteristik und Übertragungsfunktion bei einem Schalleinfallswinkel von 0 Grad

$$\underline{G}_M(f, \vartheta) = [\underline{B}_F(f, \vartheta) \cdot \underline{H}_F(f) + \underline{B}_R(f, \vartheta) \cdot \underline{H}_R(f)] \cdot \underline{H}_M(f) \quad (4.5)$$

$$\underline{G}_M(f, \vartheta) = \underline{B}_F(f, \vartheta) \cdot \underline{H}_F(f) \cdot \underline{H}_M(f) + \underline{B}_R(f, \vartheta) \cdot \underline{H}_R(f) \cdot \underline{H}_M(f) \quad (4.6)$$

Für die Untersuchungen wurde die Richtcharakteristik *Kugel* zugrundegelegt, da sie in allen Schalleinfallrichtungen eine ungedämpfte Übertragungsfunktion besitzt, die sich vorteilhafter analysieren lässt als eine gedämpfte. Zunächst wird vom Amplitudenfrequenzgang der vorderen Kapsel bei einem Schalleinfallswinkel von 0 Grad ausgegangen, aus dessen Tiefpassverhalten oberhalb von 10 kHz sich ein entsprechender Verlauf des Amplitudenfrequenzgangs der Ziel-Übertragungsfunktion ableitet. Dieser ist in Abbildung 4.4 zusammen mit dem Amplitudenfrequenzgang der dafür festgelegten Zielfunktion dargestellt, der dem eines Butterworth-Filters 4. Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 17000 Hz entspricht. Der Phasenfrequenzgang der Ziel-Übertragungsfunktion verläuft frequenzkonstant bei 0 Grad.

Um ein Filter für die Entzerrung der Übertragungsfunktion der vorderen Kapsel bei einem Schalleinfallswinkel von 0 Grad auf die Ziel-Übertragungsfunktion hin zu erstellen, wird die gemessene Übertragungsfunktion der vorderen Kapsel zunächst im Zeitbereich mit einem Kaiserfenster mit einem Parameter von $\beta = 12$ und einer Länge von 1023 Abtastungen geglättet. Danach wird der

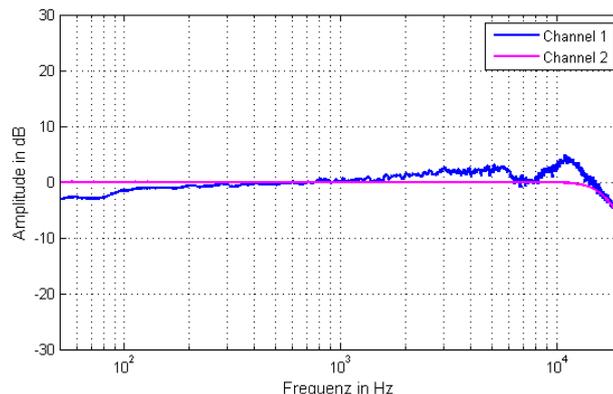


Abbildung 4.4: Amplitudenfrequenzgang der vorderen Kapsel (Channel 1) und der Ziel-Übertragungsfunktion (Channel 2)

Amplitudenfrequenzgang an der unteren Bandgrenze unterhalb von 200 Hz und an der oberen Bandgrenze oberhalb von 23800 Hz überschrieben. Die Ziel-Übertragungsfunktion wird dann durch diese modifizierte gemessenen Übertragungsfunktion dividiert, und aus dem Divisionsergebnis nach Transformation in den Zeitbereich mittels eines Kaiserfensters mit einem Parameter $\beta = 1\ 255$ FIR-Filterkoeffizienten ausgefenstert. Abbildung 4.5 zeigt die Amplitudenfrequenzgänge der Ziel-Übertragungsfunktion, der Übertragungsfunktion der vorderen Kapsel nach der Messung und nach der Modifikation, sowie nach der Filterung.

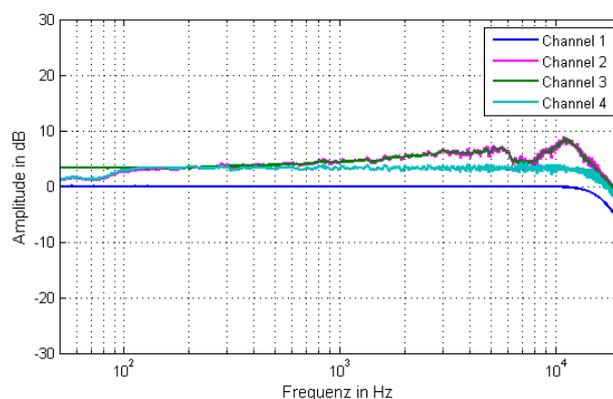


Abbildung 4.5: Amplitudenfrequenzgang der Ziel-Übertragungsfunktion (Channel 1), der vorderen Kapsel nach der Messung (Channel 2) und nach der Modifikation (Channel 3) sowie nach der Filterung (Channel 4)

Es ist zu erkennen, dass der Amplitudenfrequenzgang der vorderen Kapsel nach der Filterung dem der Ziel-Übertragungsfunktion entspricht. Wird jedoch nach dem Blockschaltbild in Abbildung 4.2 auch die hintere Kapsel mit den erstellten FIR-Koeffizienten gefiltert und die Signale beider gefilterter Kapseln danach zum Gesamt-Ausgangssignal des Mikrofons zusammenaddiert, entstehen sowohl ein verfälschter Amplituden- als auch Phasenfrequenzgang. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die Filterkoeffizienten allein aus der Übertragungsfunktion der vorderen Kapsel erstellt wurden, ohne die hintere Kapsel zu berücksichtigen.

Dies erfolgt nun bei der Erstellung eines Filters zur Angleichung der Übertragungsfunktionen von

vorderer und hinterer Kapsel bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad. Dazu wird zunächst die gemessene Übertragungsfunktion der vorderen Kapsel bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad nach Gleichung 4.7 mit den erstellten FIR-Koeffizienten der vorderen Kapsel bei einem Schalleinfallswinkel von 0 Grad gefiltert. Aus dem Ergebnis wird dann die Ziel-Übertragungsfunktion für die Filterung der hinteren Kapsel bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad $\underline{H}_{Ziel,R}(f, \vartheta = 90^\circ)$ erzeugt. Dazu erfolgt zunächst wieder eine Glättung (Kaiserfenster, $\beta = 12$, Länge = 1023), und dann ein Überschreiben des Amplitudenfrequenzgangs unterhalb von 200 Hz und oberhalb von 23800 Hz. Die so entstandene Ziel-Übertragungsfunktion ist zusammen mit der auf gleiche Weise vorbehandelten Übertragungsfunktion der hinteren Kapsel bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad in Abbildung 4.6 dargestellt.

$$\underline{H}_{Ziel,R}(f, \vartheta = 90^\circ) = \underline{B}_F(f, \vartheta = 90^\circ) \cdot \underline{H}_F(f) \quad (4.7)$$

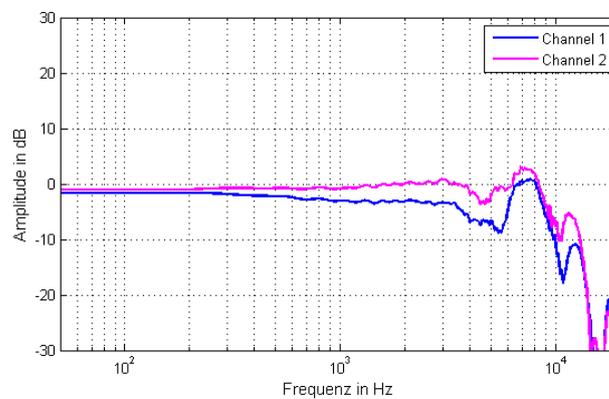


Abbildung 4.6: Amplitudenfrequenzgang der Ziel-Übertragungsfunktion (Channel 1) bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad und der hinteren Kapsel nach der Messung (Channel 2)

Aus diesen beiden Funktionen lassen sich nun die FIR-Koeffizienten zur Filterung der hinteren Kapsel erzeugen. Die gefilterten Übertragungsfunktionen von vorderer und hinterer Kapsel bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad sind in Abbildung 4.7 dargestellt. Es wird deutlich, dass die Filterung nur bis zu einer Frequenz von ca. 14 kHz sinnvoll ist, da oberhalb dieser Frequenz sowohl im Amplituden- als auch im Phasenfrequenzgang zu starke Unregelmäßigkeiten auftreten. Abbildung 4.7 zeigt ebenfalls, dass die Addition der Übertragungsfunktionen bis 14 kHz sinnvoll funktioniert, und einen erwarteten Pegelgewinn von ca. 6 dB bewirkt. Ein weiteres Problem wird in Abbildung 4.8 deutlich, die die gefilterten Übertragungsfunktionen von vorderer und hinterer Kapsel bei einem Schalleinfallswinkel von 0 Grad sowie deren Additionsergebnis zeigt. Im Gegensatz zur vorgegebenen Ziel-Übertragungsfunktion verläuft der Amplitudenfrequenzgang der addierten Übertragungsfunktionen nicht mehr frequenzkonstant, sondern zeigt einen leichten Pegelanstieg zu tiefen Frequenzen hin und Verfälschungen im Frequenzbereich zwischen 6 kHz und 10 kHz, da dort der Anteil der hinteren Kapsel nur wenig gedämpft ist.

Da oberhalb einer Frequenz von 14 kHz aufgrund des zu stark eingeschnürten Aufnahmewinkels einer einzelnen Mikrophonkapsel keine sinnvolle Überlagerung von vorderer und hinterer Kapsel zu einer Gesamt-Richtcharakteristik möglich ist, soll auch die angleichende Filterung von vorderer und hinterer Kapsel nur bis hinauf zu 14 kHz durchgeführt werden. Die Vorverarbeitung sowohl der

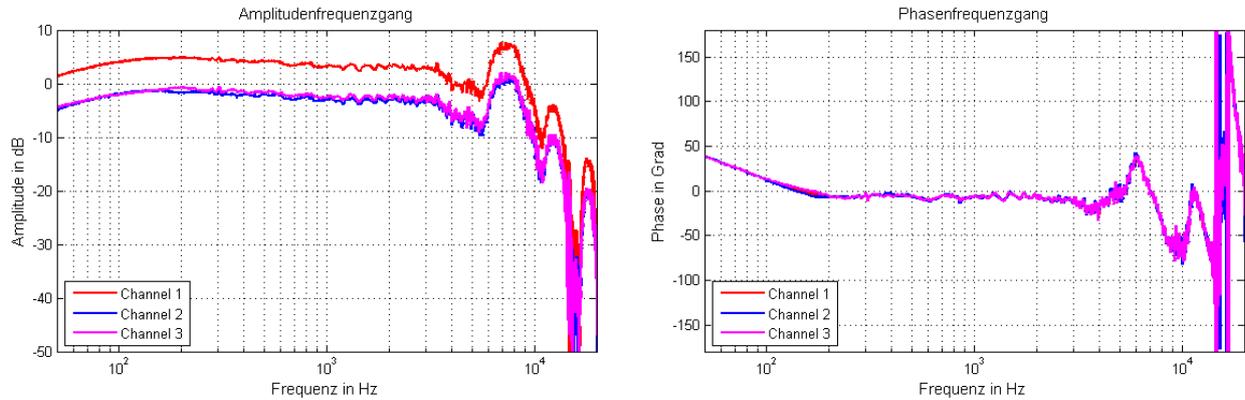


Abbildung 4.7: Amplituden- und Phasenfrequenzgang der Übertragungsfunktionen von vorderer (Channel 2) und hinterer Kapsel (Channel 3) mit FIR-Filterung bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad, sowie von deren Überlagerung (Channel 1)

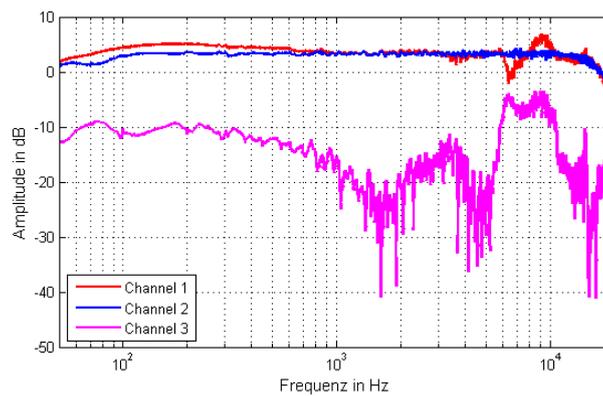


Abbildung 4.8: Amplitudenfrequenzgang von vorderer (Channel 2) und hinterer Kapsel (Channel 3) mit FIR-Filterung bei einem Schalleinfallswinkel von 0 Grad, sowie von deren Überlagerung (Channel 1)

gemessenen Übertragungsfunktion der hinteren Kapsel als auch der aus der gefilterten Übertragungsfunktion der vorderen Kapsel gebildeten Ziel-Übertragungsfunktion wird dazu dahingehend geändert, dass ein Überschreiben an der oberen Bandgrenze bereits oberhalb von 14 kHz anstatt oberhalb von 23,8 kHz erfolgt. Beide derart erstellten Übertragungsfunktionen sind im linken Teilbild von Abbildung 4.9 dargestellt. Das rechte Teilbild von Abbildung 4.9 zeigt die auf dieser Grundlage gefilterten Übertragungsfunktionen von vorderer und hinterer Kapsel sowie die durch Addition aus beiden entstandene Gesamt-Übertragungsfunktion des Mikrofons bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad. Es ist zu erkennen, dass die Überlagerung der gefilterten Übertragungsfunktionen von vorderer und hinterer Kapsel nun sinnvoll funktioniert, und einen Pegelgewinn von ca. 6 dB bewirkt.

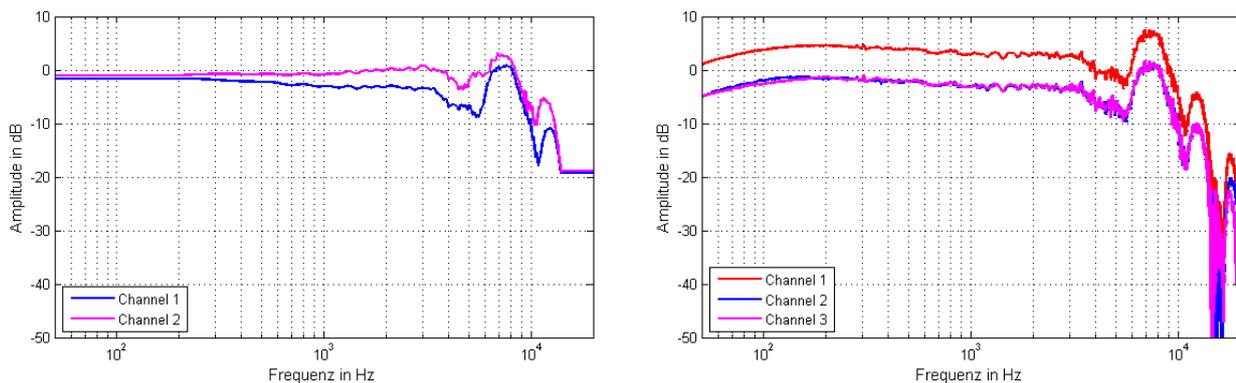


Abbildung 4.9: Amplitudenfrequenzgang der Ziel-Übertragungsfunktion (linkes Teilbild, Channel 1) bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad und der hinteren Kapsel nach der Messung (linkes Teilbild, Channel 2) sowie der vorderen Kapsel (rechtes Teilbild, Channel 2), der hinteren Kapsel (rechtes Teilbild, Channel 3) und deren Überlagerung (rechtes Teilbild, Channel 1) bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad

Nach der Angleichung der Übertragungsfunktionen von vorderer und hinterer Kapsel bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad ist nun noch die Filterung der Übertragungsfunktion des Mikrofons bei einem Schalleinfallswinkel von 0 Grad auf die Ziel-Übertragungsfunktion hin vorzunehmen. Dazu wird von der Mikrofon-Übertragungsfunktion bei einem Schalleinfallswinkel von 0 Grad ausgegangen, die nach der Filterung zur Angleichung der Übertragungsfunktionen von vorderer und hinterer Kapsel bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad vorliegt. Diese wird im Rahmen der Vorverarbeitung zunächst wieder mit einem Kaiserfenster mit einem Parameter von $\beta = 12$ und einer Länge von 1023 Abtastwerten geglättet. Danach erfolgt ein Überschreiben des Amplitudenfrequenzgangs an der unteren Bandgrenze unterhalb von 200 Hz und an der oberen Bandgrenze oberhalb von 23700 Hz. Als Ziel-Übertragungsfunktion wird der Amplitudenfrequenzgang eines Butterworth-Tiefpasses 4. Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 17 kHz und einem frequenzkonstant bei 0 Grad verlaufenden Phasenfrequenzgang zugrundegelegt. Der Amplitudenfrequenzgang der Mikrofon-Übertragungsfunktion vor und nach der Vorverarbeitung bei einem Schalleinfallswinkel von 0 Grad ist zusammen mit der Ziel-Übertragungsfunktion in Abbildung 4.10 dargestellt.

Die Abbildung 4.11 zeigt die Amplituden- und Phasenfrequenzgänge der Ziel-Übertragungsfunktion zusammen mit denen der gefilterten Übertragungsfunktion des Mikrofons bei Schalleinfallswinkeln von 0 Grad, 90 Grad und 180 Grad. Darin ist zu erkennen, dass bei einem Schalleinfallswinkel von 0 Grad die Ziel-Übertragungsfunktion erreicht wird. Aber auch bei Schalleinfallswinkeln von 90 Grad und 180 Grad wird die Ziel-Übertragungsfunktion mit geringen Abweichungen bei hohen Frequenzen

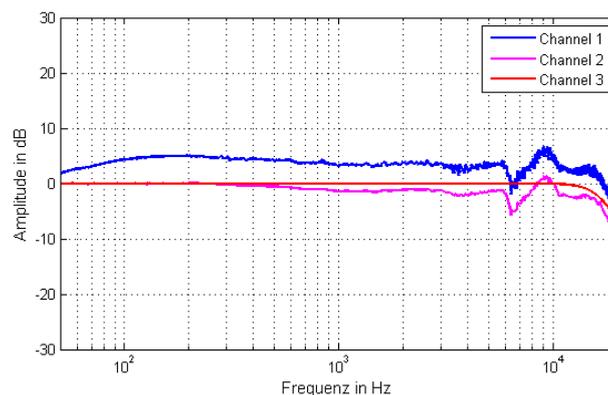


Abbildung 4.10: Amplitudenfrequenzgang der Mikrofon-Übertragungsfunktion bei einem Schalleinfallswinkel von 0 Grad vor (Channel 1) und nach (Channel 2) der Vorverarbeitung sowie der Ziel-Übertragungsfunktion (Channel 3)

nahezu erreicht, was besonders bei der Richtcharakteristik Kugel wichtig ist. Die Abweichungen bei hohen Frequenzen entstehen zum einen durch die Vorverarbeitung der Übertragungsfunktionen an der oberen Bandgrenze, die unter anderem hier dazu geführt hat, dass vordere und hintere Kapsel nur bis zu einer oberen Grenzfrequenz von 14 kHz aneinander angeglichen werden. Zum anderen entstehen sie durch die Abweichungen der Richtcharakteristik der einzelnen Kapseln vom Richtverhalten einer idealen Niere, wodurch die Überlagerung von vorderer und hinterer Kapsel im Aufnahmebereich der vorderen Kapsel und im Aufnahmebereich der hinteren Kapsel unterschiedlich ist.

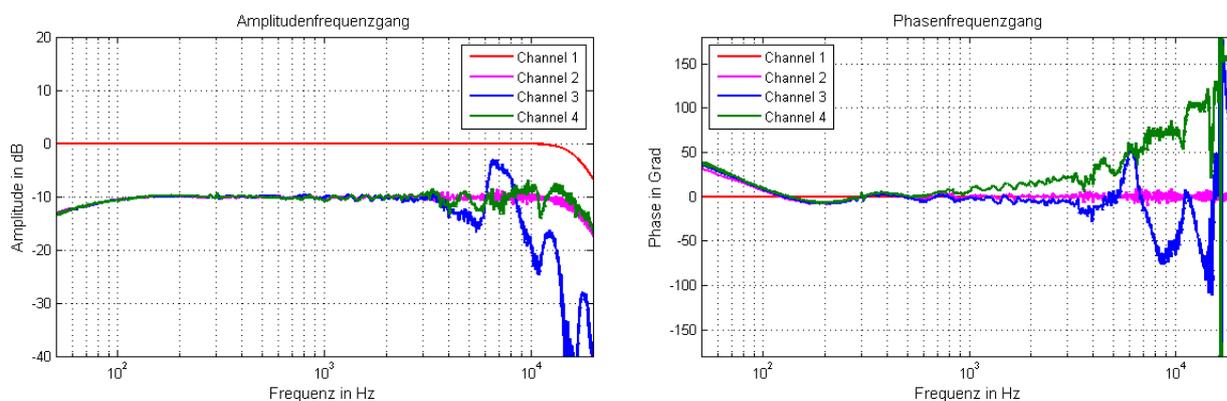


Abbildung 4.11: Amplituden- und Phasenfrequenzgang der Ziel-Übertragungsfunktion (Channel 1) sowie der gefilterten Mikrofonübertragungsfunktion bei Schalleinfallswinkeln von 0 Grad (Channel 2), 90 Grad (Channel 3) und 180 Grad (Channel 4)

Aus den bisher durchgeführten Untersuchungen ergibt sich der folgende Algorithmus zur Filterung eines TWIN-Mikrofons unter Beibehaltung einer frequenzkonstanten Richtcharakteristik:

1. Analyse der Übertragungsfunktion der vorderen Kapsel bei einem Schalleinfallswinkel von 0 Grad und Festlegung des Amplitudenfrequenzgangs der Ziel-Übertragungsfunktion, besonders im Hinblick auf den Frequenzbereich oberhalb von 10 kHz

2. Vorverarbeitung (Glättung, Überschreiben an der unteren und oberen Bandgrenze) der Übertragungsfunktion der vorderen Kapsel bei einem Schalleinfallswinkel von 0 Grad im Hinblick auf die verwendete Ziel-Übertragungsfunktion
3. Erzeugung der FIR-Koeffizienten zur Entzerrung der vorderen Kapsel bei einem Schalleinfallswinkel von 0 Grad auf die Ziel-Übertragungsfunktion
4. Filterung der Übertragungsfunktion der vorderen Kapsel bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad mit den erstellten FIR-Koeffizienten aus Schritt 3 und Erstellung der Ziel-Übertragungsfunktion für die Filterung der hinteren Kapsel bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad
5. Vorverarbeitung (Glättung, Überschreiben an der unteren und oberen Bandgrenze) der gefilterten Übertragungsfunktion der hinteren Kapsel bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad im Hinblick auf die erstellte Ziel-Übertragungsfunktion aus Schritt 4
6. Erzeugung der FIR-Koeffizienten zur Entzerrung der hinteren Kapsel bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad auf die Ziel-Übertragungsfunktion aus Schritt 4 (Erzeugung identischer Übertragungsfunktionen von vorderer und hinterer Kapsel bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad)
7. Filterung der Übertragungsfunktion der hinteren Kapsel bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad mit den FIR-Koeffizienten aus Schritt 6, Vergleich mit der gefilterten Übertragungsfunktion der vorderen Kapsel bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad aus Schritt 4 und Analyse, bis zu welcher oberen Grenzfrequenz die Entzerrung der hinteren Kapsel bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad sinnvoll ist
8. Erstellung der Ziel-Übertragungsfunktion aus Schritt 4 mit neuer oberer Grenzfrequenz aus Schritt 7 wiederholen
9. Vorverarbeitung (Glättung, Überschreiben an der unteren und oberen Bandgrenze) der Übertragungsfunktion der hinteren Kapsel bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad mit neuer oberer Grenzfrequenz aus Schritt 7 wiederholen
10. Erzeugung der FIR-Koeffizienten mit neuen Funktionen aus Schritt 8 und 9 wiederholen
11. Filterung der Übertragungsfunktionen von vorderer und hinterer Kapsel bei allen Schalleinfallswinkeln und Überlagerung zur Gesamt-Übertragungsfunktion und Gesamt-Richtcharakteristik des TWIN-Mikrofons
12. Vorverarbeitung (Glättung, Überschreiben an der unteren und oberen Bandgrenze) der Übertragungsfunktion des Mikrofons bei einem Schalleinfallswinkel von 0 Grad im Hinblick auf die verwendete Ziel-Übertragungsfunktion
13. Erzeugung der FIR-Koeffizienten zur Entzerrung der Übertragungsfunktion des Mikrofons bei einem Schalleinfallswinkel von 0 Grad
14. Zusammenfassen der FIR-Koeffizienten aus Schritt 3 und Schritt 13 für die vordere Kapsel
15. Zusammenfassen der FIR-Koeffizienten aus Schritt 10 und Schritt 13 für die hintere Kapsel

Die Entzerrung der vorderen Kapsel auf die verwendete Ziel-Übertragungsfunktion (Schritte 2 bis 4) wird nicht immer erforderlich sein. Sie empfiehlt sich jedoch als erster Schritt immer, da dadurch automatisch die richtige Entzerrung der Richtcharakteristik Niere entsteht.

4.1.3 Entwicklung des Filteralgorithmus zur Richtcharakteristiksyntaxe

Für die Realisierung der frequenzabhängigen Steuerung der Richtcharakteristik wird davon ausgegangen, dass die Richtcharakteristik bei einem TWIN-Mikrofon durch Einstellung von Betrag und Phase von einer der beiden Kapseln vor dem Addieren der beiden Kapselsignale erzeugt werden kann. Mit einem FIR-Filter im Signalweg können diese Einstellungen bei jeder Frequenzstützstelle separat vorgenommen werden. Durch diese frequenzabhängige Einstellmöglichkeit der Richtcharakteristik kann sowohl die Frequenzunabhängigkeit einer Standard-Richtcharakteristik verbessert, als auch ein vorgegebener frequenzabhängiger Verlauf der Richtcharakteristik erzeugt werden. Dabei ist auch die gleichzeitige Realisierung von N unterschiedlichen Richtcharakteristiken mit einem TWIN-Mikrofon möglich.

Ein allgemeiner Ansatz für die dafür erforderliche Grundstruktur ist in Abbildung 4.12 dargestellt. Die FIR-Übertragungsfunktionen $H_{F,11}$ bis $H_{F,N1}$ sowie $H_{R,11}$ bis $H_{R,N1}$ dienen zur Einstellung der frequenzabhängigen Richtcharakteristiken, während mit den FIR-Übertragungsfunktionen $H_{F,12}$ bis $H_{F,N2}$ sowie $H_{R,12}$ bis $H_{R,N2}$ die Ziel-Übertragungsfunktionen für jede erzeugte Richtcharakteristik bei einem bestimmten Schalleinfallswinkel, z.B. 0 Grad, erzeugt werden können. Bei der praktischen Realisierung können die FIR-Übertragungsfunktionen eines Signalpfades natürlich zusammengefasst werden.

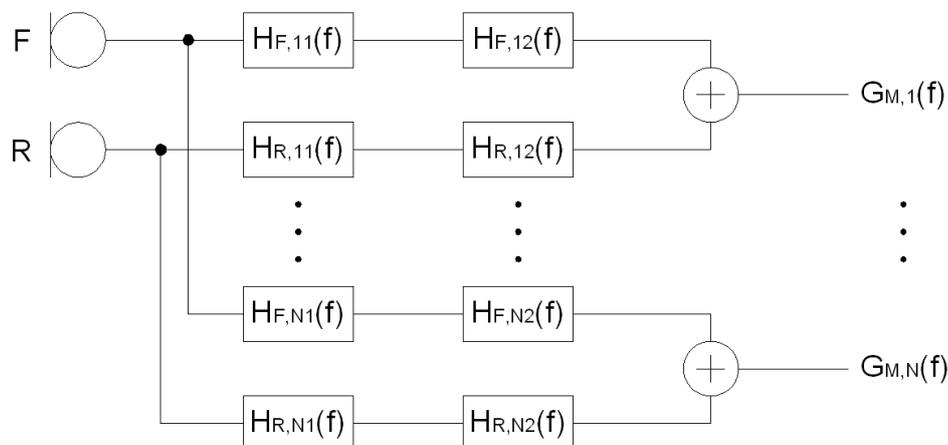


Abbildung 4.12: Grundstruktur zur frequenzabhängigen Steuerung der Richtcharakteristik eines TWIN-Mikrofons

Für die Erzeugung einer frequenzabhängigen Richtcharakteristik ist die frequenzabhängige Vorgabe eines Parameters erforderlich, der für eine bestimmte Richtcharakteristik kennzeichnend ist. Ein solcher Parameter ist das Richtungsmaß $D_M(\vartheta)$ bzw. der Richtungsfaktor $|\underline{\Gamma}_M(\vartheta)|$ bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad. Dieser ist für die Standard-Richtcharakteristiken nach [Wei08] in Tabelle 4.1 aufgeführt.

Der Richtungsfaktor bei einem bestimmten Schalleinfallswinkel, z.B. 90 Grad, ergibt sich aus den

Richtcharakteristik	$D_M(\vartheta = 90^\circ)$	$ \underline{\Gamma}_M(\vartheta = 90^\circ) $
Kugel	0,0 dB	1,00
Breitniere	-3,0 dB	0,71
Niere	-6,0 dB	0,50
Superniere	-8,6 dB	0,37
Hyperniere	-12,0 dB	0,25
Acht	$-\infty$	0,00

Tabelle 4.1: Richtungsmaß $D_M(\vartheta)$ und Richtungsfaktor $|\underline{\Gamma}_M(\vartheta)|$ der Standard-Richtcharakteristiken bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad

Mikrofon-Übertragungsfaktoren \underline{B}_M frequenzabhängig nach Gleichung 4.8. Für eine frequenzkonstante Richtcharakteristik und einen frequenzkonstanten Amplitudenfrequenzgang bei einem Schalleinfallswinkel von 0 Grad sind die Bedingungen nach den Gleichungen 4.9 und 4.10 zu realisieren.

$$\underline{\Gamma}_M(f, \vartheta = 90^\circ) = \frac{\underline{B}_M(f, \vartheta = 90^\circ)}{\underline{B}_M(f, \vartheta = 0^\circ)} \quad (4.8)$$

$$\underline{\Gamma}_M(f, \vartheta = 90^\circ) = \textit{konst.} = \underline{\Gamma}_M(\vartheta = 90^\circ) \quad (4.9)$$

$$\underline{B}_M(f, \vartheta = 0^\circ) = \textit{konst.} = \underline{B}_M(\vartheta = 0^\circ) \quad (4.10)$$

Auf der Grundlage des Blockschaltbildes in Abbildung 4.12 ergeben sich die Mikrofon-Übertragungsfaktoren bei Beschränkung auf Richtcharakteristiken in der vorderen Richtung nach den Gleichungen 4.11 und 4.12. Darin dient die FIR-Übertragungsfunktion $\underline{H}_{R,11}(f)$ zur Einstellung der Richtcharakteristik, und die FIR-Übertragungsfunktionen $\underline{H}_{F,12}(f)$ und $\underline{H}_{R,12}(f)$ zur Einstellung des Frequenzgangs bei einem Schalleinfallswinkel von 0 Grad.

$$\underline{B}_M(f, \vartheta = 0^\circ) = \underline{B}_F(f, \vartheta = 0^\circ) \cdot \underline{H}_{F,12}(f) + \underline{B}_R(f, \vartheta = 0^\circ) \cdot \underline{H}_{R,11}(f) \cdot \underline{H}_{R,12}(f) \quad (4.11)$$

$$\underline{B}_M(f, \vartheta = 90^\circ) = \underline{B}_F(f, \vartheta = 90^\circ) \cdot \underline{H}_{F,12}(f) + \underline{B}_R(f, \vartheta = 90^\circ) \cdot \underline{H}_{R,11}(f) \cdot \underline{H}_{R,12}(f) \quad (4.12)$$

Soll dies zunächst vernachlässigt werden, ergeben sich die Mikrofon-Übertragungsfaktoren mit den FIR-Übertragungsfunktionen zur Einstellung der Richtcharakteristik nach den Gleichungen 4.13 und 4.14, woraus ein Richtungsfaktor nach Gleichung 4.15 folgt.

$$\underline{B}_M(f, \vartheta = 0^\circ) = \underline{B}_F(f, \vartheta = 0^\circ) + \underline{B}_R(f, \vartheta = 0^\circ) \cdot \underline{H}_{R,11}(f) \quad (4.13)$$

$$\underline{B}_M(f, \vartheta = 90^\circ) = \underline{B}_F(f, \vartheta = 90^\circ) + \underline{B}_R(f, \vartheta = 90^\circ) \cdot \underline{H}_{R,11}(f) \quad (4.14)$$

$$\underline{\Gamma}_M(f, \vartheta = 90^\circ) = \frac{\underline{B}_F(f, \vartheta = 90^\circ) + \underline{B}_R(f, \vartheta = 90^\circ) \cdot \underline{H}_{R,11}(f)}{\underline{B}_F(f, \vartheta = 0^\circ) + \underline{B}_R(f, \vartheta = 0^\circ) \cdot \underline{H}_{R,11}(f)} \quad (4.15)$$

Wird Gleichung 4.15 nach der FIR-Übertragungsfunktion $\underline{H}_{R,11}(f)$ umgestellt (siehe Anhang 10) ergibt sich Gleichung 4.16, mit der die FIR-Übertragungsfunktion zur Einstellung der Richtcharakteristik für einen vorgegebenen Frequenzverlauf des Richtungsfaktors bei einem Schalleinfallswinkel

von 90 Grad aus den Übertragungsfunktionen der vorderen und hinteren Kapsel bei einem Schalleinfallswinkel von jeweils 0 Grad und 90 Grad berechnet werden kann.

$$\underline{H}_{R,11}(f) = \frac{\underline{\Gamma}_M(f, \vartheta = 90^\circ) \cdot \underline{B}_F(f, \vartheta = 0^\circ) - \underline{B}_F(f, \vartheta = 90^\circ)}{\underline{B}_R(f, \vartheta = 90^\circ) - \underline{\Gamma}_M(f, \vartheta = 90^\circ) \cdot \underline{B}_R(f, \vartheta = 0^\circ)} \quad (4.16)$$

Vor ihrer Verwendung in Gleichung 4.16 ist zunächst eine Vorverarbeitung der Übertragungsfunktionen der vorderen und hinteren Kapsel bei Schalleinfallswinkeln von jeweils 0 Grad und 90 Grad notwendig. Diese besteht aus einer Glättung durch Multiplikation mit einem Kaiserfenster mit einer Länge von 1023 Abtastwerten und einem Parameter von $\beta = 12$, sowie einem Überschreiben des Amplitudenfrequenzgangs unterhalb von 200 Hz und oberhalb von 23800 Hz. Eine Normalisierung des konstanten Verlaufes des Amplitudenfrequenzgangs bei tiefen Frequenzen nach dem Überschreiben auf eine Verstärkung von 0 dB wird im Gegensatz zum bisher verwendeten Filterentwurf für die Entzerrung von Amplitudenfrequenzgängen hier nicht durchgeführt. Durch sie würden die unterschiedlichen, für die Einstellung der Richtcharakteristik zu berücksichtigenden Pegelverhältnisse in den Übertragungsfunktionen der vorderen und hinteren Kapsel unzulässig verändert werden.

Nach der Berechnung der FIR-Übertragungsfunktion nach Gleichung 4.16 werden aus ihr nach Transformation in den Zeitbereich 255 FIR-Koeffizienten mittels eines Kaiserfensters mit einem Parameter von $\beta = 1$ erstellt. Diese werden zur Erzeugung der Richtcharakteristik im FIR-Filter der hinteren Kapsel implementiert. Die Abbildungen 4.13, 4.14 und 4.15 zeigen die auf diese Weise erstellten frequenzkonstanten Richtcharakteristiken Breitniere, Niere und Superniere jeweils im Vergleich mit der nur durch Zusammenmischen der Kapselsignale ohne FIR-Filterung gebildeten Richtcharakteristiken. Es ist zu erkennen, dass durch die FIR-Filterung deutlich frequenzkonstantere Richtcharakteristiken realisierbar sind. Ab einer bestimmten oberen Grenzfrequenz funktioniert das Verfahren jedoch nicht mehr. Der Aufnahmebereich der Kapseln entspricht dort nicht mehr einer Nierenrichtcharakteristik sondern ist derart eingeeengt, dass eine Überlagerung der Richtcharakteristiken von vorderer und hinterer Kapsel nicht mehr möglich ist, wodurch der zur Erzeugung der FIR-Übertragungsfunktion verwendete Algorithmus in diesem Frequenzbereich fehlerhafte Werte liefert.

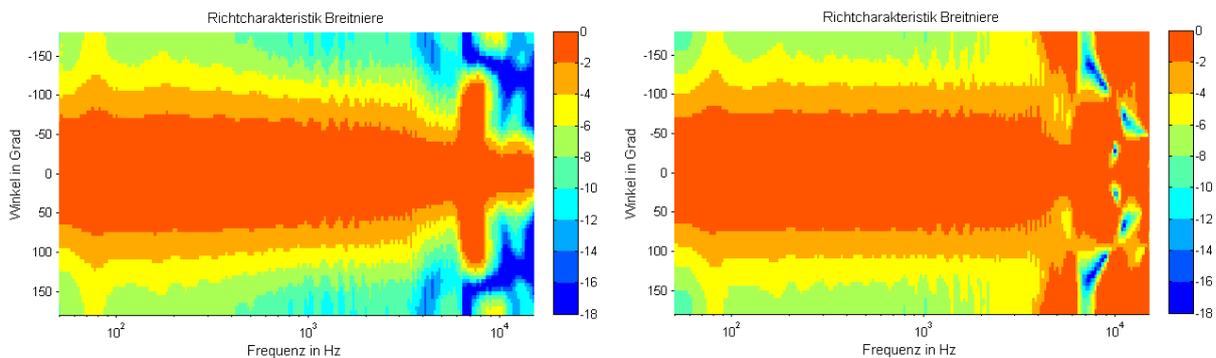


Abbildung 4.13: Richtcharakteristik Breitniere, erzeugt durch Zusammenmischen der Kapselsignale (linkes Teilbild) und durch FIR-Filterung (rechtes Teilbild)

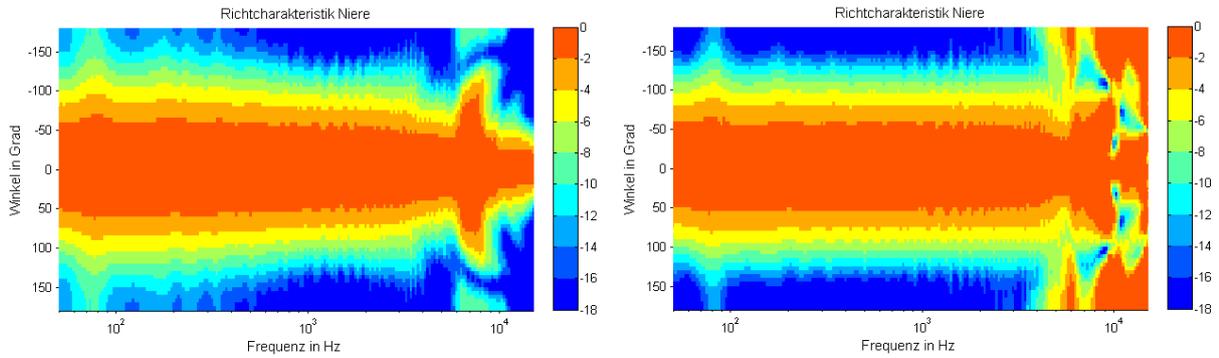


Abbildung 4.14: Richtcharakteristik Niere, erzeugt durch Zusammenmischen der Kapselsignale (linkes Teilbild) und durch FIR-Filterung (rechtes Teilbild)

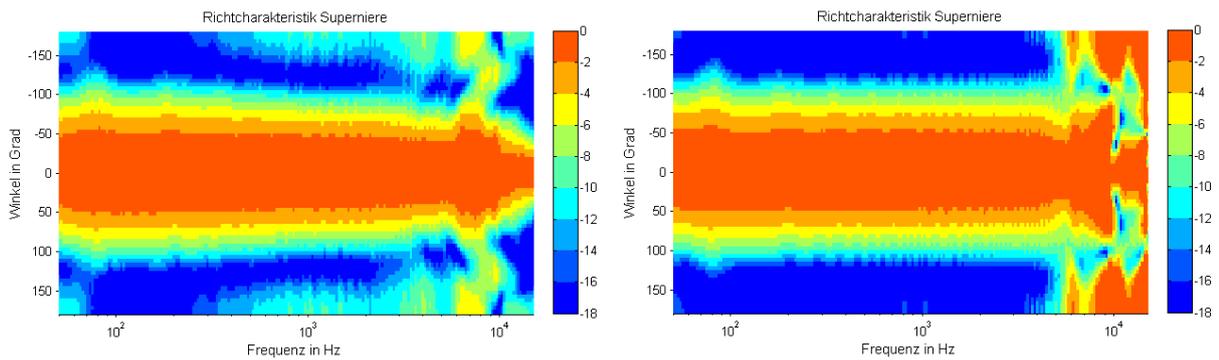


Abbildung 4.15: Richtcharakteristik Superniere, erzeugt durch Zusammenmischen der Kapselsignale (linkes Teilbild) und durch FIR-Filterung (rechtes Teilbild)

4.1.4 Modifikation des Richtcharakteristikfilters bei hohen Frequenzen

Eine einfache Möglichkeit zur Einstellung der Richtcharakteristik bei hohen Frequenzen könnte darin bestehen, die nach Gleichung 4.16 berechnete FIR-Übertragungsfunktion ab einer bestimmten oberen Grenzfrequenz mit dem theoretischen Verlauf der jeweiligen Richtcharakteristik (z.B. ein Amplitudenfrequenzgang bei -10 dB und ein Phasenfrequenzgang bei 0 Grad für die Richtcharakteristik *Breitniere*) zu ersetzen. Der dabei entstehende Übergang von der berechneten zur theoretischen Übertragungsfunktion wird bei der späteren Fensterung verrundet. Um ihn dennoch möglichst klein zu halten, wäre ein Überschreiben der FIR-Übertragungsfunktion mit dem Wert bei ihrer oberen Grenzfrequenz vorteilhaft. Dies würde jedoch voraussetzen, dass die FIR-Übertragungsfunktion in der Nähe ihrer angestrebten oberen Grenzfrequenz einen Wert aufweist, der in Betrag und Phase den theoretischen Werten der gewünschten Richtcharakteristik nach Tabelle 1.3 entspricht. Da dies selbstverständlich nicht vorausgesetzt werden kann, ist diese Variante kein praktikabler Weg.

Das Ersetzen der FIR-Übertragungsfunktion oberhalb der oberen Grenzfrequenz mit den theoretischen Werten der gewünschten Richtcharakteristik führt hingegen zu einer unvorhersehbar großen Sprungstelle bei der oberen Grenzfrequenz, wie in Abbildung 4.16 zu erkennen ist. Die Sprungstelle wird zwar bei der späteren Fensterung verrundet, dies führt jedoch zu einem unvorhersehbaren Verlauf im Bereich der oberen Grenzfrequenz, der vom Verlauf der FIR-Übertragungsfunktion und den theoretischen Werten der gewünschten Richtcharakteristik sowie von der verwendeten Fensterfunktion abhängt.

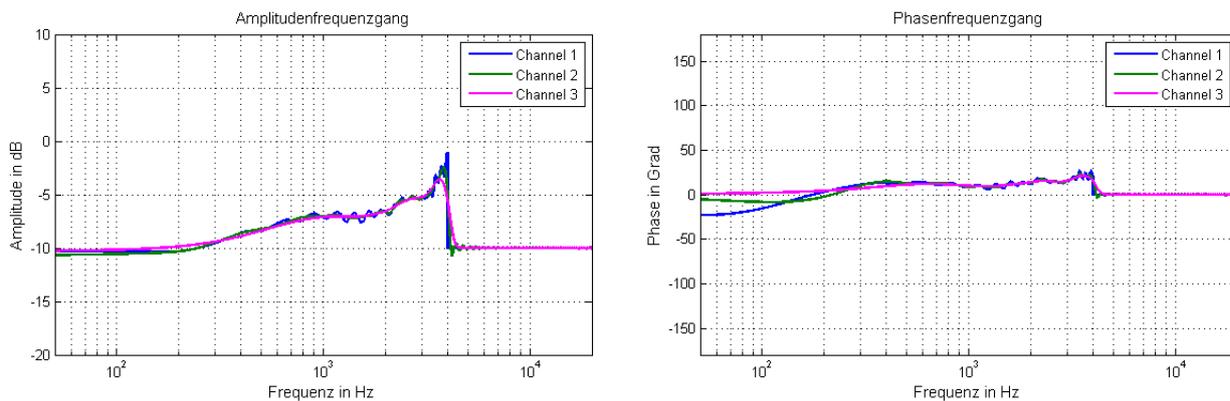


Abbildung 4.16: Amplituden- und Phasenfrequenzgang der FIR-Übertragungsfunktion, oberhalb von 4000 Hz mit dem theoretischen Verlauf der Richtcharakteristik *Breitniere* ersetzt (Channel 1), sowie nach Fensterung mit einem Kaiserfenster mit 255 Abtastwerten und $\beta = 1$ (Channel 2) und $\beta = 12$ (Channel 3)

Ein definierter Verlauf der FIR-Übertragungsfunktion im Bereich der oberen Grenzfrequenz und ein definierter Übergang auf die theoretischen Werte der gewünschten Richtcharakteristik lassen sich erreichen, wenn die FIR-Übertragungsfunktion bei der oberen Grenzfrequenz mit einem Tiefpass überlagert wird, und der Übergang auf die theoretischen Werte der gewünschten Richtcharakteristik von der abfallenden Flanke aus erfolgt. Abbildung 4.17 zeigt die Amplitudenfrequenzgänge von FIR-Übertragungsfunktionen ohne Nachbearbeitung, nach einer Tiefpassfilterung und nach dem Überschreiben mit dem theoretischen Wert der Richtcharakteristik *Breitniere*, wobei als Tiefpasscharakteristik einmal Butterworth und einmal Linkwitz-Riley verwendet wird. Auch bei dieser Variante empfiehlt sich jedoch eine Fensterung, um die zwar geringe aber doch vorhandene Sprung-

stelle zu glätten und das Verfahren ist nur praktikabel, wenn der theoretische Amplitudenwert der jeweiligen Richtcharakteristik unterhalb des Amplitudenwertes der FIR-Übertragungsfunktion bei der oberen Grenzfrequenz liegt.

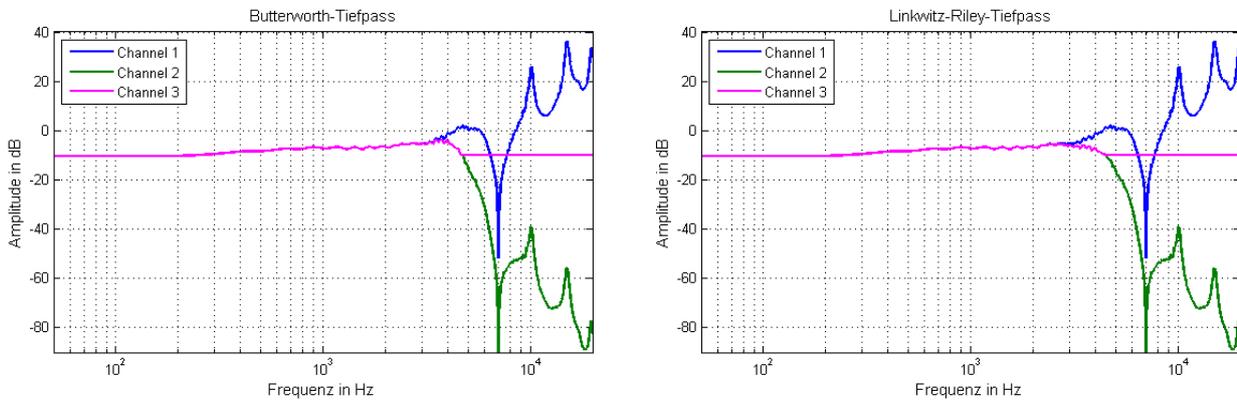


Abbildung 4.17: Amplitudenfrequenzgang der FIR-Übertragungsfunktion (Channel 1), nach Tiefpassfilterung oberhalb von 4000 Hz (Channel 2) und nach Überschreiben oberhalb von 4000 Hz mit dem theoretischen Verlauf der Richtcharakteristik *Breitniere* (Channel 3)

Als flexibelste Möglichkeit für die Nachbearbeitung der FIR-Übertragungsfunktion an der oberen Bandgrenze bietet sich statt des Ersetzens bzw. Überschreibens ein Überblenden von Amplituden- und Phasenfrequenzgang auf die theoretischen Werte der gewünschten Richtcharakteristik an. Die Abbildung 4.18 zeigt Funktionen zum linearen Aus- bzw. Einblenden, jeweils im Frequenzbereich von 3500 Hz bis 4500 Hz verlaufend. In Abbildung 4.19 sind die Amplituden- und Phasenfrequenzgänge der ausgeblendeten FIR-Übertragungsfunktion und der eingeblendeten theoretischen Übertragungsfunktion gemeinsam mit dem Resultat der Überlagerung beider Funktionen für die Richtcharakteristik *Breitniere* dargestellt.

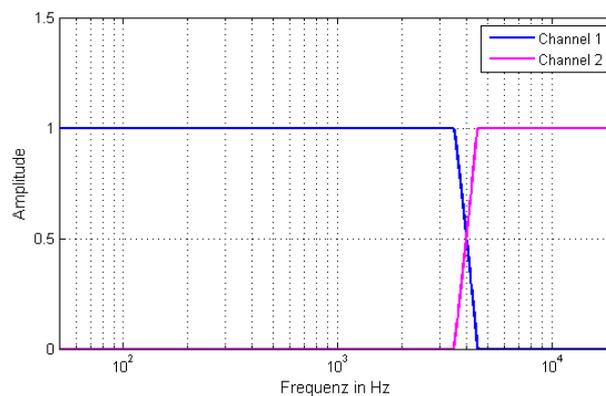


Abbildung 4.18: Funktionen zum linearen Aus- und Einblenden im Frequenzbereich zwischen 3500 Hz und 4500 Hz

Damit das beschriebene Überblenden jedoch zu den gewünschten Ergebnissen führt ist es erforderlich, dass die Flanken der linearen Funktionen zum Aus- bzw. Einblenden im logarithmischen

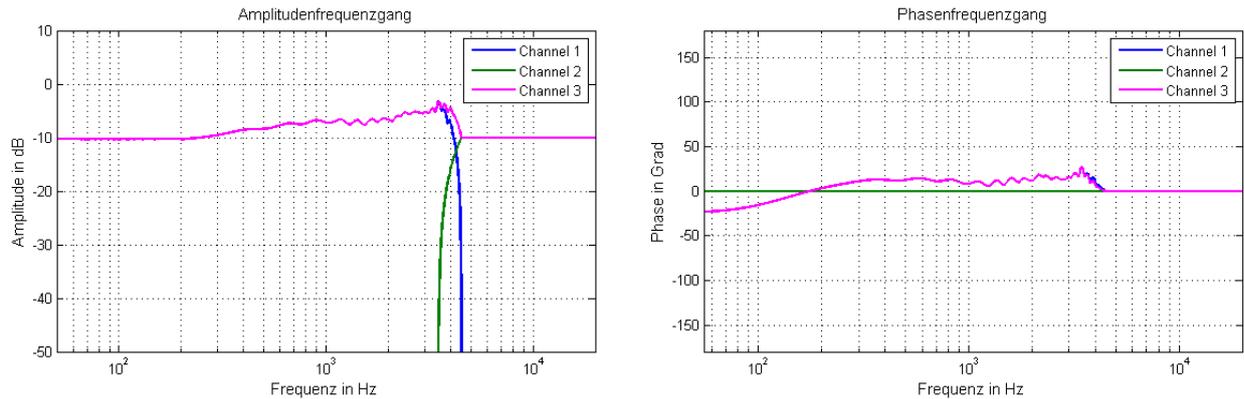


Abbildung 4.19: Amplituden- und Phasenfrequenzgänge der ausgeblendeten FIR-Übertragungsfunktion (Channel 1), der theoretischen Übertragungsfunktion der Richtcharakteristik *Breitniere* (Channel 2) und des Überlagerungsergebnisses (Channel 3)

Frequenzmaßstab gleich zueinander verlaufen. Dies ist immer und unabhängig von der Überblendfrequenz gegeben, wenn statt der linearen Funktionen zum Aus- und Einblenden die Amplitudenfrequenzgänge von Tief- und Hochpassfiltern mit gleichen Grenzfrequenzen verwendet werden. Die Eigenschaften der summierten Gesamtfunktion aus tief- und hochpassgefilterten Signalen hängt dann von den Eigenschaften der verwendeten Filterfunktion ab. Um eine Summation von Tief- und Hochpassfilter mit konstant verlaufenden Amplitudenfrequenzgang zu erhalten, bietet sich eine Linkwitz-Riley Filterfunktion an, die aus zwei kaskadierten Butterworth-Filtern besteht und somit eine Dämpfung von 6 dB bei der Grenzfrequenz aufweist. Die Abbildung 4.20 zeigt die Amplitudenfrequenzgänge von Linkwitz-Riley Filterfunktionen als Tief- und Hochpass mit einer Filterordnung von 32, die zu einer Breite des Überblendbereiches führt, die ungefähr der Breite des Überblendbereiches der in Abbildung 4.18 dargestellten linearen Überblendfunktionen entspricht. In Abbildung 4.21 sind die Amplituden- und Phasenfrequenzgänge der ausgeblendeten FIR-Übertragungsfunktion und der eingblendeten theoretischen Übertragungsfunktion gemeinsam mit dem Resultat der Überlagerung beider Funktionen für die Richtcharakteristik *Breitniere* dargestellt.

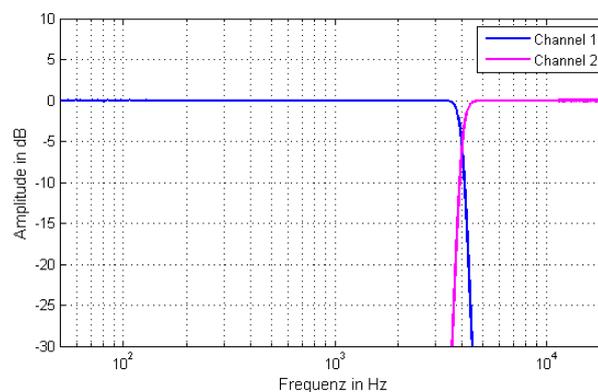


Abbildung 4.20: Amplitudenfrequenzgänge von Tief- und Hochpass als Linkwitz-Riley Filterfunktionen 32. Ordnung zum Aus- und Einblenden mit einer Grenzfrequenz von 4000 Hz

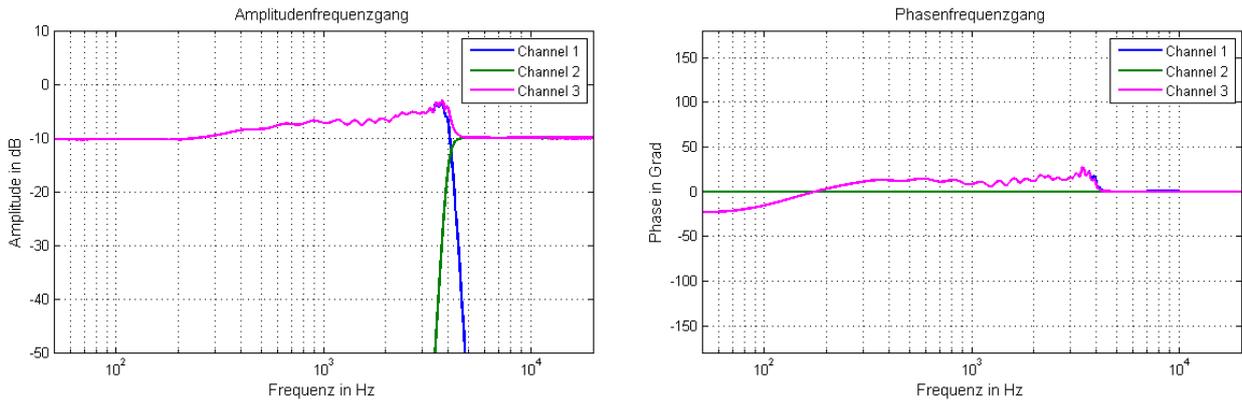


Abbildung 4.21: Amplituden- und Phasenfrequenzgänge der ausgeblendeten FIR-Übertragungsfunktion (Channel 1), der theoretischen Übertragungsfunktion der Richtcharakteristik *Breitniere* (Channel 2) und des Überlagerungsergebnisses (Channel 3)

4.1.5 Filterung der Mikrofon-Übertragungsfunktion

Für die Erzeugung einer vorgegebenen Ziel-Übertragungsfunktion des Mikrofons bei einem Schalleinfallswinkel von 0 Grad wird nun zunächst die Gesamt-Übertragungsfunktion des Mikrofons bei diesem Schalleinfallswinkel unter Einbeziehung der FIR-Übertragungsfunktion zur Einstellung der Richtcharakteristik gebildet. Dies erfolgt auf der Grundlage des Blockschaltbildes in Abbildung 4.12 nach Gleichung 4.13. Die so entstandene Mikrofon-Übertragungsfunktion wird dann durch Multiplikation mit einem Kaiserfenster mit einer Länge von 1023 und einem Parameter von $\beta = 12$ geglättet. Da die angestrebte FIR-Filterlänge von 255 Koeffizienten zusammen mit der Abtastfrequenz von 48 kHz zu einer Frequenzauflösung von 188,235 Hz führt, wird die geglättete Mikrofon-Übertragungsfunktion anschließend unterhalb von 200 Hz überschrieben. Weiterhin erfolgt, wie im Kapitel zur Filterung von Mikrofonsignalen ausgeführt, noch ein Überschreiben der Mikrofon-Übertragungsfunktion oberhalb von 23800 Hz. Die Abbildung 4.22 zeigt die Signalverläufe der wichtigsten Amplitudenfrequenzgänge der Mikrofon-Übertragungsfunktion bei dieser Verfahrensweise.

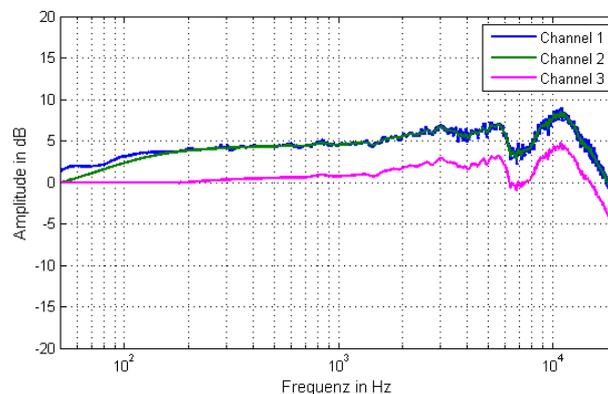


Abbildung 4.22: Amplitudenfrequenzgang von Mikrofon-Übertragungsfunktion mit Richtcharakteristik-Filter (Channel 1), geglättet (Channel 2) und an der unteren und oberen Bandgrenze überschrieben (Channel 3)

In Abbildung 4.23 ist der für die Filterung vorbereitete Amplitudenfrequenzgang der Mikrofon-Übertragungsfunktion zusammen mit dem der Ziel-Übertragungsfunktion dargestellt. Als Ziel-Übertragungsfunktion wird der Amplitudenfrequenzgang eines Butterworth-Tiefpassfilters 4. Ordnung bei einer Grenzfrequenz von 17 kHz, und ein konstant bei 0 Grad verlaufender Phasenfrequenzgang verwendet.

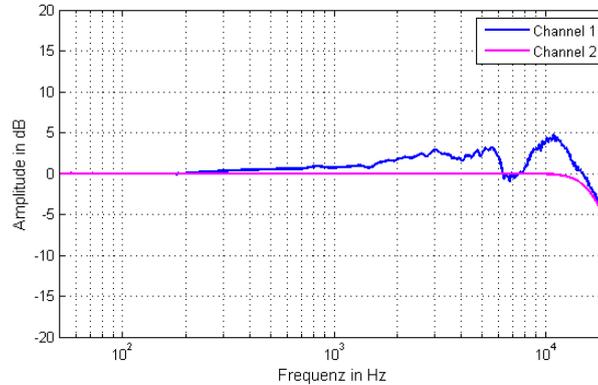


Abbildung 4.23: Amplitudenfrequenzgang der zur Filtererstellung vorbereiteten Mikrofon-Übertragungsfunktion (Channel 1) und der Ziel-Übertragungsfunktion (Channel 2)

Zur Erstellung der FIR-Filterkoeffizienten für die vordere Mikrofonkapsel wird wieder die Ziel-Übertragungsfunktion $\underline{H}_{Ziel}(f)$ durch die Mikrofon-Übertragungsfunktion $\underline{B}_M(f, \vartheta = 0^\circ)$ nach Gleichung 4.17 dividiert, und das Ergebnis anschließend in den Zeitbereich transformiert. Im Zeitbereich werden die 255 FIR-Koeffizienten mit einem Kaiserfenster mit einer entsprechenden Länge und einem Parameter von $\beta = 1$ ausgefenstert. Um die FIR-Koeffizienten für die hintere Mikrofonkapsel zu erzeugen, wird das Ergebnis der Division aus Ziel-Übertragungsfunktion und Mikrofon-Übertragungsfunktion zunächst noch nach Gleichung 4.18 mit der FIR-Übertragungsfunktion zum Einstellen der Richtcharakteristik $\underline{H}_{R,11}(f)$ multipliziert. Danach erfolgt auch hier die Transformation des Multiplikationsergebnisses in den Zeitbereich, wo die FIR-Koeffizienten mit derselben Verfahrensweise wie bei der vorderen Membran ausgefenstert werden.

$$\underline{H}_{F,12}(f) = \frac{\underline{H}_{Ziel}(f)}{\underline{B}_M(f, \vartheta = 0^\circ)} \quad (4.17)$$

$$\underline{H}_{R,11}(f) \cdot \underline{H}_{F,12}(f) = \underline{H}_{R,11}(f) \cdot \frac{\underline{H}_{Ziel}(f)}{\underline{B}_M(f, \vartheta = 0^\circ)} \quad (4.18)$$

Die im Kapitel zur Filterung von Mikrofonsignalen aufgeführte Korrektur der ausgefensterten FIR-Koeffizienten, um bei 0 Hz eine Verstärkung von 1 (0 dB) zu erreichen (DC-Korrektur), darf nur bei der Erzeugung der FIR-Filterkoeffizienten für die vordere Mikrofonkapsel, auf keinen Fall jedoch bei der Erstellung der FIR-Filterkoeffizienten für die hintere Mikrofonkapsel angewendet werden. Ansonsten würden die gefilterten Amplitudenfrequenzgänge von vorderer *und* hinterer Mikrofonkapsel bei 0 Hz jeweils eine Verstärkung von 1 (0 dB) aufweisen, und die durch die FIR-Filterung eigentlich eingestellte Richtcharakteristik würde unterhalb von 200 Hz verloren gehen. Dies ist in Abbildung 4.24 für die Richtcharakteristik *Superniere* dargestellt.

Eine weitere Verbesserung des Verlaufes der Richtcharakteristik bei tiefen Frequenzen ist durch eine Erhöhung der Anzahl an FIR-Koeffizienten und der damit einhergehenden Verbesserung der Frequenzauflösung bei gleich bleibender Abtastfrequenz von 48 kHz möglich. Bei 511 FIR-Koeffizienten

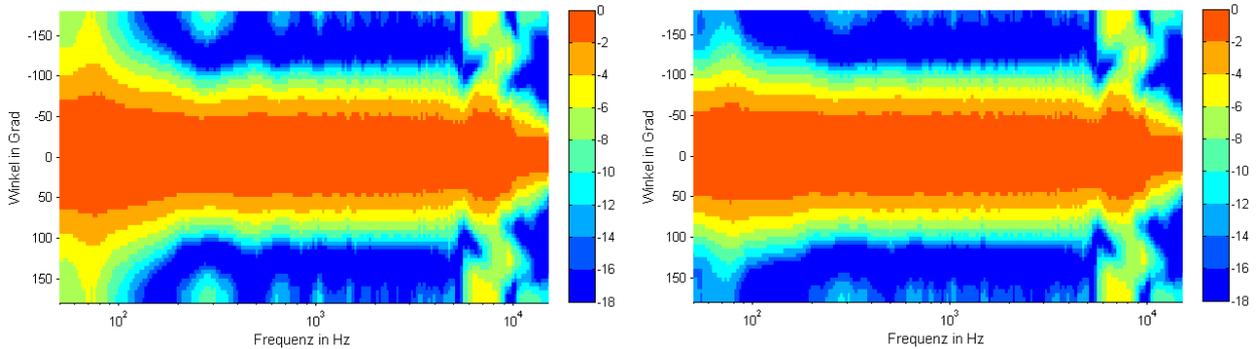


Abbildung 4.24: Richtcharakteristik *Superniere* mit (linkes Teilbild) und ohne (rechtes Teilbild) DC-Korrektur

beträgt die Frequenzauflösung 93,93 Hz gegenüber der bisher verwendeten doppelt so hohen Frequenzauflösung von 187,87 Hz bei 255 FIR-Koeffizienten. Dabei erhöht sich allerdings auch die Latenz des FIR-Filters auf 5,3 ms gegenüber den mit 255 FIR-Koeffizienten erreichten 2,7 ms, was für einige Echtzeitanwendungen noch gerade so akzeptiert werden kann. Durch die Frequenzauflösung von 93,93 Hz kann auch die untere Grenzfrequenz, unterhalb der der Amplitudenfrequenzgang bei der Vorverarbeitung der Mikrofon-Übertragungsfunktion überschrieben wird, auf 100 Hz gegenüber den bei 255 FIR-Koeffizienten verwendeten 200 Hz verringert werden. Die Glättung der gemessenen Übertragungsfunktionen von vorderer und hinterer Kapsel kann durch Multiplikation mit einem Kaiserfenster mit einem Parameter von $\beta = 1$ und einer Länge von 2047 statt der bisher verwendeten Länge von 1023 Abtastwerten erfolgen. In Abbildung 4.25 sind beispielhaft die Amplitudenfrequenzgänge der vorderen Kapsel bei einem Schalleinfallswinkel von 0 Grad mit der modifizierten Bearbeitung an der unteren Bandgrenze dargestellt. Die Abbildung 4.26 zeigt die Richtcharakteristik *Superniere* mit 255 und mit 511 FIR-Koeffizienten.

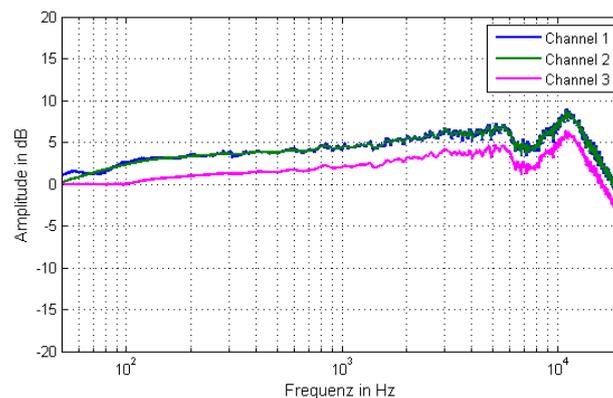


Abbildung 4.25: Amplitudenfrequenzgang der vorderen Kapsel bei einem Schalleinfallswinkel von 0 Grad (Channel 1), geglättet (Channel 2) und an der unteren Bandgrenze überschrieben (Channel 3)

Die Abbildung 4.27 zeigt eine Gegenüberstellung der Amplituden- und Phasenfrequenzgänge der Ziel-Übertragungsfunktion mit denen der Mikrofon-Übertragungsfunktion der Richtcharakteristik *Superniere* mit und ohne FIR-Filterung zur Einstellung von Richtcharakteristik und Übertragungsfunktion. Für die FIR-Filterung wurden dabei 511 Koeffizienten verwendet.

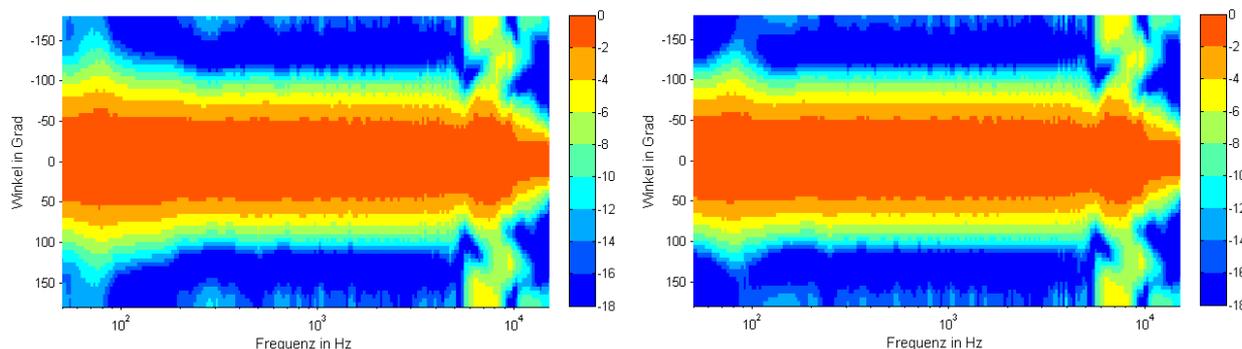


Abbildung 4.26: Richtcharakteristik *Superniere* mit 255 (linkes Teilbild) und 511 (rechtes Teilbild) FIR-Koeffizienten

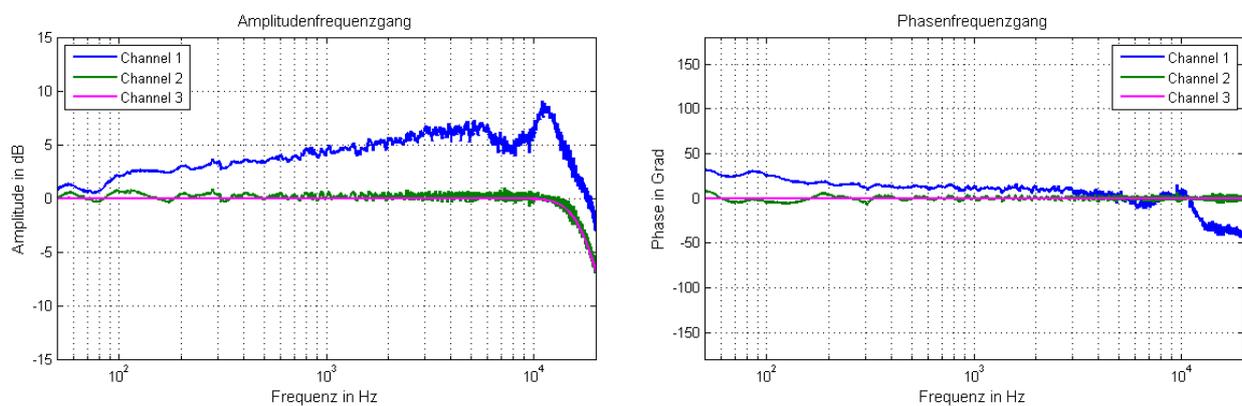


Abbildung 4.27: Übertragungsfunktionen der Richtcharakteristik *Superniere*: Mikrofon-Übertragungsfunktion ohne (Channel 1) und mit (Channel 2) FIR-Filterung sowie Ziel-Übertragungsfunktion (Channel 3)

Darin wird in Verbindung mit Abbildung 4.26 deutlich, dass durch die erstellten FIR-Koeffizienten für die Filterung der Signale von vorderer und hinterer Kapsel sowohl die vorgegebene Richtcharakteristik als auch die Ziel-Übertragungsfunktion realisierbar sind.

4.1.6 Frequenzabhängige Synthese von Richtcharakteristiken

Das entwickelte Verfahren zur frequenzabhängigen Synthese der Richtcharakteristiken eines TWIN-Mikrofons soll zunächst dazu verwendet werden, frequenzunabhängige Richtcharakteristiken zu erzeugen, die mit denen zu vergleichen sind, die durch Umschalten direkt am Mikrofon oder durch Zusammenmischen der Signale von vorderer und hinterer Mikrofonkapsel entstehen. In Abhängigkeit von der zu erzeugenden Richtcharakteristik werden für das beschriebene Verfahren zur Erzeugung der FIR-Filterkoeffizienten die Parameter nach Tabelle 4.1.6 verwendet, die sich aus einer Analyse der durch Zusammenmischen der Signale von vorderer und hinterer Kapsel entstehenden Richtcharakteristiken ergeben. In den FIR-Filtern von vorderer und hinterer Kapsel werden jeweils 511 Koeffizienten verwendet. Die Ziel-Übertragungsfunktion für die Einstellung des Amplitudenfrequenzgangs entspricht der in Abbildung 4.23 dargestellten, mit einem konstant bei 0 Grad verlaufenden Phasenfrequenzgang.

Richtcharakteristik	untere Grenzfrequenz	obere Grenzfrequenz	Übergangsfrequenz
Breitniere	100 Hz	23800 Hz	4000 Hz
Niere	100 Hz	23800 Hz	4000 Hz
Superniere	100 Hz	23800 Hz	5000 Hz

Die durch die FIR-Filterung entstandenen frequenzkonstanten Richtcharakteristiken sind in den Abbildungen 4.28 bis 4.30 denen gegenübergestellt, die durch Zusammenmischen der Signale von vorderer und hinterer Mikrofonkapsel entstehen. Es ist zu erkennen, dass der Verlauf der Richtcharakteristiken über der Frequenz durch die Erzeugung mittels FIR-Filterung in den entsprechenden Frequenzbereichen wesentlich gleichmäßiger geworden ist. Die beim Zusammenmischen der Signale von vorderer und hinterer Kapsel feststellbare Verengung der Richtcharakteristik mit zunehmender Frequenz wurde durch die FIR-Filterung beseitigt. Unterhalb einer Frequenz von ca. 100 Hz geht die Wirksamkeit des Verfahrens bedingt durch die Frequenzauflösung der verwendeten FIR-Filter verloren. Für eine Beeinflussung der Richtcharakteristik bei noch tieferen Frequenzen wären FIR-Filter mit einer noch größeren Anzahl an Koeffizienten notwendig, wodurch sich jedoch die Latenz vergrößern würde. Eine derartige Erhöhung der Latenz auf Werte von mehr als ca. 5 ms wäre jedoch nur bei einem Einsatz des Verfahrens im Rahmen der Nachverarbeitung von aufgenommenen Signalen, nicht jedoch bei einer Echtzeitanwendung akzeptabel.

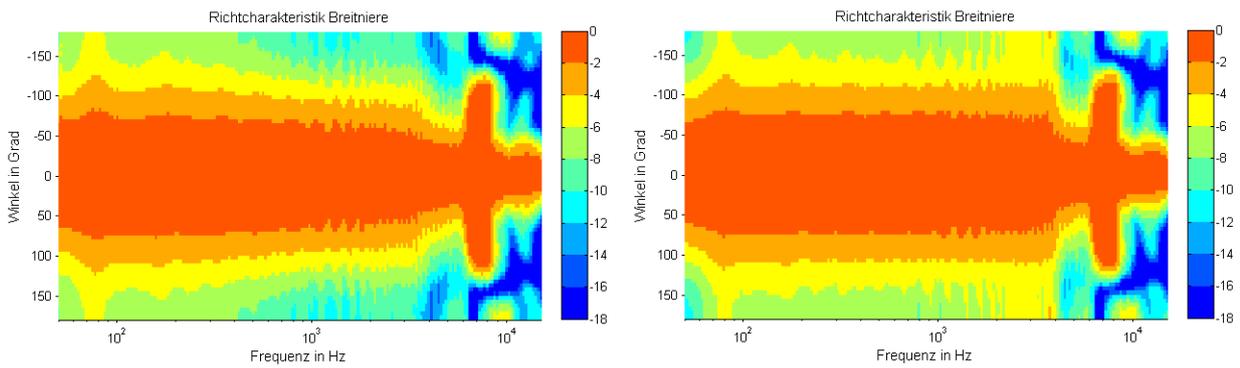


Abbildung 4.28: Richtcharakteristik Breitniere, erzeugt durch Zusammenmischen der Kapselsignale (linkes Teilbild) und durch FIR-Filterung (rechtes Teilbild)

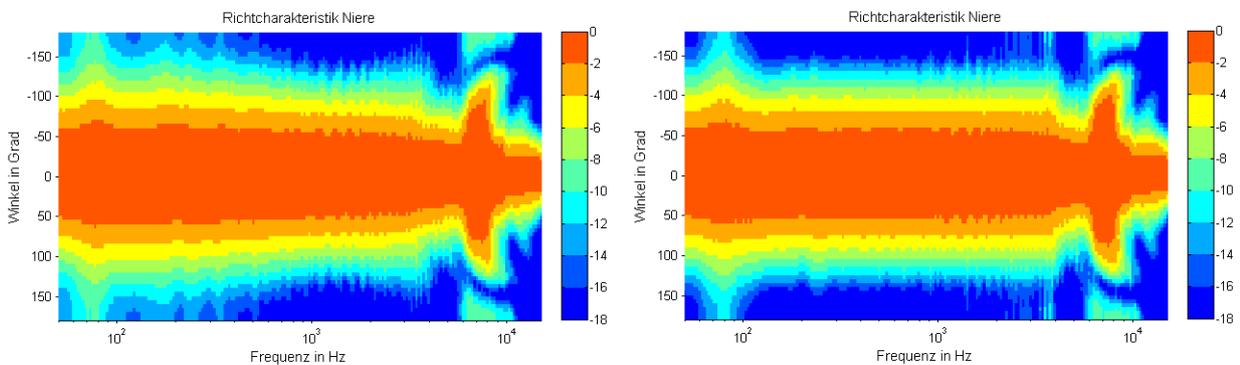


Abbildung 4.29: Richtcharakteristik Niere, erzeugt durch Zusammenmischen der Kapselsignale (linkes Teilbild) und durch FIR-Filterung (rechtes Teilbild)

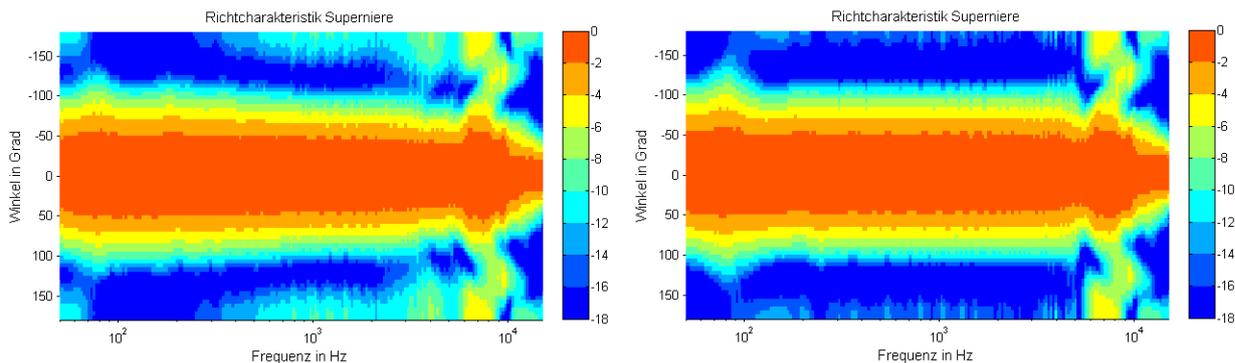


Abbildung 4.30: Richtcharakteristik Superniere, erzeugt durch Zusammenmischen der Kapselsignale (linkes Teilbild) und durch FIR-Filterung (rechtes Teilbild)

Oberhalb der jeweiligen Übergangsfrequenz wird die durch die FIR-Filterung erzeugte Richtcharakteristik ausgeblendet. Die Richtcharakteristik wird hier wie bereits beschrieben nur noch vom Richtverhalten der einzelnen Mikrofonkapseln und nicht mehr von deren Überlagerung dominiert, so dass eine Synthese der Richtcharakteristik durch die FIR-Filterung nicht mehr sinnvoll ist. In diesem Frequenzbereich entspricht die mit der frequenzabhängigen Synthese erzeugte Richtcharakteristik jeweils derjenigen, die durch das Zusammenmischen der Signale von vorderer und hinterer Mikrofonkapsel entstehen würde.

Mit den durch die frequenzabhängige Synthese erzeugten frequenzunabhängigen Richtcharakteristiken entsteht, wie in den Abbildungen 4.31 und 4.32 zu erkennen ist, auch eine größere Frequenzunabhängigkeit des Bündelungsmaßes. Da das Bündelungsmaß eines Mikrofons den Unterschied zwischen den Amplitudenfrequenzgängen des Mikrofonübertragungsmaßes im Direkt- und Diffusschallfeld beschreibt, wird somit ein Mikrofon mit einem fast identischen Amplitudenfrequenzgang im Direkt- und Diffusschallfeld realisiert. Bei einer Vergrößerung der Entfernung zwischen Schallquelle und Mikrofon nimmt das Mikrofon frequenzunabhängig einen größeren Hallanteil auf, ohne dass sich tonale Zusammensetzung des aufgenommenen Signals ändert.

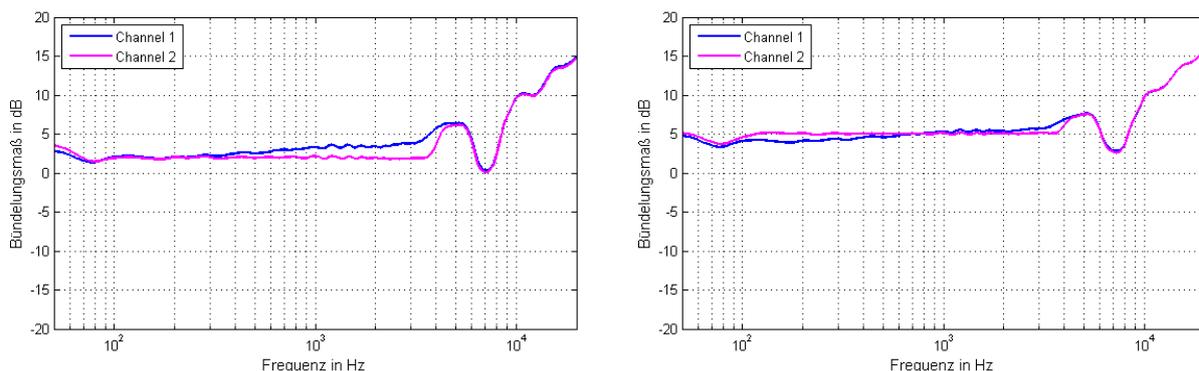


Abbildung 4.31: Bündelungsmaß der Richtcharakteristiken Breitnieren (linkes Teilbild) und Niere (rechtes Teilbild): Realisierung durch Zusammenmischen der Signale von vorderer und hinterer Kapsel (Channel 1) und durch FIR-Filterung (Channel 2)

Neben der Erzeugung frequenzunabhängiger Richtcharakteristiken soll das entwickelte Verfahren

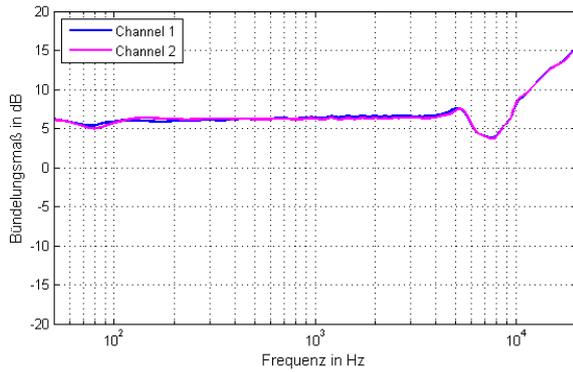


Abbildung 4.32: Bündelungsmaß der Richtcharakteristik Superniere: Realisierung durch Zusammenmischen der Signale von vorderer und hinterer Kapsel (Channel 1) und durch FIR-Filterung (Channel 2)

zur frequenzabhängigen Synthese von Richtcharakteristiken natürlich auch verwendet werden, um Richtcharakteristiken zu erzeugen, die einem vorgegebenen frequenzabhängigen Verlauf folgen. Dazu soll ein frequenzabhängiger Verlauf des Richtungsfaktors $\underline{\Gamma}_M(f, \vartheta = 90^\circ)$ bzw. Richtungsmaßes $D_M(f, \vartheta = 90^\circ)$ des Mikrofons bei einem Schalleinfallswinkel von $\vartheta = 90$ Grad vorgegeben werden, der im logarithmischen Frequenzmaßstab linear nach Gleichung 4.19 von einer unteren bis zu einer oberen Grenzfrequenz hin erfolgt.

$$D_M(f, \vartheta = 90^\circ) = b + a \cdot \log f \quad (4.19)$$

Von der unteren Grenzfrequenz bis hinab zu 0 Hz sollen Richtungsfaktor bzw. Richtungsmaß konstant mit dem Wert bei der unteren Grenzfrequenz, von der oberen Grenzfrequenz bis hinauf zur halben Abtastfrequenz konstant mit dem Wert bei der oberen Grenzfrequenz verlaufen. Für die Erzeugung des linearen Verlaufes zwischen unterer und oberer Grenzfrequenz müssen zunächst die Koeffizienten a und b aus Gleichung 4.19 nach den Gleichungen 4.20 und 4.21 berechnet werden.

$$a = \frac{D_M(f_{go}, \vartheta = 90^\circ) - D_M(f_{gu}, \vartheta = 90^\circ)}{\log f_{go} - \log f_{gu}} \quad (4.20)$$

$$b = D_M(f_{go}, \vartheta = 90^\circ) - a \cdot \log f_{go} \quad (4.21)$$

Im linken Teilbild von Abbildung 4.33 ist ein nach diesem Verfahren konstruierter Verlauf des Richtungsmaßes bei einem Schalleinfallswinkel von $\vartheta = 90$ Grad dargestellt. Unterhalb der unteren Grenzfrequenz von 100 Hz beträgt das Richtungsmaß frequenzkonstant -12 dB, was der Richtcharakteristik *Hyperniere* entspricht, oberhalb einer oberen Grenzfrequenz von 4000 Hz beträgt es frequenzkonstant -3 dB, was der Richtcharakteristik *Breitniere* entspricht. Zwischen 100 Hz und 4000 Hz verläuft das Richtungsmaß im logarithmischen Frequenzmaßstab linear, wodurch in diesem Bereich ein im logarithmischen Frequenzmaßstab linearer Übergang von der Richtcharakteristik *Hyperniere* zur Richtcharakteristik *Breitniere* hin erfolgt. Das rechte Teilbild von Abbildung 4.33 zeigt den umgekehrten Verlauf von der Richtcharakteristik *Breitniere* hin zur Richtcharakteristik *Hyperniere*.

Neben einem linear verlaufenden Richtungsmaß soll auch ein im logarithmischen Frequenzmaßstab linear verlaufender Richtungsfaktor zur Synthese von frequenzabhängigen Richtcharakteristiken verwendet werden. Die Abbildung 4.34 zeigt derartig verlaufende Richtungsfaktoren, deren Werte an

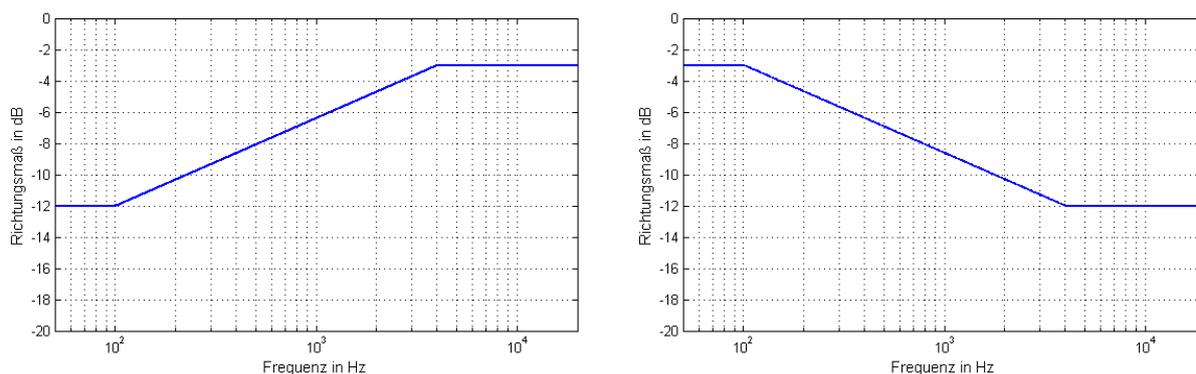


Abbildung 4.33: frequenzabhängige Verläufe des Mikrofon-Richtungsmaßes bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad zur Synthese entsprechender frequenzabhängigen Richtcharakteristiken

der unteren und oberen Bandgrenze denen in Abbildung 4.33 entsprechen, und somit auch den jeweiligen dort einzustellenden Richtcharakteristiken *Breitnieren* und *Hypernieren*.

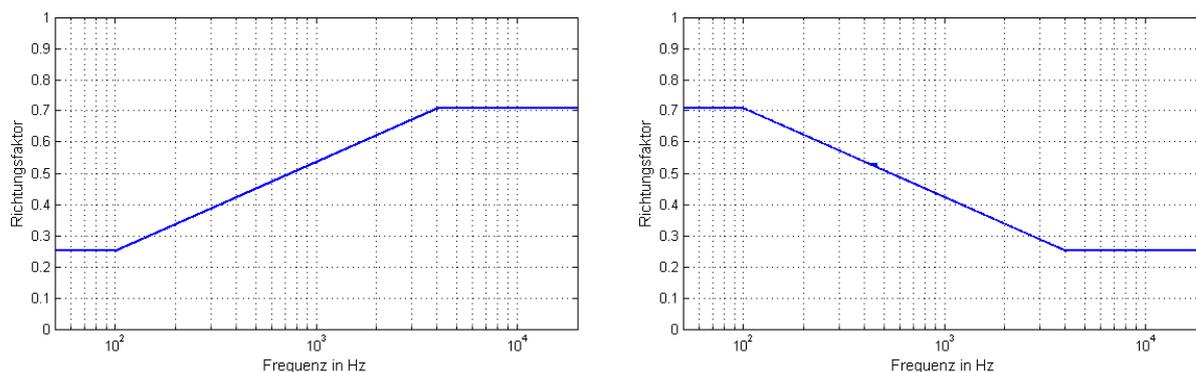


Abbildung 4.34: frequenzabhängige Verläufe des Mikrofon-Richtungsfaktors bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad zur Synthese entsprechender Richtcharakteristiken

Die vorgegebenen Funktionsverläufe aus den Abbildungen 4.33 und 4.34 wurden jeweils als Richtungsfaktor bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad in Gleichung 4.16 eingesetzt, und damit insgesamt vier FIR-Übertragungsfunktionen zur Einstellung der Richtcharakteristik berechnet. Oberhalb der oberen Grenzfrequenz von 4000 Hz wurden die berechneten FIR-Übertragungsfunktionen aus-, und die theoretischen Verläufe der jeweiligen Richtcharakteristik eingeblendet. Dies erfolgte durch die schon beschriebene Multiplikation mit dem Amplitudenfrequenzgang eines Linkwitz-Riley Filters 32. Ordnung. Für die Einstellung des Amplitudenfrequenzgangs des Mikrofons wurde wieder die Ziel-Übertragungsfunktion aus Abbildung 4.23 mit einem konstant bei 0 Grad verlaufenden Phasenfrequenzgang verwendet.

Die durch die FIR-Filterung entstandenen frequenzabhängigen Richtcharakteristiken sind in den Abbildungen 4.35 und 4.36 dargestellt.

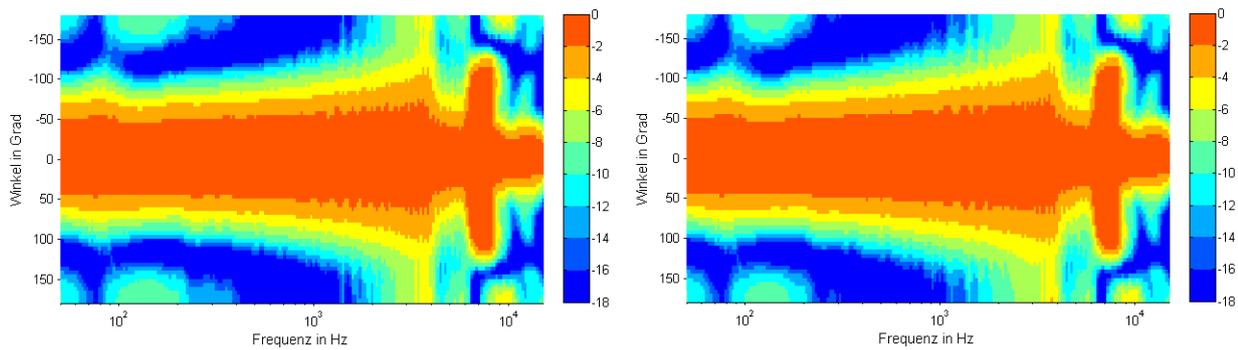


Abbildung 4.35: frequenzabhängige Richtcharakteristik mit Übergang von *Hypernieren* bei tiefen Frequenzen zu *Breitenieren* bei hohen Frequenzen mit linearem Verlauf des Richtungsmaßes (linkes Teilbild) und des Richtungsfaktors (rechtes Teilbild)

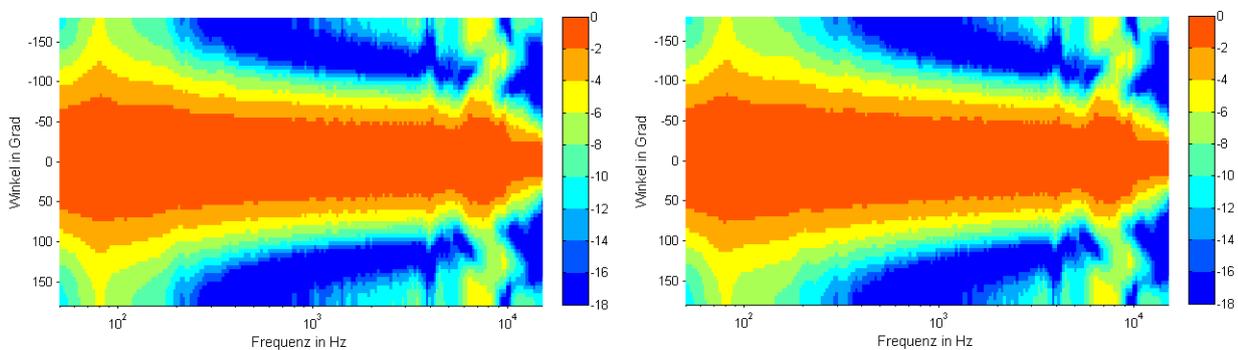


Abbildung 4.36: frequenzabhängige Richtcharakteristik mit Übergang von *Breitenieren* bei tiefen Frequenzen zu *Hypernieren* bei hohen Frequenzen mit linearem Verlauf des Richtungsmaßes (linkes Teilbild) und des Richtungsfaktors (rechtes Teilbild)

Darin ist zunächst zu erkennen, dass das grundsätzlich vorgegebene Verhalten eines Übergangs von einer frequenzkonstanten Richtcharakteristik unterhalb einer unteren Grenzfrequenz auf eine frequenzkonstante Richtcharakteristik oberhalb einer oberen Grenzfrequenz erreicht wird. Weiterhin wird ersichtlich, dass die beabsichtigte Realisierung eines im logarithmischen Frequenzmaßstab linearen Verlaufes der Richtcharakteristik zwischen unterer und oberer Grenzfrequenz bei der Vorgabe eines linear verlaufenden Richtungsfaktors besser gelingt als bei Vorgabe eines linear verlaufenden Richtungsmaßes. Dies wird in Abbildung 4.37 noch verdeutlicht, die die Verläufe des Bündelungsmaßes, jeweils konstruiert mit linear verlaufendem Richtungsmaß und linear verlaufendem Richtungsfaktor, gegenüberstellt.

Ein Problem bei der praktischen Anwendung bleibt jedoch die zunehmende Einengung der Richtcharakteristik bei hohen Frequenzen, hervorgerufen durch das Richtverhalten der einzelnen im TWIN-Mikrofon verwendeten Großmembrankapseln. Speziell bei der Konstruktion eines frequenzabhängigen Verlaufes der Richtcharakteristik, der bei hohen Frequenzen zu einer Richtcharakteristik mit breitem Aufnahmebereich führt, entsteht ein Sprung beim Ausblenden der durch die FIR-Filterung erzeugten Richtcharakteristik. Dies ist beim konstruierten Verlauf der Richtcharakteristik von der *Hypernieren* zur *Breitenieren* der Fall, und sowohl beim Richtverhalten in Abbildung 4.35 als auch beim Bündelungsmaß im linken Teilbild von Abbildung 4.37 zu erkennen. Ein derartiger Sprung im

Frequenzverlauf des Bündelungsmaßes führt zu einer ebenso sprunghaften Verringerung des Hallanteils im aufgenommenen Signal zwischen 3500 Hz und 4500 Hz, was keinem natürlichen Verhalten entspricht.

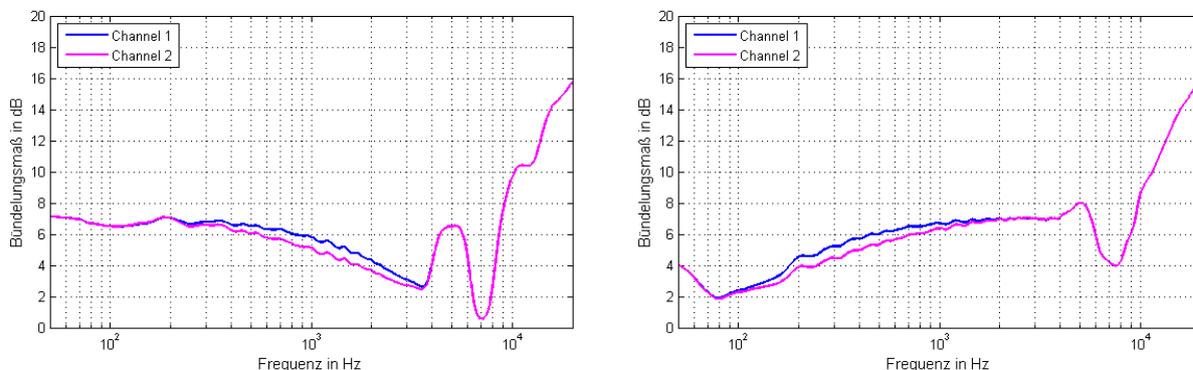


Abbildung 4.37: Bündelungsmaß des Richtcharakteristikverlaufes von *Hyperniere* zu *Breitnieren* (linkes Teilbild) und von *Breitnieren* zu *Hypernieren* (rechtes Teilbild), jeweils bei Vorgabe eines linear verlaufenden Richtungsmaßes (Channel 1) und eines linear verlaufenden Richtungsfaktors (Channel 2)

4.2 Synthese von Richtcharakteristiken mit zeilenartigen Kapselanordnungen

4.2.1 Anordnung der Mikrofonkapseln

Für die Verteilung von Mikrofonkapseln innerhalb einer geraden linienförmigen Anordnung kommen grundsätzlich folgende Varianten in Betracht:

- äquidistante Anordnung
- nicht-äquidistante symmetrische Anordnung
- nicht-äquidistante unsymmetrische Anordnung

Die äquidistante Anordnung kann dabei sowohl allein verwendet werden, als auch Bestandteil einer nicht-äquidistanten Anordnung sein. Der Abstand zwischen zwei benachbarten Kapseln in einer äquidistanten Anordnung S_{min} (sample-distance) ergibt sich laut [vSdV96] nach dem räumlichen Abtasttheorem entsprechend Gleichung 4.22 aus der Schallgeschwindigkeit c , der oberen Grenzfrequenz f_{go} und dem maximalen Schalleinfallswinkel ϑ_{max} .

$$S_{min} = \frac{c}{2 \cdot f_{go} \cdot \sin \vartheta_{max}} \quad (4.22)$$

Wenn die gesamte vordere Halbebene von der Anordnung erfasst werden soll, beträgt $\vartheta_{max} = 90$ Grad, und für eine obere Grenzfrequenz von 10 kHz folgt mit einer Schallgeschwindigkeit von $c = 344$ m/s

ein Abstand zwischen zwei benachbarten Kapseln von $S_{min} = 17,2$ mm. Bei einer Vergrößerung des Abstandes zwischen zwei benachbarten Kapseln oder einer Erhöhung der oberen Grenzfrequenz kommt es zu einer räumlichen Unterabtastung der aufzunehmenden Schallwelle (räumliches Aliasing) und damit zur Ausbildung von Nebenkeulen. Bei der Frequenz, deren Wellenlänge dem Abstand zwischen zwei benachbarten Kapseln entspricht, wird die Nebenkeule genau so stark ausgebildet wie die Hauptkeule.

Die niedrigste Frequenz f_{gu} , bei der die Anordnung bezüglich ihres Richtverhaltens korrekt funktioniert, wird von ihrer Gesamtlänge bestimmt, die der halben Wellenlänge von f_{gu} entsprechen muss. Für eine untere Grenzfrequenz von 100 Hz ist demnach mit einer Schallgeschwindigkeit von 344 m/s eine Anordnung mit einer Gesamtlänge von 1,72 m erforderlich. Bei einer äquidistanten Anordnung der Kapseln würden mit einem Abstand zwischen zwei benachbarten Kapseln von 17,2 mm dafür insgesamt 101 Kapseln benötigt werden. Die meisten dieser Kapseln sind jedoch für die Ausbildung des Richtverhaltens bei tiefen Frequenzen gar nicht erforderlich, und bewirken nur eine nicht notwendige Überabtastung in diesem größeren Wellenlängenbereich.

Diese, und die damit verbundene unnötig hohe Anzahl an Kapseln, lässt sich nach [vSdV96] durch die Aufteilung der gesamten Anordnung in mehrere Subarrays vermeiden. Jedes Subarray wird dann für die Aufnahme einer bestimmten Frequenz optimiert. Um im logarithmischen Frequenzmaßstab eine konstante Richtwirkung zu erreichen, kann das Verhältnis dieser Optimierungsfrequenzen zwei betragen. Eine Optimierungsfrequenz ist dann halb oder doppelt so groß wie die benachbarte, und das dazugehörige Subarray entsprechend doppelt oder halb so groß wie das der benachbarten Optimierungsfrequenz.

Nach dieser Verfahrensweise erfolgt zunächst der Aufbau eines Subarrays für die Aufnahme der hohen Frequenzen aus N äquidistant angeordneten Kapseln, deren Abstand zueinander nach [vSdV96] aus der oberen Grenzfrequenz nach Gleichung 4.23 folgt.

$$S_{min} = q \cdot \frac{c}{f_{go}} \quad (4.23)$$

Mit der Variablen q in Gleichung 4.23 kann festgelegt werden, in welchem Verhältnis zur Wellenlänge der oberen Grenzfrequenz der Abstand zweier benachbarter Kapseln liegen soll. Für eine obere Grenzfrequenz von 10 kHz folgt mit $q = 0,5$ wieder der schon mit dem räumlichen Abtasttheorem ermittelte Abstand zwischen zwei benachbarten Kapseln von 17,2 mm. Von zur Verfügung stehenden Kapseln ist bekannt, dass sie sich ohne Probleme für den Aufbau von zeilenförmigen Anordnungen mit einem minimalen Abstand von 25 mm zueinander anordnen lassen. Durch Umstellen von Gleichung 4.23 lässt sich daraus ermitteln, dass die erste Nebenkeule bei einer Frequenz von 13760 Hz ausgebildet wird. Deren Stärke gegenüber der Hauptkeule lässt sich jedoch noch durch die Verwendung von Kapseln mit nicht-kugelförmiger Richtcharakteristik verringern.

Laut [vSdV96] ergibt sich die Apertur des äquidistanten Subarrays A_{min} nach Gleichung 4.24, und die Positionen der einzelnen Kapseln Y_z nach Gleichung 4.25, wobei der Nullpunkt in der Mitte der äquidistanten Anordnung liegt und die Kapseln um ihn herum symmetrisch angeordnet sind.

$$A_{min} = N \cdot S_{min} \quad (4.24)$$

$$Y_z = \text{sign}(z) \cdot \frac{N-1}{2} \cdot S_{min} \quad (4.25)$$

Für einen Abstand zwischen zwei benachbarten Kapseln von 25 mm sind jeweils die Kapselpositionen für äquidistante Subarrays mit unterschiedlich vielen Kapseln in den Spalten Nr. 1 bis Nr. 3 von Tabelle 4.2 aufgeführt. Für die Aufnahme tieferer Frequenzen werden weitere Subarrays durch Hinzufügen weiterer Kapseln ober- und unterhalb des äquidistanten Subarrays gebildet. Diese haben nun nicht-äquidistante Positionen, um die nicht notwendige Überabtastung in diesen größeren Wellenlängenbereichen zu vermeiden. Die Wandlerpositionen der nicht-äquidistanten Subarrays Y_n ergeben sich laut [vSdV96] nach Gleichung 4.26.

$$Y_n = \text{sign}(n) \cdot Y_z \cdot \left(\frac{N}{N-2} \right)^{|n|-z} \quad (4.26)$$

Aus Gleichung 4.26 geht hervor, dass das äquidistante Subarray aus mehr als zwei Kapseln aufgebaut sein muss, und die Abstände der Kapseln innerhalb der nicht-äquidistanten Subarrays exponentiell anwachsen. Schlussendlich bestimmt dann die Gesamtanzahl der Kapseln die maximale Länge der gesamten zeilenförmigen Anordnung, und damit die untere Grenzfrequenz, bei der die Ausbildung des Richtverhaltens beginnen kann. In den Spalten Nr. 1 bis Nr. 3 von Tabelle 4.2 sind die Kapselpositionen der nicht-äquidistanten Subarrays für verschiedene Varianten zeilenförmiger Kapselanordnungen aufgeführt.

Kapsel- position	Nr. 1 $N = 4$	Nr. 2 $N = 6$	Nr. 3 $N = 8$	Nr. 4 $N = 3$	Nr. 5 $N = 5$	Nr. 6 $N = 7$
Y_8	2400,00 mm	474,61 mm	276,54 mm	18225,00 mm	643,00 mm	288,12 mm
Y_7	1200,00 mm	316,41 mm	207,41 mm	6075,00 mm	385,80 mm	205,80 mm
Y_6	600,00 mm	210,94 mm	155,56 mm	2025,00 mm	231,48 mm	147,00 mm
Y_5	300,00 mm	140,63 mm	116,67 mm	675,00 mm	138,89 mm	105,00 mm
Y_4	150,00 mm	93,75 mm	87,50 mm	225,00 mm	83,33 mm	75,00 mm
Y_3	75,00 mm	62,50 mm	62,50 mm	75,00 mm	50,00 mm	50,00 mm
Y_2	37,50 mm	37,50 mm	37,50 mm	25,00 mm	25,00 mm	25,00 mm
Y_1	12,50 mm	12,50 mm	12,50 mm	0,00 mm	0,00 mm	0,00 mm
Y_{-1}	-12,50 mm	-12,50 mm	-12,50 mm			
Y_{-2}	-37,50 mm	-37,50 mm	-37,50 mm			
Y_{-3}	-75,00 mm	-62,50 mm	-62,50 mm			
Y_{-4}	-150,00 mm	-93,75 mm	-87,50 mm			
Y_{-5}	-300,00 mm	-140,63 mm	-116,67 mm			
Y_{-6}	-600,00 mm	-210,94 mm	-155,56 mm			
Y_{-7}	-1200,00 mm	-316,41 mm	-207,41 mm			
Y_{-8}	-2400,00 mm	-474,61 mm	-276,54 mm			

Tabelle 4.2:

Innerhalb der nicht-äquidistanten Subarrays ist die Ausbildung von Nebenkeulen weniger stark ausgeprägt als bei äquidistanten Anordnungen vergleichbarer Länge, da durch die nicht-äquidistanten Abstände zwischen den Kapseln keine durchgängig gleichphasige Addition möglich ist. Dies und die reduzierte Überabtastung stellen sich als wesentlichste Vorteile von nicht-äquidistanten symmetrischen gegenüber äquidistanten Anordnungen für den Aufbau zeilenförmiger Mikrofonarrays dar.

Eine weitere Verringerung der notwendigen Kapselanzahl bei gleicher Gesamtlänge der zeilenförmigen Anordnung bzw. eine größere Gesamtlänge der zeilenförmigen Anordnung bei gleicher Kapselanzahl lässt sich erreichen, wenn statt der nicht-äquidistanten symmetrischen eine nicht-äquidistante

unsymmetrische Anordnung verwendet wird. Deren Kapselpositionen werden nach [vSdV96] zunächst wie die von nicht-äquidistanten symmetrischen Anordnungen ermittelt, verwendet werden aber nur die mit den positiven Werten. Als Anzahl der Kapseln im äquidistanten Subarray wird dabei ein ungerader Wert verwendet, damit sich die unterste Kapsel an der Position Null befindet. In den Spalten Nr. 4 bis Nr. 6 von Tabelle 4.2 sind die Kapselpositionen verschiedenen nicht-äquidistanter unsymmetrischer Anordnungen aufgeführt. Wegen der größeren Flexibilität bei den möglichen Verfahren zur Ausbildung des Richtverhaltens bei ober- und unterhalb der zeilenförmigen Anordnung befindlichen Schallquellen sollen im Rahmen dieser Arbeit zunächst jedoch die nicht-äquidistanten symmetrischen Anordnungen betrachtet werden.

4.2.2 Filtererstellung zur Erzeugung des Richtverhaltens

Die Erzeugung der Richtcharakteristik der zeilenförmigen Mikrofonanordnung soll durch entsprechende FIR-Filterung und Addition der einzelnen Kapselsignale erfolgen. Das Blockschaltbild in Abbildung 4.38 zeigt diesbezüglich eine nicht-äquidistante symmetrische Anordnung aus $N = 8$ Kapseln mit der zum Erzeugen von Richtcharakteristik und Übertragungsfunktion erforderlichen Signalverarbeitung.

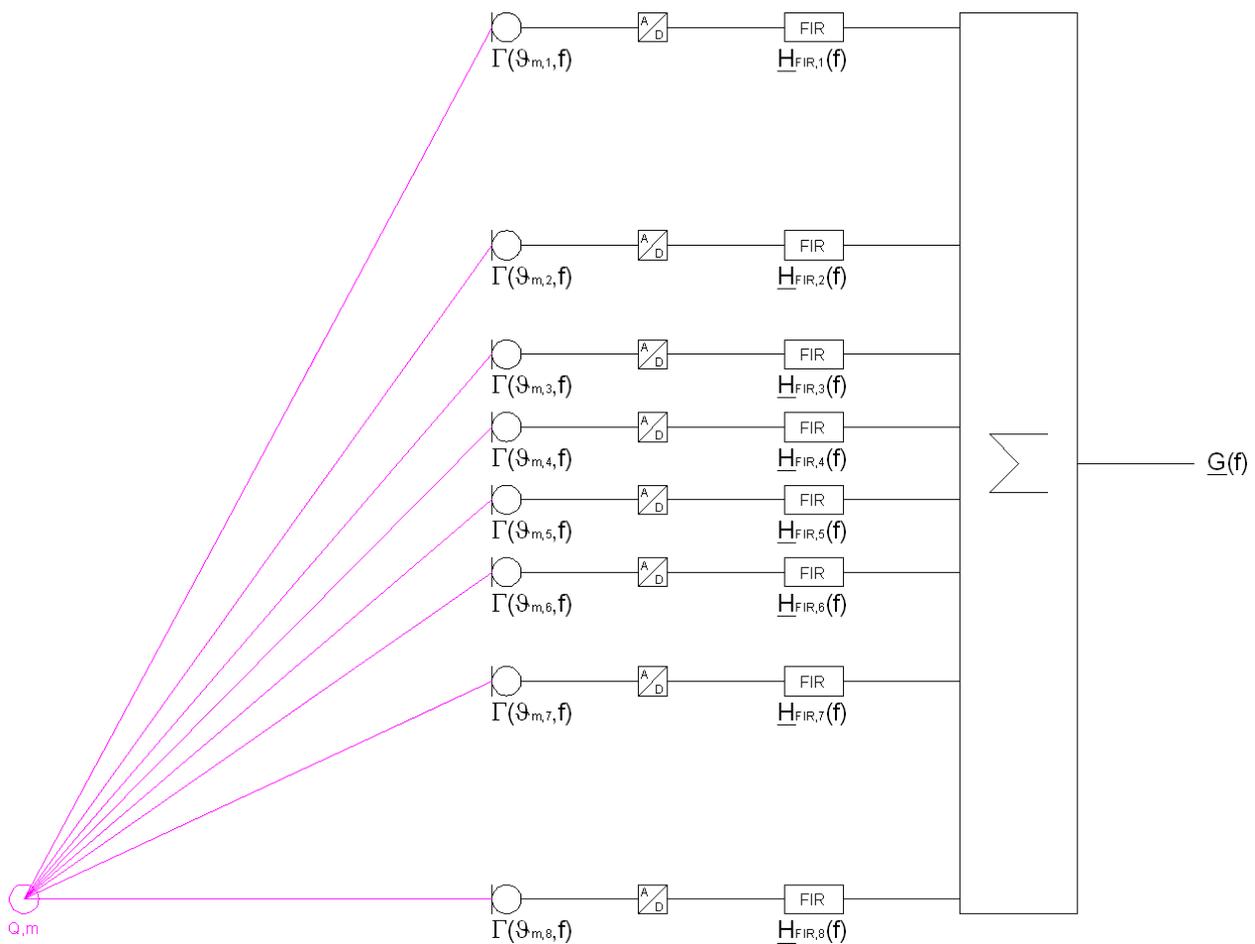


Abbildung 4.38: Blockschaltbild einer zeilenförmigen Mikrofonanordnung mit FIR-Filterung zum Einstellen von Richtverhalten und Übertragungsfunktion

Die Erstellung der Filter zum Erzeugen der Richtcharakteristik der zeilenförmigen Anordnung erfolgt auf der Grundlage eines in [vS00] beschriebenen Verfahrens zum Erzeugen von Richtcharakteristiken bei zeilenförmigen Lautsprecheranordnungen in Abhängigkeit von einem vorgegebenen Schalldruckverlauf an bestimmten Empfängerpositionen. Wird dieses auf eine zeilenförmige Mikrofonanordnung angewendet, ergibt sich ein Ausgangssignal $\underline{G}(\vec{r}_{Q,m}, f)$, das von einer Quelle m an der Position $\vec{r}_{Q,m}$ aufgenommen wird, nach Gleichung 4.27.

$$\underline{G}(\vec{r}_{Q,m}, f) = \sum_{n=1}^N \underline{H}_{FIR,n}(f) \cdot \underline{\Gamma}(\vartheta_{m,n}, f) \cdot \frac{e^{-jkr_{m,n}}}{r_{m,n}} \quad (4.27)$$

Das Ausgangssignal der zeilenförmigen Anordnung ist damit abhängig von den Übertragungsfunktionen $\underline{H}_{FIR,n}(f)$ der FIR-Filter aller Kapseln n , den Richtungsfaktoren $\underline{\Gamma}(\vartheta_{m,n}, f)$ aller Kapseln n jeweils in Richtung der Quelle m und dem Übertragungsverhalten der Strecken $r_{m,n}$ von der Quelle m zu allen Kapseln n , das durch den letzten Faktor in Gleichung 4.27 beschrieben wird. Für die Erstellung der Filter zum Erzeugen der Richtcharakteristik werden dann die Signale mehrerer Quellen betrachtet, von denen die zeilenförmige Mikrofonanordnung entweder ein Signal mit einem bestimmten Pegel aufnehmen soll (Nutzsignal) oder nicht (Störsignal, Reflexionen). Eine derartige Situation ist in Abbildung 4.39 dargestellt.

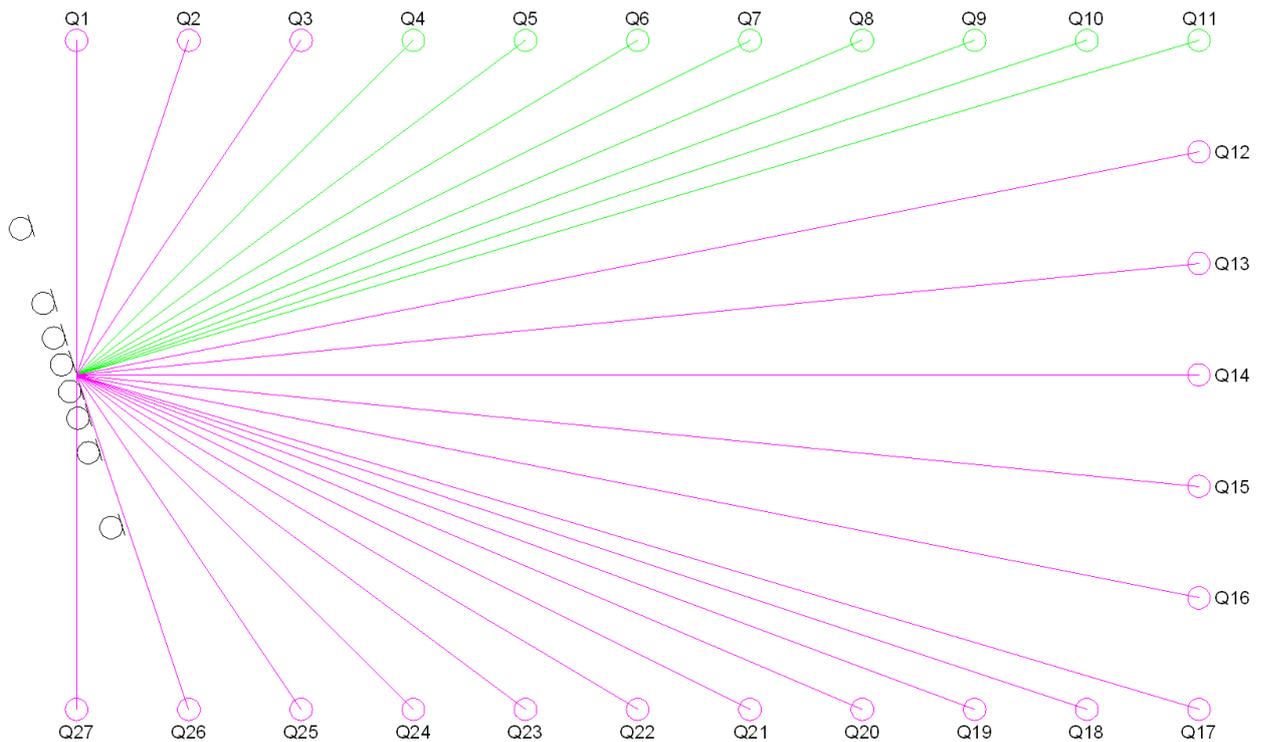


Abbildung 4.39: zeilenförmige Mikrofonanordnung mit Quellenpositionen, von denen ein Nutzsignal aufgenommen werden soll (grün), bzw. ein Störsignal unterdrückt werden soll (magenta)

Von den Quellenpositionen Q 4 bis Q 11 soll ein Signal mit einem konstanten Amplitudenfrequenzgang, einem bei 0 Grad verlaufenden Phasenfrequenzgang und einem bei all diesen Quellpositionen möglichst konstanten Pegel aufgenommen werden. In der Praxis könnte dies einem Redner entsprechen, der sich in einem Abstand von 30 cm bis zu 1 m vom Mikrofon hin und her bewegt. Dagegen

soll die Signalaufnahme von den Quellpositionen Q 1 bis Q 3 und von den Quellpositionen Q 12 bis Q 27 möglichst unterdrückt werden. Dabei könnte es sich in einer praktischen Anwendung bei den Quellpositionen Q 1 bis Q 3 um auszublenkende Signale von einem über dem Mikrofon befindlichen Lautsprecher, und bei den Quellpositionen Q 12 bis Q 27 um unerwünschte Reflexionen von einer hinter dem Redner befindlichen Rückwand bzw. von der Redepultoberfläche handeln. Die zeilenförmige Mikrofonanordnung wird zunächst so ausgerichtet, dass ihre Hauptschalleinfallrichtung (0 Grad) auf die am weitesten entfernte Quellposition Q 11 zeigt.

In einem ersten Schritt kann zunächst das Richtverhalten der einzelnen Mikrofonkapseln mit dem Übertragungsverhalten der Strecken von der Quelle zu den einzelnen Kapseln nach Gleichung 4.28 zu den Übertragungsfunktionen der Kapseln und Schallausbreitungswege $\underline{H}_{m,n}(f)$ zusammengefasst werden.

$$\underline{H}_{m,n}(f) = \Gamma(\vartheta_{m,n}, f) \cdot \frac{e^{-jkr_{m,n}}}{r_{m,n}} \quad (4.28)$$

Wenn anschließend Gleichung 4.27 zusammen mit Gleichung 4.28 auf alle M Quellenpositionen angewendet wird, ergibt sich ein Gleichungssystem nach Gleichung 4.29.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \underline{G}(\vec{r}_{Q,1}, f) \\ \underline{G}(\vec{r}_{Q,2}, f) \\ \vdots \\ \underline{G}(\vec{r}_{Q,M}, f) \end{bmatrix}}_{\underline{G}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \underline{H}_{1,1}(f) & \underline{H}_{1,2}(f) & \cdots & \underline{H}_{1,N}(f) \\ \underline{H}_{2,1}(f) & \underline{H}_{2,2}(f) & \cdots & \underline{H}_{2,N}(f) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \underline{H}_{M,1}(f) & \underline{H}_{M,2}(f) & \cdots & \underline{H}_{M,N}(f) \end{bmatrix}}_{\underline{H}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \underline{H}_{FIR,1}(f) \\ \underline{H}_{FIR,2}(f) \\ \vdots \\ \underline{H}_{FIR,N}(f) \end{bmatrix}}_{\underline{H}_{FIR}} \quad (4.29)$$

Um die gewünschte Richtcharakteristik der zeilenförmigen Mikrofonanordnung zu erzeugen, werden die Zielfunktionen für die Ausgangssignalspektren des Vektors \underline{G} entsprechend den Vorgaben für die Quellenpositionen, von denen ein Signal empfangen bzw. unterdrückt werden soll, erstellt. Für die Anordnung entsprechend Abbildung 4.39 werden zunächst Spektren mit konstant bei 0 Grad verlaufenden Phasenfrequenzgängen und konstant verlaufenden Amplitudenfrequenzgängen zugrundegelegt, die an den Quellenpositionen Q 4 bis Q 11 bei einem Amplitudenwert von 1, und an den Quellenpositionen Q 1 bis Q 3 sowie Q 12 bis Q 27 bei einem Amplitudenwert von 0 verlaufen. Um die unterschiedlichen Entfernungen r_m der einzelnen Quellenpositionen m von der zeilenförmigen Mikrofonanordnung zu kompensieren, werden die Zielfunktionen, deren Amplitudenfrequenzgang ungleich Null ist, nach Gleichung 4.30 mit einer entsprechenden Verzögerung versehen.

$$\underline{G}(\vec{r}_{Q,m}, f) = \underline{G}(\vec{r}_{Q,m}, f) \cdot e^{-jkr_m} \quad (4.30)$$

Die für die Erzeugung der gewünschten Richtcharakteristik erforderlichen Übertragungsfunktionen der FIR-Filter ergeben sich dann nach Gleichung 4.31 durch Umstellen des Gleichungssystems aus Gleichung 4.29.

$$\underline{H}_{FIR} = \text{inv}(\underline{H}) \cdot \underline{G} \quad (4.31)$$

Da das Gleichungssystem in Gleichung 4.29 mehr Gleichungen als Variablen aufweist, gibt es dafür keine eindeutige Lösung. Nach [vS00] kann jedoch die beste Annäherung für \underline{H}_{FIR} durch die

Anwendung der Methode der kleinsten Fehlerquadrate mit einem zu minimierenden Fehler ϵ nach Gleichung 4.32 erreicht werden.

$$\min_{\underline{H}_{FIR}} \left\{ \epsilon = \left| \underline{H} \cdot \underline{H}_{FIR} - \underline{G} \right|^2 \right\} \quad (4.32)$$

Für die Ermittlung der Übertragungsfunktionen der FIR-Filter zum Erzeugen der Richtcharakteristik genügt es, alle beteiligten Funktionen mit 2048 Abtastwerten darzustellen, was bei einer Abtastfrequenz von 48 kHz einer Frequenzauflösung von ungefähr 23,44 Hz entspricht. Die nach der Methode der kleinsten Fehlerquadrate gefundene Lösung für die FIR-Übertragungsfunktionen zur Erzeugung der Richtcharakteristik kann bezüglich ihrer Qualität überprüft werden, indem der ermittelte \underline{H}_{FIR} -Vektor in Gleichung 4.29 eingesetzt wird, und der damit berechnete \underline{G} -Vektor hinsichtlich der Amplituden- und Phasenfrequenzgänge mit den vorgegebenen Zielfunktionen verglichen wird. Diese Amplituden- und Phasenfrequenzgänge sind für die Quellenpositionen Q4 bis Q11 aus Abbildung 4.39 in Abbildung 4.40 dargestellt.

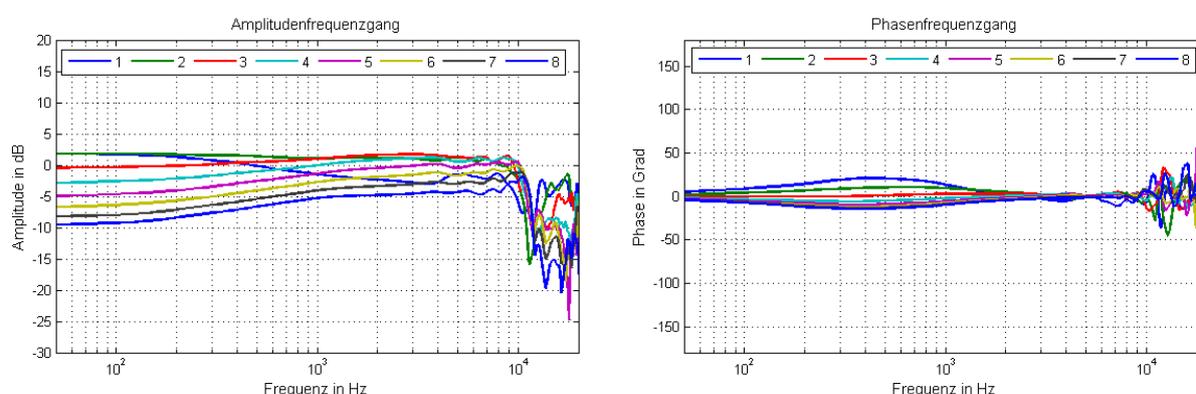


Abbildung 4.40: Amplituden- und Phasenfrequenzgänge der von den Quellenpositionen Q4 (Channel 1) bis Q11 (Channel 8) aufgenommenen Signale

Es ist zu erkennen, dass der Verlauf der vorgegebenen konstanten Amplituden- und Phasenfrequenzgänge vor allem im Frequenzbereich zwischen 1 kHz und 10 kHz recht gut erreicht wird. Unterhalb von 1 kHz nehmen die Abweichungen von einem konstanten Signalverlauf bedingt durch die begrenzte Länge der zeilenförmigen Mikrofonanordnung zu. Oberhalb von 10 kHz liefert das Verfahren durch die einsetzende räumliche Unterabtastung keine sinnvollen Ergebnisse mehr, weshalb auch hier die vorgegebenen konstanten Signalverläufe nicht mehr erreicht werden. In Anhang 11 ist das erzeugte Richtverhalten der zeilenförmigen Mikrofonanordnung in verschiedenen Frequenzbändern dem vorgegebenen gegenübergestellt. Auch hier wird deutlich, dass die Erzeugung des vorgegebenen Richtverhaltens oberhalb von 1 kHz bereits recht gut gelingt, unterhalb von 1 kHz jedoch bedingt durch die begrenzte Länge der zeilenförmigen Mikrofonanordnung das vorgegebene Richtverhalten immer weniger gut erreicht wird. Vom Frequenzband um 1 kHz hin zum Frequenzband um 4 kHz nimmt auch die erreichte Dämpfung bei den Quellenposition zu, von denen keine Schallaufnahme erfolgen soll, bevor sich im Frequenzband um 8 kHz bereits erste Anzeichen der beginnenden räumlichen Unterabtastung offenbaren.

Anhand dieses ersten Versuches lassen sich folgende Parameter feststellen, die einen Einfluss auf das verwendete Verfahren zum Erzeugen der Richtcharakteristik der zeilenförmigen Mikrofonanordnung haben:

- Ausrichtung der Hauptachse der zeilenförmigen Mikrofonanordnung
- Verlauf des Richtverhaltens über den Quellenpositionen, insbesondere der Flanken
- Priorität der einzelnen Quellenpositionen (da mehr Quellenpositionen mit zu unterdrückender Schallaufnahme vorhanden sind ist das Verfahren offensichtlich mehr bemüht, das Richtverhalten für diese Positionen als für die Quellenpositionen mit zu erfolgreicher Schallaufnahme einzustellen)
- Länge der zeilenförmigen Mikrofonanordnung im Verhältnis zur aufzunehmenden Wellenlänge
- Lage der einzelnen Quellenpositionen im Nah- oder Fernfeld der zeilenförmigen Mikrofonanordnung

Für die Untersuchung des Einflusses der Ausrichtung der Hauptachse der zeilenförmigen Mikrofonanordnung wird nun im nächsten Schritt die Hauptachse der zeilenförmigen Mikrofonanordnung in der Situation aus Abbildung 4.39 so ausgerichtet, dass sie direkt auf die Quellenposition Q 14 zeigt und somit alle Quellenpositionen symmetrisch um die Hauptachse der zeilenförmigen Mikrofonanordnung ausgerichtet sind. Die Abbildung 4.41 zeigt dafür die Amplituden- und Phasenfrequenzgänge an den Quellenpositionen Q 4 bis Q 11.

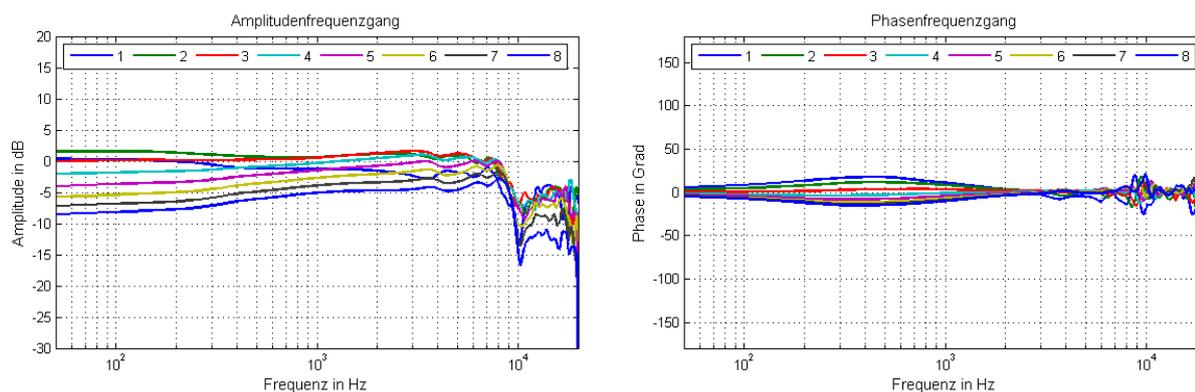


Abbildung 4.41: Amplituden- und Phasenfrequenzgänge der von den Quellenpositionen Q 4 (Channel 1) bis Q 11 (Channel 8) aufgenommenen Signale

Sowohl aus dem Amplituden- als auch aus dem Phasenfrequenzgang ist erkennbar, dass sich die obere Grenzfrequenz gegenüber der ursprünglichen Ausrichtung von ca. 10 kHz auf ca. 8 kHz verringert hat. Gleichzeitig werden die Unterschiede vor allem zwischen den Amplitudenfrequenzgängen der einzelnen Quellenpositionen besonders im Frequenzbereich unterhalb von 1 kHz etwas geringer. Anhang 12 zeigt das erzeugte Richtverhalten gegenüber dem vorgegebenen. Hier ist zu erkennen, dass der Verlauf des Richtverhaltens über den Quellenpositionen mit zu erfolgreicher Schallaufnahme etwas gleichmäßiger geworden ist, die Dämpfung bei den Quellenpositionen mit zu unterdrückender Schallaufnahme jedoch geringer wurde.

In einer dritten Variante soll nun noch die Hauptachse der zeilenförmigen Mikrofonanordnung auf die Mitte des Bereiches der Quellenpositionen mit zu erfolgreicher Schallaufnahme ausgerichtet werden. Die Hauptachse der zeilenförmigen Mikrofonanordnung zeigt dann auf einen Punkt zwischen den

Quellenpositionen Q7 und Q8. Die sich bei dieser Ausrichtung an den Quellenpositionen Q4 bis Q11 ergebenden Amplituden- und Phasenfrequenzgänge sind in Abbildung 4.42 dargestellt.

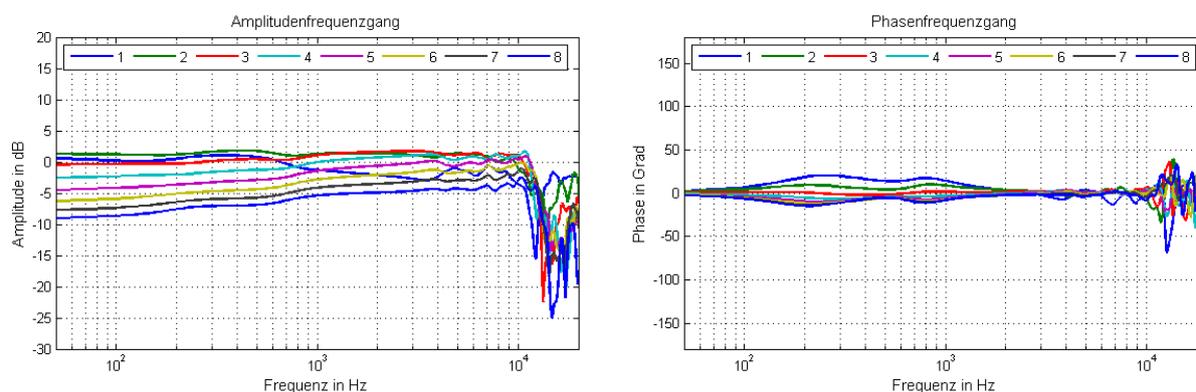


Abbildung 4.42: Amplituden- und Phasenfrequenzgänge der von den Quellenpositionen Q4 (Channel 1) bis Q11 (Channel 8) aufgenommenen Signale

Es ist zu erkennen, dass sich die obere Grenzfrequenz gegenüber der Ausrichtung der Hauptachse auf die Quellenposition Q11 von ca. 10 kHz auf ca. 12 kHz erhöht hat. Weiterhin werden zwar die Unterschiede zwischen den Amplitudenfrequenzgängen der einzelnen Quellenpositionen im Frequenzbereich unterhalb von 1 kHz etwas geringer als bei der Ausrichtung der Hauptachse auf die Quellenposition Q11, dafür nimmt jedoch die Welligkeit sowohl in den Amplituden- als auch in den Phasenfrequenzgängen zu. Anhang 13 zeigt das erzeugte Richtverhalten gegenüber dem vorgegebenen. Hierin sind jedoch keine signifikanten Unterschiede gegenüber der Ausrichtung der Hauptachse auf die Quellenposition Q11 zu erkennen.

Um eine möglichst hohe obere Grenzfrequenz zu erreichen ist es somit erforderlich, die Hauptachse der zeilenförmigen Mikrofonanordnung auf die Quellenpositionen mit zu erfolgreicher Schallaufnahme auszurichten. In diesem Fall sind die Weglängenunterschiede von den einzelnen Quellenpositionen mit zu erfolgreicher Schallaufnahme zu den einzelnen Kapseln am geringsten, woraus für diesen Bereich der Quellenpositionen die hohe obere Grenzfrequenz resultiert, oberhalb der es zur räumlichen Unterabtastung kommt.

4.2.3 Konstruktion und Vorverarbeitung des Ziel-Richtverhaltens

Bei der Untersuchung des Einflusses des Verlaufes des Richtverhaltens über den Quellenpositionen sind folgende Funktionsbestandteile zu betrachten:

- Verlauf des Richtverhaltens über den Quellenpositionen mit zu erfolgreicher Schallaufnahme (Aufnahmebereich)
- Dämpfung des Richtverhaltens über den Quellenpositionen mit zu unterdrückender Schallaufnahme (Dämpfungsbereich)
- Verlauf der Flanken des Richtverhaltens beim Übergang vom Aufnahmebereich in den Dämpfungsbereich

Bei den bisherigen Versuchen zur Erzeugung des Richtverhaltens der zeilenförmigen Mikrofonanordnung wurde immer eine Schallaufnahme mit einer Amplitude von Null, und somit eine unendliche Dämpfung für die Quellenpositionen außerhalb des Aufnahmebereiches vorgegeben. Diese unendliche Dämpfung soll nun auf maximal 20 dB, und für den Bereich der Quellenpositionen gegenüber der zeilenförmigen Mikrofonanordnung auf maximal 10 dB begrenzt werden. Weiterhin soll der Übergang von einer Dämpfung von 0 dB innerhalb des Aufnahmebereiches auf die maximale Dämpfung von 20 dB nicht sprunghaft, sondern über einen Zwischenschritt von 10 dB erfolgen. Daraus folgt unter Zugrundelegung der Anordnung nach Abbildung 4.39 für die Quellenpositionen Q 4 bis Q 11 eine Dämpfung von 0 dB, für die Quellenpositionen Q 3 sowie Q 12 bis Q 16 eine Dämpfung von 10 dB, und für die Quellenpositionen Q 1 bis Q 2 sowie Q 17 bis Q 27 eine Dämpfung von 20 dB. Die Hauptachse der zeilenförmigen Mikrofonanordnung wird auf die Quellenposition Q 11 ausgerichtet. In Abbildung 4.43 sind die sich ergebenden Amplituden- und Phasenfrequenzgänge an den Quellenpositionen Q 4 bis Q 11 dargestellt.

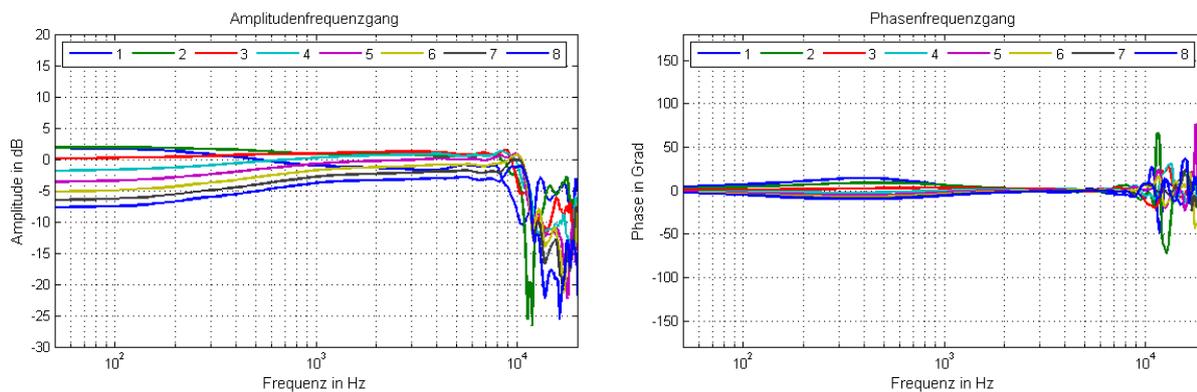


Abbildung 4.43: Amplituden- und Phasenfrequenzgänge der von den Quellenpositionen Q 4 (Channel 1) bis Q 11 (Channel 8) aufgenommenen Signale

Darin wird zunächst deutlich, dass sich die obere Grenzfrequenz durch den modifizierten Verlauf des vorgegebenen Richtverhaltens nicht verändert hat. Sowohl im Amplituden- als auch im Phasenfrequenzgang nehmen die Unterschiede im Verlauf zwischen den einzelnen Quellenpositionen gegenüber dem ursprünglich vorgegebenen Verlauf des Richtverhaltens deutlich ab (siehe Abbildung 4.40). Dies betrifft den Frequenzbereich oberhalb von 1 kHz ebenso wie den Frequenzbereich unterhalb von 1 kHz, wo durch die begrenzte Länge der zeilenförmigen Mikrofonanordnung die Signalverläufe weniger konstant sind. Anhang 14 zeigt das erzeugte Richtverhalten gegenüber dem vorgegebenen. Im Vergleich mit Anhang 11 wird erkennbar, dass das Richtverhalten über den Quellenpositionen außerhalb des Aufnahmebereiches bedeutend besser dem vorgegebenen Verlauf folgen kann, da dort kein Richtverhalten mit unmöglichen Dämpfungen mehr erzwungen wird. Dies betrifft vor allem den Frequenzbereich oberhalb von 1 kHz, in dem die Länge der zeilenförmigen Mikrofonanordnung groß genug ist, um ein Richtverhalten sinnvoll erzeugen zu können. Als weiteres Resultat ergibt sich aus der begrenzten Dämpfung außerhalb des Aufnahmebereiches auch ein gleichmäßigerer Verlauf des Richtverhaltens innerhalb des Aufnahmebereiches.

Um die Möglichkeiten für eine weitere Verbesserung der Nachbildung eines vorgegebenen Verlaufes des Richtverhaltens auszuloten, soll der in Anhang 14 dargestellte vorgegebene Verlauf des Richtverhaltens mit beschränkter Dämpfung an den Quellenpositionen außerhalb des Aufnahmebereiches mit einer Fensterfunktion behandelt werden, um den Verlauf der Flanken zu verschleifen. Dieses Verschleifen soll durch unterschiedliche Parameter der verwendeten Fensterfunktion mit unterschied-

licher Stärke erfolgen. Zur Vorbereitung auf die Fensterung muss der Verlauf des Richtverhaltens zunächst symmetrisch erweitert werden. Dazu wird der vorgegebene Verlauf des Richtverhaltens über den Quellenpositionen mit dem konjugiert komplexen, umgedrehten Verlauf des Richtverhaltens über den Quellenpositionen vom zweiten bis zum vorletzten Wert erweitert. Die Abbildung 4.44 zeigt die sich ergebende Funktion zusammen mit ihrer inversen Fouriertransformierten, die mit der jeweiligen Fensterfunktion multipliziert wird.

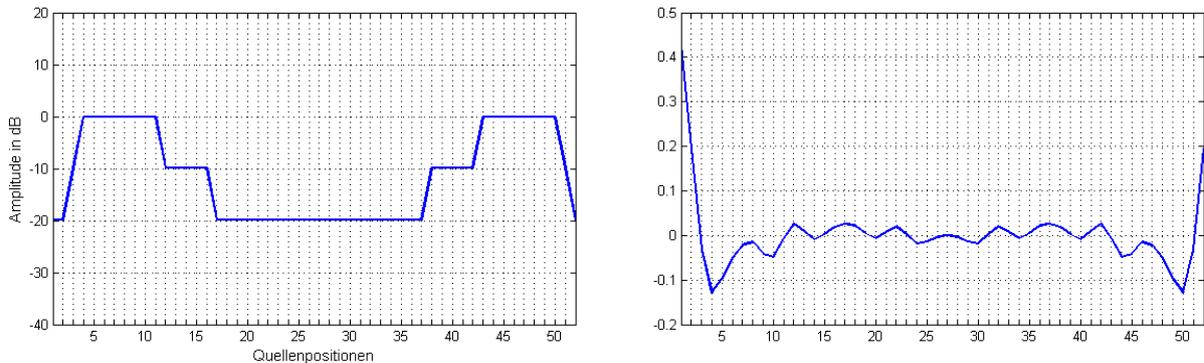


Abbildung 4.44: Erweiterter Verlauf des Richtverhaltens über den Quellenpositionen (linkes Teilbild) und inverse Fouriertransformierte (rechtes Teilbild)

Für die Fensterung werden wieder die schon bei der Filtererstellung verwendeten Kaiserfenster eingesetzt, wobei über deren Parameter β eine unterschiedliche Breite ihrer Impulsantwort und damit eine unterschiedliche Stärke des Verschleifens der Flanken des Verlaufes des Richtverhaltens über den Quellenpositionen realisiert wird. In der Abbildung 4.45 sind die drei verwendeten Kaiserfenster mit einem Parameter β von 1, 3 und 12 dargestellt.

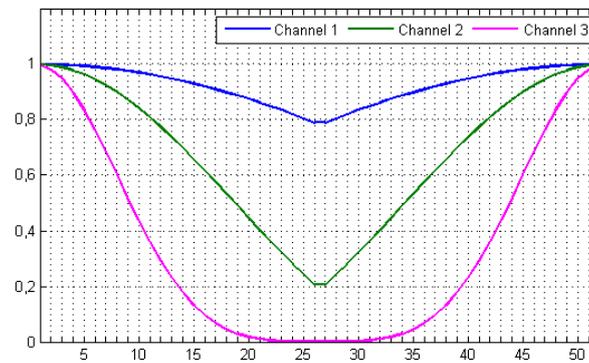


Abbildung 4.45: Kaiserfenster zur Fensterung des Verlaufes des vorgegebenen Richtverhaltens mit einem Parameter β von 1 (Channel 1), 3 (Channel 2) und 12 (Channel 3)

Nach der Multiplikation mit der Fensterfunktion wird die gefensterterte inverse Fouriertransformierte des erweiterten Verlaufes des Richtverhaltens über den Quellenpositionen wieder einer Fouriertransformation unterzogen, und aus deren Betrag die ersten 27 Werte als Vorgabe des Verlaufes des Richtverhaltens über den Quellenpositionen extrahiert. In den Abbildungen 4.46 bis 4.48 sind die sich ergebenden Amplituden- und Phasenfrequenzgänge an den Quellenpositionen Q 4 bis Q 11 dargestellt.

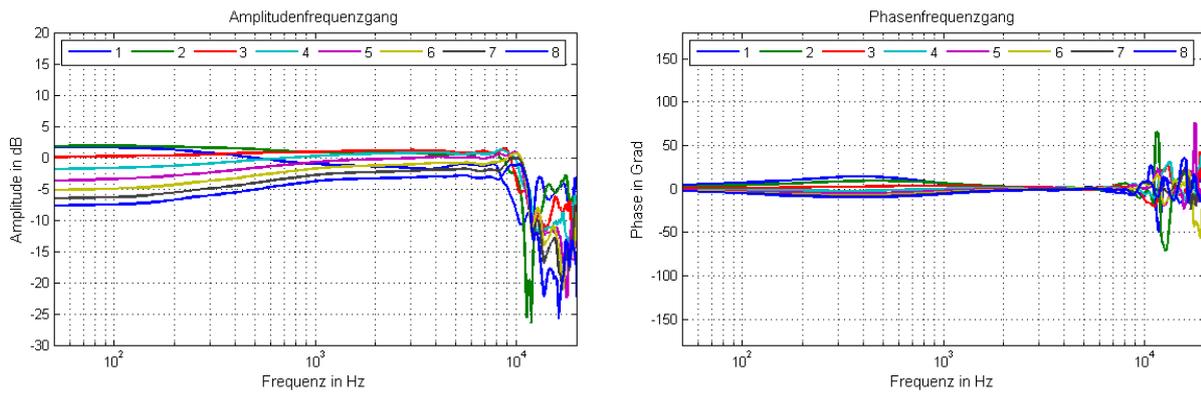


Abbildung 4.46: Amplituden- und Phasenfrequenzgänge der von den Quellenpositionen Q 4 (Channel 1) bis Q 11 (Channel 8) aufgenommenen Signale bei Fensterung mit einem Kaiserfenster mit $\beta = 1$

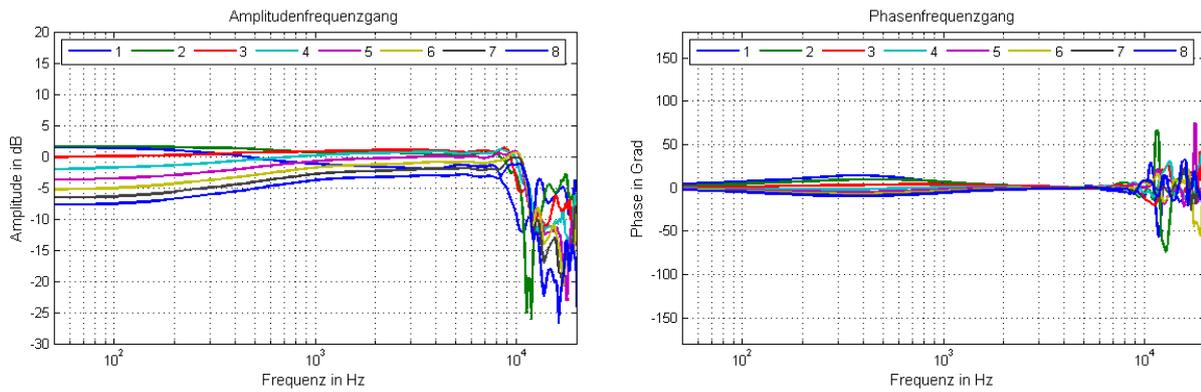


Abbildung 4.47: Amplituden- und Phasenfrequenzgänge der von den Quellenpositionen Q 4 (Channel 1) bis Q 11 (Channel 8) aufgenommenen Signale bei Fensterung mit einem Kaiserfenster mit $\beta = 3$

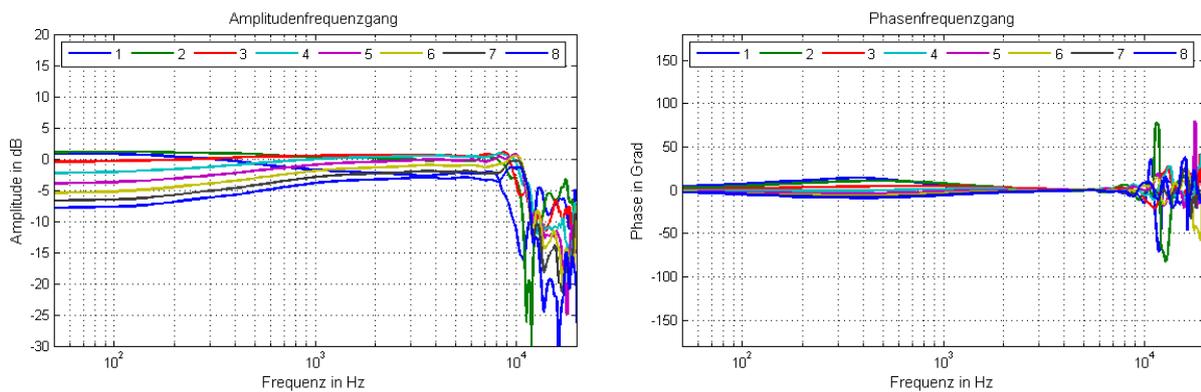


Abbildung 4.48: Amplituden- und Phasenfrequenzgänge der von den Quellenpositionen Q 4 (Channel 1) bis Q 11 (Channel 8) aufgenommenen Signale bei Fensterung mit einem Kaiserfenster mit $\beta = 12$

Darin ist zu erkennen, dass sich die obere Grenzfrequenz sowohl bei den unterschiedlichen Fenstervarianten, als auch gegenüber dem vorgegebenen begrenzten Verlauf des Richtverhaltens über den Quellenpositionen (siehe Abbildung 4.43) nicht wesentlich verändert. Sowohl im Amplituden- als auch im Phasenfrequenzgang nehmen die Unterschiede zwischen den einzelnen Quellenpositionen mit größer werdendem Parameter β des verwendeten Kaiserfensters ab. Dies betrifft wieder den Frequenzbereich oberhalb von 1 kHz ebenso wie den Frequenzbereich unterhalb von 1 kHz, wo durch die begrenzte Länge der zeilenförmigen Mikrofonanordnung die Signalverläufe weniger konstant sind.

In den Anhängen 15 bis 17 ist der erzeugte Verlauf des Richtverhaltens über den Quellenpositionen dem jeweils mit unterschiedlicher Fensterung vorgegebenen gegenübergestellt. Als wesentlichster Einfluss der Fensterung wird deutlich, dass die vordere Flanke des vorgegebenen Verlaufes des Richtverhaltens über den Quellenpositionen Q 1 bis Q 4 mit größer werdendem Parameter β des verwendeten Kaiserfensters besser nachgebildet wird. Ansonsten gibt es bei den unterschiedlichen Fenstervarianten und im Vergleich zum begrenzten vorgegebenen Verlauf des Richtverhaltens über den Quellenpositionen nur geringe Unterschiede zwischen den erzeugten Verläufen des Richtverhaltens über den Quellenpositionen Q 4 bis Q 11 innerhalb, und Q 12 bis Q 27 außerhalb des Aufnahmebereiches. Durch den verschliffeneren Verlauf des vorgegebenen wirkt jedoch auch der erzeugte Verlauf des Richtverhaltens über den Quellenpositionen Q 4 bis Q 27 besser nachgebildet.

Von den verwendeten Fensterfunktionen wird mit dem Kaiserfenster mit einem Parameter von $\beta = 12$ das beste Ergebnis erzielt, so dass sich der Einsatz dieses Fensters oder, wie im Kapitel zur Filtererstellung beschrieben, der alternative Einsatz eines Blackman-Harris Fensters zum Verschleifen des vorgegebenen Verlaufes des Richtverhaltens empfiehlt.

Einen weiteren zu untersuchenden Parameter stellt die Priorität der einzelnen Quellenpositionen dar. In einer Anordnung nach Abbildung 4.39 hat jede der 27 Quellenposition eine andere Entfernung und einen anderen Winkel zur Hauptachse der zeilenförmigen Mikrofonanordnung. Von diesen 27 Quellenpositionen befinden sich aber nur acht innerhalb des Aufnahmebereiches. Gegenüber diesen acht Quellenpositionen, die im Hinblick auf die zu erzielenden Amplituden- und Phasenfrequenzgänge eine hohe Bedeutung haben, bevorzugt das für die Erzeugung des Richtverhaltens angewendete Verfahren der kleinsten Fehlerquadrate jedoch die 19 Quellenpositionen außerhalb des Aufnahmebereiches aufgrund ihrer größeren Anzahl und des dadurch entstehenden größeren Fehlers. Um dies zu kompensieren bzw. um die Genauigkeit der Erzeugung des Richtverhaltens zu steuern, werden in [vS00] Fehler-Gewichtsfaktoren in das Verfahren der kleinsten Fehlerquadrate integriert, um wichtigere und unwichtigere Quellenpositionen entsprechend zu bewerten.

Eine darauf basierende Verfahrensweise kann jedoch auch darin bestehen, für jede Quellenposition innerhalb des Aufnahmebereiches mehrere identische Gleichungen im Gleichungssystem nach Gleichung 4.29 zu erstellen. Wenn in der Anordnung nach Abbildung 4.39 jeweils drei identische Gleichungen für jede Quellenposition innerhalb des Aufnahmebereiches erstellt werden, entstehen insgesamt 24 Gleichungen innerhalb des Aufnahmebereiches, die dann den 19 Gleichungen außerhalb des Aufnahmebereiches gegenüberstehen. Damit wird für jede Quellenposition innerhalb des Aufnahmebereiches bei der Erzeugung des Richtverhaltens nach dem Verfahren der kleinsten Fehlerquadrate ein dreimal so großer Fehler erzeugt, wodurch diese für die Signalaufnahme wichtigen Quellenpositionen stärker berücksichtigt werden. In einem ersten Versuch bleibt die Hauptachse der zeilenförmigen Mikrofonanordnung zunächst auf die Quellenposition Q 11 ausgerichtet. In Abbildung 4.49 sind die sich ergebenden Amplituden- und Phasenfrequenzgänge an den Quellenpositionen Q 4 bis Q 11 dargestellt.

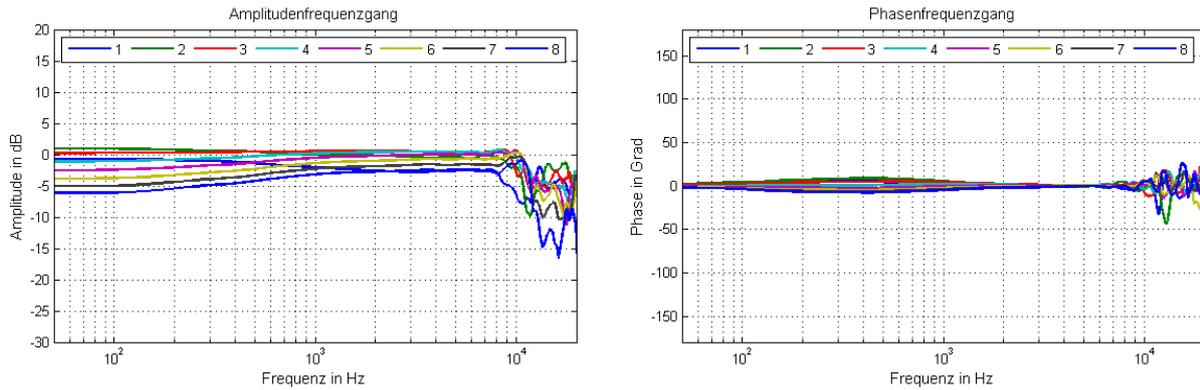


Abbildung 4.49: Amplituden- und Phasenfrequenzgänge der von den Quellenpositionen Q 4 (Channel 1) bis Q 11 (Channel 8) aufgenommenen Signale

Im Vergleich mit Abbildung 4.48 wird deutlich, dass sich die obere Grenzfrequenz selbst zwar nicht verändert hat, der Abfall der Amplitudenfrequenzgänge oberhalb der oberen Grenzfrequenz jedoch weniger steil erfolgt. Trotz der in diesem Frequenzbereich vorherrschenden räumlichen Unterabtastung durch den im Vergleich zur Wellenlänge großen Abstand zwischen den benachbarten äquidistanten Kapseln wird durch die stärkere Berücksichtigung des Fehlers bei den Quellenpositionen Q 4 bis Q 11 innerhalb des Aufnahmebereiches der vorgegebene konstante Amplitudenfrequenzgang besser angenähert. Weiterhin haben sich die Unterschiede zwischen den Amplituden- und Phasenfrequenzgängen der Quellenpositionen Q 4 bis Q 11 innerhalb des Aufnahmebereiches weiter verringert. Dies betrifft wieder sowohl den Frequenzbereich oberhalb von 1 kHz als auch den Frequenzbereich unterhalb von 1 kHz. In Anhang 18 ist das erzeugte Richtverhalten dem vorgegebenen gegenübergestellt. Im Vergleich mit Anhang 17 verbessert sich vor allem der Verlauf des erzeugten Richtverhaltens an den Quellenpositionen Q 4 bis Q 11 innerhalb des Aufnahmebereiches, was wieder auf den stärker berücksichtigten Fehler dort zurückzuführen ist. Eine weitere leichte Verbesserung ist an der hinteren abfallenden Flanke über den Quellenpositionen Q 12 bis Q 17 festzustellen. Etwas schlechter wird hingegen, vor allem im Frequenzbereich oberhalb von 1 kHz, der Verlauf an den Quellenpositionen mit der begrenzten Dämpfung Q 18 bis Q 27, da hier der entstehende Fehler weniger stark berücksichtigt wird.

Bei den Versuchen zur Ausrichtung der Hauptachse der zeilenförmigen Mikrofonanordnung wurde festgestellt, dass eine Ausrichtung auf die sich zwischen erster (Q 4) und letzter (Q 11) Quellenposition des Aufnahmebereiches ergebende Winkelhalbierende zur höchsten oberen Grenzfrequenz in den Amplituden- und Phasenfrequenzgängen der Quellenpositionen innerhalb des Aufnahmebereiches führt. Wird die Variante, die zur Entstehung des Richtverhaltens der zeilenförmigen Mikrofonanordnung nach Abbildung 4.49 bzw. Anhang 18 geführt hat, mit einer solchen Ausrichtung der Hauptachse wiederholt, entstehen die in Abbildung 4.50 an den Quellenpositionen Q 4 bis Q 11 dargestellten Amplituden- und Phasenfrequenzgänge.

Wie erwartet ist zu erkennen, dass sich die obere Grenzfrequenz durch die modifizierte Ausrichtung der Hauptachse der zeilenförmigen Mikrofonanordnung erhöht hat, und zwar je nach Quellenposition auf 12 kHz bis 15 kHz. Die Unterschiede im Amplituden- und Phasenfrequenzgang zwischen den einzelnen Quellenpositionen gleichen im Frequenzbereich oberhalb von 1 kHz ungefähr denen in Abbildung 4.49. Eine deutliche Veränderung ist hingegen bei den Amplituden- und Phasenfrequenzgängen im Frequenzbereich unterhalb von 1 kHz gegenüber Abbildung 4.49 zu erkennen. Zum einen unterscheiden sich vor allem die Amplitudenfrequenzgänge im Frequenzbereich unterhalb von 1 kHz

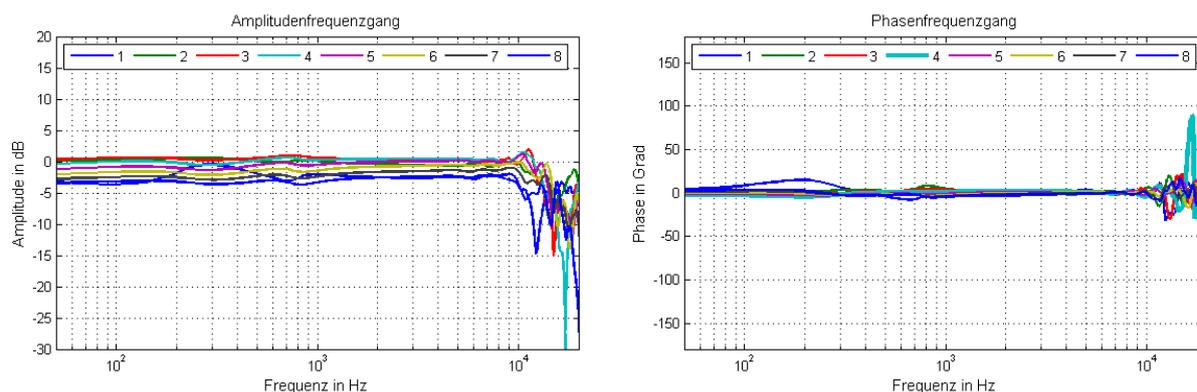


Abbildung 4.50: Amplituden- und Phasenfrequenzgänge der von den Quellenpositionen Q 4 (Channel 1) bis Q 11 (Channel 8) aufgenommenen Signale

nur noch wenig von ihrem Verlauf im Frequenzbereich oberhalb von 1 kHz, zum anderen verlaufen die Amplitudenfrequenzgänge bis hin zur oberen Grenzfrequenz nahezu parallel und die Phasenfrequenzgänge nahezu bei 0 Grad. Die stärkere Berücksichtigung des Fehlers an den Quellenpositionen innerhalb des Aufnahmebereiches ermöglicht in Kombination mit der Ausrichtung der Hauptachse der zeilenförmigen Mikrofonanordnung auf die Winkelhalbierende des Aufnahmebereiches somit auch in diesem durch die begrenzte Länge der zeilenförmigen Anordnung schwierig zu steuernden Frequenzbereich eine bessere Annäherung des erzeugten Richtverhaltens an das vorgegebene.

In Anhang 19 ist der erzeugte Verlauf des Richtverhaltens über den Quellenpositionen dem vorgegebenen gegenübergestellt. Im Vergleich mit Anhang 18 wird vor allem ein gleichmäßigerer und dem vorgegebenen Richtverhalten besser angenäherter Verlauf des erzeugten Richtverhaltens im Frequenzbereich unterhalb von 1 kHz deutlich, was mit den gleichmäßigeren Verläufen der Amplitudenfrequenzgänge in diesem Frequenzbereich aus Abbildung 4.50 korrespondiert. Im Frequenzbereich oberhalb von 1 kHz gibt es hingegen nur geringe Unterschiede zu den erzeugten Verläufen des Richtverhaltens aus Anhang 18. Weiterhin werden sowohl die vordere Flanke über den Quellenpositionen Q 1 bis Q 3 als auch die hintere Flanke über den Quellenpositionen Q 12 bis Q 17 des erzeugten Richtverhaltens besser dem vorgegebenen Verlauf angenähert. Über den Quellenpositionen mit der maximalen begrenzten Dämpfung Q 18 bis Q 27 wird der vorgegebene Verlauf des Richtverhaltens im Frequenzbereich unterhalb von 1 kHz etwas besser, im Frequenzbereich oberhalb von 1 kHz hingegen etwas schlechter als in Anhang 18 angenähert. Die verbesserte Annäherung an das vorgegebene Richtverhalten im Frequenzbereich unterhalb von 1 kHz ist als Auswirkung der verbesserten Nachbildung der hinteren abfallenden Flanke des Richtverhaltens über den Quellenpositionen Q 12 bis Q 17 zu werten. Die Über- bzw. Unterschreitung der vorgegebenen maximalen Dämpfung im Verlauf des erzeugten Richtverhaltens im Frequenzbereich oberhalb von 1 kHz resultiert hingegen aus der geringeren Berücksichtigung des Fehlers an den Quellenpositionen außerhalb des Aufnahmebereiches verbunden mit einer schlechteren Steuerbarkeit des Richtverhaltens an diesen Quellenpositionen durch die geänderte Ausrichtung der Hauptachse der zeilenförmigen Mikrofonanordnung.

Im nächsten Schritt soll nun ein Verlauf des Richtverhaltens über den Quellenpositionen mit konstant abfallenden Flanken außerhalb des Aufnahmebereiches vorgegeben werden. Dies erfolgt, um vor allem den bisher in Schritten von 10 dB erfolgenden Abfall des vorgegebenen Richtverhaltens an den Quellenpositionen Q 12 bis Q 17 durch einen konstanten Verlauf zu ersetzen. Nach den bisher gewonnenen Erkenntnissen sollte dieser dann durch das Ausnutzen des sich rein akustisch ergebenden Richtverhaltens der zeilenförmigen Mikrofonanordnung leichter von der FIR-Filterung zur Erzeu-

gung des Richtverhaltens nachzubilden sein. Dadurch könnte auch innerhalb des Aufnahmebereiches eine größere Gleichmäßigkeit des Verlaufes des Richtverhaltens entstehen, und damit weiterhin geringere Unterschiede zwischen den Amplituden- und Phasenfrequenzgängen an den Quellenpositionen innerhalb des Aufnahmebereiches.

Als Flankensteilheit für den konstanten Abfall außerhalb des Aufnahmebereiches werden von der Quellenposition Q 4 hin zur Quellenposition Q 1 ein Abfall von 6 dB pro Quellenposition, und von der Quellenposition Q 11 hin zur Quellenposition Q 27 ein Abfall von 3 dB pro Quellenposition vorgegeben. Der vorgegebene Verlauf des Richtverhaltens über den Quellenpositionen ist zusammen mit dem erzeugten in Anhang 20 dargestellt. Die Hauptachse der zeilenförmigen Mikrofonanordnung wird auf die sich zwischen erster und letzter Quellenposition des Aufnahmebereiches ergebende Winkelhalbierende ausgerichtet. Die Abbildung 4.51 zeigt die Amplituden- und Phasenfrequenzgänge, die sich an den Quellenpositionen Q 4 bis Q 11 ergeben.

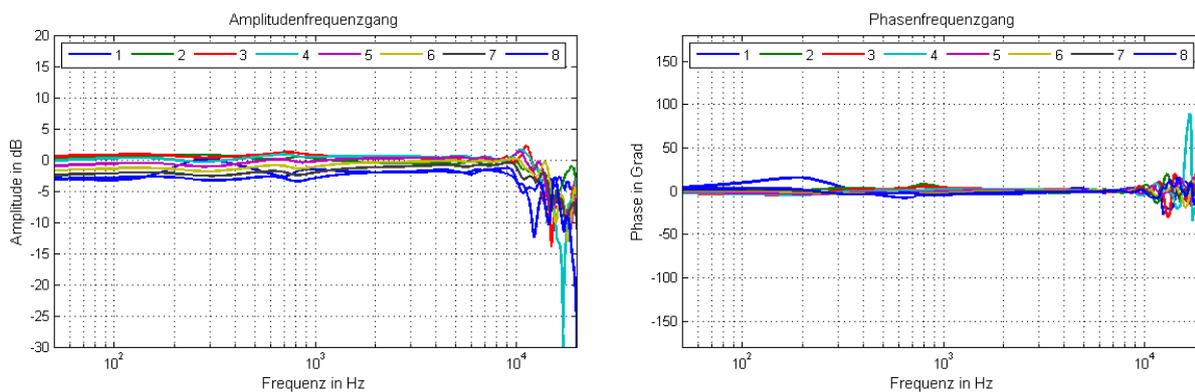


Abbildung 4.51: Amplituden- und Phasenfrequenzgänge der von den Quellenpositionen Q 4 (Channel 1) bis Q 11 (Channel 8) aufgenommenen Signale

Im Vergleich mit Abbildung 4.50 ist zunächst ersichtlich, dass sich die obere Grenzfrequenz wie erwartet nicht geändert hat. Weiterhin ist erkennbar, dass sich die Unterschiede besonders zwischen den einzelnen Amplitudenfrequenzgängen weiter verringert haben, und zwar sowohl unterhalb, als auch oberhalb von 1 kHz. Beim Vergleich des in Anhang 20 dargestellten Richtverhaltens mit Anhang 19 ist erkennbar, dass sich die Nachbildung der vorgegebenen Flanke über den Quellenpositionen Q 1 bis Q 4 nicht wesentlich verändert hat. Vor allem im Frequenzbereich oberhalb von 1 kHz wird die Nachbildung des vorgegebenen Richtverhaltens innerhalb des Aufnahmebereiches gleichmäßiger, was besonders bei den Quellenpositionen an den Rändern des Aufnahmebereiches deutlich wird. Ebenfalls im Frequenzbereich oberhalb von 1 kHz wird der Verlauf der abfallenden Flanke über den Quellenpositionen Q 11 bis Q 18 ruhiger und gleichmäßiger, was auf die dort nicht mehr vorhandenen Sprünge von 10 dB im vorgegebenen Verlauf des Richtverhaltens zurückzuführen ist. Von der Quellenposition Q 17 an bis hin zur Quellenposition Q 27 kann der erzeugte Verlauf des Richtverhaltens nur noch bei 4 kHz in etwa dem vorgegebenen folgen. Mit tiefer werdender Frequenz kann das erzeugte Richtverhalten die zur Quellenposition Q 27 hin immer größer werden Dämpfungswerte nicht mehr erreichen, da das Richtverhalten der zeilenförmigen Mikrofonanordnung durch die im Verhältnis zur Zeilenlänge größer werdende Wellenlänge immer schlechter steuerbar wird. Bei 8 kHz führt hingegen die beginnende räumliche Unterabtastung dazu, dass sich die Nachbildung der vorgegebenen maximalen Dämpfungswerte nicht weiter verbessert. Insgesamt gibt es aber bei allen Frequenzen immer einige Quellenpositionen im Bereich zwischen Q 17 und Q 27, an denen sich die Dämpfung gegenüber dem in Anhang 19 dargestellten Richtverhalten vergrößert.

Bei fast allen bisher durchgeführten Versuchen ließ sich eine unterschiedliche Qualität bei der Nachbildung der Flanke über den Quellenpositionen Q 1 bis Q 4 und der Flanke über den Quellenpositionen Q 11 bis Q 17 gegenüber dem vorgegebenen Richtverhalten feststellen. Der Grund dafür liegt in der zugrundegelegten Aufnahmesituation. Bei einer Bewegung von der Quellenposition Q 11 hin zur Quellenposition Q 4 verkürzt sich die Entfernung der Quelle zur zeilenförmigen Mikrofonanordnung, wodurch die Quelle mit immer höherer Amplitude aufgenommen werden würde. Um eine möglichst gleiche aufgenommene Amplitude von allen Quellenpositionen zu gewährleisten, muss das mit der FIR-Filterung erzeugte Richtverhalten dem entgegenwirkend dämpfen. Somit besteht im erzeugten Richtverhalten der zeilenförmigen Mikrofonanordnung über den Quellenpositionen des Aufnahmebereiches bereits eine in Richtung der Quellenposition Q 4 zunehmende Dämpfung, die dann von der Quellenposition Q 3 hin zur Quellenposition Q 1 außerhalb des Aufnahmebereiches nur noch stärker zunehmen muss. Aus diesem Grund wird es relativ einfach, die über den Quellenpositionen Q 4 bis Q 1 abfallende Flanke des vorgegebenen Richtverhaltens nachzubilden.

Umgekehrt besteht im erzeugten Richtverhalten der zeilenförmigen Mikrofonanordnung über den Quellenpositionen des Aufnahmebereiches eine in Richtung der Quellenposition Q 11 zunehmende Verstärkung, um die mit größer werdender Entfernung der Quelle geringer werdende aufgenommene Amplitude auszugleichen. Diese zunehmende Verstärkung muss dann nach der Quellenposition Q 11 in Richtung der Quellenposition Q 17 in eine zunehmende Dämpfung übergehen. Da die Quellenpositionen Q 11 bis Q 17 alle eine ungefähr gleiche Entfernung zur zeilenförmigen Mikrofonanordnung haben, würden ihre Signale auch mit ungefähr gleicher Amplitude aufgenommen werden. Die vom vorgegebenen Richtverhalten geforderte zunehmende Dämpfung über diesen Quellenpositionen muss somit allein durch das mit der FIR-Filterung erzeugte Richtverhalten realisiert werden. Etwas unterstützend kommt bei einer Ausrichtung der Hauptachse der zeilenförmigen Mikrofonanordnung auf die Winkelhalbierende des Aufnahmebereiches nur das sich bereits rein akustisch ergebende Richtverhalten mit einer zunehmenden Dämpfung der Hauptkeule außerhalb der Hauptachse hinzu. Dieser Übergang von der zunehmenden Verstärkung vor der Quellenposition Q 11 zu einer zunehmenden Dämpfung hinter der Quellenposition Q 11 macht es schwierig, die über den Quellenpositionen Q 11 bis Q 17 abfallende Flanke des vorgegebenen Richtverhaltens nachzubilden. Erst bei höheren Frequenzen (4 kHz) ist die Wellenlänge im Verhältnis zur Länge der zeilenförmigen Mikrofonanordnung so klein, dass auch über diesen Quellenpositionen eine Nachbildung dieses vorgegebenen Richtverhaltens relativ gut gelingt.

Zur Konstruktion und Vorverarbeitung des Ziel-Richtverhaltens lässt sich damit folgendes zusammenfassen:

1. das Ziel-Richtverhalten wird über Quellenpositionen mit einem konstanten Abstand zueinander (konstante Abtastschrittweite) entwickelt
2. die Quellenpositionen innerhalb des Aufnahmebereiches werden entlang tatsächlich vorhandener Quellenpositionen entwickelt, von denen eine Aufnahme erfolgen soll
3. die Quellenpositionen außerhalb des Aufnahmebereiches werden entlang tatsächlich vorhandener Quellenpositionen entwickelt, von denen die Aufnahme unterdrückt werden soll (Störschall, schädliche Reflexionen, usw.)
4. die Hauptachse der zeilenförmigen Mikrofonanordnung wird auf die Winkelhalbierende des Aufnahmebereiches ausgerichtet

5. durch Fehler-Gewichtungsfaktoren nach [vS00] oder durch mehrfache Berücksichtigung bestimmter Quellenpositionen in Gleichung 4.29 wird die Anzahl der Quellenpositionen innerhalb des Aufnahmebereiches an die Anzahl der Quellenpositionen außerhalb des Aufnahmebereiches angepasst - eine zu hohe Gewichtung des Aufnahmebereiches ist jedoch zu vermeiden, da dann das vorgegebene Richtverhalten außerhalb des Aufnahmebereiches zu schlecht nachgebildet wird
6. außerhalb des Aufnahmebereiches werden konstant ansteigende bzw. abfallende Flanken als Vorgabe des Richtverhaltens verwendet - die Steilheit der Flanken kann dabei entsprechend den Erfordernissen unterschiedlich sein
7. das vorgegebene Richtverhalten wird gefenstert, um die Übergänge zwischen konstanten Bereichen und den Flanken zu verschleifen

4.2.4 Anpassung der Zeilenlänge an die Frequenz

Das Richtverhalten einer zeilenförmigen Mikrofonanordnung, deren Kapselsignale ohne weitere Signalverarbeitung zusammenaddiert werden, würde mit höher werdender Frequenz eine immer enger werdende Richtkeule und eine immer größer werdende Bündelung realisieren. Für zeilenförmige Wandleranordnungen, die aus einem Bereich mit äquidistant angeordneten Wandlern für die hohen Frequenzen und einem Bereich mit nicht äquidistant logarithmisch angeordneten Wandlern für die tieferen Frequenzen nach [vSdV96] bestehen, ist dort eine Filterung angegeben, durch die ein über der Frequenz nahezu konstanter Öffnungswinkel der Richtkeule und eine über der Frequenz nahezu konstante Bündelung erreicht wird. Realisiert wird dies durch eine Tiefpassfilterung der äußeren Wandler der zeilenförmigen Anordnung, wobei die Grenzfrequenz der Tiefpassfilter immer geringer wird, je weiter der Wandler vom äquidistanten Zentrum der Anordnung entfernt liegt. Dieses Abschneiden der zeilenförmigen Anordnung mit höher werdender Frequenz erfolgt laut [vSdV96] nach Gleichung 4.33.

$$|\underline{H}_{TP,n}(f)| = \begin{cases} 0, & |Y_n| > \frac{N-1}{2} \cdot q \cdot \frac{c}{f} \\ 1, & |Y_n| \leq \frac{N-1}{2} \cdot q \cdot \frac{c}{f} \end{cases} \quad (4.33)$$

Durch Umformung lässt sich daraus die obere Grenzfrequenz des an der Position $|Y_n|$ befindlichen Wandlers nach Gleichung 4.34 berechnen.

$$f_{go} = \frac{q \cdot c}{|Y_n|} \cdot \frac{N-1}{2} \quad (4.34)$$

Für die bisher verwendete zeilenförmige Mikrofonanordnung mit vier äquidistanten Kapseln, die in einem Abstand von 25 mm zueinander angeordnet sind, und weiteren vier nicht-äquidistant angeordneten Kapseln, ergeben sich damit für verschiedene Werte von q die oberen Grenzfrequenzen f_{go} nach Tabelle 4.3.

Bei Zugrundelegung eines Parameters $q = 0,5$ folgt mit dem Abstand zwischen zwei benachbarten äquidistanten Kapseln von 25 mm durch Umstellen von Gleichung 4.23 eine obere Grenzfrequenz für den äquidistanten Teil der zeilenförmigen Mikrofonanordnung von 6880 Hz, die nach Gleichung 4.34 ebenfalls als obere Grenzfrequenz der Kapselpositionen Y_2 und Y_{-2} angesehen werden kann. In

Kapsel- position	Position in mm	$q = 0,50$ f_{go} / Hz	$q = 0,75$ f_{go} / Hz	$q = 1,00$ f_{go} / Hz
Y_4	150,0	1720	2580	3440
Y_3	75,0	3440	5160	6880
Y_2	37,5	6880	10320	13760
Y_1	12,5	-	-	-
Y_{-1}	-12,5	-	-	-
Y_{-2}	-37,5	6880	10320	13760
Y_{-3}	-75,0	3440	5160	6880
Y_{-4}	-150,0	1720	2580	3440

Tabelle 4.3:

diesem Fall würden die Kapselpositionen Y_1 und Y_{-1} auch oberhalb der oberen Grenzfrequenz des äquidistanten Teils der zeilenförmigen Mikrofonanordnung betrieben werden, in dem die Abstände zwischen zwei benachbarten Kapseln größer als die halbe Wellenlänge sind. Für die Kapselpositionen Y_3 und Y_{-3} , und somit sechs aktive Kapseln, ergibt sich eine obere Grenzfrequenz von 3440 Hz und für die Kapselpositionen Y_4 und Y_{-4} , und somit acht aktive Kapseln, eine obere Grenzfrequenz von 1720 Hz.

Um das Verhalten der zeilenförmigen Mikrofonanordnung in Abhängigkeit von der Anzahl der aktiven Kapseln und somit der Zeilenlänge zu untersuchen, wurde das zuletzt angewendete Verfahren zur Erzeugung des Richtverhaltens mit jeweils unterschiedlicher Anzahl aktiver Kapseln auf die in Abbildung 4.39 dargestellte Situation angewendet. Dabei war die Hauptachse der zeilenförmigen Mikrofonanordnung wieder auf die Winkelhalbierende des Aufnahmebereiches zwischen den Quellenpositionen Q 4 und Q 11 ausgerichtet. Die Abbildung 4.52 zeigt die sich mit 2, 4, 6 und 8 aktiven Kapseln im Frequenzbereich oberhalb von 1720 Hz ergebenden Amplitudenfrequenzgänge an den Quellenpositionen Q 4 bis Q 11.

Zunächst ist zu erkennen, dass die Amplitudenunterschiede in den Amplitudenfrequenzgängen an den einzelnen Quellenpositionen bei zwei aktiven Kapseln extrem groß sind. Mit steigender Anzahl der aktiven Kapseln werden diese Amplitudenunterschiede dann geringer, dafür nimmt die Welligkeit in den einzelnen Amplitudenfrequenzgängen zu. Im Frequenzbereich oberhalb von 6880 Hz sind zwischen sechs und acht aktiven Kapseln allerdings kaum noch Amplitudenunterschiede in den Amplitudenfrequenzgängen erkennbar. Einen brauchbaren Kompromiss zwischen den Amplitudenunterschieden in den Amplitudenfrequenzgängen und der Welligkeit der Amplitudenfrequenzgänge stellen in diesem Frequenzbereich die Ergebnisse mit vier und sechs aktiven Kapseln dar.

In Anhang 21 ist das erzeugte Richtverhalten der zeilenförmigen Mikrofonanordnung bei 8000 Hz, ebenfalls mit 2, 4, 6 und 8 aktiven Kapseln, dem vorgegebenen gegenübergestellt. Darin ist zu erkennen, dass mit zwei aktiven Kapseln keine sinnvolle Steuerung des Richtverhaltens möglich ist. Ein im Vergleich zur Vorgabe sinnvolles Richtverhalten wird ab der Verwendung von vier aktiven Kapseln erreicht. Mit sechs bzw. acht aktiven Kapseln wird das vorgegebene Richtverhalten zwar noch besser nachgebildet, wird aber nicht relevant besser als bei vier aktiven Kapseln. In Verbindung mit der Auswertung der Amplitudenfrequenzgänge an den Quellenpositionen innerhalb des Aufnahmebereiches ergibt sich für den Frequenzbereich oberhalb von 6880 Hz, dass der beste Kompromiss zwischen der Nachbildung des vorgegebenen Richtverhaltens, den Unterschieden zwischen den Amplitudenfrequenzgängen an den Quellenpositionen innerhalb des Aufnahmebereiches und der Welligkeit der Amplitudenfrequenzgänge mit vier aktiven Kapseln erreicht wird.

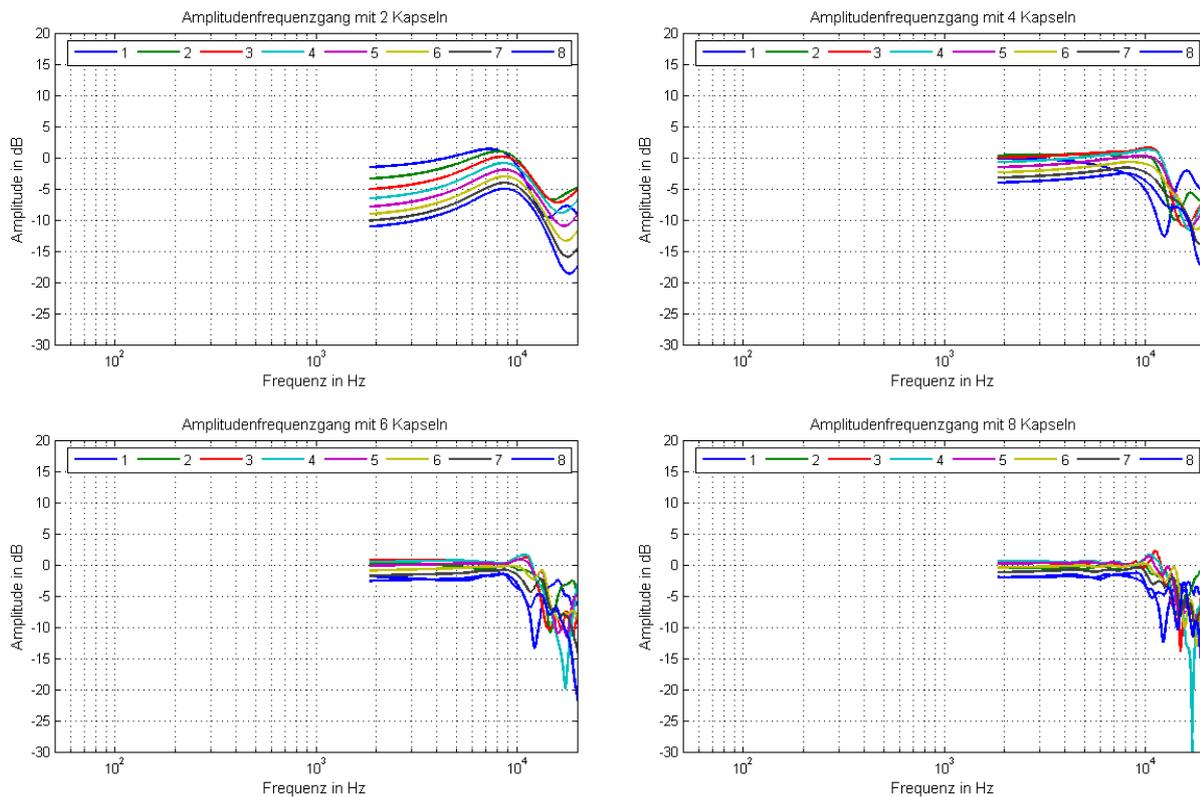


Abbildung 4.52: Amplitudenfrequenzgänge der von den Quellenpositionen Q4 (Channel 1) bis Q11 (Channel 8) aufgenommenen Signale

Im Frequenzbereich zwischen 3440 Hz und 6880 Hz werden die Amplitudenunterschiede in den Amplitudenfrequenzgängen von Abbildung 4.52 mit acht statt sechs aktiven Kapseln zwar etwas geringer, dafür entsteht jedoch wieder eine größere Welligkeit. Mit vier aktiven Kapseln werden die Welligkeiten zwar noch etwas geringer als mit sechs aktiven Kapseln, jedoch vergrößern sich damit im Zusammenhang auch die Amplitudenunterschiede. In Anhang 22 ist das mit unterschiedlicher Anzahl an aktiven Kapseln erzeugte Richtverhalten der zeilenförmigen Mikrofonanordnung bei 4000 Hz dem vorgegebenen gegenübergestellt. Wieder ist zu erkennen, dass mit zwei aktiven Kapseln keine sinnvolle Steuerung des Richtverhaltens möglich ist. Mit steigender Anzahl an aktiven Kapseln wird das vorgegebene Richtverhalten zwar immer besser nachgebildet, ein im Vergleich zur Vorgabe sinnvolles Richtverhalten wird jedoch erst ab einer Verwendung von sechs aktiven Kapseln erreicht. Mit acht aktiven Kapseln ist zwar noch eine weitere leichte Verbesserung möglich, jedoch ergibt sich in Verbindung mit der Auswertung der Amplitudenfrequenzgänge an den Quellenpositionen innerhalb des Aufnahmebereiches eine optimale Anzahl von sechs aktiven Kapseln für den Frequenzbereich zwischen 3440 Hz und 6880 Hz.

Im Frequenzbereich zwischen 1770 Hz und 3440 Hz werden bei Verwendung von acht statt sechs aktiven Kapseln die Amplitudenunterschiede in den Amplitudenfrequenzgängen von Abbildung 4.52 geringer ohne dass die Welligkeit zunimmt. Das mit unterschiedlicher Anzahl an aktiven Kapseln erzeugte Richtverhalten der zeilenförmigen Mikrofonanordnung bei 2000 Hz ist in Anhang 23 dem vorgegebenen gegenübergestellt. Auch hier ist das schon bei den höheren Frequenzen festgestellte Verhalten zu erkennen, dass mit steigender Anzahl an aktiven Kapseln das vorgegebene Richtverhalten immer besser nachgebildet wird. Im Hinblick auf die Quellenpositionen innerhalb des

Aufnahmebereiches und die hinter dem Aufnahmebereich liegenden Quellenpositionen ist jedoch nur das bei einer Verwendung von acht aktiven Kapseln entstehende Richtverhalten als sinnvoll zu bewerten. In Verbindung mit der Auswertung der Amplitudenfrequenzgänge an den Quellenpositionen innerhalb des Aufnahmebereiches ergibt sich somit für den Frequenzbereich zwischen 1770 Hz und 3440 Hz eine optimale Anzahl von acht aktiven Kapseln.

Als Resultat aus den durchgeführten Betrachtungen ergeben sich eine Anzahl an aktiven Kapseln und eine Länge der zeilenförmigen Mikrofonanordnung in Abhängigkeit vom zu übertragenden Frequenzbereich nach Tabelle 4.4, die den Werten aus Tabelle 4.3 bei einem Parameter von $q = 1$ entspricht. Trotz dieser Grenzfrequenzen kann innerhalb des nicht-äquidistanten Teils der zeilenförmigen Mikrofonanordnung jedoch keine räumliche Unterabtastung mit den damit verbundenen Nebenkeulen entstehen, da durch die nicht-äquidistanten Kapselabstände keine gleichphasige Überlagerung aller Mikrofonkapseln möglich ist.

Frequenzbereich	aktive Kapseln	Zeilenlänge
1770 Hz bis 3440 Hz	8	300 mm
3440 Hz bis 6880 Hz	6	150 mm
6880 Hz bis 13760 Hz	4	75 mm
oberhalb 13760 Hz	2	25 mm

Tabelle 4.4:

Da sich die Gleichung 4.33 nach [vSdV96] nur auf die Berechnung der Tiefpass-Grenzfrequenzen des nicht-äquidistanten Teils der zeilenförmigen Mikrofonanordnung bezieht, bedarf die in Tabelle 4.4 angegebene obere Grenzfrequenz von 13760 Hz einer weiteren Betrachtung. In diesem Zusammenhang ist zunächst zu bemerken, dass ein Tiefpassfilter innerhalb des äquidistanten Teils der zeilenförmigen Mikrofonanordnung nach [vSdV96] nicht erforderlich ist. Die auf den durchgeführten Untersuchungen basierenden Grenzfrequenzen der Tiefpassfilter im nicht-äquidistanten Teil der zeilenförmigen Mikrofonanordnung entstehen jedoch bei einem Parameter von $q = 1$. Innerhalb des äquidistanten Teils der zeilenförmigen Mikrofonanordnung bedeutet dies jedoch, dass ab einer Frequenz von 13760 Hz die Wellenlänge kleiner wird als der Abstand zwischen zwei benachbarten Kapseln, und somit eine räumliche Unterabtastung mit den bereits beschriebenen Folgen auftritt. Um diese zu reduzieren, erscheint eine weitere Verringerung der sich gleichphasig überlagernden äquidistant verteilten Wandler sinnvoll.

Damit durch die gleichphasige Überlagerung aller Kapseln innerhalb des äquidistanten Teils der zeilenförmigen Mikrofonanordnung keine zu starken Nebenkeulen entstehen, muss der Parameter q dort kleiner als eins sein. Ein Parameter von $q = 0,5$ ist jedoch unpraktikabel, da dann die obere Grenzfrequenz der Kapselpositionen Y_2 und Y_{-2} identisch zur oberen Grenzfrequenz der Kapselpositionen Y_3 und Y_{-3} wäre, wodurch bei 6880 Hz ein Übergang von acht aktiven Kapseln auf vier aktive Kapseln ohne den Zwischenschritt über sechs aktive Kapseln erfolgt. Mit einem Parameter von $q = 0,75$ ergibt sich für die Kapselpositionen Y_2 und Y_{-2} die in Tabelle 4.3 aufgeführte obere Grenzfrequenz von 10320 Hz. Ein Butterworth-Tiefpassfilter mit dieser oberen Grenzfrequenz erreicht bei 13760 Hz mit einer Ordnung von 4 eine Dämpfung von 10 dB und mit einer Ordnung von 8 eine Dämpfung von 20 dB. Damit wäre die angestrebte Reduzierung der durch räumliche Unterabtastung entstehenden Nebenkeulen möglich.

Die Grenzfrequenz des zusätzlich eingefügten Tiefpassfilters bei 10320 Hz für die Kapselpositionen Y_2 und Y_{-2} entspricht einer Wellenlänge, die zu drei viertel in den Abstand zwischen zwei benachbarten Kapseln des äquidistanten Teils der zeilenförmigen Mikrofonanordnung passt. Da das vorgegebene

Richtverhalten mit nur zwei aktiven Kapseln nicht sinnvoll nachzubilden ist, kann dieser Tiefpass jedoch nur verwendet werden, wenn die Hauptachse der zeilenförmigen Mikrofonanordnung auf die Winkelhalbierende des Aufnahmebereiches ausgerichtet ist. Ist dies nicht möglich und ist die Aufnahme der hohen Frequenzen nicht erforderlich (zum Beispiel bei einer Sprachaufnahme), kann dieser Tiefpassfilter auch für alle Kapseln des äquidistanten Teils der zeilenförmigen Mikrofonanordnung verwendet werden, um die beginnende räumliche Unterabtastung zu vermeiden.

Eine Möglichkeit zur Realisierung der unterschiedlichen Anzahl an aktiven Kapseln in Abhängigkeit vom Frequenzbereich könnte das Einfügen von Tiefpassfiltern mit den Grenzfrequenzen nach Tabelle 4.4 bei den entsprechenden Kapseln sein. Für diese Kapseln würde sich dann eine Schaltung nach Abbildung 4.53 ergeben, und aus Gleichung 4.28 würde durch die Berücksichtigung der Übertragungsfunktion des Tiefpassfilters $H_{TP,n}(f)$ Gleichung 4.35 entstehen.

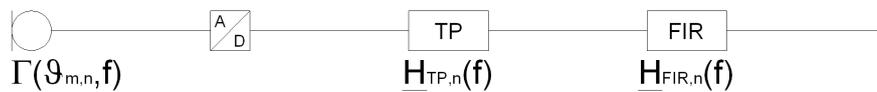


Abbildung 4.53: Blockschaltbild einer Kapsel mit Tiefpassfilter und FIR-Filter

$$\underline{H}_{m,n}(f) = H_{TP,n}(f) \cdot \underline{\Gamma}(\vartheta_{m,n}, f) \cdot \frac{e^{-jkr_{m,n}}}{r_{m,n}} \quad (4.35)$$

Bei dieser Verfahrensweise würden jedoch die FIR-Filterkoeffizienten zur Erzeugung des Richtverhaltens weiter unter Berücksichtigung aller Kapseln der zeilenförmigen Mikrofonanordnung mit den zusätzlich eingefügten Tiefpassfiltern berechnet werden. Die verwendete Methode der kleinsten Fehlerquadrate würde die Übertragungsfunktionen der Tiefpassfilter als zusätzlich zu berücksichtigenden Einfluss (bzw. als Störung) erkennen und sie entsprechend wieder ausgleichen. Um dies zu verhindern darf nur die jeweilige Anzahl an aktiven Kapseln in die Erzeugung des Richtverhaltens nach der Methode der kleinsten Fehlerquadrate eingehen, was durch entsprechende Modifikation und Anwendung von Gleichung 4.29 auf jeden der Frequenzbereiche nach Tabelle 4.4 möglich ist. Wird dabei die Situation aus Abbildung 4.39 zugrundegelegt und die Hauptachse der zeilenförmigen Mikrofonanordnung auf die Winkelhalbierende des Aufnahmebereiches ausgerichtet, ergeben sich an den Quellenpositionen Q4 bis Q11 die im oberen linken Teilbild von Abbildung 4.54 dargestellten Amplitudenfrequenzgänge, wobei der Tiefpassfilter bei 10320 Hz nicht berücksichtigt ist.

An den Amplitudenfrequenzgängen ist zu erkennen, dass das Verfahren zwar grundsätzlich funktioniert, sich allerdings noch Sprungstellen an den Grenzfrequenzen durch die sich dort immer ändernde Anzahl an aktiven Kapseln ergeben. Die dazugehörige Gegenüberstellung des erzeugten Richtverhaltens mit dem vorgegebenen zeigen die linken Teilbilder in Anhang 24. Es ist erkennbar, dass das erzeugte Richtverhalten in etwa mit dem aus Anhang 20 vergleichbar ist, und sich nur bei 8000 Hz eine leichte Verschlechterung ergibt.

Um die Sprungstellen im Amplitudenfrequenzgang zu beseitigen, werden die zur Erzeugung des Richtverhaltens berechneten FIR-Übertragungsfunktionen zunächst mit einem Butterworth Tiefpassfilter 8. Ordnung bei der jeweiligen Grenzfrequenz aus Tabelle 4.4 ausgeblendet. Die sich dann an den Quellenpositionen Q4 bis Q11 ergebenden Amplitudenfrequenzgänge sind im oberen rechten Teilbild von Abbildung 4.54 dargestellt, wobei der Tiefpassfilter bei 10320 Hz auch hier nicht berücksichtigt wurde.

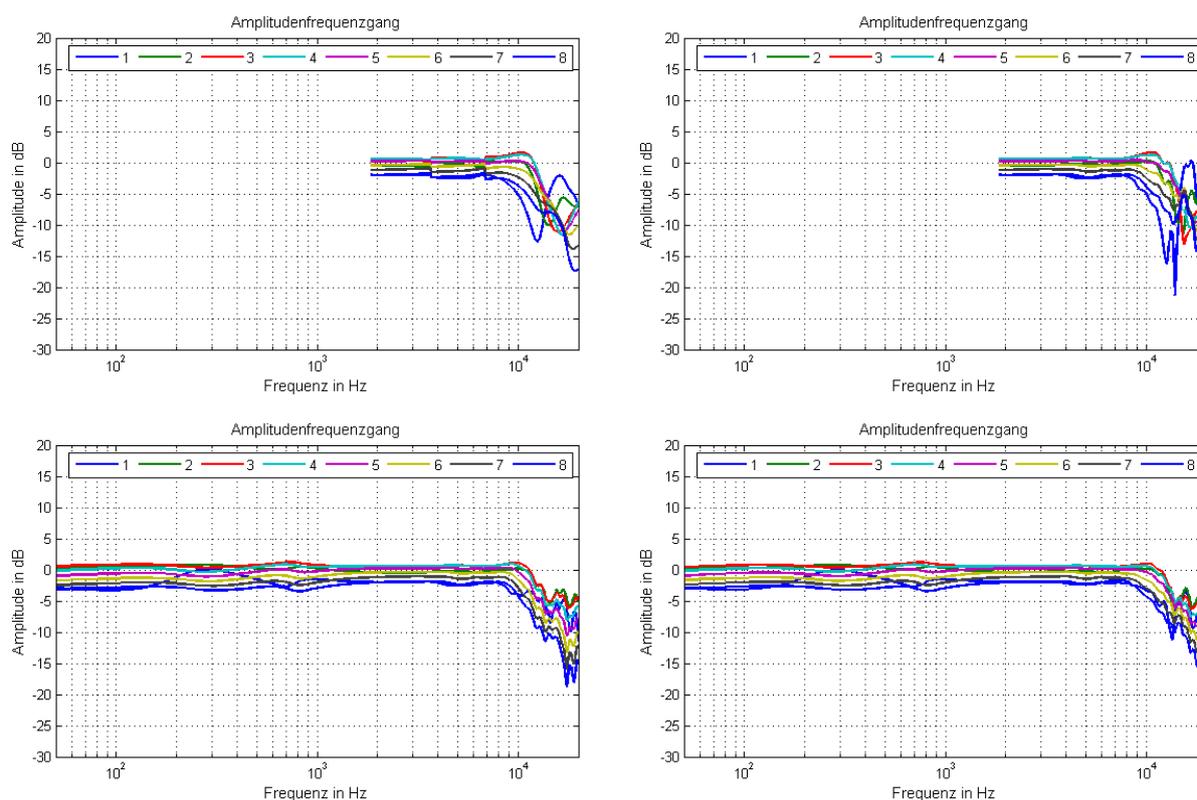


Abbildung 4.54: Amplitudenfrequenzgänge der von den Quellenpositionen Q 4 (Channel 1) bis Q 11 (Channel 8) aufgenommenen Signale mit einer an den Frequenzbereich angepassten Anzahl an aktiven Kapseln ohne (oben links) und mit (oben rechts) Überblenden sowie mit einem Butterworth-Tiefpass 8. Ordnung (unten links) und 4. Ordnung (unten rechts)

Darin wird zunächst erkennbar, dass die Sprungstellen beseitigt sind und die Amplitudenfrequenzgänge zwischen den Frequenzbereichen aus Tabelle 4.4 ausgeglichen verlaufen. Das untere linke Teilbild in Abbildung 4.54 zeigt die gleichen Amplitudenfrequenzgänge an den Quellenpositionen Q 4 bis Q 11 wie das obere rechte Teilbild, diesmal allerdings mit Berücksichtigung des Tiefpassfilters bei 10320 Hz. Es wird deutlich, dass nun auch der Verlauf der Amplitudenfrequenzgänge im Frequenzbereich oberhalb von 10 kHz ausgeglichen und weniger wellig ist, was auf die mit dem Tiefpassfilter bei 10320 Hz reduzierte räumliche Unterabtastung in diesem Frequenzbereich zurückgeführt werden kann. Im Vergleich zu Abbildung 4.51 verlaufen die Amplitudenfrequenzgänge auch insgesamt ausgeglichener und vor allem im Frequenzbereich oberhalb von 2 kHz weniger wellig.

Im unteren rechten Teilbild von Abbildung 4.54 sind die Amplitudenfrequenzgänge an den Quellenpositionen Q 4 bis Q 11 dargestellt, wenn das Ausblenden der zur Erzeugung des Richtverhaltens berechneten FIR-Übertragungsfunktionen mit einem Butterworth-Tiefpassfilter 4. Ordnung statt 8. Ordnung erfolgt. Gegenüber dem unteren linken Teilbild ist der Verlauf der Amplitudenfrequenzgänge noch etwas weniger wellig und vor allem an der oberen Bandgrenze bei 10 kHz und darüber noch ausgeglichener. Über den gesamten Frequenzbereich betrachtet ist der Verlauf der Amplitudenfrequenzgänge der einzelnen Quellenpositionen nahezu parallel, so dass sich bei einer Bewegung der Quelle entlang der Quellenpositionen Q 4 bis Q 11 nur die Amplitude, jedoch kaum die tonale Zusammensetzung der aufgenommenen Signale ändert.

In den rechten Teilbildern von Anhang 24 ist das mit den ausgeblendeten FIR-Übertragungsfunktionen erzeugte Richtverhalten dem vorgegebenen gegenübergestellt. Durch Vergleich mit den linken Teilbildern wird deutlich, dass sich durch das Ausblenden der FIR-Übertragungsfunktionen das erzeugte Richtverhalten innerhalb des Aufnahmebereiches und an den benachbarten Quellenpositionen kaum verändert hat. Bei 8000 Hz wird das vorgegebene Richtverhalten an der Flanke vor dem Aufnahmebereich und innerhalb des Aufnahmebereiches sogar besser nachgebildet, was auf den zusätzlichen Einfluss des Tiefpassfilters bei 10320 Hz zur Reduktion der räumlichen Unterabtastung zurückzuführen ist.

4.2.5 Frequenzabhängige virtuelle Verformung der Zeile

In [UHB03] wird ein Verfahren beschrieben, mit dem zeilenförmige Wandleranordnungen, dort hauptsächlich angewendet auf Lautsprecherzeilen mit äquidistant angeordneten Wandlern, bezüglich ihrer Abstrahleigenschaften analysiert und optimiert werden können. Dazu wird zunächst bestimmt, welche Wandler sich innerhalb der Zeile konstruktiv überlagern und somit zur Schallabstrahlung beitragen (dominante Zone) und gezeigt, dass dies abhängig von der Frequenz und der Position des Empfängers ist. Ist für eine bestimmte Frequenz und eine bestimmte Empfängerposition die Größe der dominanten Zone kleiner als die Gesamtlänge der Zeile, befindet sich diese Empfängerposition bei der entsprechenden Frequenz im Nahfeld der Zeile.

Wenn sich nun die dominante Zone über eine gesamte zeilenförmige Mikrofonanordnung erstreckt, liegt die zugrundegelegte Quellenposition bei der zugrundegelegten Frequenz auf der Nahfeld-Fernfeld-Grenze. Wird die Frequenz dann weiter erhöht, würde sich die Quellenposition im Nahfeld der zeilenförmigen Mikrofonanordnung befinden und es würden bei einer nicht-äquidistanten Verteilung der Wandler innerhalb der Zeile Welligkeiten im Amplituden- und Phasenfrequenzgang entstehen. Diese Welligkeiten wären an jeder Quellenposition unterschiedlich, und könnten deshalb nicht mit ein und derselben Gewichtung der einzelnen Wandler beseitigt, sondern bestenfalls minimiert werden (durch die Methode der kleinsten Fehlerquadrate nach [vS00]). Dieses Problem würde jedoch nicht bestehen, wenn sich alle Quellenpositionen des Aufnahmebereiches bei allen Frequenzen im Fernfeld oder auf der Nahfeld-Fernfeld-Grenze der zeilenförmigen Mikrofonanordnung befinden würden.

Die Abbildung 4.55 zeigt auf Grundlage der Situation aus Abbildung 4.39 und der Verfahren aus [UHB03] eine solche konstruierte Situation mit den realen und den sich ergebenden virtuellen Kapselpositionen, mit denen die Quellenposition Q_6 bei einer Frequenz von 500 Hz auf der Nahfeld-Fernfeld-Grenze liegen würde. Da die virtuellen Kapselpositionen für den Aufnahmebereich ermittelt werden sollen, wird als Bezugspunkt der Schnittpunkt der Hauptachse der zeilenförmigen Mikrofonanordnung mit den Quellenpositionen des Aufnahmebereiches verwendet. In Abbildung 4.55 ist dies die Quellenposition Q_6 . Die Ermittlung der notwendigen Verzögerungswege von den realen zu den virtuellen Kapselpositionen erfolgt dann von diesem Bezugspunkt aus, da die zeilenförmige Mikrofonanordnung symmetrisch aufgebaut ist.

Dazu wird zunächst vom Bezugspunkt als Mittelpunkt aus der tangentialer Kreis an die zeilenförmige Mikrofonanordnung (magentafarbener Kreisbogen mit dem kleinsten Radius) konstruiert, der dann an den Kapselpositionen Y_1 und Y_{-1} anliegt. Danach wird ein zweiter Kreis mit einem um die halbe Wellenlänge der zugrundegelegten Frequenz größeren Radius gezeichnet (magentafarbener Kreisbogen mit dem größten Radius), der die Positionen der äußersten Kapseln der zeilenförmigen Mikrofonanordnung Y_4 und Y_{-4} festlegt. Der Bereich zwischen dem tangentialen Kreis und dem um die halbe Wellenlänge größeren Kreis wird anschließend in äquidistante Bereiche für die übrigen

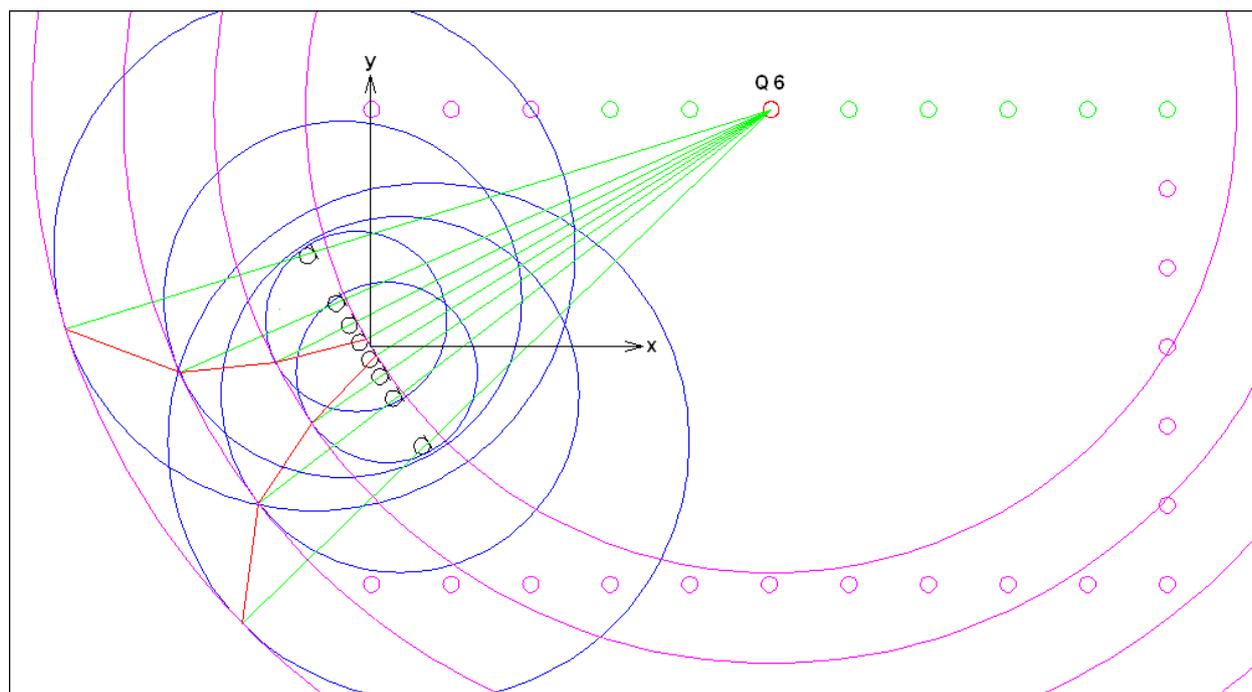


Abbildung 4.55: Quellenpositionen mit realen und virtuellen Kapselpositionen, wenn die Quellenposition Q6 bei 500 Hz auf der Nahfeld-Fernfeld-Grenze liegen soll

Kapselpositionen Y_2 und Y_{-2} sowie Y_3 und Y_{-3} eingeteilt was dazu führt, dass von der Hauptachse der zeilenförmigen Mikrofonanordnung aus gesehen der Wellenverlauf zwischen Wellenberg und Wellental äquidistant abgetastet wird. Die jeweiligen Schnittpunkte der Kreisbögen mit den grün dargestellten Schallausbreitungslinien von der Quellenposition durch die realen Kapseln ergibt dann die virtuellen Kapselpositionen und damit die durch eine rote Linie dargestellte virtuelle Form der Kapselanordnung. Die blauen Kreisbögen stellen schließlich die möglichen Positionen der virtuellen Kapselpositionen um eine reale Kapselposition dar, wenn die Verzögerungswege zwischen einer realer und einer virtuellen Kapselposition für alle Quellenpositionen konstant sind, und die Schallabstrahlung von einer anderen Quellenposition als Q6 aus erfolgt.

In Anhang 25 ist die sich nach dieser Verfahrensweise ergebende virtuelle Form der zeilenförmigen Mikrofonanordnung bei einer Frequenz von 500 Hz für verschiedene Quellenpositionen dargestellt. Die virtuellen Kapselpositionen ergeben sich dabei jeweils aus dem Schnittpunkt der Schallausbreitungslinien mit den Kreisbögen der Verzögerungswege zwischen einer realen und einer virtuellen Kapselposition. Die sich daraus ergebenden Übergangsfrequenzen vom Nahfeld ins Fernfeld sind für die in Anhang 25 dargestellten Quellenpositionen in Tabelle 4.5 aufgeführt. Sie ergeben sich jeweils aus dem Radiusunterschied des tangentialen Kreises von einer Quellenposition an die virtuelle Zeile und des Kreises an die von der Quellenposition aus am weitesten entfernt liegende virtuelle Quellenposition, der der halben Wellenlänge der Übergangsfrequenz von Nahfeld ins Fernfeld entspricht. Es ist zu erkennen, dass die Quellenposition Q6, von der aus die Konstruktion erfolgte, bei der zugrundegelegten Frequenz genau auf der Nahfeld-Fernfeld-Grenze liegt, und die anderen in Anhang 25 und Tabelle 4.5 aufgeführten Quellenpositionen sich bei der zugrundegelegten Frequenz im Fernfeld befinden, womit die aufgestellte Bedingung für eine Beseitigung der Welligkeiten im Amplitudenfrequenzgang erfüllt ist. Weiterhin hat die sich für eine zugrundegelegte Frequenz ergebende virtuelle Zeile an der für die Konstruktion verwendeten Quellenposition Q6 die maximal mögliche Größe, um ohne Welligkeiten im Amplitudenfrequenzgang das gewünschte Richtverhalten

zu erzeugen. An den anderen in Anhang 25 und Tabelle 4.5 aufgeführten Quellenpositionen ist die Zeile dann im Verhältnis zur Wellenlänge der zugrundegelegten Frequenz etwas kleiner.

Quellenpositionen	Übergangsfrequenz Nahfeld-Fernfeld
Q 01	370 Hz
Q 04	447 Hz
Q 06	500 Hz
Q 11	461 Hz
Q 14	417 Hz
Q 17	387 Hz
Q 24	361 Hz

Tabelle 4.5:

Wenn sich der Ursprung der Hauptachse der zeilenförmigen Mikrofonanordnung wie in Abbildung 4.55 dargestellt im Nullpunkt eines Koordinatensystems befindet, berechnet sich der Abstand r_4 vom Bezugspunkt (Schnittpunkt der Hauptachse der zeilenförmigen Mikrofonanordnung mit dem Aufnahmebereich mit den Koordinaten x_B und y_B) zu den Kapselpositionen Y_4 und Y_{-4} (Radius des tangentialen Kreises) nach Gleichung 4.36.

$$r_4 = \sqrt{(x_B - x_4)^2 + (y_B - y_4)^2} \quad (4.36)$$

Die Abstände r_1 , r_3 und r_2 der Kapselpositionen Y_1 und Y_{-1} , Y_3 und Y_{-3} sowie Y_2 und Y_{-2} vom Bezugspunkt ergeben sich dann nach den Gleichungen 4.37 bis 4.39.

$$r_1 = r_4 + \frac{\lambda}{2} = r_4 + \frac{c}{2 \cdot f} \quad (4.37)$$

$$r_3 = r_4 + \frac{r_1 - r_4}{3} \quad (4.38)$$

$$r_2 = r_3 + \frac{r_1 - r_4}{3} \quad (4.39)$$

Damit ergeben sich die für die Kapselpositionen Y_1 und Y_{-1} , Y_3 und Y_{-3} sowie Y_2 und Y_{-2} einzustellenden Verzögerungswege d_1 , d_3 und d_2 nach den Gleichungen 4.40 bis 4.42.

$$d_1 = r_1 - \sqrt{(x_B - x_1)^2 + (y_B - y_1)^2} \quad (4.40)$$

$$d_3 = r_3 - \sqrt{(x_B - x_3)^2 + (y_B - y_3)^2} \quad (4.41)$$

$$d_2 = r_2 - \sqrt{(x_B - x_2)^2 + (y_B - y_2)^2} \quad (4.42)$$

Die Verzögerungswege d_1 , d_2 und d_3 werden damit frequenzabhängig, und mit größer werdender Frequenz kleiner. Wenn der Kreis mit dem um die halbe Wellenlänge als der tangentiale Kreis größeren Radius dann durch die realen Kapselpositionen Y_1 und Y_{-1} verläuft, wird der Verzögerungsweg schließlich Null, und muss auch bei einer weiteren Erhöhung der Frequenz Null bleiben. In der Situation nach Abbildung 4.55 ist dies ab 10617 Hz der Fall. Umgekehrt würden die Verzögerungswege bei einer Verringerung der Frequenz immer größer werden, bis schließlich bei 0 Hz nach Gleichung 4.37 eine Polstelle erreicht wird. Um dies zu umgehen werden die Verzögerungswege unterhalb einer

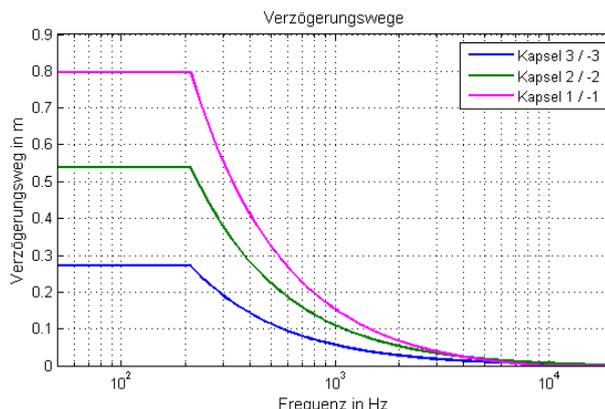


Abbildung 4.56: Verzögerungswege der Kapselpositionen in Abhängigkeit von der Frequenz

unteren Grenzfrequenz mit ihrem Wert bei der unteren Grenzfrequenz überschrieben, wodurch sie unterhalb dieser unteren Grenzfrequenz konstant bleiben. Die Abbildung 4.56 zeigt die sich für die Situation nach Abbildung 4.55 ergebenden Verzögerungswege in Abhängigkeit von der Frequenz, wenn die untere Grenzfrequenz an der nächsten Frequenzstützstelle oberhalb von 200 Hz liegt.

Wenn statt der realen die virtuellen Kapselpositionen in Gleichung 4.28 verwendet werden, entsteht durch die zusätzliche Berücksichtigung der Verzögerungswege d_n der Mikrofonkapseln daraus die Gleichung 4.43.

$$\underline{H}_{m,n}(f) = \underline{\Gamma}(\vartheta_{m,n}, f) \cdot \frac{e^{-jk(r_{m,n}+d_n)}}{r_{m,n} + d_n} \tag{4.43}$$

Wird für die Erzeugung der Richtcharakteristik die Situation aus Abbildung 4.55 zugrundegelegt, ergeben sich damit an den Quellenpositionen Q 4 bis Q 11 die Amplituden- und Phasenfrequenzgänge nach Abbildung 4.57.

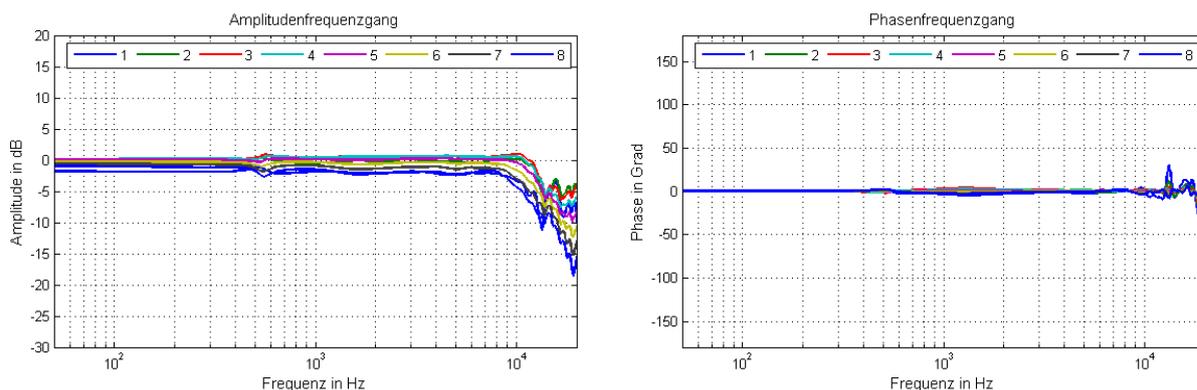


Abbildung 4.57: Amplituden- und Phasenfrequenzgänge der von den Quellenpositionen Q 4 (Channel 1) bis Q 11 (Channel 8) aufgenommenen Signale

Dabei wurde zusätzlich die Filterung zur Anpassung der Zeilenlänge an die Frequenz durchgeführt, die zum rechten unteren Teilbild von Abbildung 4.54 geführt hat. Im Vergleich mit dem unteren

rechten Teilbild von Abbildung 4.54 ist zu erkennen, dass vor allem im Frequenzbereich unterhalb von 1 kHz die Unterschiede zwischen den Amplitudenfrequenzgängen der einzelnen Quellenpositionen wesentlich geringer werden, und die Amplitudenfrequenzgänge bis auf die Welligkeit bei 550 Hz nahezu konstant und parallel zueinander verlaufen. Ebenso sind in diesem Frequenzbereich nahezu keine Unterschiede mehr in den nahezu konstant bei 0 Grad verlaufenden Phasenfrequenzgängen der einzelnen Quellenpositionen erkennbar.

In Anhang 26 ist der erzeugte Verlauf des Richtverhaltens über den Quellenpositionen dem vorgegebenen gegenübergestellt. Im Vergleich mit Anhang 20 und den rechten Teilbildern von Anhang 24 wird deutlich, dass wieder vor allem im Frequenzbereich unterhalb von 1 kHz das erzeugte Richtverhalten besser an den vorgegebenen Verlauf angenähert wird. Dies betrifft besonders die Quellenpositionen innerhalb des Aufnahmebereiches und die an der abfallenden Flanke hinter dem Aufnahmebereich. Insgesamt werden durch das angewendete Verfahren nun sowohl der vorgegebene Verlauf der Amplituden- und Phasenfrequenzgänge an den Quellenpositionen innerhalb des Aufnahmebereiches und deren Unterschiede zwischen den einzelnen Quellenpositionen als auch das vorgegebene Richtverhalten über den einzelnen Quellenpositionen in guter Übereinstimmung realisiert.

Zur Realisierung der für Gleichung 4.43 erforderlichen Signalverarbeitung ist eine Schaltungsstruktur entsprechend dem in Abbildung 4.58 dargestellten Blockschaltbild mit einer dreistufigen FIR-Filterung erforderlich.

Die darin enthaltenen Übertragungsfunktionen $\underline{H}_{P,n}(f)$ entsprechen Gleichung 4.44, und können mit den nach den Gleichungen 4.40 bis 4.42 ermittelten Verzögerungswegen d_n direkt implementiert werden.

$$\underline{H}_{P,n}(f) = e^{-jkd_n} \quad (4.44)$$

Die Übertragungsfunktionen $\underline{H}_{A,n}(f)$ in Abbildung 4.58 entsprechen Gleichung 4.45. Sie können mit den nach den Gleichungen 4.40 bis 4.42 ermittelten Verzögerungswegen d_n nicht direkt implementiert werden, da hierfür zusätzlich die von der Quellen- und Kapselposition abhängigen Abstände $r_{m,n}$ bekannt sein müssen. Damit ist in $\underline{H}_{A,n}(f)$ der Wert bei einer bestimmten Frequenz keine von der Quellenposition unabhängige Konstante, sondern muss in Abhängigkeit von der Quellenposition eingestellt werden. Dies macht die Implementierung eines Algorithmus zur Quellendetektion im Blockschaltbild nach Abbildung 4.58 erforderlich, der beispielsweise mittels eines Korrelationsverfahrens aus den Signalen der einzelnen Kapselpositionen die Quellenposition ermittelt, und die entsprechenden frequenzabhängigen Verstärkungsfaktoren in den FIR-Übertragungsfunktionen $\underline{H}_{A,n}(f)$ einstellt.

$$\underline{H}_{A,n}(f) = \frac{r_{m,n}}{r_{m,n} + d_n} \quad (4.45)$$

Der Algorithmus zur Quellendetektion ist jedoch nicht erforderlich, wenn die einzelnen Kapseln der zeilenförmigen Mikrofonanordnung selbst ein Richtverhalten über den Quellenpositionen aufweisen, das den Verstärkungsfaktoren in den FIR-Übertragungsfunktionen $\underline{H}_{A,n}(f)$ entspricht. Da dieses jedoch sehr anwendungsspezifisch ist, wird es mit Richtcharakteristiken erster Ordnung nicht nachzubilden, sondern nur anzunähern sein. Die Abbildung 4.59 zeigt dazu das Richtverhalten aus $\underline{H}_{A,1}(f)$ der Kapselposition Y_1 über einen Winkelbereich von 0 bis 90 Grad gemeinsam mit dem Richtverhalten einer Supernieren- und einer Hypernierenrichtcharakteristik. Der dargestellte Winkelbereich entspricht dabei dem Richtverhalten der Kapselposition Y_1 , wenn deren Hauptachse

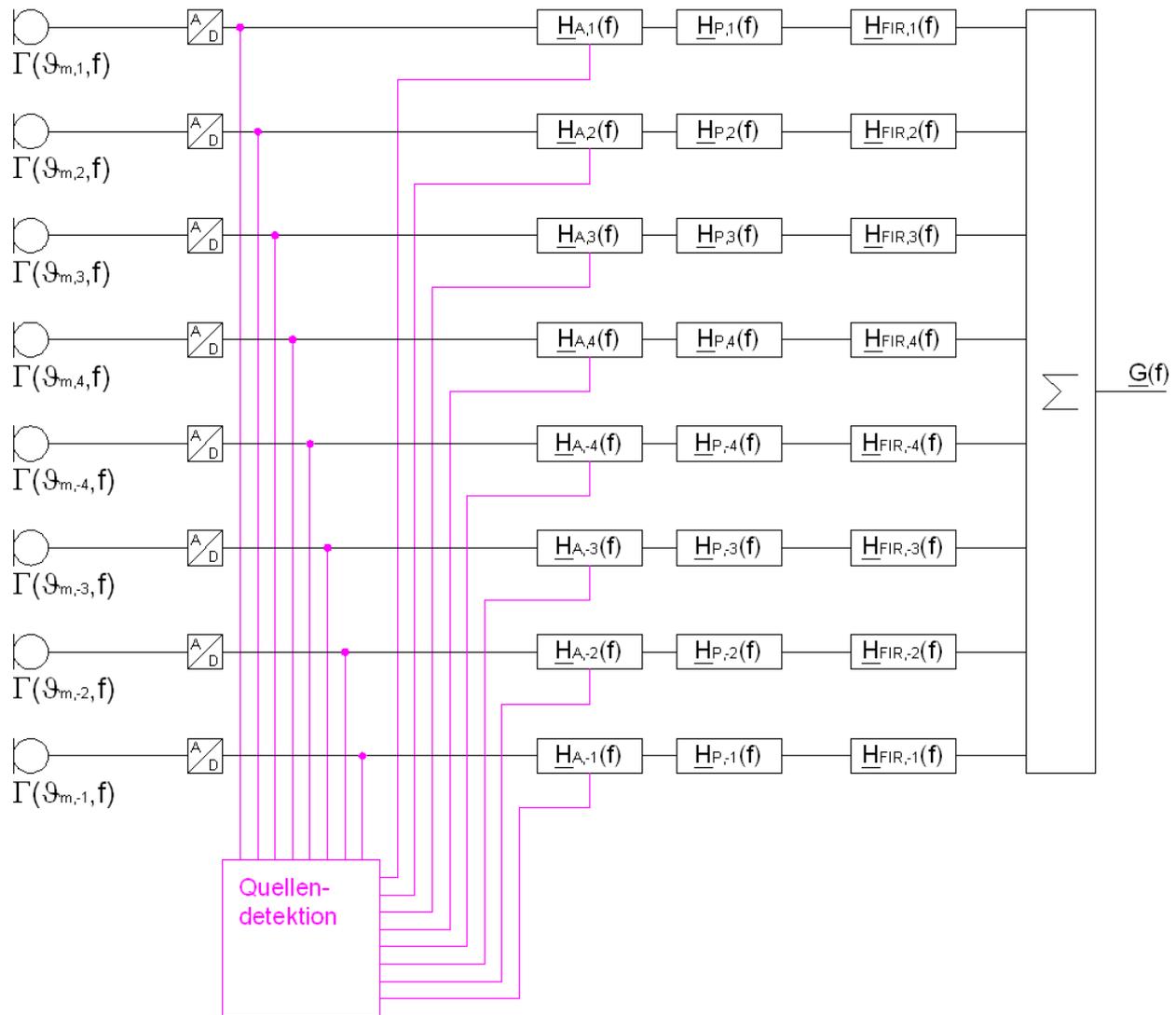


Abbildung 4.58: Blockschaltbild zur Realisierung der frequenzabhängigen virtuellen Verformung der zeilenförmigen Mikrofonanordnung

auf die Quellenposition Q 17 aus Abbildung 4.39 ausgerichtet ist über den Quellenpositionen Q 1 (entspricht 89 Grad) bis Q 17 (entspricht 0 Grad). Es ist zu erkennen, dass die Richtcharakteristik *Hyperniere* das aus $\underline{H}_{A,1}(f)$ resultierende Richtverhalten relativ gut annähern kann.

Das durch die FIR-Übertragungsfunktionen $H_{FIR,n}$ erzeugte Richtverhalten der zeilenförmigen Mikrofonanordnung soll möglichst bei allen Frequenzen und über allen Quellenpositionen eine höhere Dämpfung aufweisen als das Richtverhalten der einzelnen Kapseln. Wäre für eine bestimmte Kapsel und eine bestimmte Frequenz bei einer bestimmten Quellenposition eine Dämpfung und bei der benachbarten Quellenposition eine Verstärkung erforderlich, und wären diese Verhältnisse bei einer anderen Frequenz anders, würde bei der Summation aller Kapselsignale eine größere Welligkeit in den Amplitudenfrequenzgängen entstehen. Die Anwendung dieser Voraussetzung ergibt mit den nach Gleichung 4.45 ermittelten $\underline{H}_{A,n}(f)$ die Richtcharakteristiken der einzelnen Kapseln bei einer Frequenz von 250 Hz nach Tabelle 4.6. In Anhang 27 sind dazu die Verläufe dieser Richtcharakteristiken denen gegenübergestellt, die sich aus den nach Gleichung 4.45 ermittelten $\underline{H}_{A,n}(f)$ ergeben. Es ist zu erkennen, dass die beschriebene Voraussetzung von allen Kapseln außer der ers-

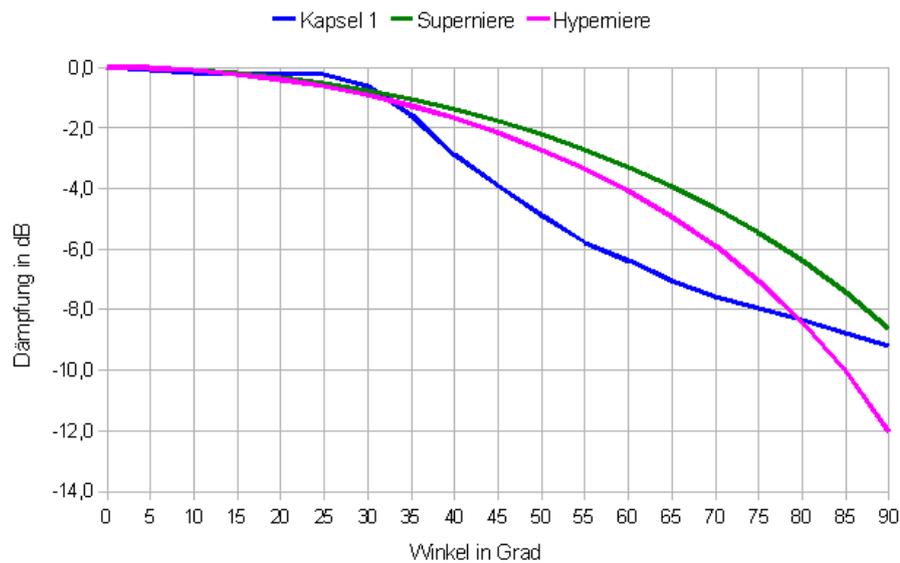


Abbildung 4.59: notwendiges Richtverhalten der Kapselposition Y_1 zusammen mit den Richtcharakteristiken *Superniere* und *Hyperniere*

ten eingehalten wird. Der Grund dafür ist, dass der Abstand der ersten Kapsel zu den bevorzugt behandelten Quellenpositionen des Aufnahmebereiches besonders gering, und ihr Einfluss auf das Aufnahmeverhalten von den Quellenpositionen des Aufnahmebereiches damit besonders stark ist. Hingegen ist ihr Abstand von den Quellenpositionen Q 17 bis Q 27 am größten, und der Einfluss auf diese auch nicht bevorzugt behandelten Quellenpositionen außerhalb des Aufnahmebereiches nur gering, was die Abweichung beim Festlegen ihrer Richtcharakteristik gegenüber der beschriebenen Voraussetzung begründet.

Kapselnummer	Kapselposition	Richtcharakteristik	Richtungsfaktor bei 90 Grad
1	Y_4	Hyperniere	0,25
2	Y_3	Breitniere	0,71
3	Y_2	Breitniere	0,71
6	Y_{-2}	Breitniere	0,71
7	Y_{-3}	Breitniere	0,71
8	Y_{-4}	Breitniere	0,71

Tabelle 4.6:

Die Richtcharakteristiken aus Tabelle 4.6 werden für die Berechnung der FIR-Übertragungsfunktionen $\underline{H}_{FIR,n}(f)$ als Richtungsfaktoren der einzelnen Kapseln in Richtung jeweils aller Quellenpositionen $\underline{\Gamma}(\vartheta_{m,n}, f)$ vorgegeben. Dazu kann für die Richtcharakteristiken erster Ordnung laut [Wei08] Gleichung 4.46 mit dem für jede Richtcharakteristik typischen Richtungsfaktor bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad $\underline{\Gamma}(\vartheta_{90^\circ,n})$ verwendet werden.

$$\underline{\Gamma}(\vartheta_{m,n}, f) = \underline{\Gamma}(\vartheta_{90^\circ,n}) + (1 - \underline{\Gamma}(\vartheta_{90^\circ,n}) \cdot \cos \vartheta_{m,n}) \tag{4.46}$$

Die $\underline{H}_{FIR,n}(f)$ werden damit für eine zeilenförmige Mikrofonanordnung mit den vorgegebenen Kapsel-Richtcharakteristiken berechnet. Diese müssen allerdings beim späteren Betrieb der zeilen-

lenförmigen Mikrofonanordnung mit den berechneten $\underline{H}_{FIR,n}(f)$ vorhanden sein. Dies kann wie üblich entweder durch mechanisch festgelegte Richtcharakteristiken der einzelnen Kapseln oder durch elektronisch eingestellte Richtcharakteristiken der einzelnen Kapseln bei der Verwendung von Doppelmembran- oder TWIN-Anordnungen realisiert werden. Die zweite Variante bietet darüber hinaus noch die Möglichkeit, die Richtcharakteristiken der einzelnen Kapseln frequenzabhängig vorzugeben und beim Betrieb der zeilenförmigen Mikrofonanordnung einzustellen.

In Abbildung 4.60 sind die Amplituden- und Phasenfrequenzgänge dargestellt, die sich bei Verwendung der Kapsel-Richtcharakteristiken aus Tabelle 4.6 an den Quellenpositionen Q 4 bis Q 11 innerhalb des Aufnahmebereiches ergeben. Durch Vergleich des Amplitudenfrequenzgangs mit dem rechten unteren Teilbild von Abbildung 4.54 ist zu erkennen, dass es im Frequenzbereich oberhalb von 1 kHz kaum Veränderungen gibt. Im Frequenzbereich unterhalb von 1 kHz allerdings ist der Verlauf der Amplitudenfrequenzgänge bei Berücksichtigung der Kapsel-Richtcharakteristiken aus Tabelle 4.6 bis auf die kleine Welligkeit bei 600 Hz wesentlich gleichmäßiger und besser an den Verlauf im Frequenzbereich oberhalb von 1 kHz angepasst. Auch die Unterschiede zwischen den einzelnen Amplitudenfrequenzgängen sind bei Verwendung der Kapsel-Richtcharakteristiken aus Tabelle 4.6 noch geringer geworden, so dass die Amplitudenfrequenzgänge auch über den gesamten Frequenzbereich betrachtet nun noch etwas besser parallel zueinander verlaufen als im rechten unteren Teilbild von Abbildung 4.54.

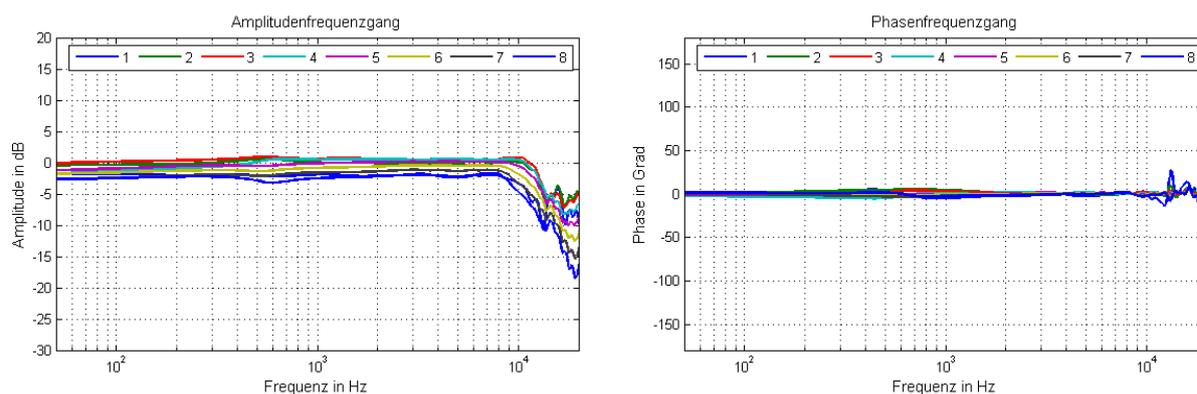


Abbildung 4.60: Amplituden- und Phasenfrequenzgänge der von den Quellenpositionen Q 4 (Channel 1) bis Q 11 (Channel 8) aufgenommenen Signale

Die in Abbildung 4.60 dargestellten Amplitudenfrequenzgänge führen dazu, dass die Pegelunterschiede der von den Quellenpositionen innerhalb des Aufnahmebereiches aufgenommenen Signale nur sehr gering innerhalb eines Bereiches von ungefähr 3 dB ausfallen, und dass sich die tonale Zusammensetzung der von diesen Quellenpositionen aufgenommenen Signale kaum verändert. Damit ist eine nahezu identische Aufnahme von allen Quellenpositionen innerhalb des Aufnahmebereiches gewährleistet.

In Anhang 28 ist das mit den Kapsel-Richtcharakteristiken aus Tabelle 4.6 erzeugte Richtverhalten dem vorgegebenen gegenübergestellt. Durch Vergleich des Richtverhaltens bei 2000 Hz, 4000 Hz und 8000 Hz mit den rechten Teilbildern aus Anhang 24 ist erkennbar, dass bei 8000 Hz und 4000 Hz das vorgegebene Richtverhalten etwas schlechter nachgebildet wird, besonders im Bereich der abfallenden Flanke an den Quellenpositionen hinter dem Aufnahmebereich. Bei 2000 Hz hingegen wird das vorgegebene Richtverhalten nun besser nachgebildet, wobei auch hier die Veränderungen besonders im Bereich der abfallenden Flanke an den Quellenpositionen hinter dem Aufnahmebereich

zu finden sind. Der Vergleich des Richtverhaltens bei 1000 Hz, 500 Hz und 250 Hz mit Anhang 20 zeigt, dass bei 1000 Hz, vor allem wieder im Bereich der abfallenden Flanke hinter dem Aufnahmebereich, das vorgegebene Richtverhalten besser nachgebildet wird. Bei 500 Hz hingegen ist das Richtverhalten aus Anhang 28 dem aus Anhang 20 vergleichbar, lediglich an der abfallenden Flanke hinter dem Aufnahmebereich ist eine größere Welligkeit entstanden. Bei 250 Hz schließlich wird das Richtverhalten an den Flanken vor und hinter dem Aufnahmebereich etwas schlechter, innerhalb des Aufnahmebereiches hingegen besser nachgebildet, was mit der bevorzugten Zielstellung einer tonalen Ausgeglichenheit an den Quellenpositionen innerhalb des Aufnahmebereiches korrespondiert.

Insgesamt kann zusammengefasst werden, dass die im Richtverhalten festzustellenden Verschlechterungen bei der Nachbildung des vorgegebenen Richtverhaltens vor allem außerhalb des Aufnahmebereiches auftreten, und die Unterschiede in den Dämpfungswerten durch die bei diesen Quellenpositionen ohnehin schon vorhandenen höheren Dämpfungswerte nur gering wahrnehmbar sind. Die erzielte Verringerung in den Pegelunterschieden und die verbesserte tonale Ausgeglichenheit zwischen den Quellenpositionen des Aufnahmebereiches wird damit durch eine nur geringe wahrnehmbare Verschlechterung der Dämpfung bei einigen Frequenzen außerhalb des Aufnahmebereiches erkauft. Das entwickelte Verfahren zur Erzeugung eines Richtverhaltens mit einer zeilenförmigen Mikrofonanordnung ist damit in der Lage, von vorgegebenen Quellenpositionen Schallsignale mit geringen Pegeldifferenzen über den gesamten Frequenzbereich aufzunehmen, und von anderen Quellenpositionen einfallende Störsignale wirkungsvoll zu unterdrücken. Weitere Verbesserungen, vor allem bei der Dämpfung außerhalb des Aufnahmebereiches und beim Richtverhalten bei 4000 Hz und 8000 Hz, können durch eine frequenzabhängige Steuerung der Richtcharakteristik der einzelnen Kapseln erzielt werden, die bei der Verwendung von TWIN-Kapselsystemen für die zeilenförmige Mikrofonanordnung möglich wäre.

Zur Berechnung der FIR-Filterkoeffizienten zur Einstellung des Richtverhaltens der zeilenförmigen Mikrofonanordnung lässt sich damit folgendes zusammenfassen:

1. die Zeilenlänge und damit die Anzahl der aktiven Kapseln innerhalb des nicht-äquidistanten Bereiches wird an den zu übertragenden Frequenzbereich derart angepasst, dass ein Tiefpassfilter für die jeweils äußersten Kapseln mit einer Grenzfrequenz realisiert wird, deren Wellenlänge dem Abstand zwischen diesen Kapseln entspricht
2. die Zeilenlänge und damit die Anzahl der aktiven Kapseln innerhalb des äquidistanten Bereiches wird an den zu übertragenden Frequenzbereich derart angepasst, dass ein Tiefpassfilter für die jeweils äußersten Kapseln mit einer Grenzfrequenz realisiert wird, deren 0,75fache Wellenlänge dem Abstand zwischen diesen Kapseln entspricht
3. zum Ausblenden der zur Erzeugung des Richtverhaltens berechneten FIR-Übertragungsfunktionen wird der Amplitudenfrequenzgang eines Butterworth-Tiefpassfilters 4. Ordnung verwendet
4. die Hauptachse der zeilenförmigen Mikrofonanordnung wird auf die Winkelhalbierende des Aufnahmebereiches ausgerichtet
5. die Hauptachse der einzelnen Kapseln der zeilenförmigen Mikrofonanordnung wird auf die Symmetrieachse der Quellenpositionen ausgerichtet
6. die Verzögerungswege und daraus resultierenden Verzögerungszeiten werden für die Kapseln

der zeilenförmigen Mikrofonanordnung so eingestellt, dass sich die Quellenpositionen im Fernfeld oder auf der Nahfeld-Fernfeld-Grenze der zeilenförmigen Mikrofonanordnung befinden

7. die Richtcharakteristik der einzelnen Kapseln der zeilenförmigen Mikrofonanordnung weist bei allen Quellenpositionen einen Richtungsfaktor auf, der möglichst groß, jedoch nicht größer als die sich durch die Verzögerungswege ergebende Dämpfung in Richtung einer bestimmten Quellenposition ist

Kapitel 5

Zusammenfassung

5.1 Ergebnisse

Im Rahmen dieser Arbeit wurde zunächst die Analog-Digital-Umsetzung von Mikrofonsignalen betrachtet. Für diese wurde eine Kombination aus nichtlinearer und linearer Quantisierung verwendet, wodurch der Zahlenvorrat für die Quantisierung vergrößert wurde. Das Umschalten von der nichtlinearen Quantisierung bei kleinen Signalamplituden auf die lineare Quantisierung bei großen Signalamplituden erfolgt bei dem entwickelten Verfahren an einem Punkt, an dem die Signalaufösung (Stufenbreite der Quantisierungsstufen) und der Signal-Rauschabstand der nichtlinearen und der linearen Quantisierung gleich sind. Damit wird eine sprunghafte Änderung des Signal-Rauschabstandes am Umschaltpunkt vermieden, die sonst eine typische Eigenschaft von Gainranging-Verfahren zur AD-Umsetzung ist. Der Umschaltpunkt selbst ergibt sich aus der Quantisierungswortbreite und dem Parameter μ der verwendeten nichtlinearen Quantisierung. Oberhalb des Umschaltpunktes steigt der Signal-Rauschabstand mit zunehmender Signalaussteuerung, unterhalb des Umschaltpunktes hingegen bleibt er unabhängig von der Signalaussteuerung konstant, da durch die Verwendung einer nichtlinearen Quantisierungskennlinie ein aussteuerungsunabhängiger Signal-Rauschabstand, der auch bei der Fließkomma-Zahldarstellung auftritt, entsteht. Damit wird der Signal-Rauschabstand im Gegensatz zum Gainranging-Verfahren bei unterhalb des Umschaltpunktes liegender Signalaussteuerung innerhalb der durch den integrierten AD-Umsetzer und die Parameter der nichtlinearen Quantisierung vorgegebenen Parameter nicht weiter verschlechtert und die ungenauer werdende Digitalisierung bei kleiner werdender Signalamplitude wird vermieden. Darüber hinaus kann durch die Verwendung eines Kompressors bei der nichtlinearen Quantisierung und der linearen Quantisierung für die großen Signalamplituden bis zur Vollaussteuerung keine Übersteuerung des integrierten AD-Umsetzers auftreten.

Durch die verwendete nichtlineare Quantisierung entstehen Oberschwingungen, weshalb der integrierte AD-Umsetzer mit einer möglichst hohen Abtastfrequenz betrieben werden muss (bei einer oberen Grenzfrequenz von 20 kHz wenigstens 192 kHz), da ansonsten die Signalform verfälscht wird. In diesem Zusammenhang ist wichtig, dass der Parameter μ der nichtlinearen Quantisierung keinesfalls größer als unbedingt erforderlich sein darf, damit bei der nichtlinearen Quantisierung nicht mehr Oberschwingungen als notwendig entstehen. Damit eine fehlerfreie Rekonstruktion des analog komprimierten Signals durch die digitale Expandierung möglich ist, müssen bei Vollaussteuerung die Signalamplituden im linearen und im nichtlinearen Kanal sowohl bei den analogen als auch bei den digitalisierten Signalen gleich groß und gleich eins sein, was durch eine Kalibrierung bei Vollaussteuerung anhand der Amplitudenmaxima jedes Kanals realisiert wird. Beim danach folgenden Umschalten zwischen nichtlinearem und linearem Kanal wird nur das Signal des linearen Kanals mit den berechneten Umschaltschwellen von nichtlinearem und linearem Kanal verglichen.

Bei der Verwendung eines integrierten AD-Umsetzers mit einem Dynamikbereich von 100 dB können Mikrofon-signale mit einem Dynamikbereich von mehr als 140 dB digitalisiert werden, und darüber hinaus der gesamte mit einem 24 Bit Festkomma-Zahlenformat darstellbare Dynamikbereich. Da zwei Kanäle zur AD-Umsetzung verwendet werden, wobei der lineare Kanal als Referenzkanal keine spezifische analoge Signalverarbeitung enthält, können Fehler der analogen Baugruppen im nicht-linearen Kanal ermittelt und korrigiert werden. Dazu werden aus den digitalisierten Wertepaaren von nichtlinearem und linearem Kanal die Parameter der analogen Komprimierung ermittelt und bei der digitalen Expandierung nachgeführt, womit gewährleistet werden kann, dass die digitale Expanderfunktion immer der Umkehrfunktion der analogen Kompressorfunktion entspricht.

Die Filterung von Mikrofonen wurde im Rahmen dieser Arbeit betrachtet, um sowohl die Übertragungsfunktion einzelner Kapseln bzw. Mikrofone zu entzerren und anwendungsspezifisch anzupassen, als auch als Grundlage für die frequenzabhängige Erzeugung von Richtcharakteristiken zu dienen. Um dies zu erreichen, ist eine Filterung mit digitalen FIR-Filtern erforderlich. Die Zielfunktionen für diese Filterung sollen für ein bestmögliches Impulsverhalten stets einen bei 0 Grad verlaufenden Phasenfrequenzgang aufweisen. Der Amplitudenfrequenzgang der Zielfunktionen soll zur halben Abtastfrequenz hin einen Verlauf unterhalb des Amplitudenfrequenzgangs der Mikrofon-Übertragungsfunktion aufweisen, damit das zu erstellende FIR-Filter keinen zur halben Abtastfrequenz hin ansteigenden Amplitudenfrequenzgang erhält.

Zur Glättung der gemessenen Mikrofon-Übertragungsfunktionen im Rahmen von deren Vorverarbeitung eignen sich Blackman-Harris Fenster oder Kaiserfenster mit einem Parameter von $\beta = 12$, wobei sich die Fensterlänge nach der angestrebten unteren Grenzfrequenz bzw. Frequenzauflösung der FIR-Filterung richtet. Um Korrekturen unterhalb der unteren Grenzfrequenz der FIR-Filterung durch das FIR-Filter zu vermeiden, müssen die Amplitudenfrequenzgänge von Mikrofon- und Ziel-Übertragungsfunktion dort identisch verlaufen. Dazu wird der Amplitudenfrequenzgang der Mikrofon-Übertragungsfunktion unterhalb der unteren Grenzfrequenz der FIR-Filterung mit dem Wert bei dieser Grenzfrequenz überschrieben, und anschließend auf den konstanten Amplitudenverlauf der Ziel-Übertragungsfunktion in diesem Frequenzbereich verschoben. Wenn in der Mikrofon-Übertragungsfunktion Störungen an der oberen Bandgrenze vorhanden sind, wird deren Amplitudenfrequenzgang oberhalb einer oberen Grenzfrequenz mit dem Wert bei dieser oberen Grenzfrequenz so überschrieben, dass er identisch zum oder oberhalb des Amplitudenfrequenzgangs der Ziel-Übertragungsfunktion verläuft.

Zur Erzeugung der FIR-Übertragungsfunktion wird die Ziel-Übertragungsfunktion durch die Mikrofon-Übertragungsfunktion dividiert. Danach werden aus der inversen Fouriertransformierten der FIR-Übertragungsfunktion die FIR-Koeffizienten mit einem Kaiserfenster mit einem Parameter $\beta = 1$ ausgefenstert, um die zur Entzerrung der Mikrofon-Übertragungsfunktion notwendige Bizarrität des Filter-Amplitudenfrequenzgangs zu gewährleisten. Schlussendlich muss zu den ausgefensterten FIR-Koeffizienten ein mit einer Fensterfunktion gewichtetes Offset addiert werden, um eine Koeffizientensumme von 1, und somit eine Verstärkung der Übertragungsfunktion der erzeugten FIR-Koeffizienten von 0 dB bei 0 Hz zu erreichen.

Mit dieser Verfahrensweise können sowohl einzelne Kapseln oder Mikrofone im Amplituden- und Phasenfrequenzgang entzerrt, als auch im Amplitudenfrequenzgang ohne Verschlechterung des Impulsverhaltens an eine bestimmte Anwendung angepasst werden, sofern diese Entzerrung bzw. Anpassung bei mittleren oder hohen Frequenzen erfolgt. Damit sind anwendungsspezifische Korrekturen des Amplitudenfrequenzgangs wie Freifeldentzerrungen bei unterschiedlichen Schalleinfallswinkeln, Diffusfeldentzerrung und Präsenz-anhebung bei einem bestmöglichem Impulsverhaltens des

Mikrofons möglich.

Wenn bei einem TWIN-Mikrofon die Übertragungsfunktionen von vorderer und hinterer Kapsel mittels FIR-Filterung komplex aneinander angeglichen werden, ist eine verbesserte Einstellung der Richtcharakteristiken durch Zusammenmischen der Signale von vorderer und hinterer Kapsel möglich. Das Einbeziehen der individuellen Übertragungsfunktionen der einzelnen Kapseln führt dabei zu einer besseren Erzeugung frequenzunabhängiger Richtcharakteristiken. Darüber hinaus kann die Übertragungsfunktion des Mikrofons selbst entzerrt und bei mittleren und hohen Frequenzen mit einem bestmöglichen Impulsverhalten des Mikrofons an eine bestimmte Anwendung angepasst werden.

Die frequenzabhängige Steuerung der Richtcharakteristik eines TWIN-Mikrofons kann mittels der frequenzabhängigen Beeinflussbarkeit von Amplitude und Phase der hinteren Kapsel durch FIR-Filterung erfolgen. Die frequenzabhängige Richtcharakteristik wird dabei durch einen Ziel-Richtungsfaktor bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad vorgegeben. Werden die individuellen Übertragungsfunktionen von vorderer und hinterer Kapsel in die Erstellung der FIR-Filter zur Richtcharakteristikerzeugung einbezogen, ist eine entsprechende Selektion von vorderer und hinterer Kapsel nicht erforderlich. Oberhalb einer bestimmten oberen Grenzfrequenz, oberhalb der sich der Aufnahmewinkel der Kapseln einengt und keine Überlagerung der Signale von vorderer und hinterer Kapsel möglich ist, wird von der erzeugten FIR-Übertragungsfunktion auf die theoretischen Werte für Amplitude und Phase übergeblendet. Dies erfolgt durch Multiplikation mit den Amplitudenfrequenzgängen von Tief- und Hochpassfiltern mit Linkwitz-Riley Charakteristik (siehe Abschnitt *Modifikation des Richtcharakteristikfilters bei hohen Frequenzen*⁶). Außer zum Erzeugen der Richtcharakteristik können die FIR-Filter der vorderen und der hinteren Kapsel zum Entzerren der Mikrofon-Übertragungsfunktion sowie zum Anpassen des Amplitudenfrequenzgangs an eine bestimmte Anwendung mit einem bestmöglichen Impulsverhalten ohne eine weitere Erhöhung der Latenz verwendet werden.

Durch die Anwendung der FIR-Filterung zur Richtcharakteristikerzeugung kann die Frequenzunabhängigkeit der Richtcharakteristiken wesentlich verbessert werden. Durch die damit zusammenhängende Frequenzunabhängigkeit des Bündelungsmaßes entsteht ein Mikrofon mit einem nahezu identischen Amplitudenfrequenzgang im Direkt- und im Diffusschallfeld. Im Zusammenhang mit der Entzerrung der Mikrofon-Übertragungsfunktion können so bei einem bestmöglichen Impulsverhalten die Amplitudenfrequenzgänge im Direktschallfeld und im Diffusschallfeld auf ein und denselben vorgegebenen Verlauf gebracht werden. Bei einer Vergrößerung der Entfernung zwischen Schallquelle und Mikrofon nimmt ein solches Mikrofon frequenzunabhängig einen größeren Hallanteil auf, und verändert dabei nicht die tonale Zusammensetzung des aufzunehmenden Signals. Darüber hinaus können auch frequenzabhängige Verläufe der Richtcharakteristik und damit der Bündelung erzeugt werden, so dass auch anwendungsspezifisch vorgegebene unterschiedliche Amplitudenfrequenzgänge im Direkt- und im Diffusschallfeld sowie ein vorgegebener frequenzabhängiger Direkt- zu Diffusschallanteil in Abhängigkeit von einem vorgegebenen Mikrofonabstand bei einer vorgegebenen frequenzabhängigen Richtentfernung der Schallquelle entstehen können.

Für die Erzeugung der Richtkeule einer zeilenförmigen Mikrofonanordnung wird vorgegeben, von welchen Quellenpositionen eine Aufnahme mit einem vorgegebenen Amplituden- und Phasenfrequenzgang erfolgen soll, und von welchen Quellenpositionen eine Aufnahme mit einer demgegenüber vorgegebenen Dämpfung erfolgen soll. Die Quellenpositionen haben dabei einen konstanten Abstand zueinander. Durch die Verwendung eines symmetrischen Aufbaus der zeilenförmigen Mikrofonanordnung werden bei symmetrisch um die Zeile angeordneten Quellenpositionen zu große

Entfernungsunterschiede und damit Nah- zu Fernfeldverhältnisse zwischen Quellenpositionen und den einzelnen Subarrays vermieden. Die Hauptachse der zeilenförmigen Mikrofonanordnung wird auf die Winkelhalbierende ausgerichtet, die sich über den Quellenpositionen des Aufnahmebereiches ergibt. Außerhalb des Aufnahmebereiches eignet sich ein Dämpfungsverlauf über den Quellenpositionen mit konstant ansteigenden bzw. abfallenden Flanken für die Vorgabe des Richtverhaltens. Das über den Quellenpositionen vorgegebene Richtverhalten wird gefenstert, um die Übergänge zwischen konstanten Bereichen und den Flanken zu verschleifen.

Die zur Erzeugung der Richtkeule erforderlichen FIR-Übertragungsfunktionen können durch Lösen eines Gleichungssystems, das für die Übertragungswege von den einzelnen Quellenpositionen zum Ausgang der zeilenförmigen Mikrofonanordnung aufgestellt werden kann, nach der Methode der kleinsten Fehlerquadrate berechnet werden. Dabei muss durch mehrfache Berücksichtigung entsprechender Quellenpositionen im Gleichungssystem für die Berechnung der FIR-Übertragungsfunktion die Anzahl der Quellenpositionen innerhalb des Aufnahmebereiches an die Anzahl der Quellenpositionen außerhalb des Aufnahmebereiches angepasst werden. Die Zeilenlänge und damit die Anzahl der aktiven Kapseln innerhalb des nicht-äquidistanten Bereiches wird an den zu übertragenden Frequenzbereich derart angepasst, dass ein Tiefpassfilter für die jeweils äußersten Kapseln mit einer Grenzfrequenz realisiert wird, deren Wellenlänge dem Abstand zwischen diesen Kapseln entspricht. Die Zeilenlänge und damit die Anzahl der aktiven Kapseln innerhalb des äquidistanten Bereiches wird an den zu übertragenden Frequenzbereich derart angepasst, dass ein Tiefpassfilter für die jeweils äußersten Kapseln mit einer Grenzfrequenz realisiert wird, deren 0,75fache Wellenlänge dem Abstand zwischen diesen Kapseln entspricht. Das Ausblenden der zur Erzeugung des Richtverhaltens berechneten FIR-Übertragungsfunktionen erfolgt durch Multiplikation mit dem Amplitudenfrequenzgang eines Butterworth-Tiefpassfilters 4. Ordnung. Die Quellenpositionen sollen sich im Fernfeld oder auf der Nahfeld-Fernfeld Grenze der zeilenförmigen Mikrofonanordnung befinden, was durch entsprechende Verzögerungswege bzw. Verzögerungszeiten realisiert wird. Der dafür erforderliche Dämpfungsverlauf der einzelnen Kapseln über den Quellenpositionen kann durch eine Richtcharakteristik der einzelnen Kapseln der zeilenförmigen Mikrofonanordnung erzeugt werden, die bei allen Quellenpositionen einen Richtungsfaktor aufweist, der möglichst groß, jedoch nicht größer als die sich durch die Verzögerungswege ergebende Dämpfung in Richtung einer bestimmten Quellenposition ist. Dabei muss die Hauptachse der einzelnen Kapseln der zeilenförmigen Mikrofonanordnung auf die Symmetrieachse der Quellenpositionen ausgerichtet sein.

Die mit einer solchen zeilenförmigen Mikrofonanordnung realisierten Amplitudenfrequenzgänge führen dazu, dass die Pegelunterschiede der von den Quellenpositionen innerhalb des Aufnahmebereiches aufgenommenen Signale nur sehr gering innerhalb eines Bereiches von ungefähr 3 dB ausfallen, und dass sich die tonale Zusammensetzung der von diesen Quellenpositionen aufgenommenen Signale kaum verändert. Damit wird die angestrebte Minimierung der Modulation des aufgenommenen Schallpegels, des Amplitudenfrequenzgangs sowie bei Anwendung im Raum des Direkt- zu Diffus-schallanteils erreicht. Innerhalb des Aufnahmebereiches kann ein vorgegebener anwendungsspezifischer Amplitudenfrequenzgang bei einem frequenzkonstanten Laufzeit- und somit Impulsverhalten eingestellt werden. Durch die außerhalb des Aufnahmebereiches realisierbaren Dämpfungsverläufe werden Störschall sowie Reflexionen des Schallquellensignals unterdrückt.

5.2 Schlussfolgerungen für weitere Untersuchungen

Im Rahmen dieser Arbeit entstand zunächst ein Verfahren zur AD-Umsetzung von Mikrofonsignalen mit einem Dynamikbereich von mehr als 140 dB. Dieses kann selbstverständlich neben den betrachteten Mikrofonsignalen auch zur AD-Umsetzung anderer Signale mit einem Dynamikbereich verwendet werden, der größer ist als der verfügbaren integrierten AD-Umsetzer. Als Hauptvorteil des Verfahrens kann dabei angesehen werden, dass innerhalb des umzusetzenden Dynamikbereiches keine sprunghafte Änderung des Signal-Rauschabstandes auftritt. Vor der Anwendung des Verfahrens muss allerdings noch der praktische Aufbau und Test der Schaltung zur analogen Komprimierung im nichtlinearen Kanal durchgeführt werden. Nach dem aktuellen Stand wird dafür die vorgestellte Variante mit dem *LOG 112* als vielversprechender Ansatz angesehen. Wichtig in diesem Zusammenhang sind auch Tests bezüglich der Stabilität der Schaltung unter verschiedenen Umgebungsbedingungen. Auch die praktische Realisierung der Parameternachführung bei der digitalen Expandierung muss im Zusammenhang mit der Stabilität der Schaltung zur analogen Komprimierung noch ausführlicher untersucht werden. Eine weitere Verbesserung des Verfahrens zur AD-Umsetzung könnte gegebenenfalls noch erreicht werden, wenn das Umschalten zwischen nichtlinearem und linearem Kanal durch einen Überblendalgorithmus ersetzt wird. Problematisch ist diesbezüglich allerdings, dass nur genau am Umschaltspunkt die Auflösung und Signal-Rauschabstände von nichtlinearem und linearem Kanal gleich sind. Wird der Umschaltspunkt zu einem Überblendbereich erweitert, ist dies nicht mehr innerhalb dieses gesamten Bereiches gegeben, weshalb aus aktueller Sicht der Überblendbereich nicht zu groß werden dürfte. Inwieweit allerdings ein Vorteil beim Überblenden der Nutzsinalform von einem Nachteil beim Überblenden des Signal-Rauschabstandes in Frage gestellt wird, kann erst im Rahmen derartiger Untersuchungen geklärt werden.

Mit dem in dieser Arbeit entwickelten Verfahren zur FIR-Filterung von Mikrofonsignalen gelingt sowohl die komplexe Entzerrung einzelner Kapseln und Mikrofone, als auch eine anwendungsspezifische Anpassung von deren Amplitudenfrequenzgang, solange dies keine zu große Frequenzauflösung bei tieferen Frequenzen erfordert. Dies wäre durch eine Erhöhung der Anzahl an FIR-Koeffizienten zwar leicht möglich, jedoch kann die dadurch ebenfalls ansteigende Latenz nicht bei allen Anwendungen akzeptiert werden. Eine andere Möglichkeit wäre die in [Mül99] aufgeführte minimalphasige FIR-Filterung bei tiefen Frequenzen mit entsprechend höherer Auflösung, wobei allerdings keine gezielte Behandlung des Phasenfrequenzgangs möglich ist. In diesem Zusammenhang ist noch zu untersuchen, wie eine Kombination der komplexen FIR-Filterung bei hohen Frequenzen mit der minimalphasigen FIR-Filterung bei tiefen Frequenzen möglich ist.

Die frequenzabhängige Erzeugung von Richtcharakteristiken mit einem TWIN-Mikrofon durch FIR-Filterung gelang in dieser Arbeit durch Vorgabe eines richtcharakteristikspezifischen Richtungsfaktor bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad unter Einbeziehung der Übertragungsfunktionen von vorderer und hinterer Kapsel. Wie gut eine solche Richtcharakteristik gelingt, hängt dabei allerdings nur von den Übertragungsfunktionen von vorderer und hinterer Kapsel bei Schalleinfallswinkeln von 0 Grad und 90 Grad ab. Eine Verbesserung könnte hier gegebenenfalls dadurch erreicht werden, dass die Übertragungsfunktionen von vorderer und hinterer Kapsel sowie ein vorgegebener Richtungsfaktor der zu erzeugenden Richtcharakteristik bei noch mehr Schalleinfallswinkeln berücksichtigt werden. Im Extremfall wären dies alle Schalleinfallswinkel um das Mikrofon herum in einer Ebene mit einer bestimmten Winkelauflösung (zum Beispiel 5 Grad). Dies würde auf ein ähnliches Gleichungssystem führen, wie für die Erzeugung des Richtverhaltens der zeilenförmigen Mikrofonanordnungen verwendet wurde, und das ebenfalls nach der Methode der kleinsten Fehlerquadrate gelöst werden könnte, um die FIR-Übertragungsfunktionen zum Erzeugen der Richtcharakteristik zu erhalten. Im

Rahmen der Vorgabe einer Richtcharakteristik wäre bei einem solchen Verfahren allerdings zu berücksichtigen, dass im Zusammenhang mit einem TWIN-Mikrofon damit nur Richtcharakteristiken erster Ordnung erzeugt werden können. Eine Verbesserung der Frequenzauflösung der erzeugten Richtcharakteristik ist hier nur durch eine Vergrößerung der Anzahl an FIR-Koeffizienten möglich. In diesem Zusammenhang könnte noch genauer untersucht werden, inwieweit die damit einhergehende Latenzerhöhung anwendungsspezifisch akzeptabel ist. Bei einer separaten Aufnahme der Signale von vorderer und hinterer Kapsel kann die Richtcharakteristik allerdings auch beim Postprocessing erzeugt werden, wo eine solche Latenzerhöhung in der Regel ausgeglichen werden kann.

Bei der Verwendung von zeilenförmigen Mikrofonanordnungen gelingt durch Anwendung der FIR-Filterung die Erzeugung einer Richtkeule, mit der von Quellenpositionen innerhalb eines Aufnahmebereiches eine Modulation von Amplitude und Frequenzgang in Abhängigkeit von der Quellenentfernung minimiert werden kann. Hier wäre zunächst noch zu untersuchen, welche Modifikationen notwendig sind, um mehrere Richtkeulen für Quellenpositionen unterschiedlicher Aufnahmebereiche zu erzeugen. Darüber hinaus erscheint es sinnvoll, weitere Untersuchungen zur Vorgabe eines Richtverhaltens über den Quellenpositionen in Abhängigkeit von der Lage der einzelnen Quellenpositionen zur zeilenförmigen Mikrofonanordnung durchzuführen. Durch Ausnutzen des bereits durch die Anordnung der Kapseln bedingten Richtverhaltens könnte eine Verbesserung vor allem beim Erzeugen einer Dämpfung an den Quellenpositionen außerhalb des Aufnahmebereiches erreicht werden. Eine weitere Notwendigkeit für zukünftige Untersuchungen betrifft vor allem die Richtcharakteristik der einzelnen Kapseln einer zeilenförmigen Mikrofonanordnung. Diese sollte, vor allem bei tiefen Frequenzen mit einer im Verhältnis zur Zeilenlänge großen Wellenlänge, eine bestimmte Entfernungsabhängigkeit der von den Quellenpositionen aufgenommenen Amplitude nachbilden, bei höheren Frequenzen jedoch eine möglichst gleichartige Überlagerung der einzelnen Kapseln ermöglichen. Die dafür erforderlichen frequenzabhängigen Richtcharakteristiken können durch die Verwendung von TWIN-Anordnungen an den einzelnen Kapselpositionen der zeilenförmigen Mikrofonanordnung erzeugt werden, was allerdings auch einen doppelt so hohen Aufwand bei der AD-Umsetzung bedeutet. Mit dieser Vorgehensweise könnten vor allem weitere Verbesserungen bei der Dämpfung außerhalb des Aufnahmebereiches sowie beim Richtverhalten bei hohen Frequenzen (4000 Hz und 8000 Hz) erreicht werden.

Kapitel 6

Thesen

- Durch eine Kombination aus nichtlinearer und linearer Quantisierung kann der für die Quantisierung zur Verfügung stehende Zahlenvorrat vergrößert werden, wobei durch die Verwendung der nichtlinearen Quantisierung mit einer modifizierten μ -Kennlinie für die kleinen Signalamplituden dort mehr Werte entstehen.
- Der Übergang zwischen nichtlinearer Quantisierung bei kleinen und linearer Quantisierung bei großen Signalamplituden kann an einer in beiden Quantisierungen existierenden Quantisierungsstufe erfolgen, bei der Auflösung und Signal-Rauschabstand der nichtlinearen und der linearen Quantisierung gleich sind, wodurch eine sprunghafte Änderung von Signalauflösung und Signal-Rauschabstand vermieden werden kann.
- Innerhalb der durch den integrierten AD-Umsetzer vorgegebenen Parameter kann durch die Verwendung der nichtlinearen Quantisierung für die kleinen Signalamplituden ein aussteuerungsunabhängiger Signal-Rauschabstand entstehen, der auch bei der Fließkomma-Zahlendarstellung auftritt.
- Durch die bei der nichtlinearen Quantisierung verwendete Komprimierung und die Verwendung der linearen Quantisierung für die großen Signalamplituden bis hin zur Vollaussteuerung kann eine Übersteuerung der integrierten AD-Umsetzer vermieden werden.
- Ein Dynamikbereich eines Kondensatormikrofons von mehr als 140 dB kann mit einer Kombination aus linearer Quantisierung und nichtlinearer Quantisierung mit einer an Mikrofon und integrierten AD-Umsetzer angepassten Parametrierung digitalisiert werden.
- Mit digitalen FIR-Filtern kann die Übertragungsfunktion von Kapseln sowie Mikrofonen komplex entzerrt, und der Amplitudenfrequenzgang ohne Verschlechterung des Impulsverhaltens anwendungsspezifisch angepasst werden, was Filterungen wie Freifeldentzerrungen bei unterschiedlichen Schalleinfallswinkeln, Diffusfeldentzerrung und Präsenzhebung ermöglicht.
- Die Zielfunktionen für die FIR-Filterung sollen einen bei 0 Grad verlaufenden Phasenfrequenzgang und einen Amplitudenfrequenzgang aufweisen, der zur halben Abtastfrequenz hin unterhalb des Amplitudenfrequenzgangs der Mikrofon-Übertragungsfunktion verläuft.
- Die Frequenzauflösung der zu filternden Mikrofon-Übertragungsfunktion wird durch Multiplikation mit einer Fensterfunktion an die sich durch die Anzahl der FIR-Koeffizienten ergebende Frequenzauflösung des zu erstellenden FIR-Filters angepasst.

- Die zu filternde Mikrofon-Übertragungsfunktion bedarf einer Vorverarbeitung, die einen Eingriff durch das zu erstellende FIR-Filter bei tiefen Frequenzen und anderen Frequenzbereichen verhindert, an denen keine Filterung erfolgen soll.
- Zur Erzeugung der FIR-Koeffizienten für die Filterung von Mikrofonen eignet sich die Division der Ziel-Übertragungsfunktion durch die vorbehandelte Mikrofon-Übertragungsfunktion mit anschließender Ausfensterung der Filterkoeffizienten im Zeitbereich.
- Zur Korrektur des Filterfrequenzgangs bei 0 Hz muss zu den ausgefensterten FIR-Koeffizienten ein mit einer Fensterfunktion gewichtetes Offset addiert werden.
- Die frequenzabhängige Steuerung der Richtcharakteristik eines TWIN-Mikrofons kann durch FIR-Filterung mit deren gezielter Beeinflussbarkeit von Amplitude und Phase bei unterschiedlichen Frequenzstützstellen erfolgen.
- Für die Erzeugung der FIR-Koeffizienten zur frequenzabhängigen Steuerung der Richtcharakteristik eines TWIN-Mikrofons werden der frequenzabhängige Richtungsfaktor der Ziel-Richtcharakteristik bei einem Schalleinfallswinkel von 90 Grad sowie die Übertragungsfunktionen von vorderer und hinterer Kapsel bei Schalleinfallswinkeln von 0 und 90 Grad vorgegeben.
- Oberhalb einer oberen Grenzfrequenz, wo keine Überlagerung der Richtcharakteristiken von vorderer und hinterer Kapsel erfolgen kann, wird die FIR-Übertragungsfunktion eines TWIN-Mikrofons zur frequenzabhängigen Steuerung der Richtcharakteristik auf die theoretischen Amplituden- und Phasenwerte der dort einzustellenden Richtcharakteristik übergeblendet.
- Durch die frequenzabhängige Steuerung der Richtcharakteristik eines TWIN-Mikrofons kann ein Mikrofon mit einem nahezu identischen Amplitudenfrequenzgang im Direkt- und im Diffusschallfeld entstehen, womit bei einer Vergrößerung der Entfernung zwischen Schallquelle und Mikrofon frequenzabhängig ein größerer Hallanteil aufgenommen, die tonale Zusammensetzung des aufgenommenen Signals jedoch nicht verändert wird.
- Mit der an einem TWIN-Mikrofon mit FIR-Filterung einstellbaren frequenzabhängigen Richtcharakteristik kann ein vorgegebener frequenzabhängiger Direkt- zu Diffusschallanteil in Abhängigkeit von einem vorgegebenen Mikrofonabstand bei einer vorgegebenen frequenzabhängigen Richtentfernung der Schallquelle eingestellt werden.
- Für die Erstellung der FIR-Koeffizienten zum Erzeugen der Richtkeule einer zeilenförmigen Mikrofonanordnung wird vorgegeben, von welchen Quellenpositionen mit konstantem Abstand zueinander eine Aufnahme mit einem vorgegebenen Amplituden- und Phasenfrequenzgang, und von welchen eine Aufnahme mit einer vorgegebenen Dämpfung erfolgen soll.
- Die zur Erzeugung der Richtkeule erforderlichen FIR-Übertragungsfunktionen können durch Lösen eines Gleichungssystems für die Übertragungswege von den einzelnen Quellenpositionen zum Ausgang der zeilenförmigen Mikrofonanordnung nach der Methode der kleinsten Fehlerquadrate berechnet werden, wobei die Anzahl der Quellenpositionen innerhalb des Aufnahmebereiches an die Anzahl der Quellenpositionen außerhalb des Aufnahmebereiches angepasst werden muss.
- Die Zeilenlänge und damit die Anzahl der aktiven Kapseln wird an den zu übertragenden

Frequenzbereich mit einem Tiefpassfilter für die jeweils äußersten Kapseln derart angepasst, dass die Wellenlänge bei dessen Grenzfrequenz einem bestimmten Verhältnis des Abstandes zwischen den äußersten Kapseln entspricht.

- Die Quellenpositionen sollen sich im Fernfeld oder auf der Nahfeld-Fernfeld Grenze der zeilenförmigen Mikrofonanordnung befinden, was durch entsprechende Verzögerungswege bzw. Verzögerungszeiten realisiert, und durch einen entsprechenden Dämpfungverlauf der einzelnen Kapseln über den Quellenpositionen mit deren Richtcharakteristik nachgebildet werden kann.
- Mit einer zeilenförmigen Mikrofonanordnung kann durch FIR-Filterung eine Richtkeule realisiert werden, innerhalb der die Modulation des aufgenommenen Schallpegels, eines vorgegebenen Amplitudenfrequenzgangs sowie bei Anwendung im Raum des Direkt- zu Diffus-schallanteils minimiert wird, und von außerhalb der Richtkeule einfallender Störschall sowie Reflexionen des Schallquellensignals unterdrückt werden.

Literaturverzeichnis

- [AES06] AES42-2006: *AES standard for acoustics - Digital interface for microphones*. Audio Engineering Society, Inc., 2006.
- [AES09] AES3-4-2009: *AES standard for digital audio - Digital input-output interfacing - Serial transmission format for two-channel linearly represented digital audio data, Part 4: Physical and electrical*. Audio Engineering Society, Inc., 2009.
- [ANT86] ANT NACHRICHTENTECHNIK GMBH: *Einrichtung zur Analog/Digital-Wandlung von elektrischen Analsignalen*. Deutsches Patentamt, Offenlegungsschrift DE 36 03 833 A1, 07.02.1986.
- [ANT88] ANT NACHRICHTENTECHNIK GMBH: *Hochauflösender A/D- bzw. D/A-Umsetzer*. Deutsches Patentamt, Offenlegungsschrift DE 38 20 144 A1, 14.06.1988.
- [AS93] AHNERT, WOLFGANG und FRANK STEFFEN: *Beschallungstechnik: Grundlagen und Praxis*. S. Hirzel Verlag, Stuttgart - Leipzig, 1993.
- [BFFJ⁺10] BECKER-FOSS, CLAUDIO, STEPHAN FLOCK, HELMUT JAHNE, CHRISTIAN LANGEN, MARTIN WERWEIN und HELMUT WITTEK: *White Paper - Digitale Mikrofone und AES42*. hauptmikrofon.de - forum on sound engineering, 11.05.2010.
- [BP99] BORÉ, GERHART und STEPHAN PEUS: *Mikrophone*. Georg Neumann GmbH, Berlin, 4. Auflage, 1999.
- [Bre73] BRENT, R.: *Algorithms for Minimization Without Derivatives*. Prentice-Hall, 1973.
- [Bur05] BURR BROWN PRODUCTS FROM TEXAS INSTRUMENTS: *Precision logarithmic and log ratio amplifiers LOG112 and LOG2112*. Product data sheet, SBOS246D, 2005.
- [DIN96] DIN EN 61094-3:1996-05: *Meßmikrofone - Teil 3: Primärverfahren zur Freifeld-Kalibrierung von Laboratoriums-Normalmikrofonen nach der Reziprozitätsmethode*, 1996.
- [DIN09] DIN EN 61094-2:2009-09: *Elektroakustik - Messmikrofone - Teil 2: Primärverfahren zur Druckkammer-Kalibrierung von Laboratoriums-Normalmikrofonen nach der Reziprozitätsmethode*, 2009.
- [DIN10] DIN EN 60268-4:2010-06: *Elektroakustische Geräte - Teil 4: Mikrofone*, 2010.
- [Fal07] FALLER, CHRISTOF: *A highly directive 2-capsule based microphone system*. Preprint, 123rd Convention Audio Engineering Society, 2007.

- [FMM76] FORSYTHE, G. E., M. A. MALCOLM und C. B. MOLER: *Computer Methods for Mathematical Computations*. Prentice-Hall, 1976.
- [FV03] FASOLD, WOLFGANG und EVA VERES: *Schallschutz und Raumakustik in der Praxis. Planungsbeispiele und konstruktive Lösungen*. HUSS-MEDIEN GmbH Berlin, Verlag Bauwesen, 2. Auflage, 2003.
- [Geo01] GEORG NEUMANN GMBH: *Verfahren zum Umwandeln eines analogen Signals in ein digitales Signal*. Weltorganisation für geistiges Eigentum, Internationale Veröffentlichungsnummer WO 01/59932 A1, 16.08.2001.
- [Gri06] GRIMM AUDIO: *AD 1 Manual*. Bedienungsanleitung, Grimm Audio CV, Eindhoven, 2006.
- [GST07] GADE, SVEND, TOMMY SCHACK und OLE THORHAUGE: *REq-X Frequenzgangentzerrung an Sensoren*. Brüel&Kjaer magazine, 2/2007.
- [GWR96] GOOSENS, S., H. WOLLHERR und J. RINGLSTETTER: *Kardiod-Ebenen-Mikrofon*. Fortschritte der Akustik - DAGA 1996, Bonn, 1996.
- [Har78] HARRIS, FREDRIC: *On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform*. PROCEEDINGS OF THE IEEE, VOL. 66, NO. 1, 1978.
- [Ins79] INSTITUT FRANCAIS DU PETROLE: *Verfahren und Schaltungsanordnung zur digitalen Auswertung von Analogsignalen großer Amplitudendynamik*. Deutsches Patentamt, Offenlegungsschrift 29 46 502, 17.11.1979.
- [JA06] JACOBSEN, NIELS und OLE THORHAUGE ANDERSEN: *Dyn-X Technology: 160 dB in one input range*. Brüel&Kjaer Technical Review No. 1, 2006.
- [JP91] JON PAUL, ET. AL.: *Digital Output Transducer*. United States Patent, Patent Number 5,051,799, 14.09.1991.
- [Kam97] KAMINSKI, PETER: *Beyerdynamic MDC 100*. Production Partner, Ausgabe 11/1997.
- [Kam01] KAMINSKI, PETER: *Neumann Solution-D*. Production Partner, Ausgabe 09/2001.
- [Les08] LESCHKA, STEPHAN: *Digitale Mikrofontechnik*. Fortschritte der Akustik - DAGA 2008, Dresden, 2008.
- [Ley93] LEYBOLD AG: *Vorrichtung zum Digitalisieren einer Analogspannung*. Deutsches Patentamt, Offenlegungsschrift DE 43 12 697, 20.04.1993.
- [Loc97] LOCHMANN, DIETMAR: *Digitale Nachrichtentechnik*. Verlag Technik Berlin, 2. Auflage, 1997.
- [Mat08] MATHWORKS: *Signal Processing Toolbox User's Guide*. Revised for Version 6.1 (Release 2008b), 2008.

- [Mic03a] MICROTECH GEFELL GMBH: *1/2" Messmikrofonverstärker MV 230 digital*. Produkt-Datenblatt, 2003.
- [Mic03b] MICROTECH GEFELL GMBH: *Das digitale Messmikrofon direkt am PC*. Produkt-Datenblatt, 2003.
- [Mil97] MILDENBERGER, OTTO: *Übertragungstechnik, Grundlagen analog und digital*. Vieweg-Verlag, 1997.
- [Mül99] MÜLLER, SWEN: *Digitale Signalverarbeitung für Lautsprecher*. Doktorarbeit, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, Fakultät für Elektrotechnik, 1999.
- [MM01] MÜLLER, SWEN und PAULO MASSARANI: *Transfer function measurement with sweeps*. Journal of the AES, Vol 49, Number 6, 2001.
- [Pie86] PIERBURG GMBH & CO. KG: *Verfahren und Einrichtung zum Verbessern der Auflösung beim Digitalisieren eines Analogsignals*. Deutsches Patentamt, Offenlegungsschrift DE 36 11 922 A1, 09.04.1986.
- [PK01] PEUS, STEPHAN und OTMAR KERN: *The digitally interfaced microphone - The last step to a purely audio signal transmission and processing chain*. Presented at the 110th AES convention, Amsterdam, The Netherlands, 2001.
- [Sch94] SCHOEPS GMBH: *Verfahren und Vorrichtung zur Beeinflussung der Richtcharakteristiken einer akustoelektrischen Empfangsanordnung*. Deutsches Patentamt, Offenlegungsschrift DE 44 36 272 A1, 1994.
- [Sch03a] SCHOEPS GMBH: *DSP-4P, Digitaler Mikrofon-Prozessor für das PolarFlex-System*. Bedienungsanleitung, Schalltechnik Dr.-Ing. Schoeps GmbH, Karlsruhe, 2003.
- [Sch03b] SCHOEPS GMBH: *PolarFlex - System zur Nachbildung beliebiger Mikrofone*. Produktprospekt, Schalltechnik Dr.-Ing. Schoeps GmbH, Karlsruhe, 2003.
- [Sta95] STAGE TEC GMBH: *Verfahren zur Analog-Digital-Wandlung von Signalen*. Deutsches Patentamt, Patentschrift DE 195 02 047 C2, 12.01.1995.
- [TS02] TIETZE, ULRICH und CHRISTOPH SCHENK: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer-Verlag, Berlin - Heidelberg, 3. Auflage, 2002.
- [UHB03] URBAN, MARCEL, CHRISTIAN HEIL und PAUL BAUMANN: *Wavefront Sculpture Technology*. Journal of the AES, Vol 51, Number 10, 2003.
- [VHH98] VARY, PETER, ULRICH HEUTE und WOLFGANG HESS: *Digitale Sprachsignalverarbeitung*. B. G. Teubner Verlag, Stuttgart - Leipzig - Wiesbaden, 1998.
- [vS00] VAN BEUNINGEN, G.W.J. und E.W. START: *Optimizing directivity properties of DSP controlled loudspeaker arrays*. Reproduced Sound 16 Conference, Stratford upon Avon (UK), Institute of Acoustics, 2000.

- [vSdV96] VAN DER WAL, MENNO, EVERT W. START und DIEMER DE VRIES: *Design of logarithmically spaced constant-directivity transducer arrays*. Journal of the AES, Vol 44, Number 6, 1996.
- [Wei08] WEINZIERL, STEFAN: *Handbuch der Audiotechnik*. Springer-Verlag, Berlin - Heidelberg, 2008.
- [Wes74] WESTINGHOUSE ELECTRIC CORP.: *Zweikanal-AD-Umsetzer*. Deutsches Patentamt, Offenlegungsschrift 2 401 452, 12.01.1974.
- [WFL⁺10] WITTEK, HELMUT, CHRISTOF FALLER, CHRISTIAN LANGEN, ALEXIS FAVROT und CHRISTOPHE TOURNERY: *Digitally enhanced shotgun microphone with increased directivity*. Convention Paper, 129th Convention Audio Engineering Society, 2010.
- [Zöl05] ZÖLZER, UDO: *Digitale Audiosignalverarbeitung*. B. G. Teubner Verlag, Stuttgart - Leipzig - Wiesbaden, 3. Auflage, 2005.

Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen, Symbole und Abkürzungen

Formelzeichen	Maßeinheit	Erläuterung
A	m^2	Äquivalente Schallabsorptionsfläche
A_{min}	m	Apertur eines äquidistanten Arrays
B, B_v	–	Verstärkungsfaktor
\tilde{B}	–	inverser Verstärkungsfaktor
B_C	–	Verstärkungsfaktor zur Skalierung eines Logarithmierers
B_I	–	Verstärkungsfaktor eines Spannungs-Strom-Umsetzers
$\underline{B}_F(f)$	–	Übertragungsfaktor der vorderen Kapsel eines TWIN-Mikrofons
$\underline{B}_R(f)$	–	Übertragungsfaktor der hinteren Kapsel eines TWIN-Mikrofons
c	$m \cdot s^{-1}$	Schallgeschwindigkeit
$c[n]$	–	Koeffizienten eines FIR-Filters
$c_S[n]$	–	skalierte FIR-Filterkoeffizienten
$D(\vartheta)$	dB	Richtungsmaß
$D_M(\vartheta)$	dB	Richtungsmaß eines Mikrofons
$D_Q(\vartheta)$	dB	Richtungsmaß einer Schallquelle
$D_{i,M}$	dB	Bündelungsmaß eines Mikrofons
$D_{i,Q}$	dB	Bündelungsmaß einer Schallquelle
DR	dB	Dynamikbereich
DR_F	dB	Dynamikbereich einer Festkomma-Zahlendarstellung
DR_G	dB	Dynamikbereich einer Fließkomma-Zahlendarstellung
DR_{Mik}	dB	Dynamikbereich eines Mikrofonsignals
DR_Q	dB	Dynamikbereich eines quantisierten Signals
D_{stop}	dB	Sperrdämpfung eines Filters
d_n	m	Verzögerungswege der Kapseln eines Arrays
e, e_r	–	Fehlersignal, relatives Fehlersignal
E_G	–	Exponent der Fließkomma-Zahlendarstellung
f	Hz	Frequenz
f_{abt}	Hz	Abtastfrequenz eines digitalen Signals oder Systems
f_{go}	Hz	obere Grenzfrequenz
f_{gu}	Hz	untere Grenzfrequenz
f_{stop}	Hz	Sperrfrequenz eines Filters
FS	–	Fullscale-Wert
F_W	–	Skalierungsfaktor für eine Fensterfunktion
G	dB	Verstärkungsmaß
$\underline{G}(f)$	–	Spektrum eines Ausgangssignals
$\underline{G}(\vec{r}_{Q,m}, f)$	–	Ausgangssignal eines Arrays bei Aufnahme von einer Quellenposition $\vec{r}_{Q,m}$
$\underline{G}_M(f)$	–	Spektrum des Ausgangssignals eines Mikrofons
$\underline{G}_{RM}(f)$	–	Spektrum des Ausgangssignals eines Referenzmikrofons
$\underline{G}_T(f)$	–	Ziel-Übertragungsfunktion eines Mikrofons
$\underline{H}_A(f)$	–	Übertragungsfunktion zur Beeinflussung des Amplitudenverhaltens
$\underline{H}_{FIR}(f)$	–	Übertragungsfunktion eines FIR-Filters
$\underline{H}_F(f)$	–	FIR-Übertragungsfunktion der vorderen Kapsel eines TWIN-Mikrofons

Formelzeichen	Maßeinheit	Erläuterung
$\underline{H}_R(f)$	–	FIR-Übertragungsfunktion der hinteren Kapsel eines TWIN-Mikrofons
$\underline{H}_{LS}(f)$	–	Übertragungsfunktion eines Lautsprechers
$\underline{H}_M(f)$	–	Übertragungsfunktion eines Mikrofons
$\underline{H}_{M,diff}(f)$	–	Diffusfeld-Übertragungsfunktion eines Mikrofons
$\underline{H}_{M,dir}(f)$	–	Freifeld-Übertragungsfunktion eines Mikrofons
$\underline{H}_{m,n}(f)$	–	Übertragungsfunktion von Mikrofonskapsel und Schallausbreitungsweg einer Quelle
$\underline{H}_P(f)$	–	Übertragungsfunktion zur Beeinflussung des Phasenverhaltens
$\underline{H}_{Q,F}(f)$	–	Übertragungsfunktion von einer Quelle zur vorderen Kapsel eines TWIN-Mikrofons
$\underline{H}_{Q,R}(f)$	–	Übertragungsfunktion von einer Quelle zur hinteren Kapsel eines TWIN-Mikrofons
$\underline{H}_{Raum}(f)$	–	Übertragungsfunktion eines Raumes
$\underline{H}_{RM}(f)$	–	Übertragungsfunktion eines Referenzmikrofons
$\underline{H}_{TP}(f)$	–	Übertragungsfunktion eines Tiefpassfilters
$\underline{H}_{Ziel}(f)$	–	Ziel-Übertragungsfunktion eines Systems
$\underline{H}_{Ziel,R}(f)$	–	Ziel-Übertragungsfunktion für die hintere Kapsel eines TWIN-Mikrofons
$h_{FIR}(t)$	–	Impulsantwort eines FIR-Filters
I	A	Stromstärke
I_b	A	Strom zur Offset-Erzeugung
I_C	A	Kollektorstrom eines Transistors
I_{CS}	A	Sättigungsstrom eines Transistors
I_e	A	Eingangsstrom
I_{ref}	A	Referenzstrom
I_S	A	Sättigungssperrstrom einer Diode
k	–	allgemeine Konstante
L	dB	allgemeiner Pegel
L_{dir}	dB	Direktschalldruckpegel
L_{diff}	dB	Diffusschalldruckpegel
$L_{M,dir}$	dB	Übertragungsmaß eines Mikrofons im Direktschallfeld
$L_{M,diff}$	dB	Übertragungsmaß eines Mikrofons im Diffusschallfeld
$L_{M,noise}$	dB	Ersatzschalldruckpegel eines Mikrofons
L_U	dBu	Spannungspegel
L_w	dB	Schalleistungspegel
$L_{w,Q}$	dB	Schalleistungspegel einer Schallquelle
M_N	$mV Pa^{-1}$	Nenn-Übertragungsfaktor eines Mikrofons
N_{FIR}	–	Filterordnung eines FIR-Filters
N_{Koeff}	–	Anzahl der Koeffizienten eines FIR-Filters
P_F	–	Spitzenfaktor
p	Pa	Schalldruck
p_Q	Pa	Schalldruck einer Schallquelle
Q	–	Auflösung einer Signalquantisierung
Q_{lin}	–	Auflösung einer linearen Signalquantisierung
Q_μ	–	Auflösung einer Signalquantisierung nach μ -Kennlinie
q	–	Verhältnis des Abstandes zweier benachbarter Kapseln zur Wellenlänge

Formelzeichen	Maßeinheit	Erläuterung
R	Ω	ohmscher Widerstand
r, r_0	m	Entfernung, Bezugsentfernung
r_{QM}	m	Entfernung Schallquelle - Mikrofon
r_m	m	Entfernung einer Quelle m zu einem Array
$r_{m,n}$	m	Entfernung einer Quelle m zu einer Mikrofonkapsel n
$r_R(\vartheta)$	m	Richtentfernung
S, S_K	m^2	Fläche, Kugeloberfläche
$\underline{S}(f)$	–	Spektrum eines Eingangssignals
$\underline{S}_Q(f)$	–	Spektrum eines Quellensignals
S_C	–	Summe von FIR-Filterkoeffizienten
$S_{C,m}$	–	modifizierte Summe von FIR-Filterkoeffizienten
S_W	–	Summe der Abtastwerte einer Fensterfunktion
S_{min}	m	Abstand zwischen Kapseln in einer äquidistanten Anordnung
SNR	dB	Signal-Rauschabstand
SNR_{ADC}	dB	Signal-Rauschabstand eines integrierten AD-Umsetzers
SNR_F	dB	Signal-Rauschabstand einer Festkomma-Zahlendarstellung
SNR_Q	dB	Signal-Rauschabstand eines quantisierten Signals
SNR_μ	dB	Signal-Rauschabstand bei Quantisierung nach μ -Kennlinie
T	s	Nachhallzeit
U	V	Spannung
U_a	V	Ausgangsspannung
$U_{ADC,max}$	V	Spannung zur Vollaussteuerung eines AD-Umsetzers
$U_{ADC,min}$	V	Rauschspannung eines AD-Umsetzers
U_b	V	Spannung zur Offset-Erzeugung
U_c	V	komprimiertes Spannungssignal
$U_{c,min}$	V	minimaler Wert eines komprimierten Spannungssignals
U_e	V	Eingangsspannung
U_L	V	Logarithmierer-Ausgangsspannung
U_l	V	lineares Spannungssignal
U_{mik}	V	Mikrofon-Ausgangsspannung
$U_{M,noise}$	V	Ausgangsrauschspannung eines Mikrofons
U_{ref}	V	Referenzspannung
U_T	V	Temperaturspannung
V	m^3	Raumvolumen
v_r	–	Rekursionsgeschwindigkeit
w	<i>Bit</i>	Quantisierungswortbreite
w_E	<i>Bit</i>	Quantisierungswortbreite des Exponenten bei Fließkomma-Zahlendarstellung
w_M	<i>Bit</i>	Quantisierungswortbreite der Mantisse bei Fließkomma-Zahlendarstellung
$w(t)$	–	Fensterfunktion
$w_S(t)$	–	skalierte Fensterfunktion
X	–	Quantisierungsstufen
X_{lin}	–	Quantisierungsstufen einer linearen Signalquantisierung
X_μ	–	Quantisierungsstufen einer Signalquantisierung nach μ -Kennlinie
x, x_s	–	allgemeines Signal
x_a, y	–	allgemeines Ausgangssignal

Formelzeichen	Maßeinheit	Erläuterung
x_B	m	Schnittpunkt der Hauptachse eines Arrays mit dem Aufnahmebereich (x-Koordinate)
x_c	–	komprimiertes Signal
x_{cn}	–	quantisiertes komprimiertes Signal
x_d	–	allgemeines gleichgerichtetes Signal
x_e	–	allgemeines Eingangssignal
x_{eff}	–	Effektivwert eines allgemeinen Signals
x_{go}	–	allgemeiner oberer Grenzwert
x_{gu}	–	allgemeiner unterer Grenzwert
$x_{G,c}$	–	Steuersignal zur Verstärkungseinstellung
x_h	–	allgemeines Hüllkurvensignal
x_l	–	lineares Signal
x_{max}	–	maximaler Wert eines allgemeinen Signals
x_{min}	–	minimaler Wert eines allgemeinen Signals
x_n	–	nichtlineares Signal
x_{Off}	–	negativer Differenzoffset zweier AD-Umsetzer
x_p	–	allgemeines Polaritäts-/Vorzeichensignal
x_{peak}	–	Spitzenwert eines allgemeinen Signals
$x_{Q,max}$	–	maximaler Wert eines quantisierten Signals
$x_{Q,min}$	–	minimaler Wert eines quantisierten Signals
x_{ref}	–	allgemeines Referenzsignal
$x_{s,h}$	–	abgetastetes allgemeines Hüllkurvensignal
$x_{\ddot{u}}$	–	Übersteuerungsdetektionssignal
$x_{VCA,c}$	–	VCA-Steuersignal
y_B	m	Schnittpunkt der Hauptachse eines Arrays mit dem Aufnahmebereich (y-Koordinate)
Y_z	m	Kapselpositionen eines nicht-äquidistanten Arrays
Y_z	m	Kapselpositionen eines äquidistanten Arrays
β	–	Fensterparameter eines Kaiser-Bessel-Fensters
$\underline{\Gamma}(\vartheta)$	–	Richtungsfaktor
$\underline{\Gamma}_Q(\vartheta)$	–	Richtungsfaktor einer Schallquelle
$\underline{\Gamma}_M(\vartheta)$	–	Richtungsfaktor eines Mikrofons
γ	–	Bündelungsfaktor
γ_M	–	Bündelungsfaktor eines Mikrofons
γ_Q	–	Bündelungsfaktor einer Schallquelle
Δf	Hz	Frequenzauflösung
ϑ	$Grad$	Winkel der Schallabstrahlung bzw. -aufnahme, gemessen von der Bezugsachse ($\vartheta = 0^\circ$) der Schallquelle bzw. des Mikrofons
ϑ_{max}	$Grad$	maximaler Schalleinfallswinkel
σ_E^2	–	Fehlerleistung eines allgemeinen Fehlersignals
σ_x^2	–	Signalleistung eines allgemeinen Signals
μ	–	Parameter bei nichtlinearer Quantisierung nach μ -Kennlinie
ω_n	Hz	Grenz-Kreisfrequenz, bezogen auf die halbe Abtastfrequenz

Anhang 1

Ausgangspegel und Dynamikbereiche von Mikrofonen

Kondensator-Messmikrofone

Mikrofon	$L_{U,min}$ in dBu	$L_{U,max}$ in dBu	Dynamik in dB
MK 102	-106,786	31,214	138
MK 221	-102,786	31,214	134
MK 202	-106,843	32,157	139
MK 301	-102,786	33,214	136
MK 302	-103,223	32,777	136

Kondensator-Audiomikrofone mit Transistor-Vorverstärker

Mikrofon	$L_{U,min}$ in dBu	$L_{U,max}$ in dBu	Dynamik in dB
M 300	-114,182	19,818	134
M 200	-115,487	8,513	124
M 270	-113,765	9,235	123
M 294	-114,156	8,844	123
M 930	-118,321	19,679	138
M 940	-118,531	19,469	138
M 960	-118,683	20,317	139
UMT 70 S Kugel	-120,863	7,137	128
UMT 70 S Niere	-115,487	7,513	123
UMT 70 S Acht	-119,704	8,296	128

Kondensator-Audiomikrofone mit Röhren-Vorverstärker

Mikrofon	$L_{U,min}$ in dBu	$L_{U,max}$ in dBu	Dynamik in dB
UM 92.1 S	-111,244	-5,244	106
M 990	-109,822	-0,822	109
UM 900	-107,807	9,193	117

Anhang 2

Typische Delta-Sigma AD-Umsetzer mit 24 Bit Auflösung

AD-Umsetzer	SNR in dB	S/(N+D) in dB		
		$f_{abt} = 48kHz$	$f_{abt} = 96kHz$	$f_{abt} = 192kHz$
AK 5380	106	96	90	-
AK 5383	110	103	100	-
AK 5385	114	103	98	98
AK 5386	110	96	92	90
AK 5388	120	105	102	102
AK 5393	117	105	103	-
AK 5394	123	110	110	94
AD 1871	106	k.A.	k.A.	-
AD 1974	107	k.A.	k.A.	k.A.
CS 5361	114	105	105	105
CS 5368	114	105	105	105
CS 5381	120	110	110	110
WM 8785	111	102	102	102

SNR Signal-zu-Rauschabstand

S/(N+D) Signalabstand zu Rauschen und Verzerrungen

Anhang 3

Zahlenvorrat bei Gainranging AD-Umsetzung mit Quantisierungswortbreite von 5 Bit in jedem Kanal und linearer Vorverstärkung um 12 dB

AD-Umsetzer, unverstärkt AD-Umsetzer, verstärkt	digitale Darstellung	Wert
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	0 0 0 0 0 0 0	0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 1	0 0 0 0 0 0 1	1
0 0 0 0 0 0 0 0 1 0	0 0 0 0 0 1 0	2
0 0 0 0 0 0 0 0 1 1	0 0 0 0 0 1 1	3
0 0 0 0 1 0 0 1 0 0	0 0 0 0 1 0 0	4
0 0 0 0 1 0 0 1 0 1	0 0 0 0 1 0 1	5
0 0 0 0 1 0 0 1 1 0	0 0 0 0 1 1 0	6
0 0 0 0 1 0 0 1 1 1	0 0 0 0 1 1 1	7
0 0 0 1 0 0 1 0 0 0	0 0 0 1 0 0 0	8
0 0 0 1 0 0 1 0 0 1	0 0 0 1 0 0 1	9
0 0 0 1 0 0 1 0 1 0	0 0 0 1 0 1 0	10
0 0 0 1 0 0 1 0 1 1	0 0 0 1 0 1 1	11
0 0 0 1 1 0 1 1 0 0	0 0 0 1 1 0 0	12
0 0 0 1 1 0 1 1 0 1	0 0 0 1 1 0 1	13
0 0 0 1 1 0 1 1 1 0	0 0 0 1 1 1 0	14
0 0 0 1 1 0 1 1 1 1	0 0 0 1 1 1 1	15
0 0 1 0 0 1 0 0 0 0	0 0 1 0 0 0 0	16
0 0 1 0 0 1 0 0 0 1	0 0 1 0 0 0 1	17
0 0 1 0 0 1 0 0 1 0	0 0 1 0 0 1 0	18
0 0 1 0 0 1 0 0 1 1	0 0 1 0 0 1 1	19

AD-Umsetzer, unverstärkt	digitale	Wert
AD-Umsetzer, verstärkt	Darstellung	
0 0 1 0 1 1 0 1 0 0	0	0 1 0 1 0 0 20
0 0 1 0 1 1 0 1 0 1	0	0 1 0 1 0 1 21
0 0 1 0 1 1 0 1 1 0	0	0 1 0 1 1 0 22
0 0 1 0 1 1 0 1 1 1	0	0 1 0 1 1 1 23
0 0 1 1 0 1 1 0 0 0	0	0 1 1 0 0 0 24
0 0 1 1 0 1 1 0 0 1	0	0 1 1 0 0 1 25
0 0 1 1 0 1 1 0 1 0	0	0 1 1 0 1 0 26
0 0 1 1 0 1 1 0 1 1	0	0 1 1 0 1 1 27
0 0 1 1 1 1 1 1 0 0	0	0 1 1 1 0 0 28
0 0 1 1 1 1 1 1 0 1	0	0 1 1 1 0 1 29
0 0 1 1 1 1 1 1 1 0	0	0 1 1 1 1 0 30
0 0 1 1 1 1 1 1 1 1	0	0 1 1 1 1 1 31
Umschaltpunkt		
0 1 0 0 0 1 1 1 1 1	0	1 0 0 0 1 1 35
0 1 0 0 1 1 1 1 1 1	0	1 0 0 1 1 1 39
0 1 0 1 0 1 1 1 1 1	0	1 0 1 0 1 1 43
0 1 0 1 1 1 1 1 1 1	0	1 0 1 1 1 1 47
0 1 1 0 0 1 1 1 1 1	0	1 1 0 0 1 1 51
0 1 1 0 1 1 1 1 1 1	0	1 1 0 1 1 1 55
0 1 1 1 0 1 1 1 1 1	0	1 1 1 0 1 1 59
0 1 1 1 1 1 1 1 1 1	0	1 1 1 1 1 1 63
1 0 0 0 0 1 1 1 1 1	1	0 0 0 0 1 1 67
1 0 0 0 1 1 1 1 1 1	1	0 0 0 1 1 1 71
1 0 0 1 0 1 1 1 1 1	1	0 0 1 0 1 1 75

AD-Umsetzer, unverstärkt	digitale	Wert
AD-Umsetzer, verstärkt	Darstellung	
1 0 0 1 1 1 1 1 1 1	1 0 0 1 1 1 1	79
1 0 1 0 0 1 1 1 1 1	1 0 1 0 0 1 1	83
1 0 1 0 1 1 1 1 1 1	1 0 1 0 1 1 1	87
1 0 1 1 0 1 1 1 1 1	1 0 1 1 0 1 1	91
1 0 1 1 1 1 1 1 1 1	1 0 1 1 1 1 1	95
1 1 0 0 0 1 1 1 1 1	1 1 0 0 0 1 1	99
1 1 0 0 1 1 1 1 1 1	1 1 0 0 1 1 1	103
1 1 0 1 0 1 1 1 1 1	1 1 0 1 0 1 1	107
1 1 0 1 1 1 1 1 1 1	1 1 0 1 1 1 1	111
1 1 1 0 0 1 1 1 1 1	1 1 1 0 0 1 1	115
1 1 1 0 1 1 1 1 1 1	1 1 1 0 1 1 1	119
1 1 1 1 0 1 1 1 1 1	1 1 1 1 0 1 1	123
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 1 1	127

Anhang 4

MATLAB-Funktion zur Simulation des Konzeptes zur AD-Umsetzung

```

1 function Quantisierung_V05_Sim()
2
3 % Simulation zur Verifizierung der Arbeitsweise des konzipierten Verfahrens
4 % zur AD-Umsetzung von Mikrofonsignalen
5
6 % Einstellung der Parameter
7 w = 5; % Bit Quantisierungswortbreite
8 mu = 650; % Verstärkungsparameter der nichtlinearen Quantisierung
9
10 % Erzeugung des Eingangssignals Rampe
11 x = (-1:0.00001:1)';
12
13 % AD-Umsetzer: linearer Kanal
14 x_ln = round(x*(2^(w-1))) / (2^(w-1));
15
16 % Kompressor
17 x_c = sign(x) .* (log(1+mu*abs(x))) / (log(1+mu));
18
19 % AD-Umsetzer: nichtlinearer Kanal
20 x_cn = round(x_c*(2^(w-1))) / (2^(w-1));
21
22 % Expander
23 x_nn = sign(x_cn) .* ((1+mu).^abs(x_cn)-1) / mu;
24
25 % Berechnung der Parameter der Quantisierung
26 Q_lin = 1 / (2^(w-1)); % Auflösung der lin. Quant.
27 X_lin = 0:Q_lin:1; % Stufen der lin. Quant.
28 X_mu = ((1+mu).^X_lin-1) / mu; % Stufen der nichtlin. Quant.
29 Q_mu = diff(X_mu); % Auflösung der nichtlin. Quant.
30
31 % Berechnung der Umschaltwerte
32 ExpThreshold = X_mu(find(Q_mu>Q_lin, 1)); % nichtlin. Quant.
33 LinThreshold = X_lin(find(X_lin>ExpThreshold, 1)); % lin. Quant.
34
35 % Umschalter
36 y = (x_nn .* ((abs(x_nn)<=ExpThreshold) & (abs(x_ln)<LinThreshold))) + ...
37 (x_ln .* (abs(x_ln)>=LinThreshold));
38
39 % Berechnung des Quantisierungsfehlers
40 ErrorSignal = y - x;
41
42 % Darstellung der Signale
43 figure(1)
44
45 % Eingangssignal
46 subplot(2,2,1),plot(x,x)
47 grid on
48 axis([0 1 0 1])
49 title('Eingangssignal Rampe')
50
51 % lineare und nichtlineare Quantisierung
52 subplot(2,2,2),plot(x,[x_ln x_nn])
53 grid on
54 axis([0 1 0 1])
55 title('lineare und nichtlineare Quantisierung')
56 xlabel('Eingangssignal')
57 ylabel('Ausgangssignal')
58 legend('linear','nichtlinear','Location','NorthWest')

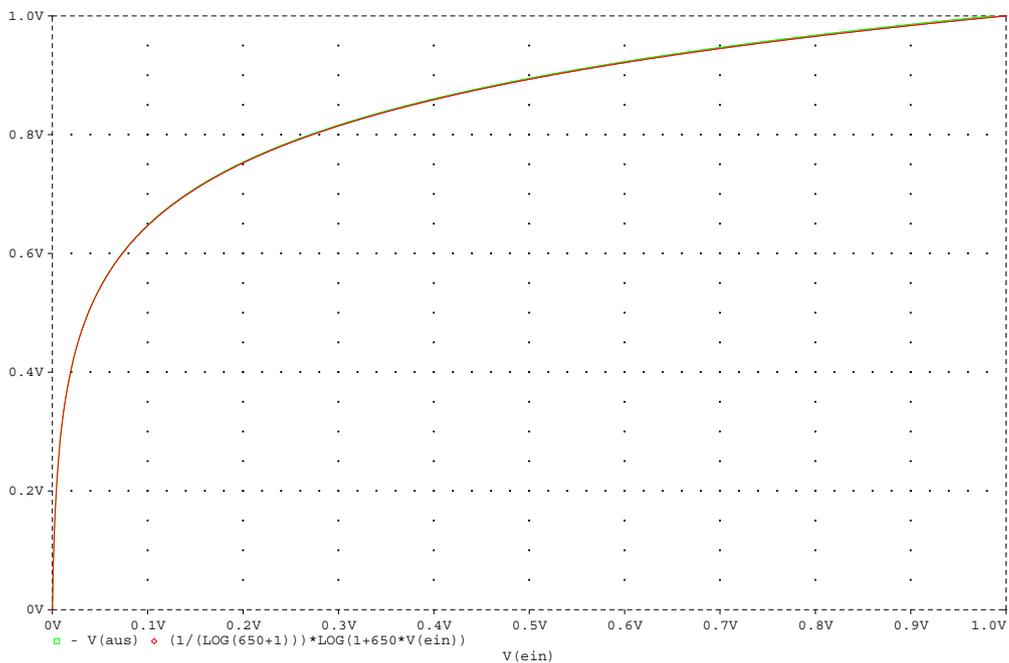
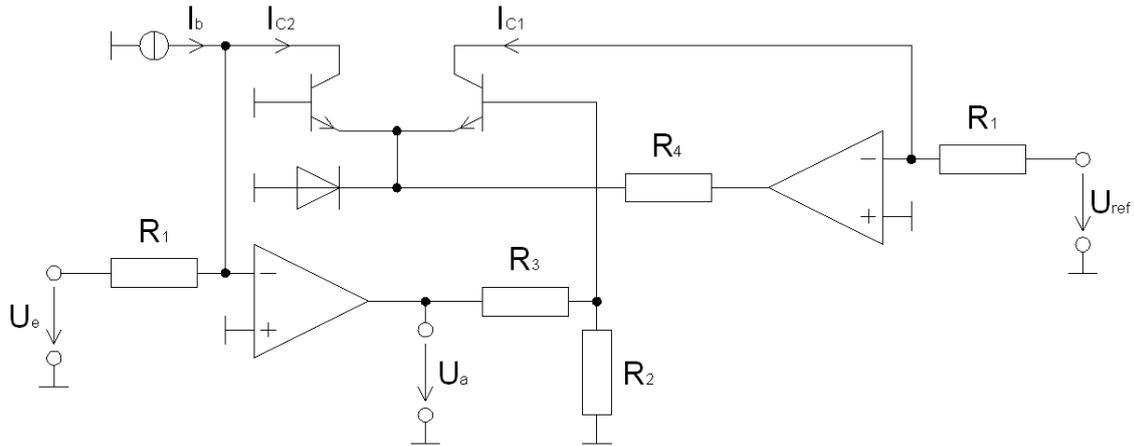
```

```
60 % Zusammenschaltung und Quantisierungsfehler
61 subplot(2,2,3),plot(x,[y ErrorSignal])
62 grid on
63 axis([0 1 -0.05 1])
64 title('kombiniertes Signal und Fehler')
65 xlabel('Eingangssignal')
66 ylabel('Ausgangssignal')
67 legend('Kombination','Quantisierungsfehler','Location','NorthWest')
68
69 % vergrößerte Darstellung
70 subplot(2,2,4),plot(x,[y ErrorSignal])
71 grid on
72 axis([0 0.3 -0.05 0.3])
73 title('kombiniertes Signal und Fehler, vergrößert')
74 xlabel('Eingangssignal')
75 ylabel('Ausgangssignal')
76 legend('Kombination','Quantisierungsfehler','Location','NorthWest')
```

Anhang 5

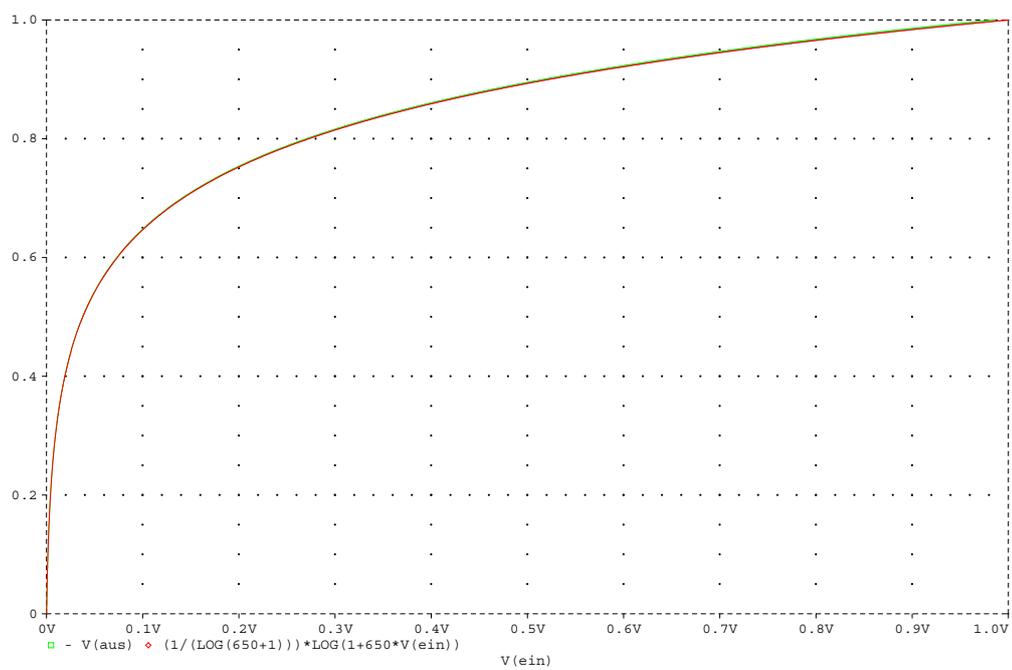
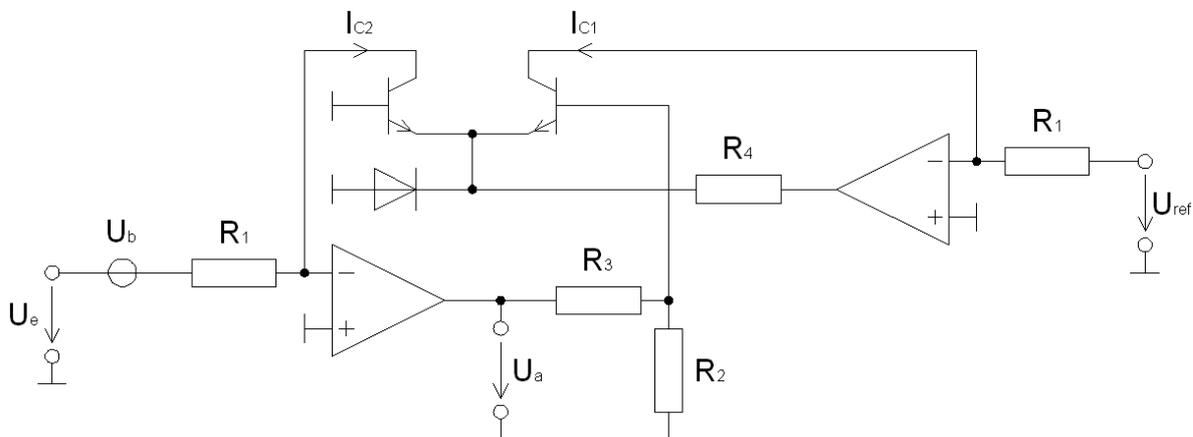
Diskret aufgebauter temperaturkompensierter Logarithmierer nach [TS02]

Realisierung mit zusätzlicher Stromquelle für I_b



Positiver Wertebereich der Kennlinie des Logarithmierers (grün)
 und der theoretischen Kennlinie (rot) mit $\mu = 650$

Realisierung mit zusätzlicher Spannungsquelle für U_b



Positiver Wertebereich der Kennlinie des Logarithmierers (grün)
und der theoretischen Kennlinie (rot) mit $\mu = 650$

Anhang 6

MATLAB-Funktion zur Erzeugung der analogen Testsignale

```

1 function ADCtestsig01
2
3 % Erzeugung eines Sinussignals zum Testen der AD-Umsetzung
4
5 % Parameter des Beispielmikrofons MK 202; Dynamik = 136 dB
6 U_mik_max = 22.2;      % U_mik_max = 22,2 V; U_mik_min = 3,5 uV
7
8 % Parameter des AD-Umsetzers CS5368
9 U_adc_max = 1;        % U_adc_max = 1,0 V
10
11 % Parameter der Kompression
12 a = 650;
13 b = 1;
14 c = (1)/(log(1+650));
15
16 % Parameter des Signals
17 f_abt = 48000;       % Abtastfrequenz / Hz
18 N      = 2^20;       % Anzahl der Samples
19 f_sig  = 1000;       % Sinusfrequenz / Hz
20 A_sig  = 22.2/10;    % Signalamplitude / V
21
22 % Erzeugung von Zeitachse und Mikrofon-Ausgangssignal
23 n      = (1:1:N)';
24 U_mik  = A_sig * sin(2*pi*f_sig*n/f_abt);
25
26 % Vorverstärker zur Anpassung des linearen Kanals an den ADC
27 B_v    = U_adc_max / U_mik_max;
28 U_1    = U_mik * B_v;
29
30 % Komprimierung des Vorverstärker-Ausgangssignals
31 U_c    = sign(U_1) .* (c * log(b + a * abs(U_1)));
32
33 % Eingabedialog für Dateiname und Pfad
34 SignalPathName = 'C:\AMT\Exsignal\';
35 [Filename,Pathname] = uinputfile([SignalPathName '*.bts'],'Save signal as');
36 if Pathname == 0;return;end;
37 if Filename == 0;return;end;
38
39 % Speicherung der ADC-Eingangssignale
40 TimeSignal = [U_1 U_c];
41 dBref      = 0.775;
42 Comment    = 'No comment available.';
43 [SignalLength,Channels] = size(TimeSignal);
44 BTSfile    = [Pathname Filename];
45 fid        = fopen(BTSfile,'w');
46 fwrite(fid,f_abt,'float32');
47 fwrite(fid,SignalLength,'float32');
48 fwrite(fid,Channels,'float32');
49 fwrite(fid,dBref,'float64');
50 fwrite(fid,TimeSignal,'float64');
51 fwrite(fid,length(Comment),'float32');
52 fwrite(fid,Comment,'uchar');
53 fclose(fid);

```

MATLAB-Funktion zur Ausgabe der analogen Testsignale

```
1 function MessSignal=ADCtestsigDA(SignalDatei)
2
3 % Ausgabe der Testsignale für den linearen ADC-Kanal und den nichtlinearen
4 % ADC-Kanal, Aufnahme eines Ergebnissignals (analog oder digital, je nach
5 % Soundkarteneingang)
6
7 % Parameter der Aus- und Eingabe
8 DeviceName = 'ASIO Hammerfall DSP';
9 firstADchannel = 17;
10 lastADchannel = 17;
11 firstDACHannel = 1;
12
13 % Parameter der Signalskalierung
14 B_sc = (2^31)-1;
15
16 % ADC-Testsignale laden
17 SIGfile = ['C:\AMT\Exsignal\' SignalDatei];
18 fid = fopen(SIGfile,'r');
19 f_abt = fread(fid,1,'float32');
20 Signallength = fread(fid,1,'float32');
21 Channels = fread(fid,1,'float32');
22 dBref = fread(fid,1,'float64');
23 ADCsignal = fread(fid,[Signallength,Channels],'float64');
24 fclose(fid);
25
26 % Signallänge auf Zweierpotenz überprüfen
27 if (Signallength - 2^(nextpow2(Signallength)) ~= 0)
28     msgbox('Länge des ADC-Signals muss Zweierpotenz sein.','AMT Error','Error')
29     return
30 end
31
32 % ADC-Testsignale skalieren
33 ADCsignal = ADCsignal * B_sc;
34 ADCsignal = int32(ADCsignal);
35
36 % Signalausgabe und Messung
37 MessSignal = recADDA(ADCsignal,DeviceName,f_abt,firstADchannel,lastADchannel,firstDACHannel);
38 MessSignal = double(MessSignal);
```

Anhang 7

Herleitung der Expanderfunktion aus der Kompressorfunktion

Die Komprimierung erfolgt mit einer Kennlinie in einer allgemeinen Form nach Gleichung 2.12. Für den positiven Wertebereich der Eingangssigale folgt daraus Gleichung 6.1.

$$x_c = c \cdot \ln(b + a \cdot x) \quad (6.1)$$

Durch die Umformungen in den Gleichungen 6.2 bis 6.4 entsteht daraus die Umkehrfunktion für den positiven Wertebereich entsprechend Gleichung 6.5 bzw. nach der Erweiterung auf den negativen Wertebereich die allgemeine Expanderfunktion entsprechend Gleichung 6.6.

$$\frac{x_c}{c} = \ln(b + a \cdot x) \quad (6.2)$$

$$b + a \cdot x = e^{\frac{x_c}{c}} \quad (6.3)$$

$$a \cdot x = e^{\frac{x_c}{c}} - b \quad (6.4)$$

$$x = \frac{e^{\frac{x_c}{c}} - b}{a} \quad (6.5)$$

$$x_n = \pm \frac{e^{\frac{|x_c|}{c}} - b}{a} \quad (6.6)$$

Mit einem Skalierungsfaktor c nach Gleichung 2.11 bzw. Gleichung 6.7 folgt durch Einsetzen in Gleichung 6.5 die Gleichung 6.8. Durch deren Umformung entsprechend Gleichung 6.9 sowie die Erweiterung auf den negativen Wertebereich entsteht daraus die Expanderfunktion für die μ -Kennlinie nach Gleichung 6.10.

$$c = \frac{1}{\ln(1 + \mu)} \quad (6.7)$$

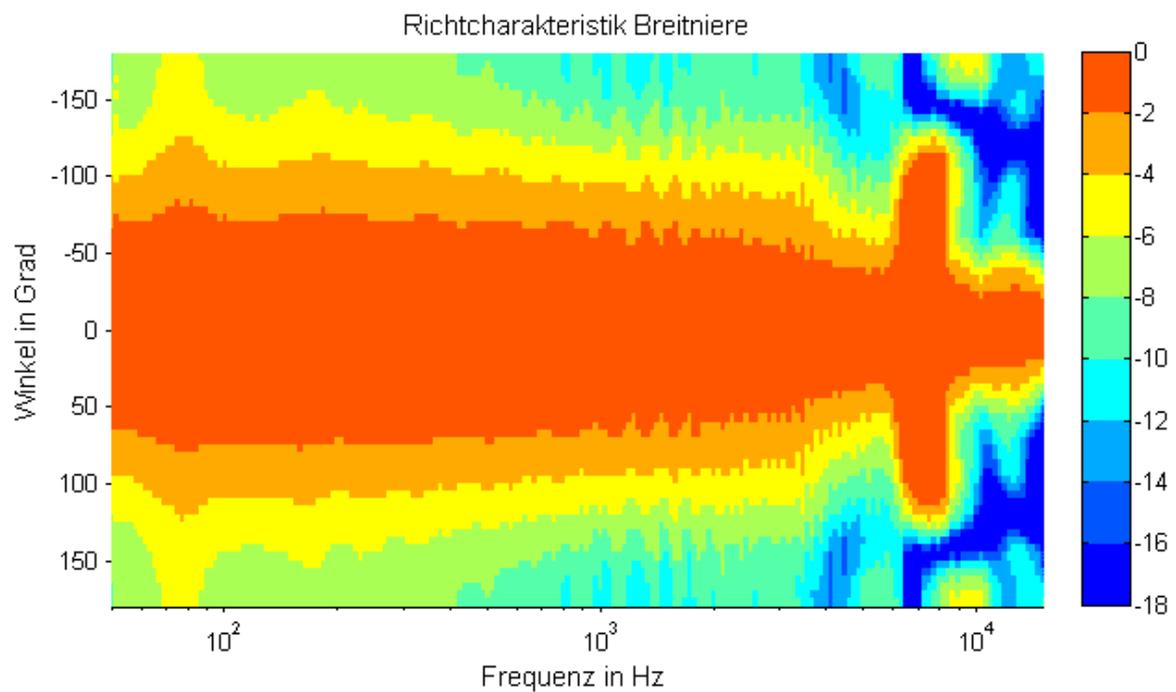
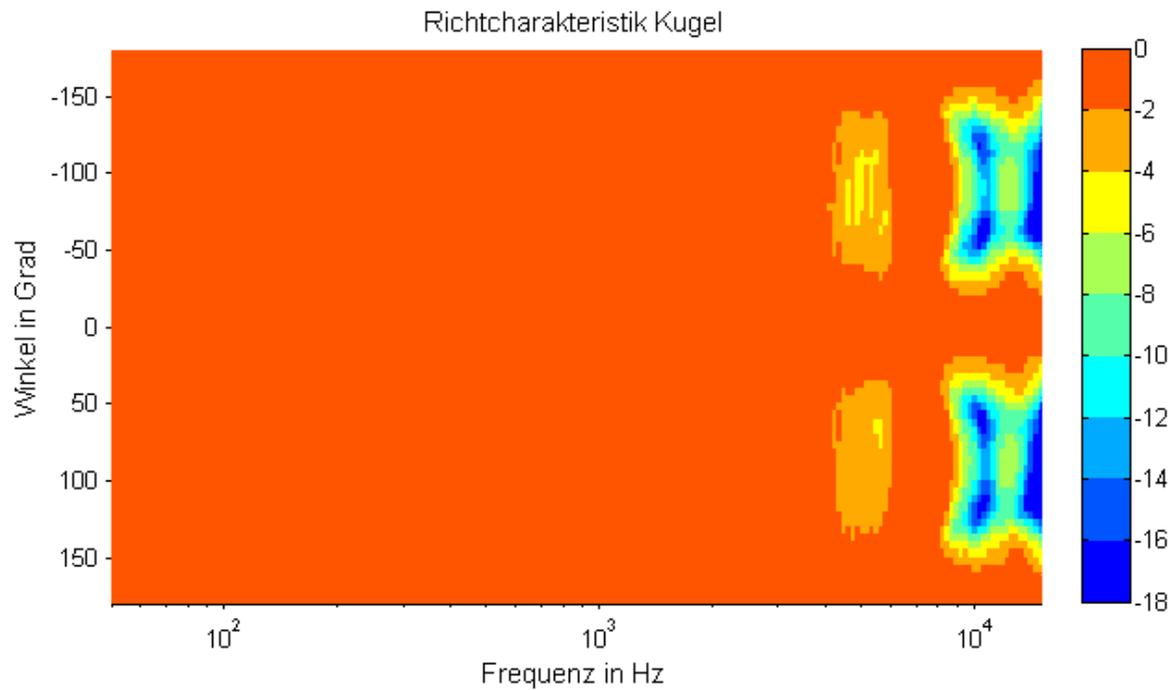
$$x = \frac{(e^{\ln(1+\mu)})^{x_c} - b}{a} \quad (6.8)$$

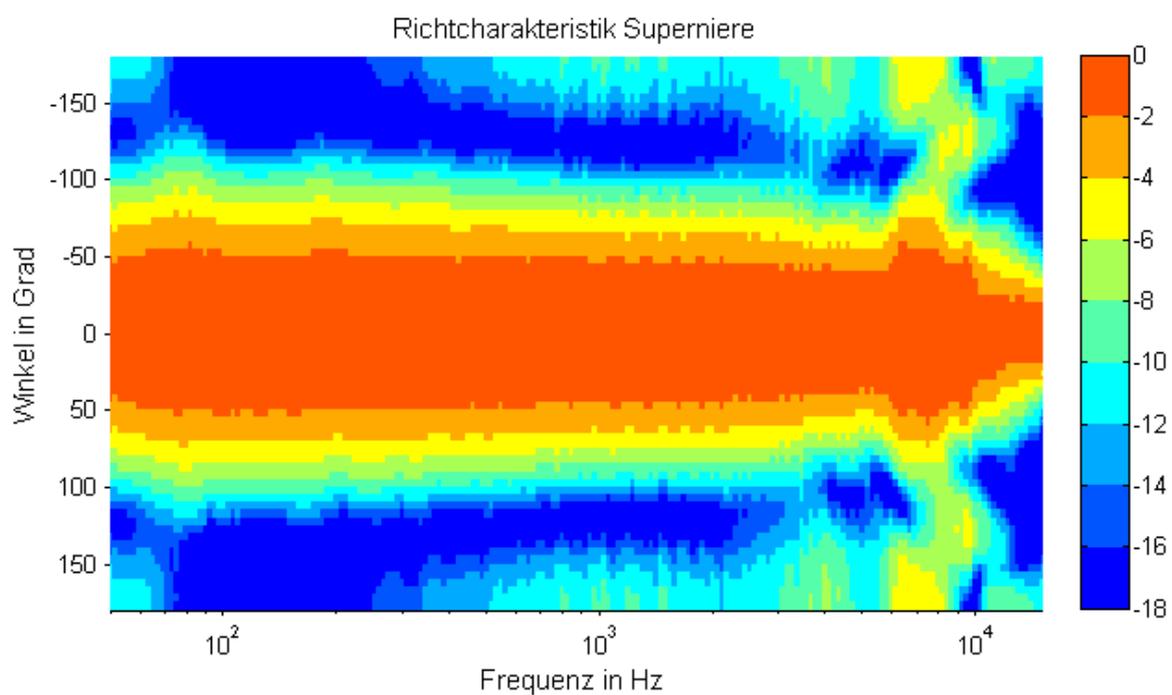
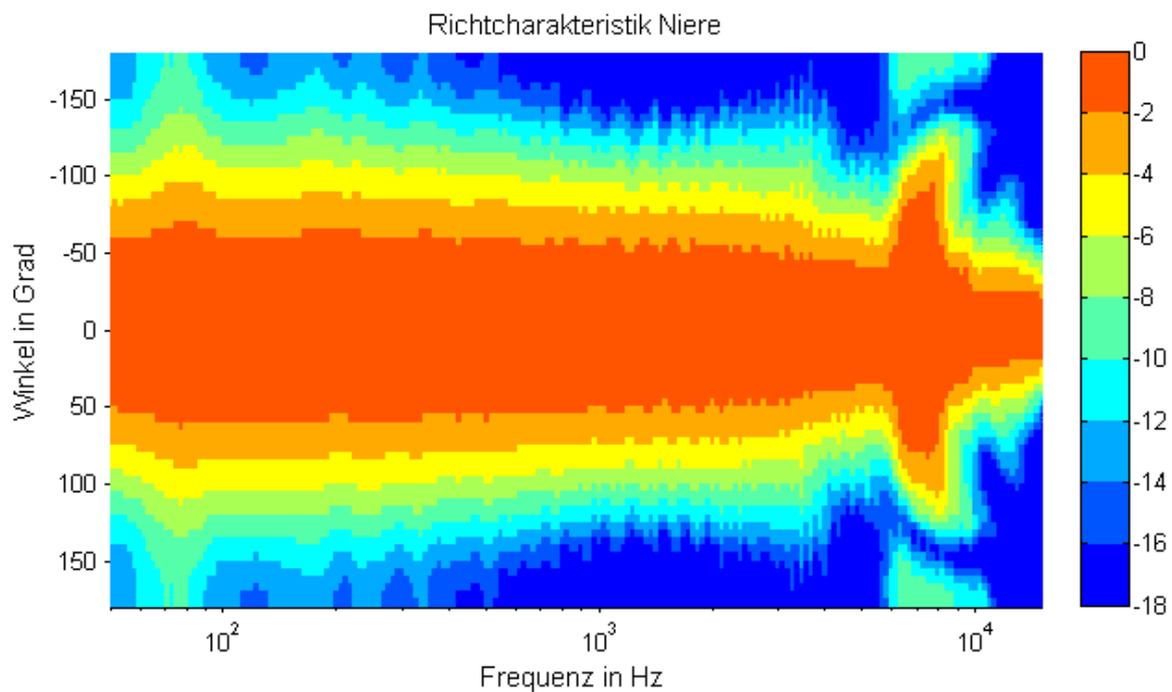
$$x = \frac{(1 + \mu)^{x_c} - b}{a} \quad (6.9)$$

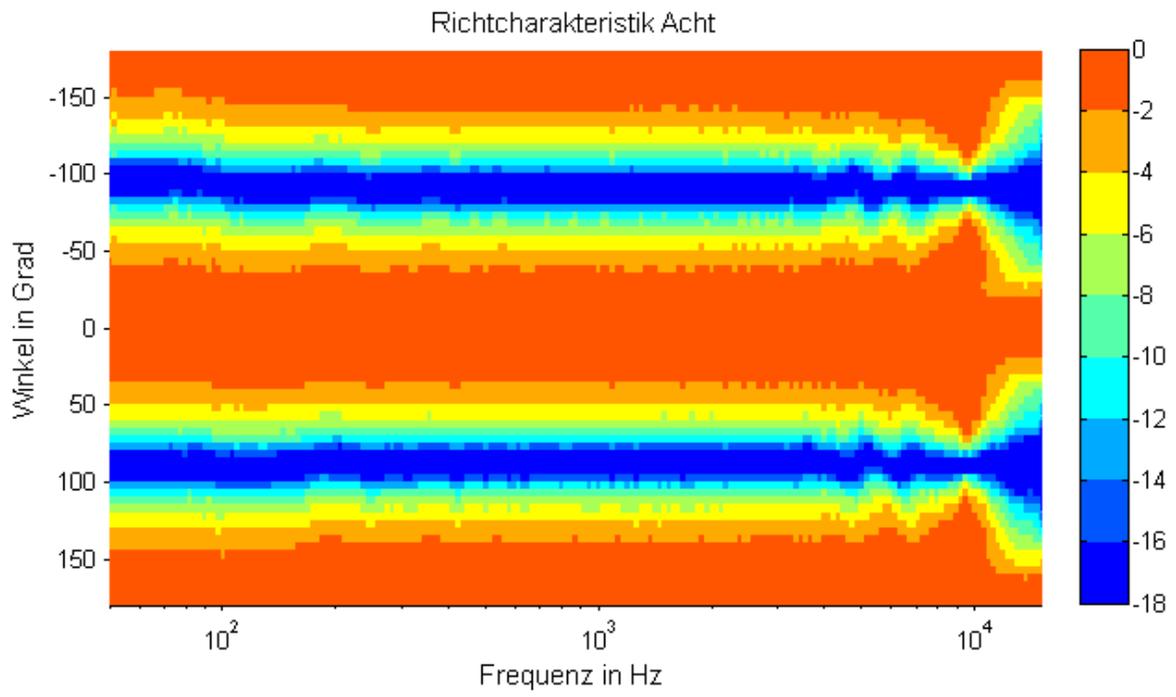
$$x_n = \pm \frac{(1 + \mu)^{|x_c|} - b}{a} \quad (6.10)$$

Anhang 8

Messergebnisse der Richtcharakteristiken, die durch Zusammenschalten der beiden Mikrofonkapseln entstehen







Anhang 9

Messergebnisse der Amplitudenfrequenzgänge, die durch Zusammenschalten der beiden Mikrofonkapseln entstehen, in Abhängigkeit vom Schalleinfallswinkel

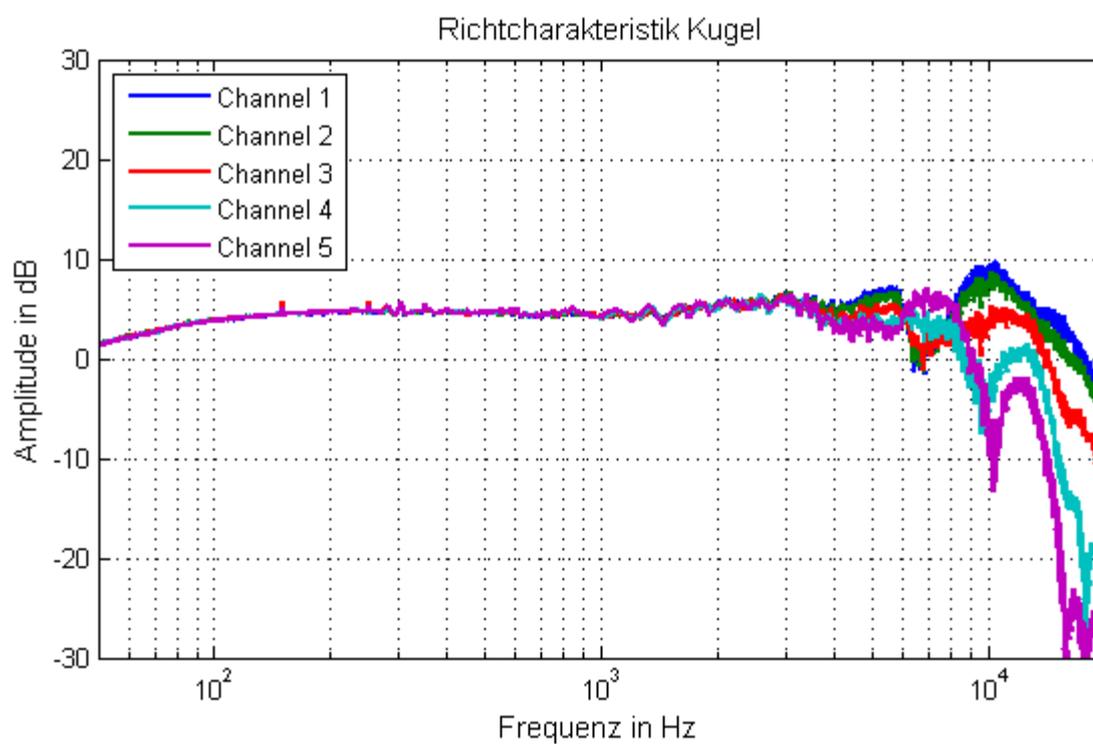
Channel 1 0 Grad

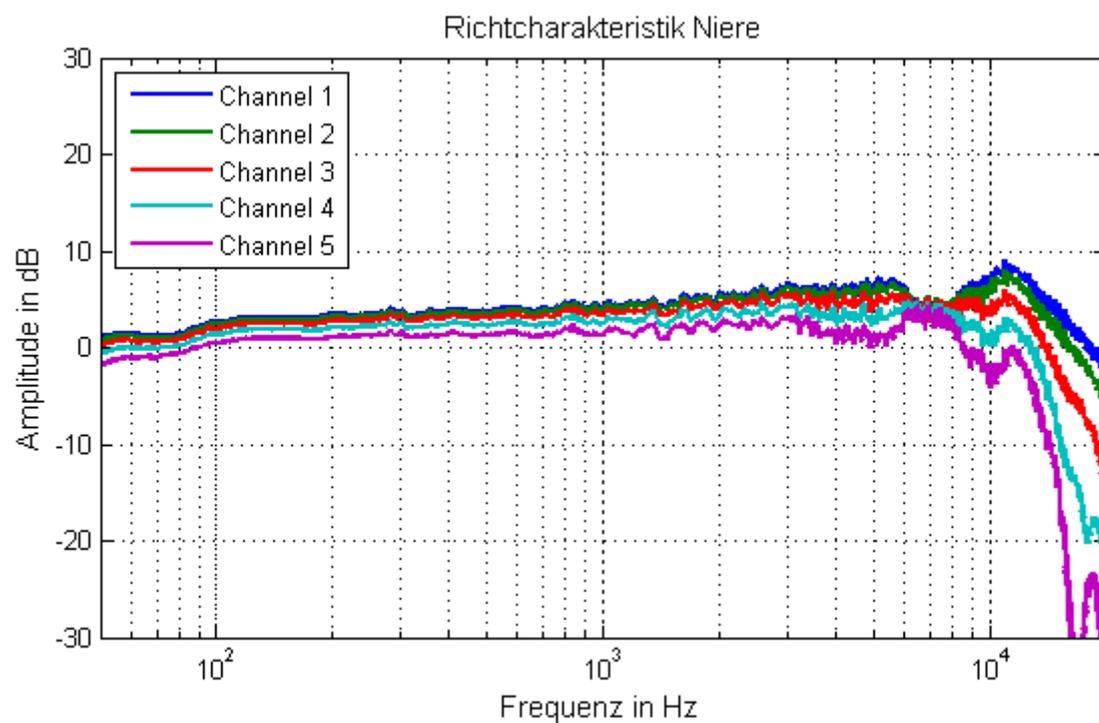
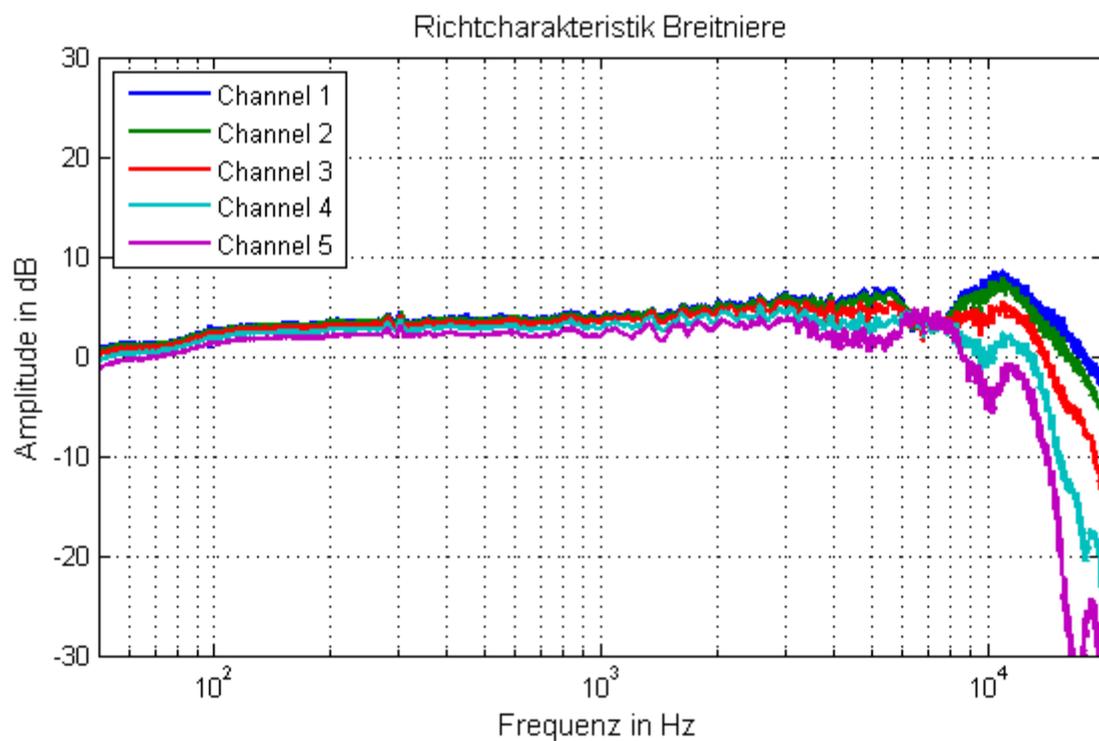
Channel 2 15 Grad

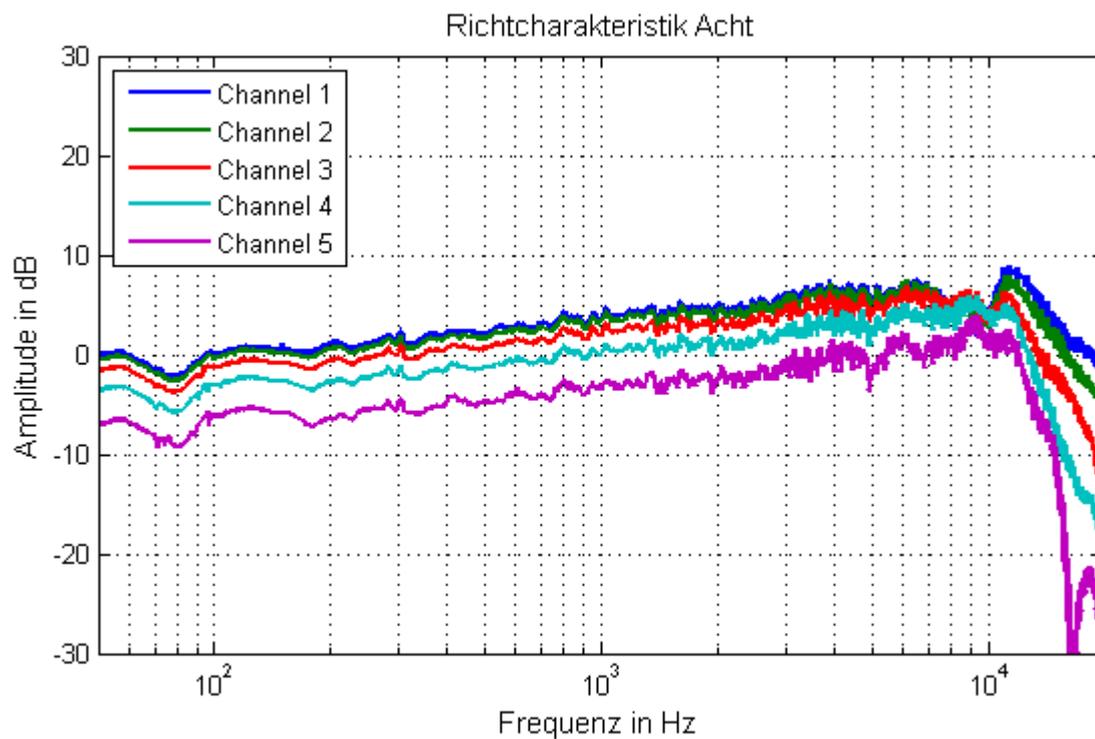
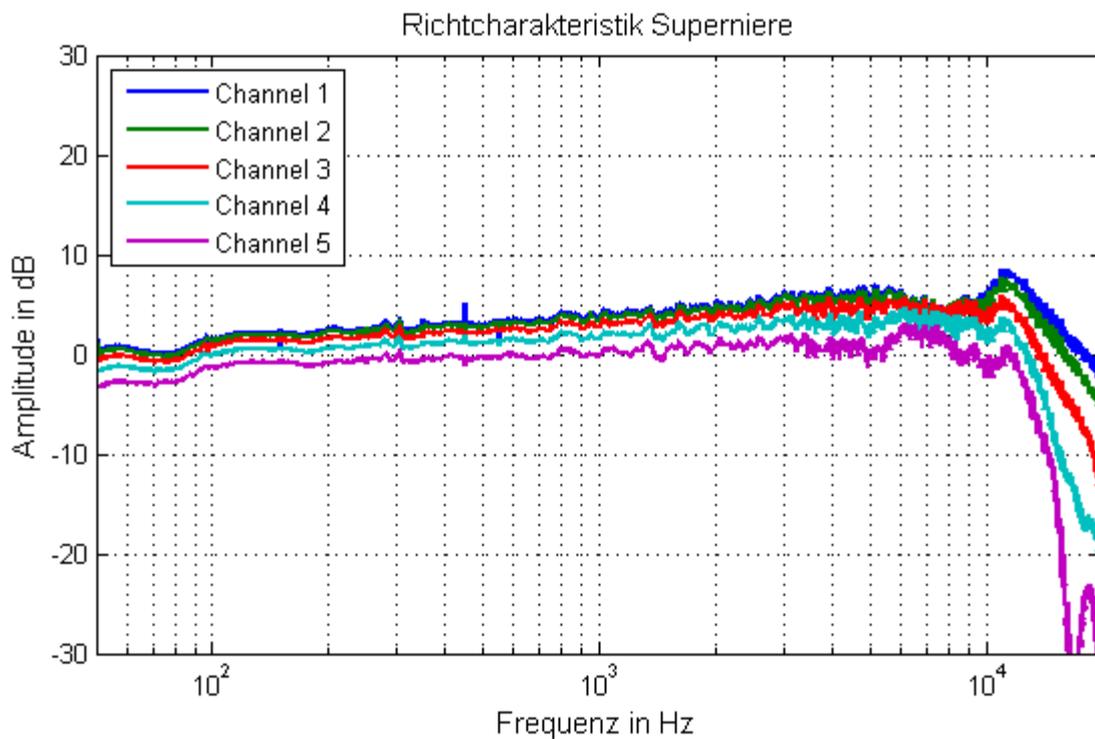
Channel 3 30 Grad

Channel 4 45 Grad

Channel 5 60 Grad







Anhang 10

Herleitung der FIR-Filterkoeffizienten zur frequenzabhängigen Steuerung der Richtcharakteristik eines TWIN-Mikrofons

Die Herleitung der FIR-Filterkoeffizienten zur frequenzabhängigen Steuerung der Richtcharakteristik eines TWIN-Mikrofons erfolgt durch Umstellen von Gleichung 6.11, die Gleichung 4.15 entspricht, nach der FIR-Übertragungsfunktion zur Erzeugung der Richtcharakteristik $\underline{H}_{R,11}(f)$.

$$\underline{\Gamma}_M(f, \vartheta = 90^\circ) = \frac{\underline{B}_F(f, \vartheta = 90^\circ) + \underline{B}_R(f, \vartheta = 90^\circ) \cdot \underline{H}_{R,11}(f)}{\underline{B}_F(f, \vartheta = 0^\circ) + \underline{B}_R(f, \vartheta = 0^\circ) \cdot \underline{H}_{R,11}(f)} \quad (6.11)$$

$$\underline{\Gamma}_M(f, \vartheta = 90^\circ) \cdot [\underline{B}_F(f, \vartheta = 0^\circ) + \underline{B}_R(f, \vartheta = 0^\circ) \cdot \underline{H}_{R,11}(f)] = \underline{B}_F(f, \vartheta = 90^\circ) + \underline{B}_R(f, \vartheta = 90^\circ) \cdot \underline{H}_{R,11}(f) \quad (6.12)$$

$$\underline{\Gamma}_M(f, \vartheta = 90^\circ) \cdot \underline{B}_F(f, \vartheta = 0^\circ) + \underline{\Gamma}_M(f, \vartheta = 90^\circ) \cdot \underline{B}_R(f, \vartheta = 0^\circ) \cdot \underline{H}_{R,11}(f) = \underline{B}_F(f, \vartheta = 90^\circ) + \underline{B}_R(f, \vartheta = 90^\circ) \cdot \underline{H}_{R,11}(f) \quad (6.13)$$

$$\underline{\Gamma}_M(f, \vartheta = 90^\circ) \cdot \underline{B}_F(f, \vartheta = 0^\circ) - \underline{B}_F(f, \vartheta = 90^\circ) = \underline{B}_R(f, \vartheta = 90^\circ) \cdot \underline{H}_{R,11}(f) - \underline{\Gamma}_M(f, \vartheta = 90^\circ) \cdot \underline{B}_R(f, \vartheta = 0^\circ) \cdot \underline{H}_{R,11}(f) \quad (6.14)$$

$$\underline{\Gamma}_M(f, \vartheta = 90^\circ) \cdot \underline{B}_F(f, \vartheta = 0^\circ) - \underline{B}_F(f, \vartheta = 90^\circ) = \underline{H}_{R,11}(f) \cdot [\underline{B}_R(f, \vartheta = 90^\circ) - \underline{\Gamma}_M(f, \vartheta = 90^\circ) \cdot \underline{B}_R(f, \vartheta = 0^\circ)] \quad (6.15)$$

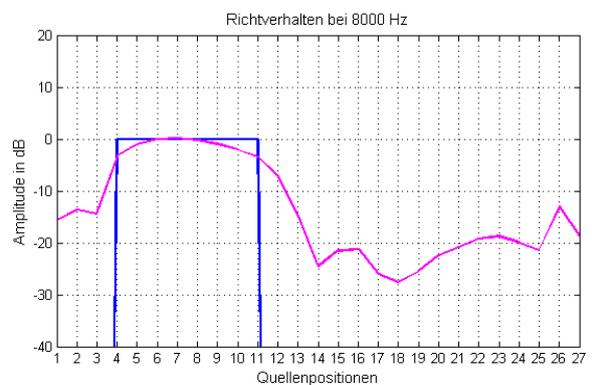
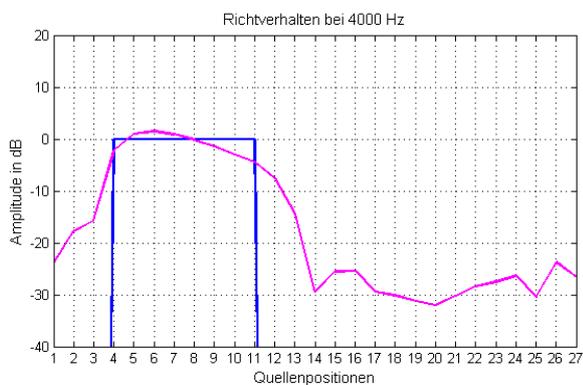
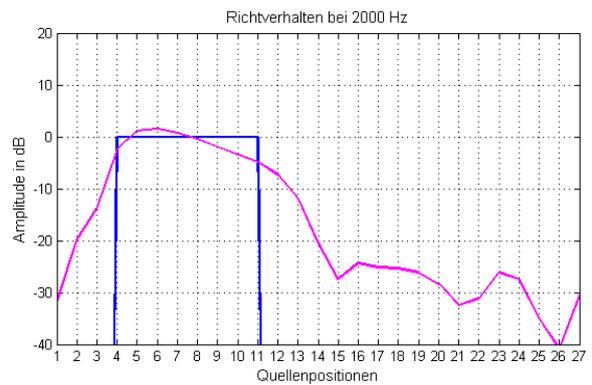
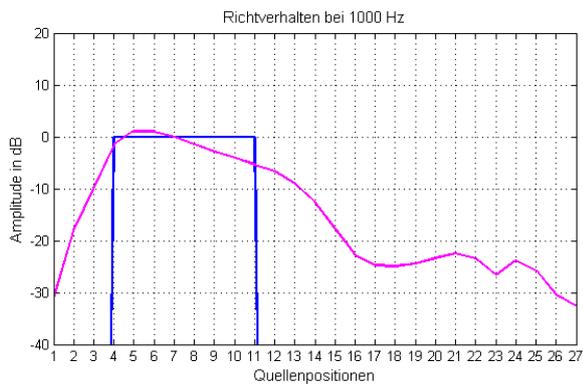
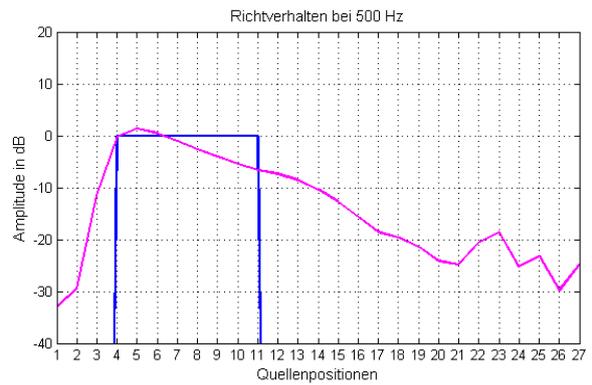
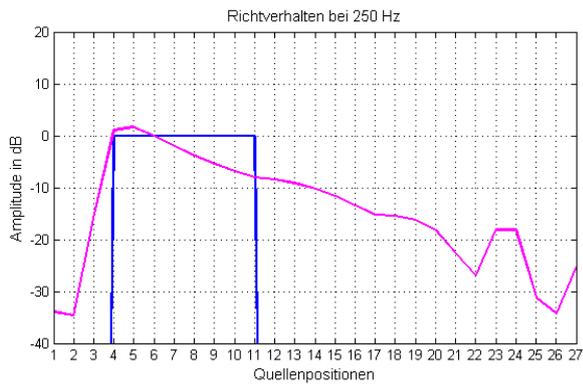
$$\underline{H}_{R,11}(f) = \frac{\underline{\Gamma}_M(f, \vartheta = 90^\circ) \cdot \underline{B}_F(f, \vartheta = 0^\circ) - \underline{B}_F(f, \vartheta = 90^\circ)}{\underline{B}_R(f, \vartheta = 90^\circ) - \underline{\Gamma}_M(f, \vartheta = 90^\circ) \cdot \underline{B}_R(f, \vartheta = 0^\circ)} \quad (6.16)$$

Anhang 11

Richtverhalten der zeilenförmigen Mikrofonanordnung zu der in Abbildung 4.40 dargestellten Übertragungsfunktion

blau vorgegebenes Richtverhalten

magenta erzeugtes Richtverhalten

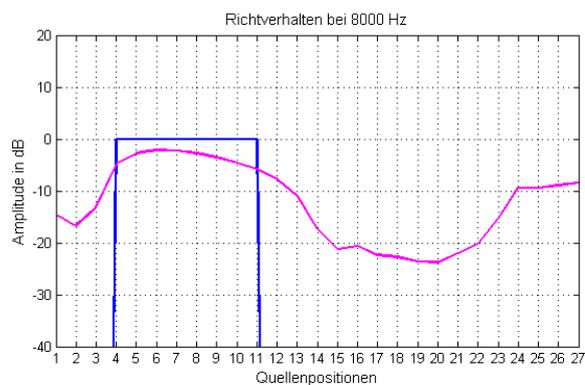
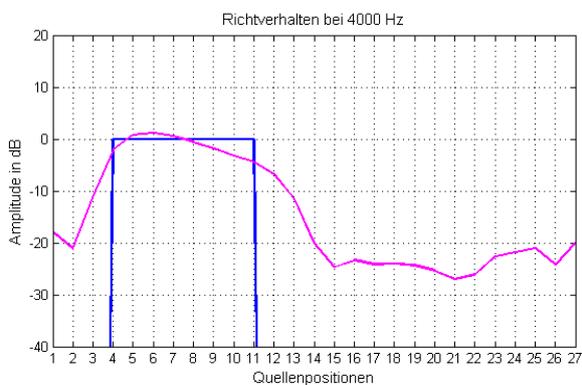
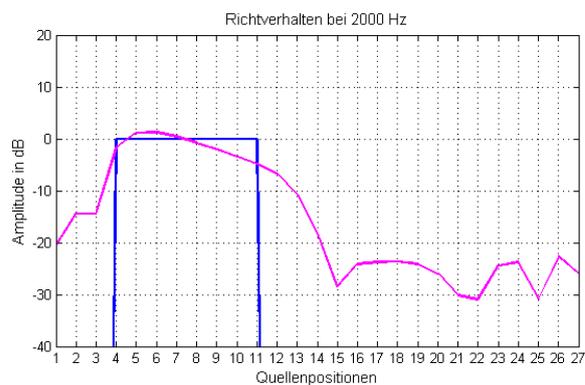
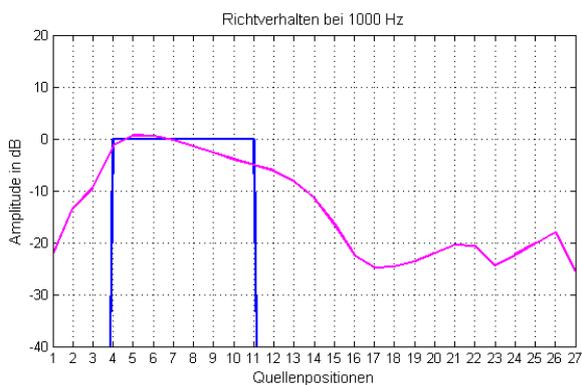
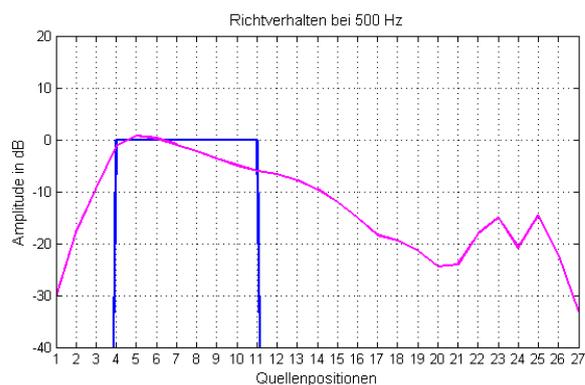
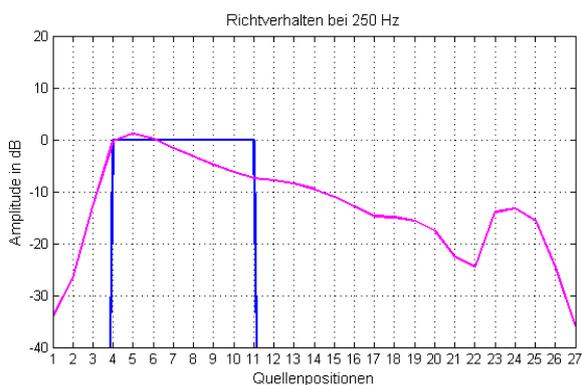


Anhang 12

Richtverhalten der zeilenförmigen Mikrofonanordnung zu der in Abbildung 4.41 dargestellten Übertragungsfunktion

blau vorgegebenes Richtverhalten

magenta erzeugtes Richtverhalten

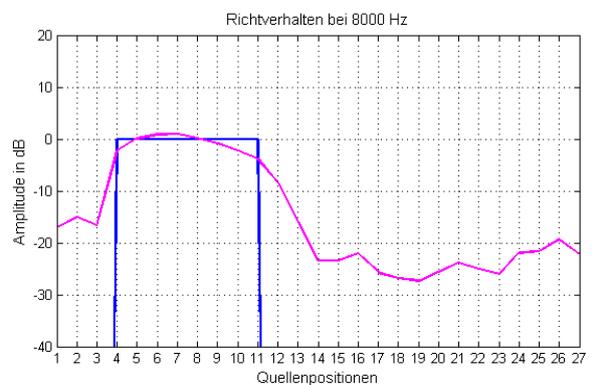
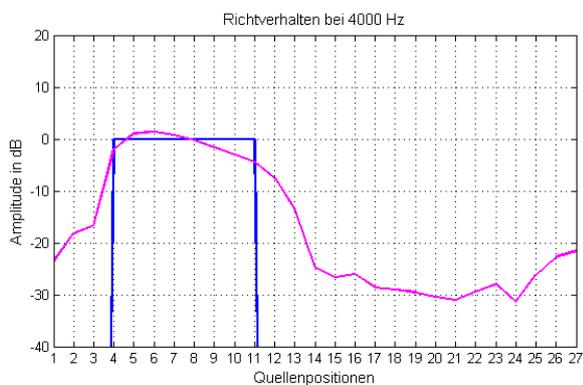
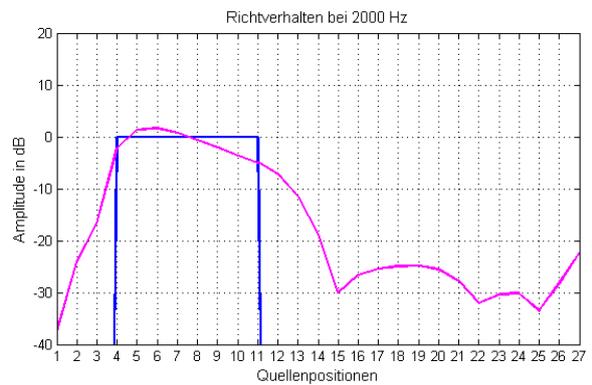
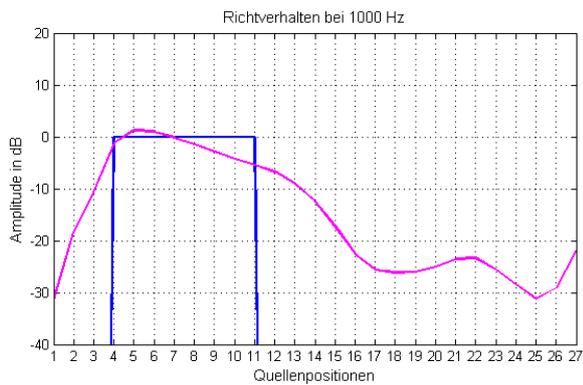
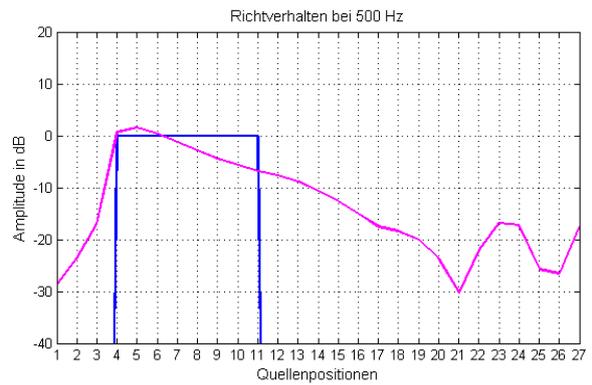
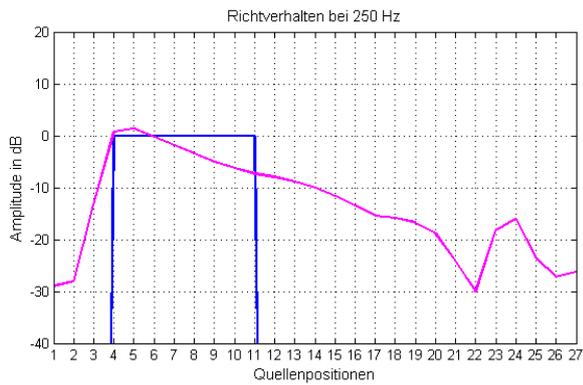


Anhang 13

Richtverhalten der zeilenförmigen Mikrofonanordnung zu der in Abbildung 4.42 dargestellten Übertragungsfunktion

blau vorgegebenes Richtverhalten

magenta erzeugtes Richtverhalten

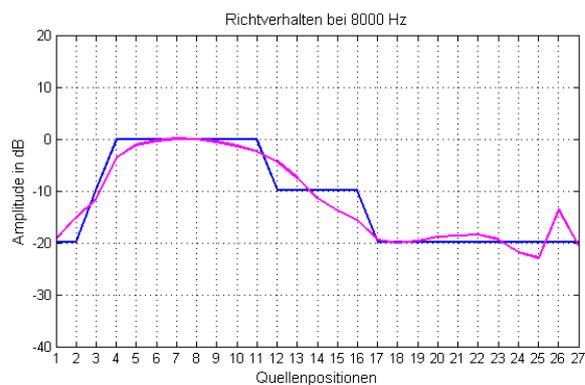
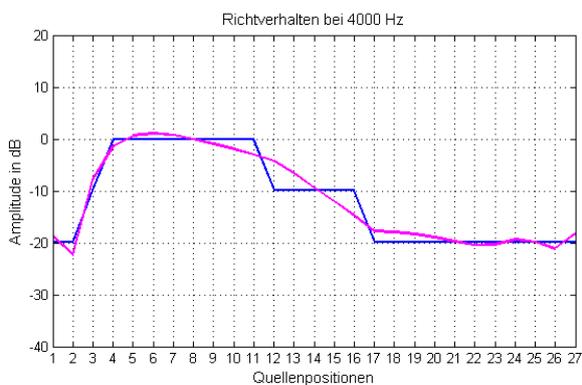
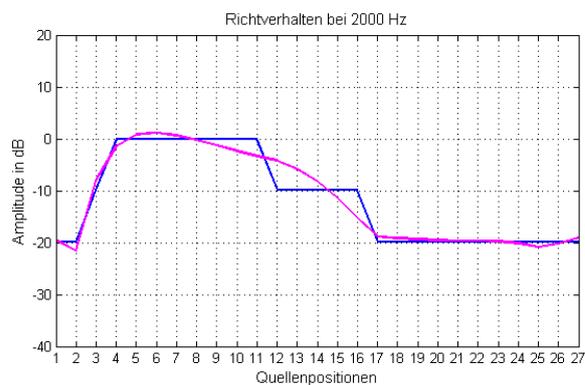
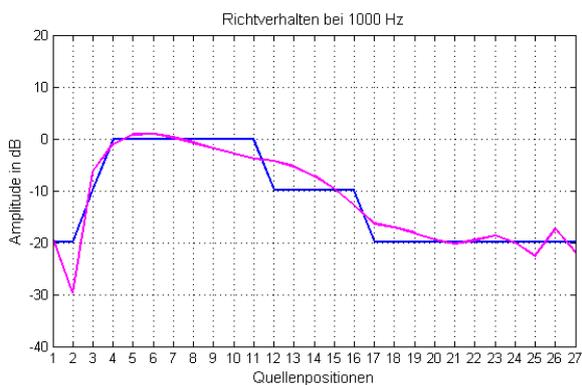
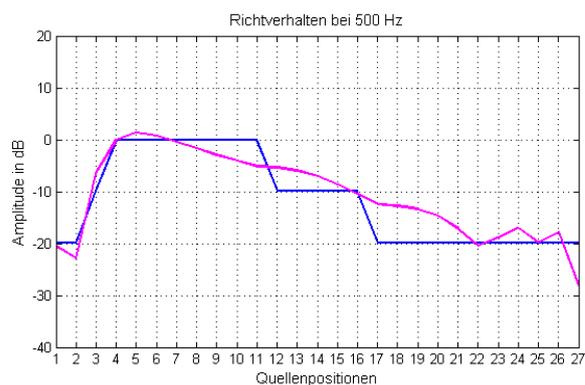
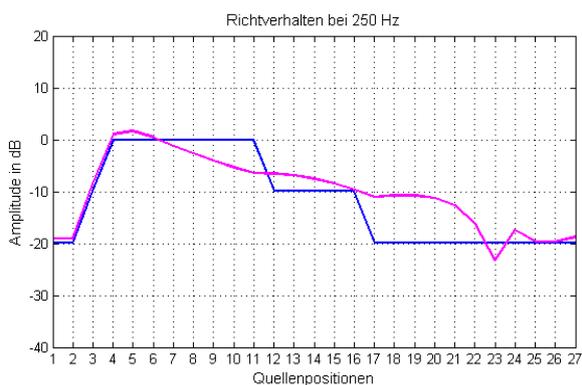


Anhang 14

Richtverhalten der zeilenförmigen Mikrofonanordnung zu der in Abbildung 4.43 dargestellten Übertragungsfunktion

blau vorgegebenes Richtverhalten

magenta erzeugtes Richtverhalten

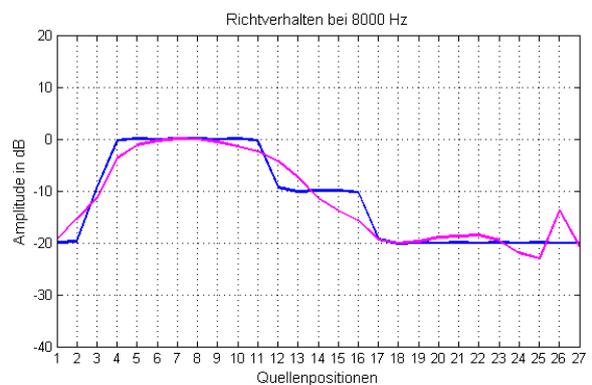
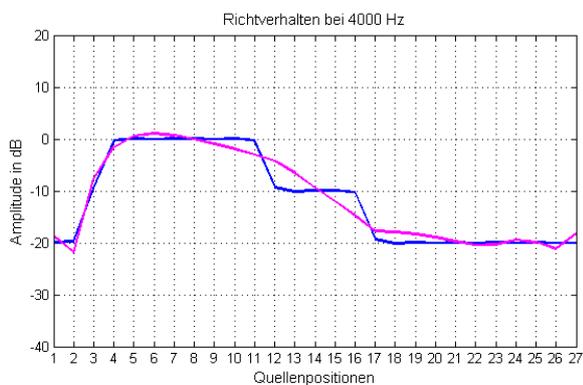
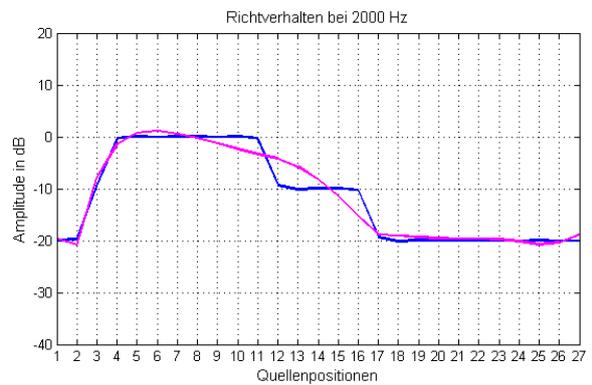
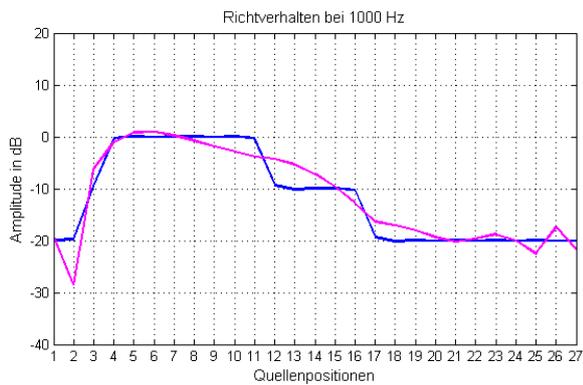
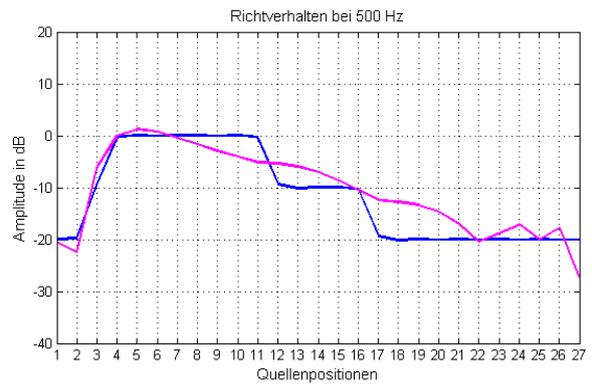
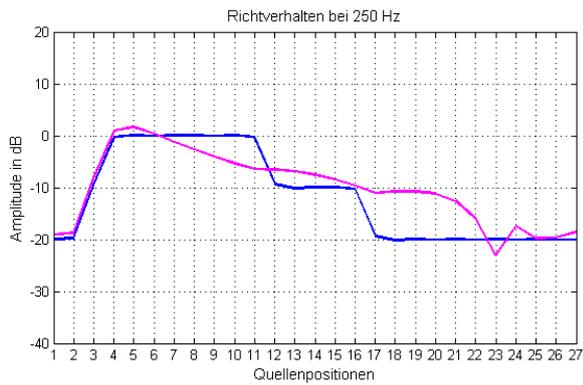


Anhang 15

Richtverhalten der zeilenförmigen Mikrofonanordnung zu der in Abbildung 4.46 dargestellten Übertragungsfunktion

blau vorgegebenes Richtverhalten

magenta erzeugtes Richtverhalten

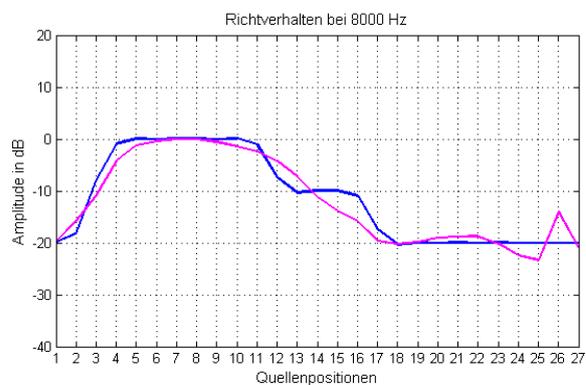
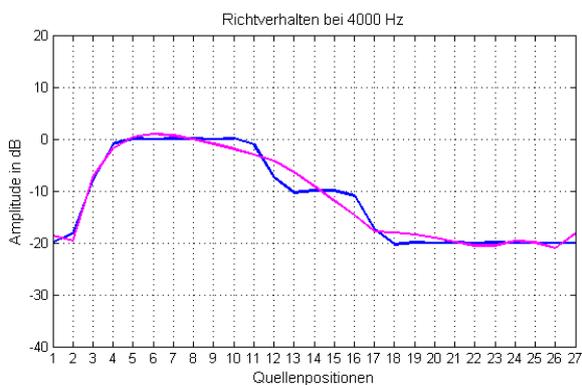
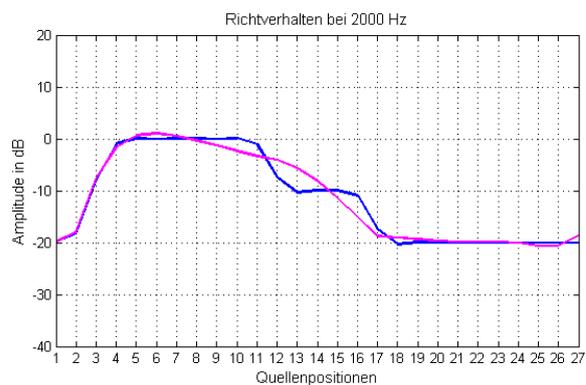
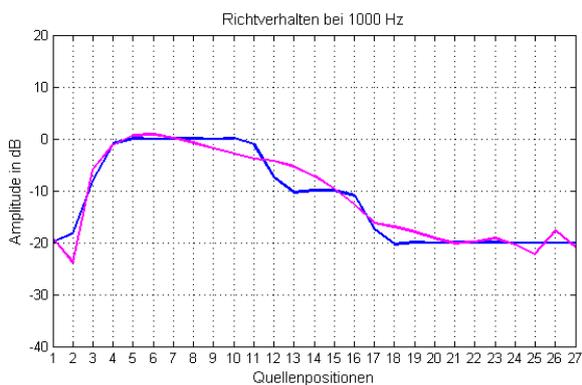
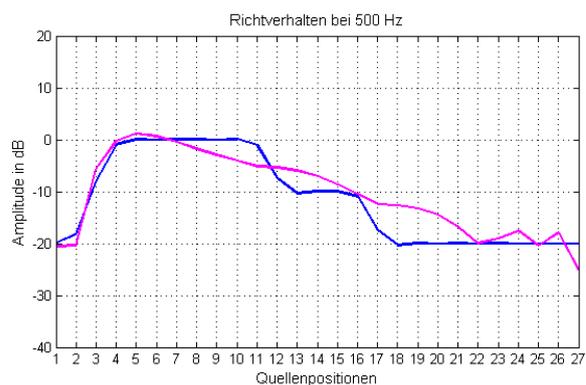
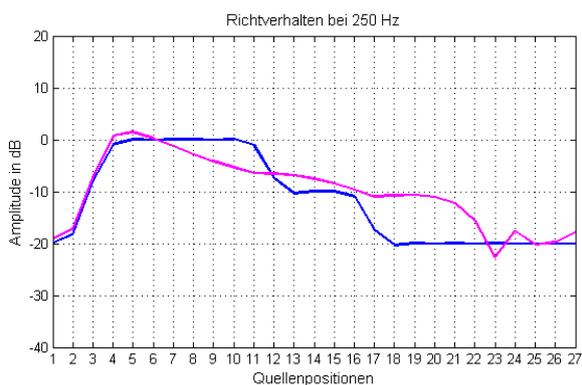


Anhang 16

Richtverhalten der zeilenförmigen Mikrofonanordnung zu der in Abbildung 4.47 dargestellten Übertragungsfunktion

blau vorgegebenes Richtverhalten

magenta erzeugtes Richtverhalten

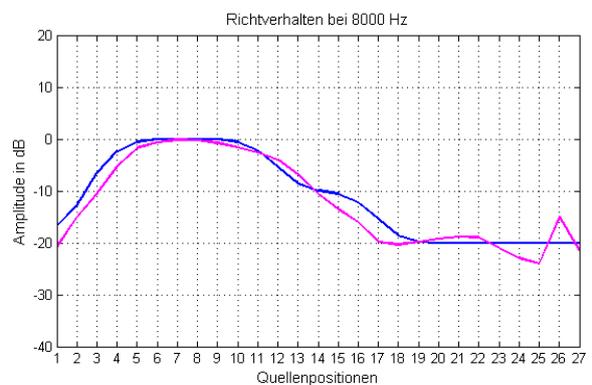
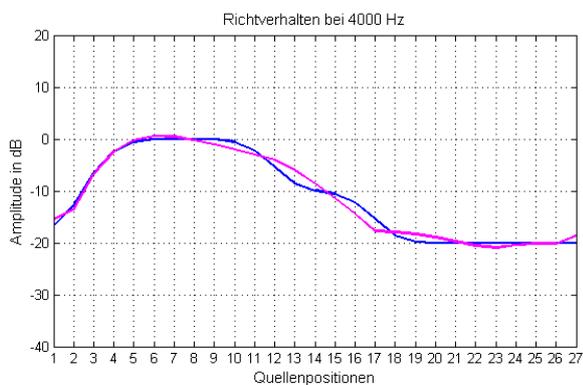
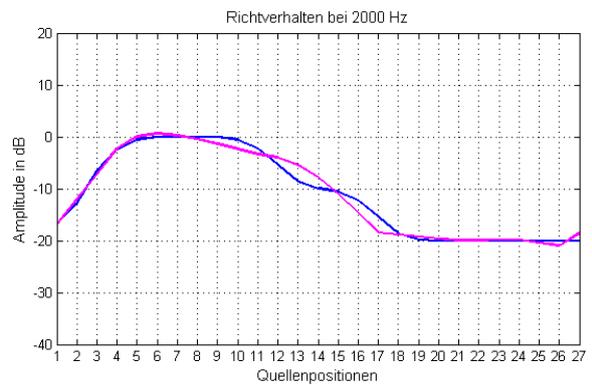
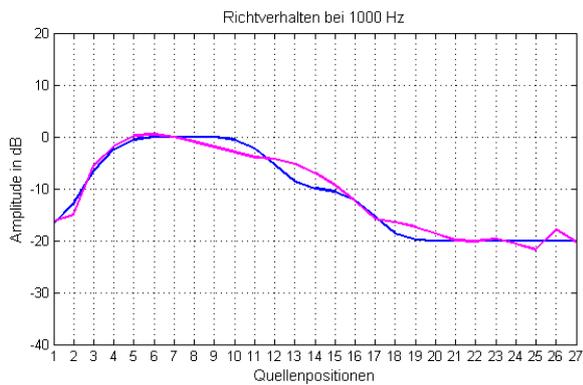
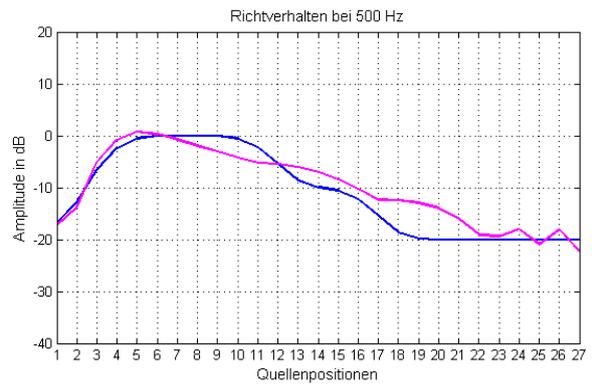
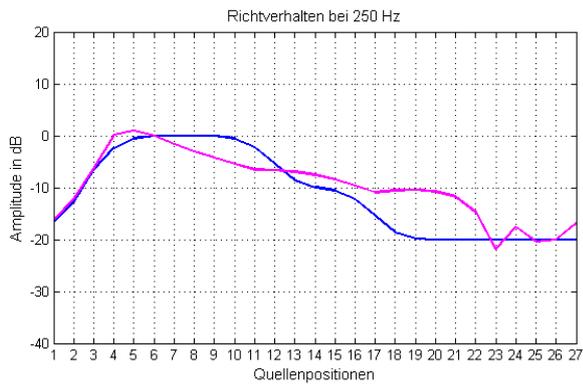


Anhang 17

Richtverhalten der zeilenförmigen Mikrofonanordnung zu der in Abbildung 4.48 dargestellten Übertragungsfunktion

blau vorgegebenes Richtverhalten

magenta erzeugtes Richtverhalten

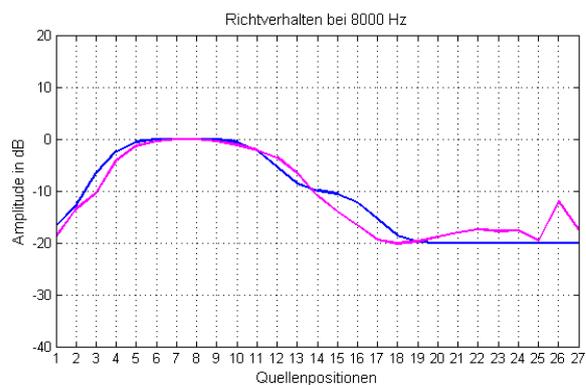
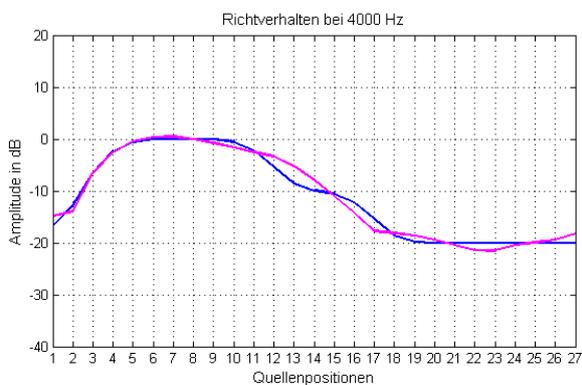
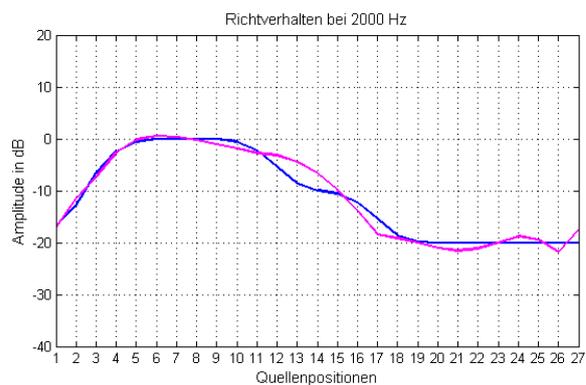
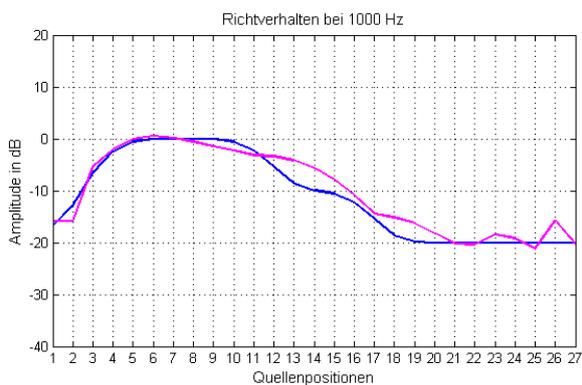
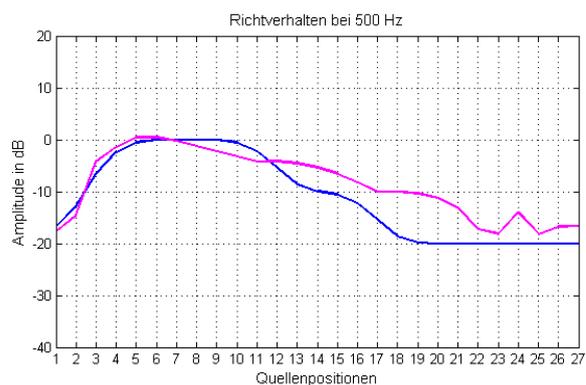
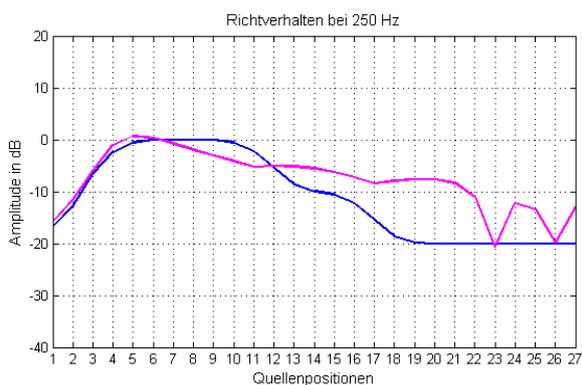


Anhang 18

Richtverhalten der zeilenförmigen Mikrofonanordnung zu der in Abbildung 4.49 dargestellten Übertragungsfunktion

blau vorgegebenes Richtverhalten

magenta erzeugtes Richtverhalten

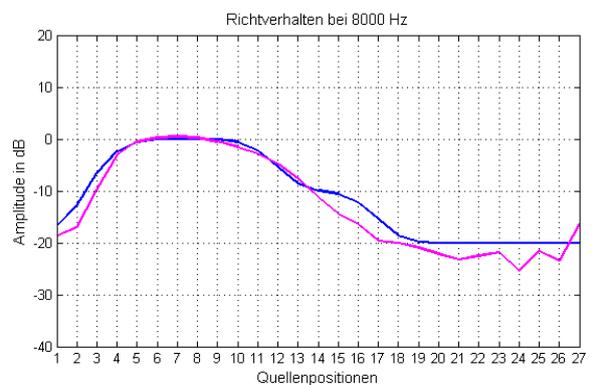
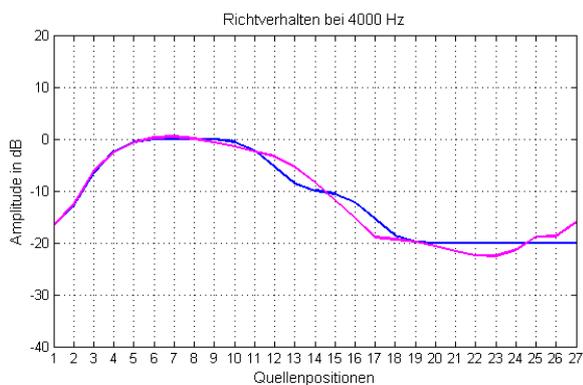
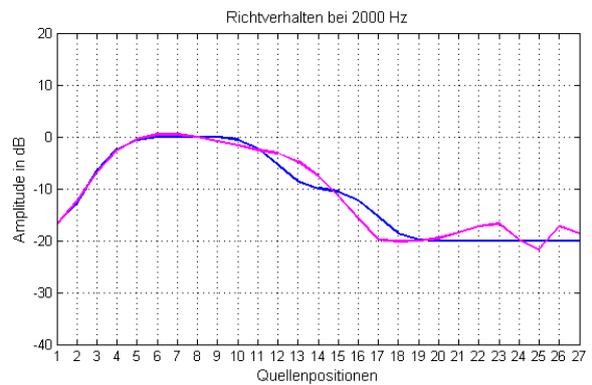
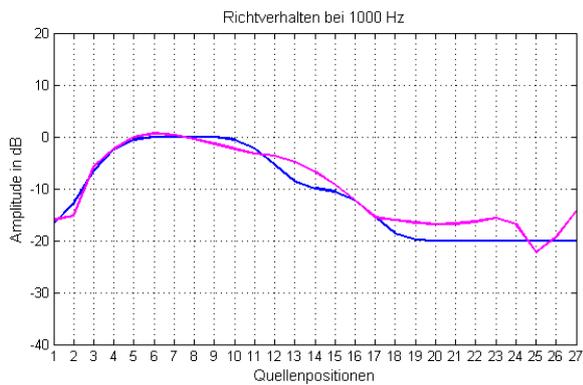
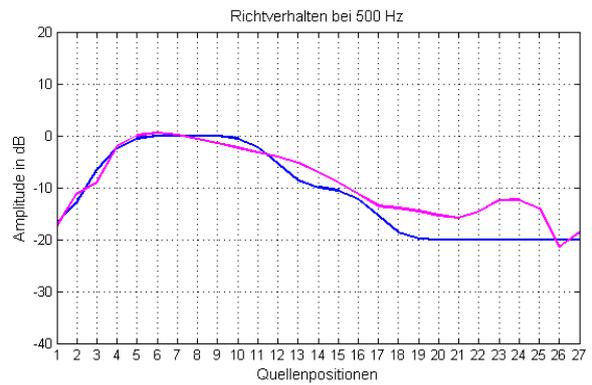
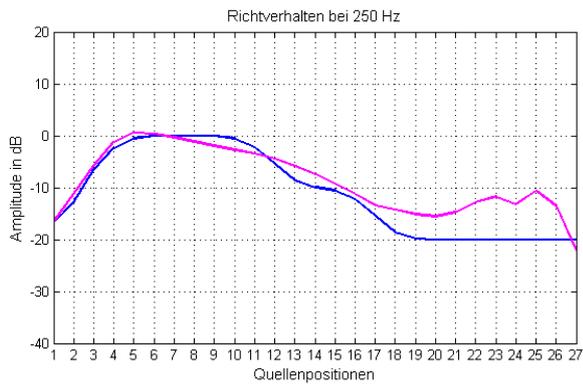


Anhang 19

Richtverhalten der zeilenförmigen Mikrofonanordnung zu der in Abbildung 4.50 dargestellten Übertragungsfunktion

blau vorgegebenes Richtverhalten

magenta erzeugtes Richtverhalten

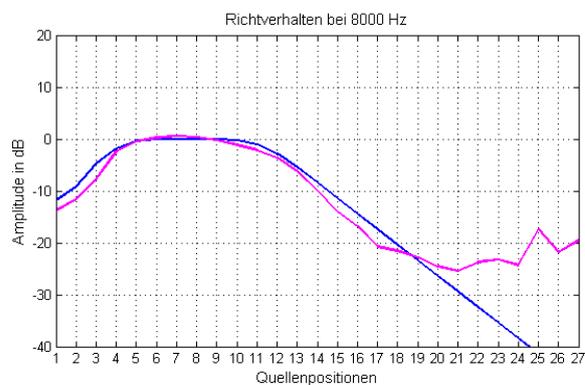
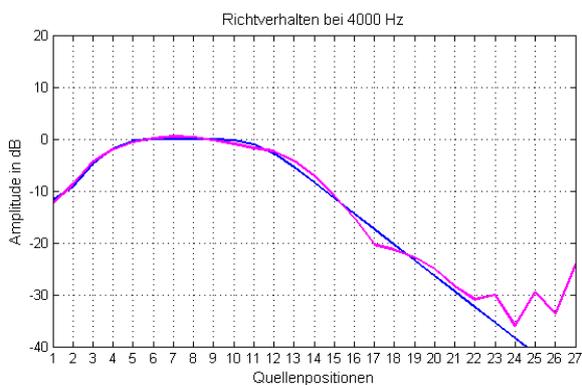
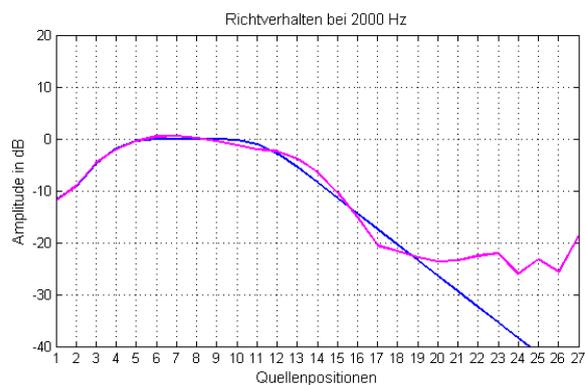
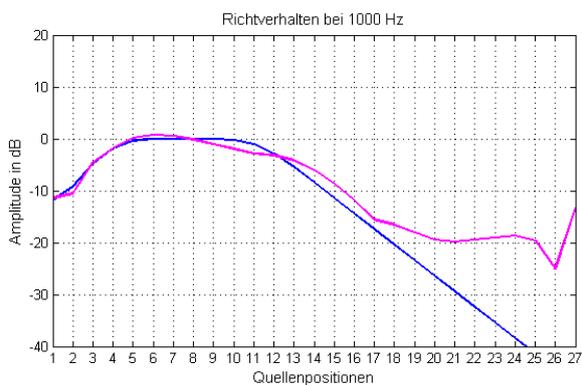
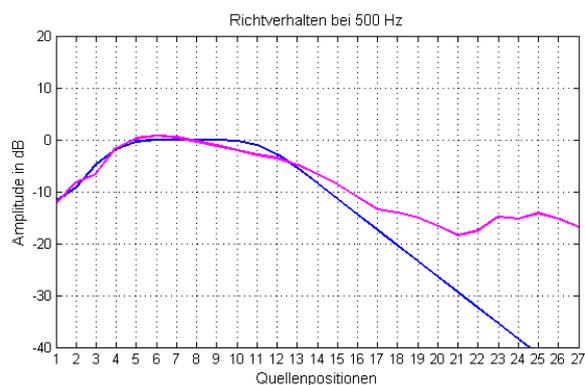
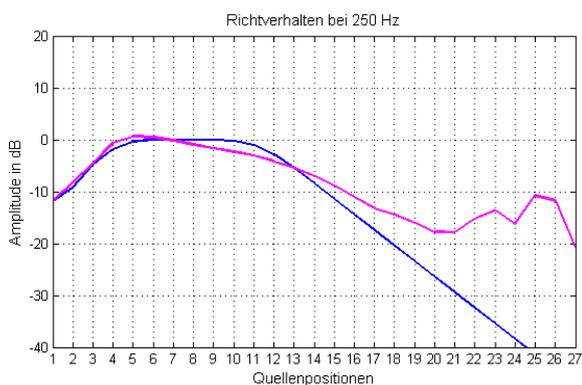


Anhang 20

Richtverhalten der zeilenförmigen Mikrofonanordnung zu der in Abbildung 4.51 dargestellten Übertragungsfunktion

blau vorgegebenes Richtverhalten

magenta erzeugtes Richtverhalten

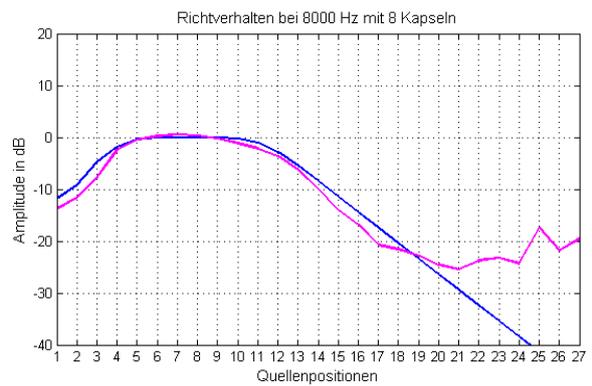
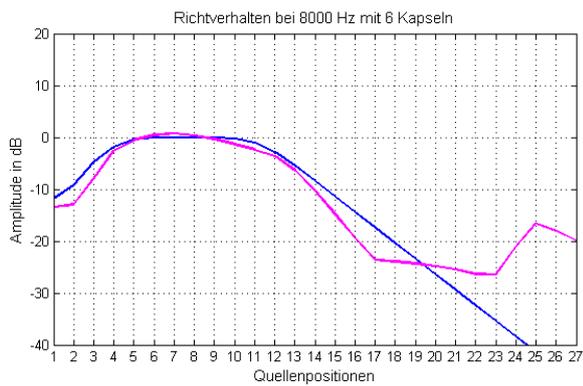
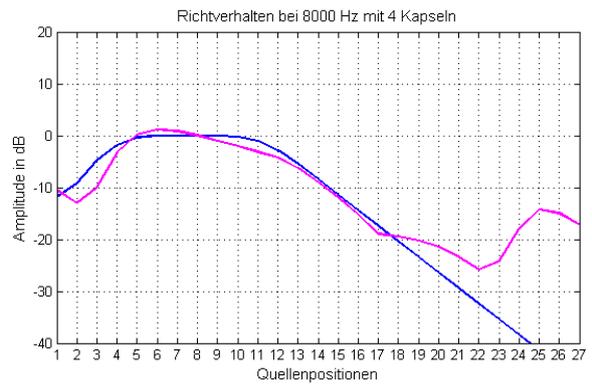
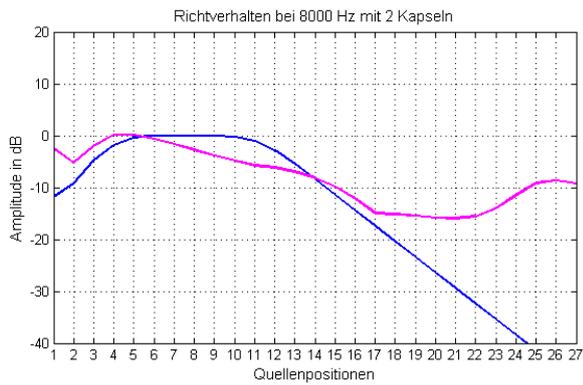


Anhang 21

Richtverhalten der zeilenförmigen Mikrofonanordnung bei 8000 Hz mit unterschiedlicher Anzahl aktiver Kapseln

blau vorgegebenes Richtverhalten

magenta erzeugtes Richtverhalten

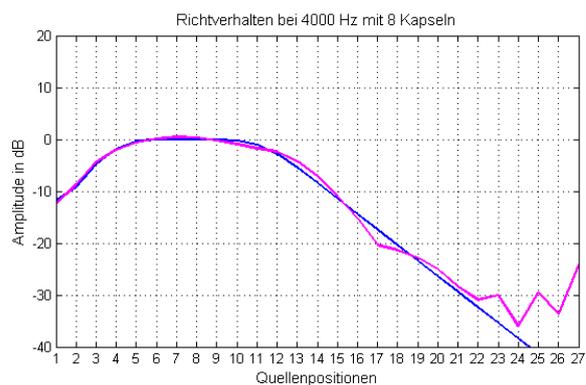
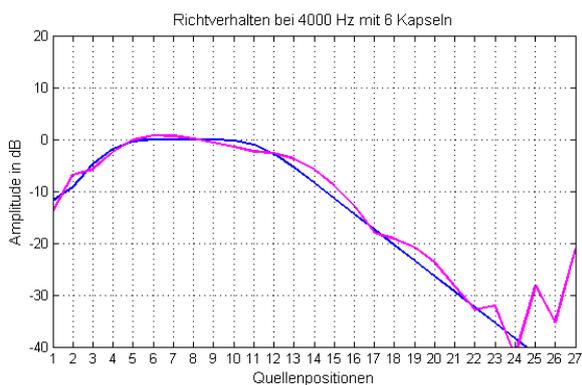
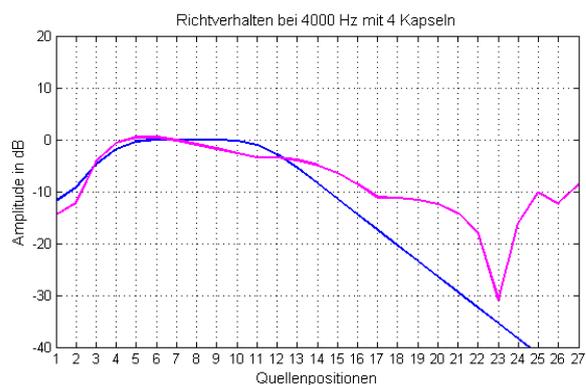
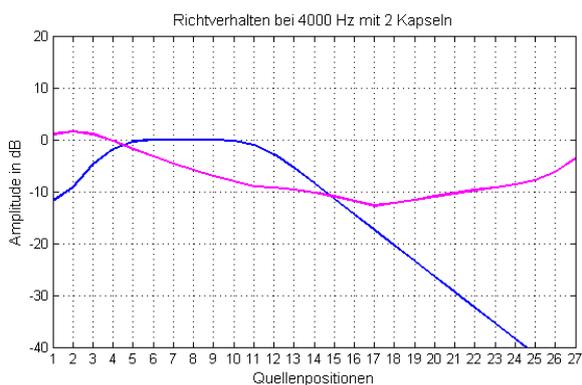


Anhang 22

Richtverhalten der zeilenförmigen Mikrofonanordnung bei 4000 Hz mit unterschiedlicher Anzahl aktiver Kapseln

blau vorgegebenes Richtverhalten

magenta erzeugtes Richtverhalten

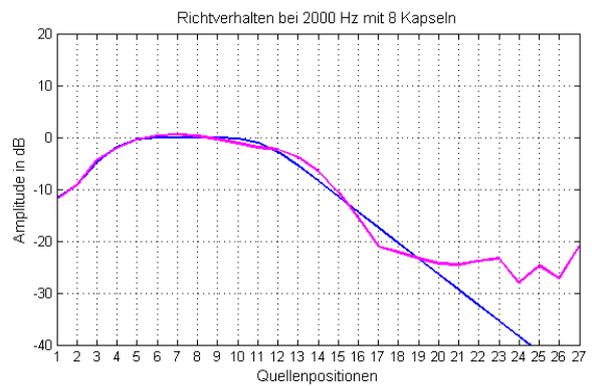
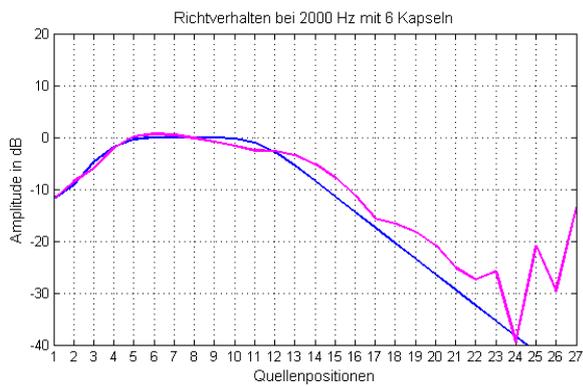
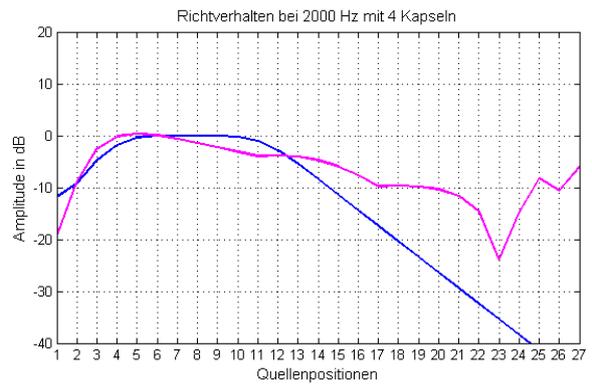
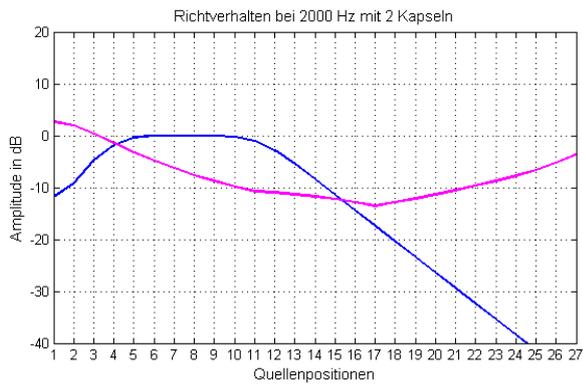


Anhang 23

Richtverhalten der zeilenförmigen Mikrofonanordnung bei 2000 Hz mit unterschiedlicher Anzahl aktiver Kapseln

blau vorgegebenes Richtverhalten

magenta erzeugtes Richtverhalten

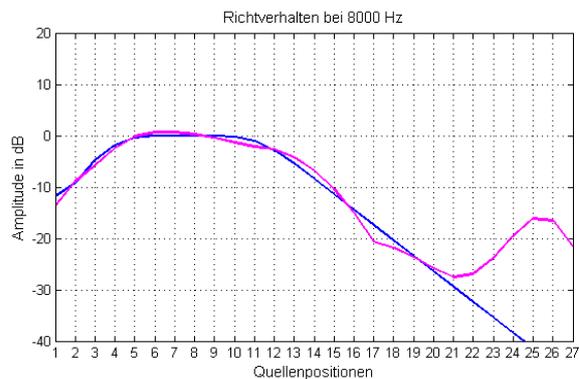
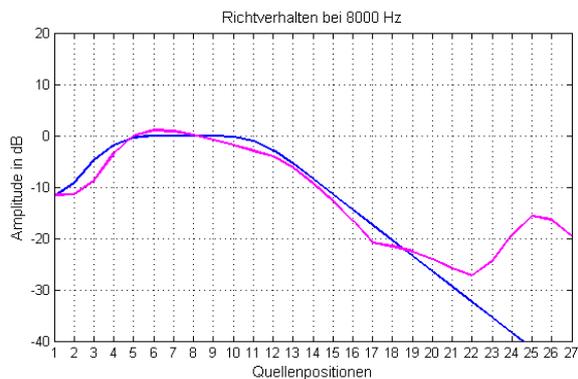
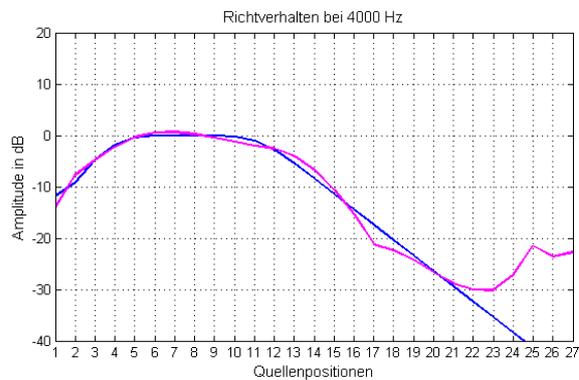
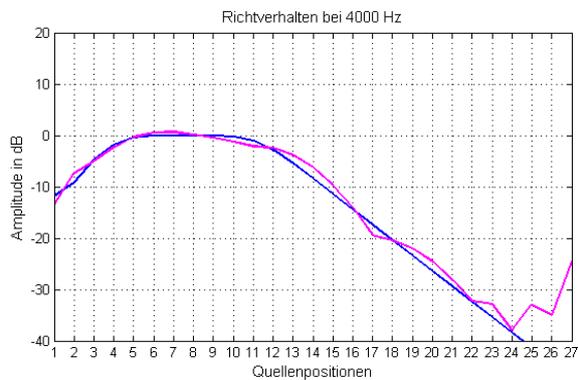
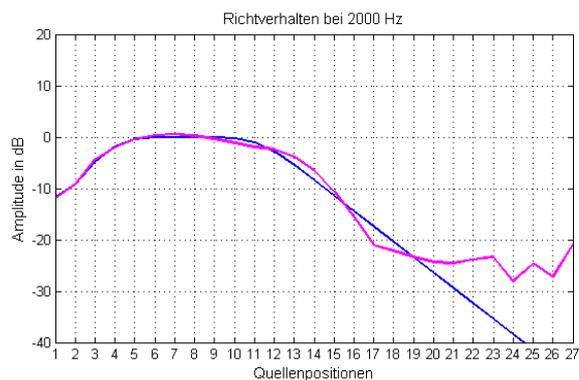
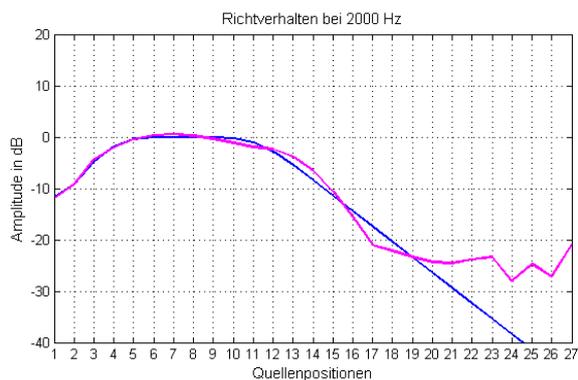


Anhang 24

Richtverhalten der zeilenförmigen Mikrofonanordnung zu den in Abbildung 4.54 dargestellten Übertragungsfunktionen ohne (linke Teilbilder) und mit (rechte Teilbilder) Überblenden und Tiefpassfilter bei 10320 Hz

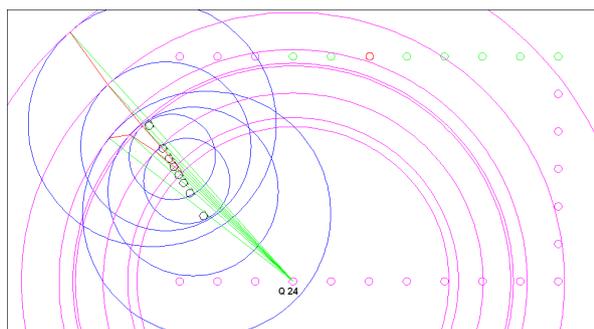
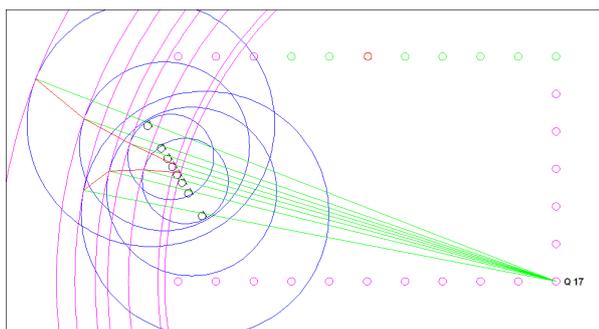
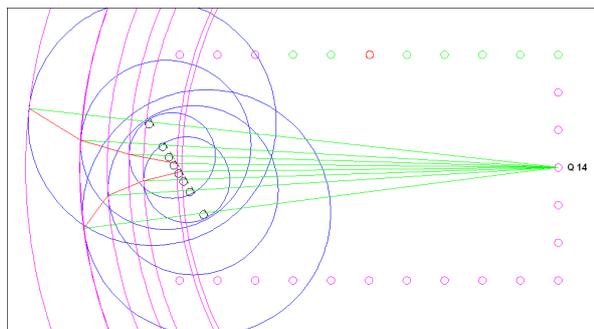
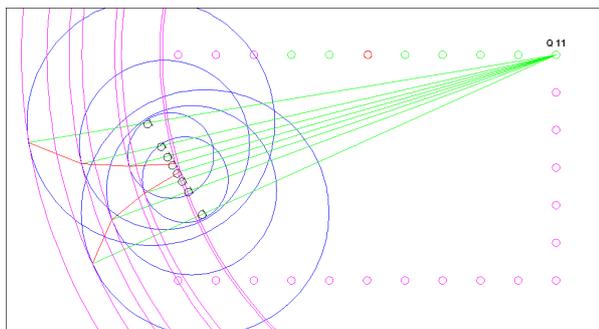
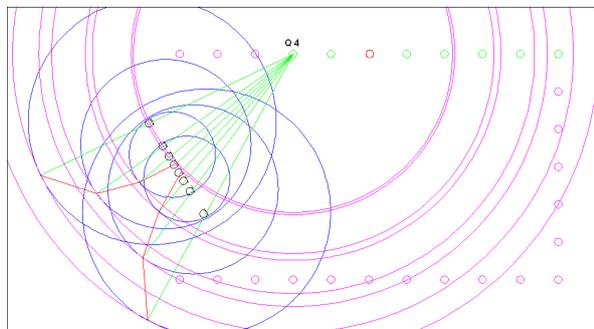
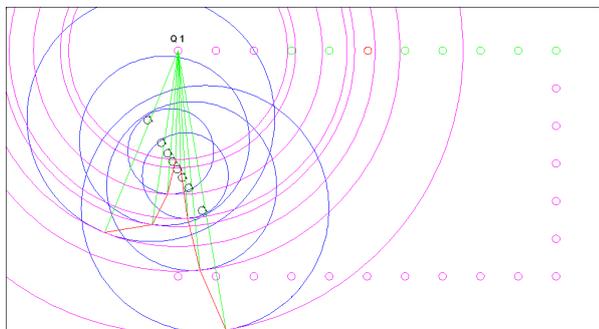
blau vorgegebenes Richtverhalten

magenta erzeugtes Richtverhalten



Anhang 25

Virtuelle Zeilenform bei 500 Hz für verschiedene Quellenpositionen

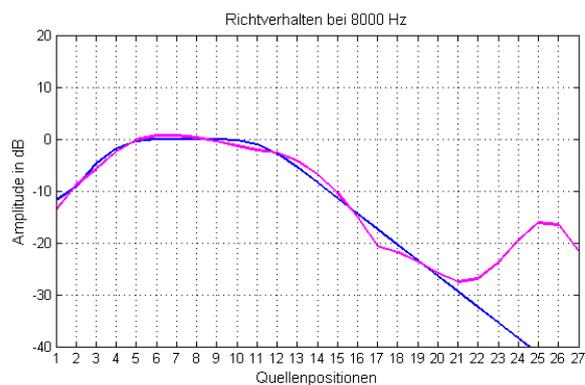
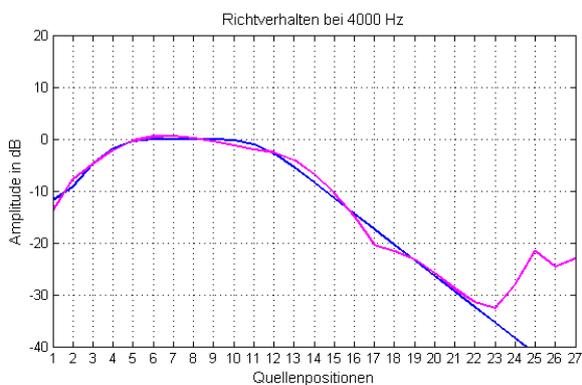
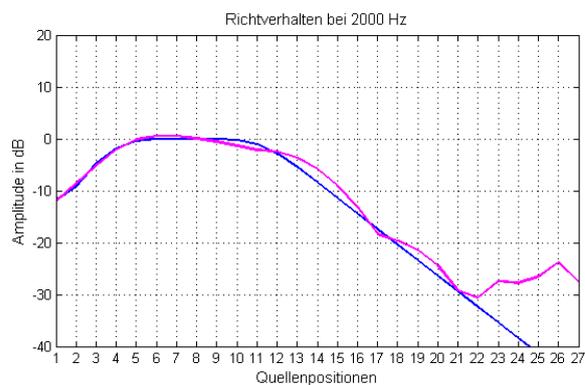
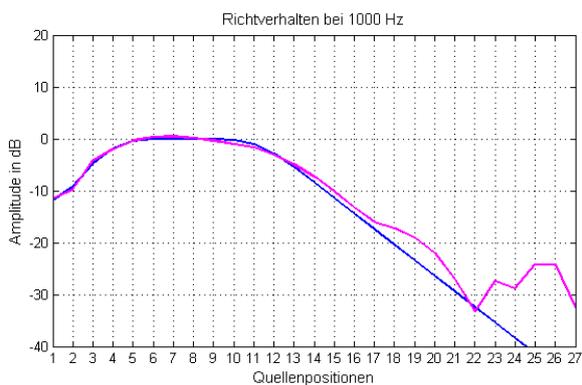
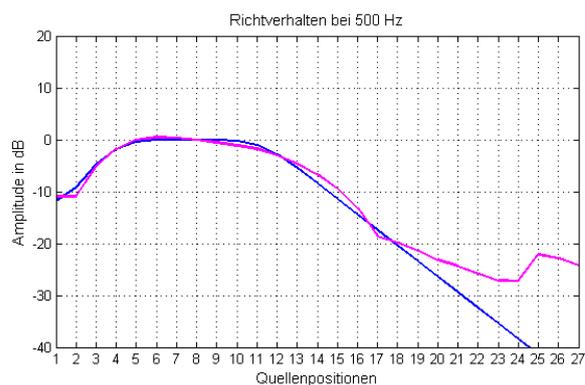
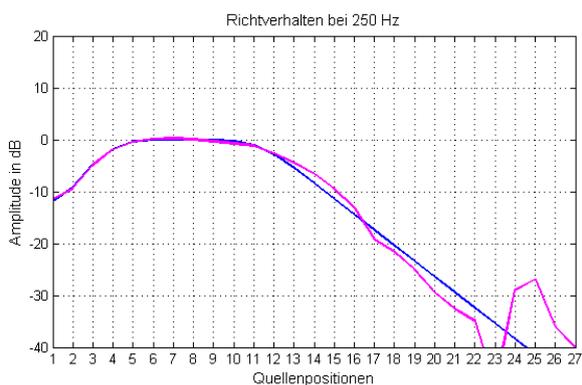


Anhang 26

Richtverhalten der zeilenförmigen Mikrofonanordnung zu der in Abbildung 4.57 dargestellten Übertragungsfunktion

blau vorgegebenes Richtverhalten

magenta erzeugtes Richtverhalten

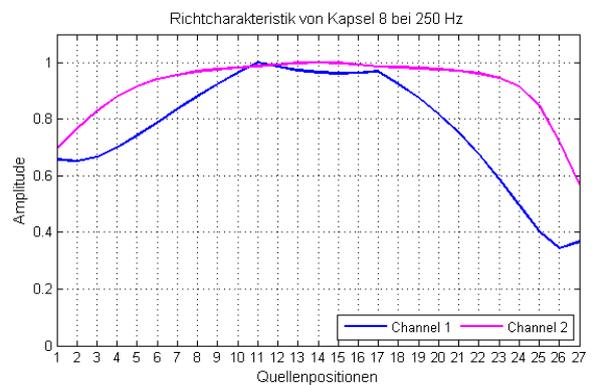
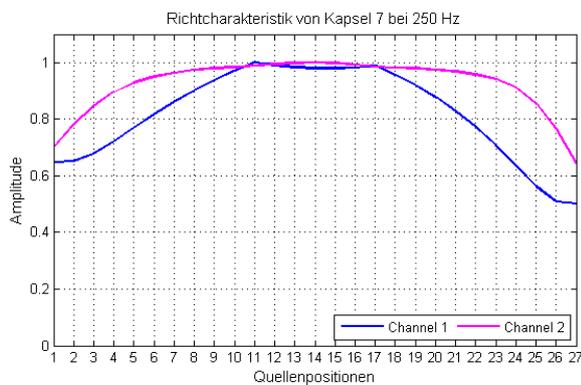
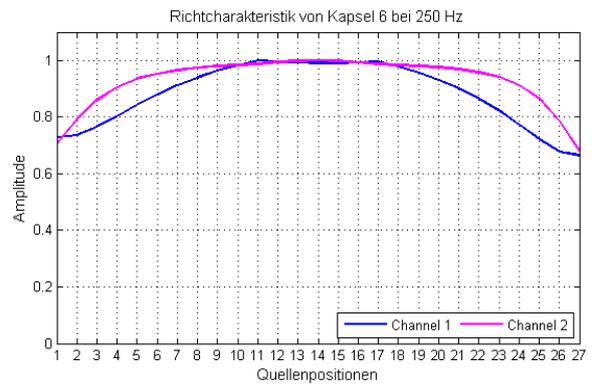
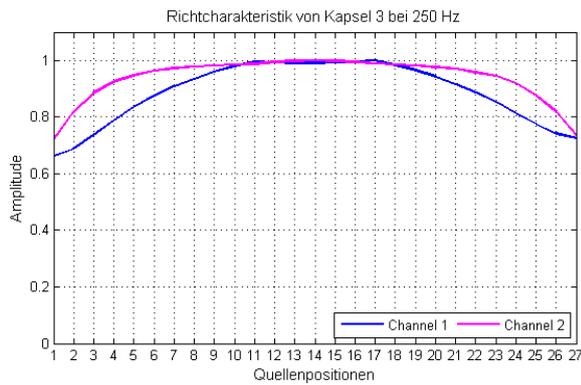
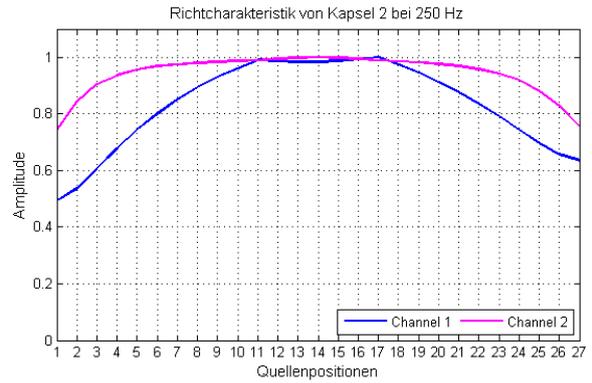
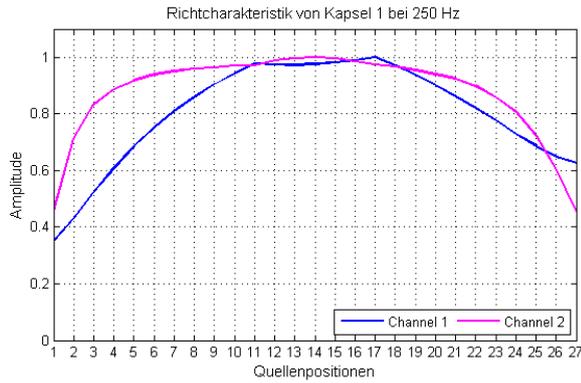


Anhang 27

Richtcharakteristik der Kapseln der zeilenförmigen Mikrofonanordnung bei 250 Hz

Channel 1 Richtcharakteristik aus den FIR-Übertragungsfunktionen $\underline{H}_{A,n}(f)$

Channel 2 Richtcharakteristik nach Tabelle 4.6



Anhang 28

Richtverhalten der zeilenförmigen Mikrofonanordnung zu der in Abbildung 4.60 dargestellten Übertragungsfunktion

blau vorgegebenes Richtverhalten

magenta erzeugtes Richtverhalten

