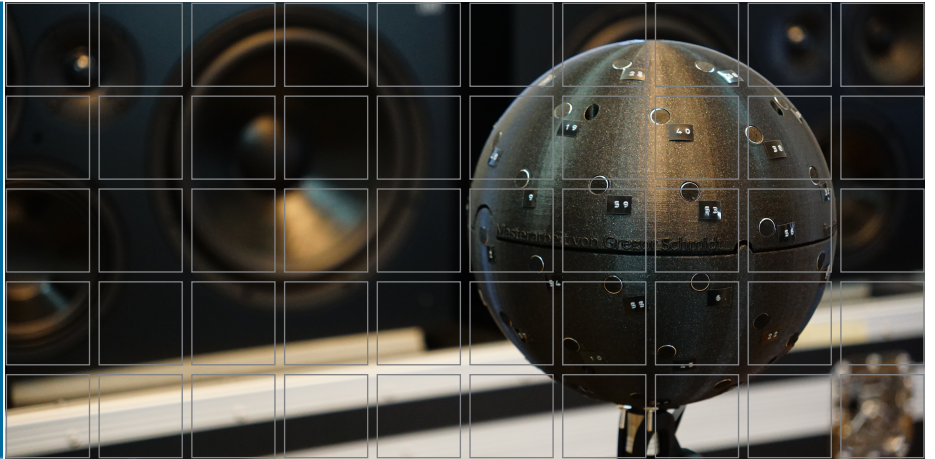




Masterarbeit 64 Kanal Ambisonicsmikrofon mit DSP

Gregor **Schmidt** Matr.Nr.: 1031290

Betreuer:
Ass.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Bernd Eichberger
DI Dr. Matthias Frank

14. Juli 2023



Eidesstattliche Erklärung

Ich erkläre ehrenwörtlich, dass ich die vorliegende Arbeit selbständig und ohne fremde Hilfe verfasst habe, andere als die angegebenen Quellen nicht verwendet habe und die den benutzten Quellen wörtlich oder inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Danksagung

Ich hätte mir keine bessere Betreuung zu dieser Masterarbeit vorstellen können. Mein besonderer Dank geht deshalb an Herrn Eichberger und an Herrn Frank, die dieses Projekt möglich gemacht haben und mir jederzeit fachlich, organisatorisch und mit menschlicher Größe zur Seite gestanden sind.

Weiters möchte ich all den wunderbaren Menschen danken, die mich während meines Studiums begleitet und unterstützt haben. Ihr habt großen Anteil daran, dass ich mein Studium mit dieser Arbeit abschließen kann. Namentlich Bastian, Gudrun, Marianne, Matthias, Michele, Peter, Theresa, Thomas, Tino, Wendelin und viele andere.

Inhaltsverzeichnis

1 Abstract	7
1.1 Kurzzusammenfassung	7
1.2 Abstract	7
2 Zielsetzung	8
3 Akustik: Ambisonics Grundlagen	9
3.1 Ambisonics Einleitung	9
3.2 Kugelflächenfunktionen	9
3.3 Dekodierung	11
3.4 Enkodierung von Mikrofonen höherer Ordnung	12
3.5 Radialfilter	12
4 Akustik: Simulationen	15
4.1 Auswirkungen von Kugelradius und Kapselanzahl	15
4.2 Simulation des AmbiMic64	19
5 Akustik: Mechanischer Aufbau, Anordnung der Kapseln	20
5.1 3D-Modell in Fusion360	20
5.2 3D-Druck	22
5.3 Montage	23
5.4 Montage des Netzteils	25
6 Elektronik: Struktur, Methodik	26
6.1 Methodik	26
6.2 Struktur, Blockschaltbild	26
7 Elektronik: Mikrofonkapseln	28
8 Elektronik: Vorverstärker und ADC Platine	30
8.1 Vorverstärker als Strom-Spannungs-Wandler	30
8.2 Nicht-invertierender Verstärker	30
8.3 Umschaltbare Verstärkung	31
8.4 Aufteilung der Verstärkung	31
8.5 Spannungsversorgung	32
8.6 Operationsverstärker	33
8.7 Kondensatoren im Signalweg, HF-Filter	34

8.8	Ausgang des Vorverstärkers	35
8.9	Schaltungssimulationen in LTspice	36
8.10	Auswahl des ADC-Typs	44
8.11	ADC-Audio-Eingang	44
8.12	Spannungsversorgung der Mikrofonkapseln	45
8.13	Rauschverhalten des ADCs und des Gesamtsystems	46
8.14	Ausgabe im TDM16 Format	47
8.15	Daten- und Takt-Leitungen	47
8.16	Schaltplan der Vorverstärker- und ADC-Platine	50
9	Elektronik: DSP-Platine	53
9.1	ADAU1467 Überblick und Features	53
9.2	Routing von Daten- und Clockleitungen	53
9.3	Spannungsversorgung	55
9.4	Microcontroller	56
9.5	Pinbelegung der Anschlüsse und Schnittstellen	57
9.6	Schaltplan der DSP-Platine	62
10	Elektronik: Digitale Ausgänge	65
10.1	Mögliche Formate und Devices	65
10.2	AVB-Platine	65
10.3	AVB-Endpunkt: LAN9360	65
10.4	PHY: LAN8720	66
10.5	Spannungsversorgung	66
10.6	Schnittstellen	66
10.7	Schaltplan der AVB-Platinen	67
11	Elektronik: Spannungsversorgung	68
12	Elektronik: Platinen-Layout	70
12.1	Stapelreihenfolge	70
12.2	Aspekte beim Layout von Highspeed- und Mixed-Signal-Platinen	70
12.3	Ball Grid Array (BGA)	71
12.4	Spannungsversorgung mit 230-V-Netzteil	72
13	Elektronik: Bestückung	73
14	Elektronik: Inbetriebnahme	77
14.1	Inbetriebnahme der Spannungsversorgung	77

14.2 Inbetriebnahme der DSP-Platine	77
14.3 Inbetriebnahme der ADC-Platine	78
14.4 Inbetriebnahme AVB-Platine	78
15 Elektronik: Software	80
15.1 Microcontroller	80
15.2 DSP	82
15.3 AVB-Setup	84
16 Elektronik: Messungen	85
16.1 Messaufbau	85
16.2 Pegelabweichungen zwischen den Kapseln	86
16.3 SNR, Dynamikbereich	86
16.4 Frequenzgang	88
16.5 THD	90
17 Akustik: Messungen	91
17.1 Messaufbau	91
17.2 Messungen	92
17.3 Fazit der akustischen Messungen	96
18 Zusammenfassung	98
19 Bedienungsanleitung	99
19.1 Datenblatt	99
19.2 Montage und Anschluss	99
19.3 Programmierung der DSPs mit Sigma Studio	100
19.4 AVB-Setup	103

1 Abstract

1.1 Kurzzusammenfassung

Die wissenschaftliche Erforschung und die künstlerische Verwendung von räumlicher Audio-technik ist ein Kernthema des Instituts für Elektronische Musik und Akustik. Dabei liegt der Schwerpunkt auf der Ambisonics-Technologie, weil diese im Vergleich zu proprietären Formaten einige Vorteile mit sich bringt.

Im Rahmen dieser Masterarbeit soll eine flexible Experimentierplattform mit 64 Mikrofonkapseln entstehen, die es ermöglicht, Mikrofonarrays zu untersuchen und zu optimieren. Die Plattform entspricht einem offenen Do-It-Yourself-Ansatz, bei dem alle Pläne und Codes frei verfügbar sind und so einen kostengünstigen Nachbau ermöglichen. Die Plattform ist modular, sodass die einzelnen Komponenten ausgetauscht werden können. Der Gehäusebau des Mikrofons erfolgt durch 3D-Druck und ermöglicht variable Größen und Formen. Das Augenmerk der Masterarbeit liegt auf einer hohen Kanalanzahl und auf einem optimierten Rauschverhalten der analogen Elektronik, um die Grenzen der wahrnehmbaren Richtungsauflösung zu untersuchen. Um den Signal-Rauschabstand weiter zu erhöhen, sollen mehrere Mikrofonkapseln flexibel miteinander verschaltet werden können. Dies soll per graphisch programmierbarem DSP (Digitaler Signalprozessor) möglich sein und damit eine leichte Bedienbarkeit ohne aufwändige Einarbeitung ermöglichen. Für eine einfache Anbindung soll die Ausgabe möglichst über eine digitale Standardschnittstelle erfolgen, z.B. MADI, AVB oder Dante.

1.2 Abstract

64 Channel Ambisonics Microphone with DSP

This master's thesis is about the development of a flexible, open source hardware platform which allows investigation and optimization of microphone arrays. The enclosure is 3D printed, offering variable shapes and sizes. The electronic's main components are on a modular basis for easy interchangeability. All microphone signals can be routed and summed up in groups digitally to statistically increase the signal-to-noise ratio. The DSPs can be programmed via a graphical user interface. A standard digital audio interface will be used to transmit the output signals, such as MADI, AVB, or Dante. The goals are a high channel count and an optimized signal-to-noise-ratio to be able to investigate on the limits of perceptible localisation of Ambisonics microphones.

2 Zielsetzung

Die Ziele der Masterarbeit wurden zu Beginn festgelegt und sind bereits in der Kurzzusammenfassung beschrieben. Folgende Aufzählung gibt einen Überblick über die wichtigsten Aspekte:

- 64 Mikrofonkapseln,
- 64 digitale Audioausgänge,
- globale Verstärkungseinstellung,
- geringe Pegelabweichung zwischen den Kanälen,
- optimiertes Rauschverhalten der analogen Schaltungsteile,
- per DSP (digitale Signal Prozessor) verschaltbare Mikrofone,
- 2 graphisch programmierbare DSPs,
- modularer Aufbau,
- Open Source,
- kugelförmiges Mikrofonarray, ungefähr kopfgroß,
- räumliche Aliasingfrequenz über 4 kHz.

Besonders erwähnenswert ist dabei die Modularität des gesamten Projekts. Alle Baugruppen sind mit dem Ziel konstruiert, universell einsetzbar zu sein, also nicht nur in dieser sehr spezifischen Anwendung als Ambisonics-Mikrofon. Mit diesem Ansatz und der Veröffentlichung der Pläne als Open-Source-Projekt sowie einer ausführlichen Dokumentation kommen die im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Baugruppen hoffentlich noch in vielen zukünftigen Projekten zur Anwendung.

Die Pläne, Code und Dokumentation zu diesem Projekt sind abrufbar unter:

<https://phaidra.kug.ac.at/o:130831>.

Das Mikrofon wird nach Fertigstellung elektrisch und akustisch vermessen. Abschließend werden die Resultate der Messungen mit den zu Beginn durchgeführten Simulationen verglichen.

3 Akustik: Ambisonics Grundlagen

3.1 Ambisonics Einleitung

Ambisonics ist ein Format zur Aufnahme, Übertragung, Speicherung und Wiedergabe von 3D-Audio [ZF19]. Es wurde bereits Beginn der 1970er Jahre in Großbritannien entwickelt [CS72], [Fel74], [Ger75], [CG74]. Durch den Fortschritt der digitalen Audiotechnik, vor allem seit den 2000er Jahren, wurden höhere Ambisonics-Ordnungen mit mehr Kanälen und damit verbesserter Richtungsauflösung möglich.

Ein großer Vorteil von Ambisonics ist die Unabhängigkeit von der physikalischen Aufnahme- und Wiedergabeordnung. Die aufgenommenen Mikrofonsignale oder Monosignale von frei platzierbaren virtuellen Quellen werden durch die Enkodematrix in Ambisonics-Kanäle umgerechnet. Zur Wiedergabe werden die Ambisonics-Kanäle anhand der Dekodematrix zu LautsprecherSignalen umgerechnet. Beide Matrizen sind frequenzunabhängig und enthalten dementsprechend nur reellwertige Einträge. Die Positionen der Lautsprecher und Mikrofone sowie virtueller Quellen fließen in die Koeffizienten der Matrizen ein, die gespeicherten Ambisonics-Kanäle sind von den Positionen der Lautsprecher unabhängig.

Ein weiterer Vorteil ist die Kompatibilität zwischen unterschiedlichen Ambisonics-Ordnungen. Eine Aufnahme niedriger Ordnung kann auf einem System höherer Ordnung wiedergegeben werden und umgekehrt. Dabei wird die mögliche Richtungsauflösung durch die niedrigere Ordnung limitiert.

3.2 Kugelflächenfunktionen

Zwischen der Ordnung N und der Kanalanzahl $n_{\text{Kanäle}}$ besteht bei 3D-Ambisonics folgender Zusammenhang:

$$n_{\text{Kanäle}} = (N + 1)^2 \quad (1)$$

Jeder Satz an Ambisonics-Kanälen einer Ordnung N enthält auch alle Kanäle der niedrigeren Ordnungen, darin ist die Kompatibilität zu niedrigeren Ordnungen begründet. Jeder Ambisonics-Kanal enthält das Signal eines gedachten Mikrofons mit einer speziellen Richtcharakteristik und Ausrichtung. Die Richtcharakteristiken basieren auf den Kugelflächenfunktionen (Spherical Harmonics) als Basislösung der Wellengleichung in Kugelkoordinaten:

$$Y_n^m(\varphi, \vartheta) = N_n^{|m|} P_n^{|m|}(\cos \vartheta) \begin{cases} \sin(|m| \varphi) & \text{wenn } m < 0 \\ \cos(|m| \varphi) & \text{wenn } m > 0 \end{cases} \quad (2)$$

Die Legendre-Funktionen $P_n^{|m|}(\cos \vartheta)$ beschreiben die Abhängigkeit vom Zenitwinkel, die des Azimutwinkels wird von den trigonometrischen Funktionen beschrieben. $N_n^{|m|}$ ist ein Normierungsausdruck, auf den hier nicht näher eingegangen wird. Die beiden Indizes n (Ordnung) und m (Grad) haben die Wertebereiche $0 \leq n \leq N$ und $-n \leq m \leq n$. In der Praxis wird statt der Angabe der Indizes gerne die ambisonische Kanalnummer ACN (Ambisonics Channel Number) verwendet, um die Kanäle zu kennzeichnen. Die Kugelflächenfunktionen sind in Abbildung 1 abgebildet und mit den ambisonischen Kanalnummern versehen.

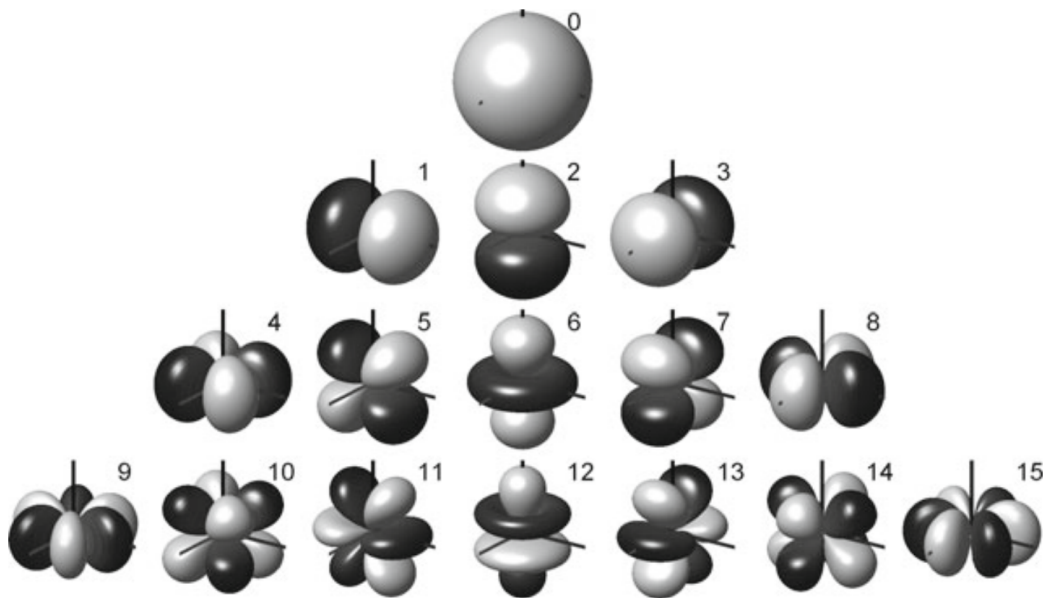


Abbildung 1: Kugelflächenfunktionen aus [ZF19]

Die Richtcharakteristik der 0. Ordnung entspricht einer Kugelcharakteristik; die der 1. Ordnung entsprechen Achtercharakteristiken. Deshalb kann mit einem Kugel- und drei Achter-Mikrofonen Ambisonics 1. Ordnung nativ, also ohne Enkodierung, aufgenommen werden, siehe Abbildung 2. Alternativ können vier Nieren-Mikrofone verwendet werden, deren Signale allerdings durch eine Enkodematrix in Ambisonics-Signale umgewandelt werden müssen. Höhere Ambisonics-Ordnungen können nicht nativ aufgenommen werden, da es keine Mikrofone gibt, deren Richtcharakteristik den Kugelflächenfunktionen der 2. Ordnung und größer entsprechen. Um Ambisonics in höherer Ordnung aufzunehmen, werden in der Regel auf einer schallharten Kugeloberfläche angeordnete Mikrofone mit Kugelcharakteristik verwendet, deren Signale zu Ambisonics-Signalen enkodiert werden [Mor06].

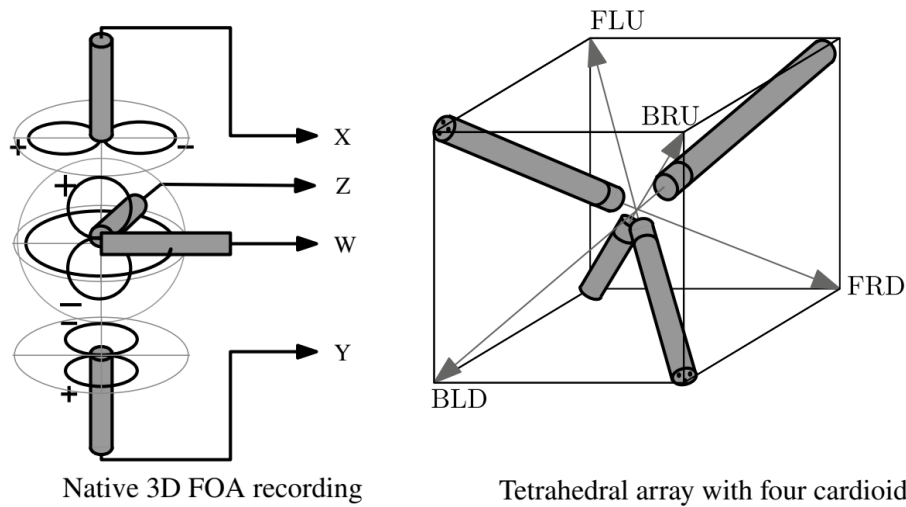


Abbildung 2: Mikrofonanordnungen für Ambisonics 1. Ordnung, aus [ZF19]

Bei der Betrachtung der Kugelflächenfunktionen ersten Grades ist zu sehen, dass m Nullstellenkreise durch die Pole verlaufen. Eine Erhöhung der Ordnung führt zu mehr Nullstellenkreisen und damit zu einer feineren Rasterung der Richtungsauflösung.

3.3 Dekodierung

Zur Wiedergabe auf Lautsprechern müssen die Ambisonics-Signale dekodiert werden. Ähnlich der Einkodierung geschieht dies auf Basis der Matrix $\mathbf{Y}_N$, in die die Richtungen θ_l der L Lautsprecher in Kugelflächenfunktionen $\mathbf{y}_N(\theta_l)$ einfließen:

$$\mathbf{Y}_N = [\mathbf{y}_N(\theta_1), \dots, \mathbf{y}_N(\theta_L)] \quad (3)$$

Die Dekodierung von Ambisonics-Signalen auf Lautsprecher wurde von Beginn an viel beforscht. Flexibilität bei unregelmäßigen Lautsprecheranordnungen und die Robustheit der Richtungswahrnehmung stellten in der Vergangenheit große Herausforderungen dar. Da dieses Thema den Rahmen der Masterarbeit sprengen würde, wird auf folgende Literatur verwiesen: [Ger92], [GB92], [MM95], [DRP98], [Pol05], [ZPN12], [ZF12].

Auch bei der Dekodierung auf Kopfhörer unter Verwendung von Außenohrübertragungsfunktionen (engl. Head-Related Impulse Responses, HRIR) wurden vor allem in den letzten Jahren große Fortschritte erzielt. Es wird verwiesen auf: [Dan01], [JLP99], [Ben+17], [Ber+14], [ZSH18], [SZH18].

3.4 Enkodierung von Mikrofonen höherer Ordnung

Abbildung 3 zeigt den grundlegenden Aufbau und Signalfluss beim Enkodieren von Ambisonics-Signalen. Die quantisierten Schalldrucksignale der Mikrofone werden anhand der Enkodermatrix $(Y_N^T)^\dagger$ in ambisonische Schalldrucksignale ψ_N umgerechnet. Diese durchlaufen anschließend Radialfilter $\rho_N(\omega)$ zur Schärfung der Richtungsauflösung. Am Ausgang der Radialfilter liegen die Ambisonics-Signale χ_N an.

Fig. 6.7 Higher-order Ambisonic microphone encoding: sound pressure samples $p(t)$ are spherical-harmonics decomposed by the matrix $(Y_N^T)^\dagger$, and the resulting coefficient signals $\psi_N(t)$ are converted to Ambisonic signals $\chi_N(t)$ by the sharpening filters $\rho_n(\omega)$

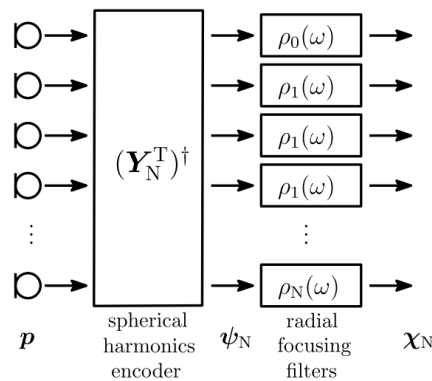


Abbildung 3: Ambisonics-Encoding aus [ZF19]

3.5 Radialfilter

Die Radialfilter kompensieren den Frequenzgang der ambisonischen Schalldrucksignale zu tiefen Frequenzen hin, die aus den auf der Kugeloberfläche verteilten Mikrofonkapseln gewonnen werden. Der Frequenzgang der idealen Radialfilter (gestrichelte Kurven in Abbildung 5 und Abbildung 6) steigt zu tiefen Frequenzen hin stark an, weil bei langen Wellenlängen (im Vergleich zum Mikrofondurchmesser) nur kleine Unterschiede in den Schalldrucksignalen vorhanden sind. Bei Radialfiltern höherer Ambisonics-Ordnungen beginnt der Anstieg bei höheren Frequenzen und besitzt mehr Steigung als bei niedrigeren Ordnungen. In der Praxis ist es nicht sinnvoll, diese idealen Filterfrequenzgänge umzusetzen, da die Mikrofonsignale nur einen begrenzten Dynamikbereich besitzen. Bei zunehmender Verstärkung kommt das Grundrauschen mehr und mehr zu Tage und überdeckt das Nutzsignal. Aus diesem Grund sollte bei der Elektronikentwicklung auf äußerst niedriges Rauschen im Gesamtsystem geachtet werden.

In der Praxis hat sich bewährt, eine maximale Verstärkung zu definieren. Sobald ein Radialfilter unterhalb einer gewissen Frequenz diese Verstärkung überschreitet, wird auf eine niedrigere Ambisonics-Ordnung übergeblendet, deren Radialfilter bei der selben Frequenz weniger Verstärkung aufweist [LZ15], [Zot18], [LBG19]. Die dafür verwendete Filterbank kann als eine Art Frequenzweiche für Ambisonics-Ordnungen betrachtet werden (Abbildung 4). Der Frequenz-

gang der Radialfilter setzt sich somit aus dem Frequenzgang der idealen Radialfilter und dem der Filterbank zusammen (durchgezogene Kurven in Abbildung 5).

Die Gewichtung der Ambisonics-Signale in Abhängigkeit ihrer Ordnung wird genutzt, um die Breite der räumlichen Haupt- und Nebenkeulen einzustellen [Dan01]. Eine schmale Hauptkeule der Richtungsabbildung ist wichtig für eine geringe wahrgenommene Quellbreite und gute Lokalisation an der zentralen Hörposition, während eine Unterdrückung der Nebenkeulen an dezentralen Positionen wichtig ist. Die schmalste Hauptkeule, und damit den größten Richtfaktor, bietet die Basic-Gewichtung, bei der alle Ordnungen gleich gewichtet sind. Nachteil dieser Gewichtung sind laute, im Vorzeichen alternierende Nebenkeulen. Im Gegensatz zur Basic-Gewichtung werden bei der In-Phase-Gewichtung alle Nebenkeulen unterdrückt, dafür wird die Hauptkeule sehr breit. Weit verbreitet ist die max- r_E -Gewichtung, die einen Kompromiss zwischen Basic- und In-Phase-Gewichtung darstellt. Die max- r_E -Gewichte berechnen sich wie folgt (vgl. [Dan01]):

$$a_n = P_n \cos\left(\frac{137,9}{N+1,51}\right) \quad (4)$$

Als Teil praktischer Radialfilter wird die Gewichtung pro Ordnung berücksichtigt. Der Einfluss der max- r_E -Gewichtung ist in den durchgezogene Kurven in Abbildung 6 zu sehen.

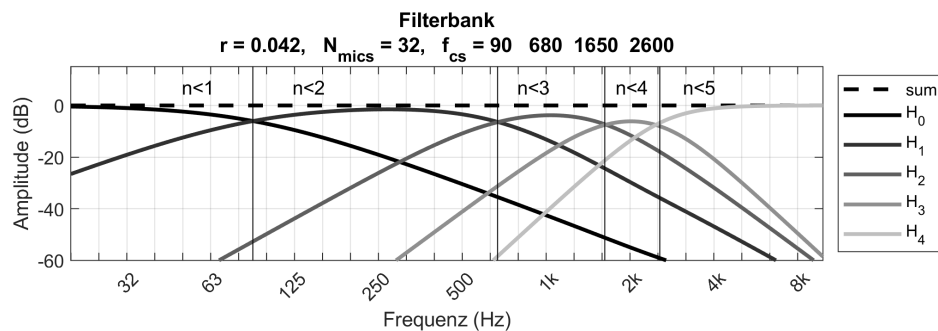


Abbildung 4: Filterbank

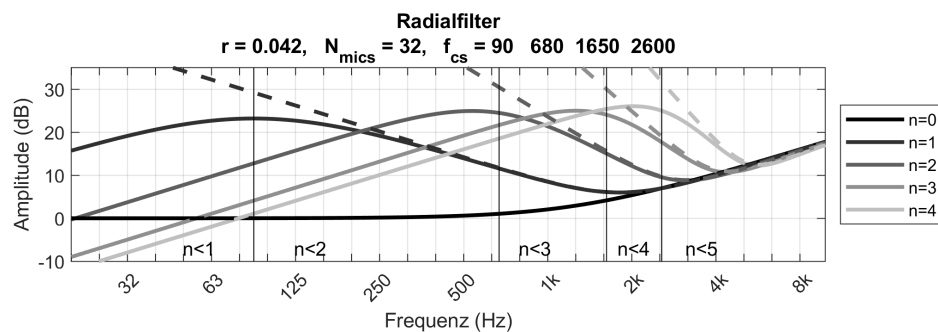


Abbildung 5: Frequenzgang der Radialfilter, theoretische Filter gestrichelt

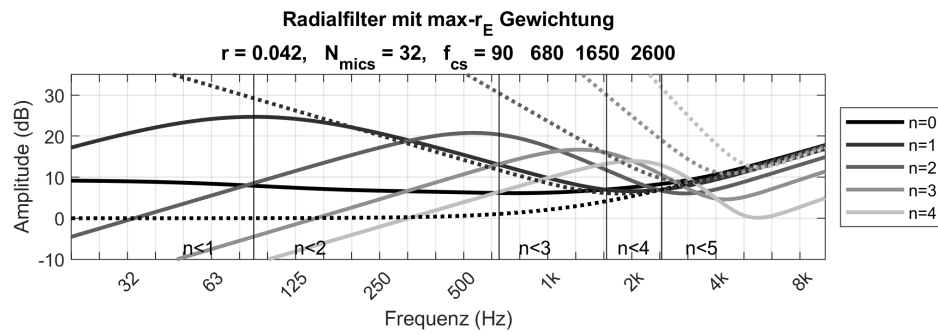


Abbildung 6: Frequenzgang der Radialfilter mit max- r_E Gewichtung,
theoretische Filter gestrichelt

4 Akustik: Simulationen

Der Matlab-Code [Mat] für die Simulationen in diesem Kapitel stammt aus [ZF19]. Für die folgenden Abbildungen wurde der originale Code adaptiert.

4.1 Auswirkungen von Kugelradius und Kapselanzahl

Im Folgenden wird die Dämpfung des auf ein kugelförmiges, schallhartes Mikrofonarray einfallenden Schalls simuliert. Um genaue Ergebnisse zu erhalten und auch die Effekte des räumlichen Aliasings zu erkennen, wird die Schalldruckverteilung auf der Kugeloberfläche zuerst mit einer Auflösung entsprechend 30. Ambisonics-Ordnung simuliert. Dann werden die simulierten Schalldrucksignale an den 32 bzw. 64 definierten Mikrofonpositionen abgegriffen und wie im vorherigen Kapitel beschrieben zu Ambisonics-Signalen enkodiert und durch die Radialfilter geschärft. Daraufhin wird die Dämpfung des einfallenden Schalls in Abhängigkeit der Einfallsrichtung und der Frequenz ausgewertet und grafisch dargestellt.

Es werden vier Szenarien simuliert, um die Auswirkungen von Kugelradius, Mikrofonanzahl und mittlerem Mikrofonabstand sichtbar zu machen. Die maximale Enkoderordnung bleibt bei allen Simulationen gleich bei 4. Das erste Szenario mit 32 Kapseln und 4,2 cm Radius entspricht dem *Eigenmike EM32*. Im zweiten Szenario beträgt die Kapselanzahl 64 Mikrofone bei gleichem Radius. Im dritten Szenario ist der Radius bei gleichen Grenzfrequenzen der Filterbank vergrößert. Im vierten Szenario sind die Grenzfrequenzen auf 20 dB Verstärkung hin optimiert. Zuerst sind die resultierenden Gesamtverstärkungen der Radialfilter für die vier Szenarien dargestellt, anschließend sind zur besseren Vergleichbarkeit die vier Grafiken der Richtungs-dämpfung übereinander angeordnet.

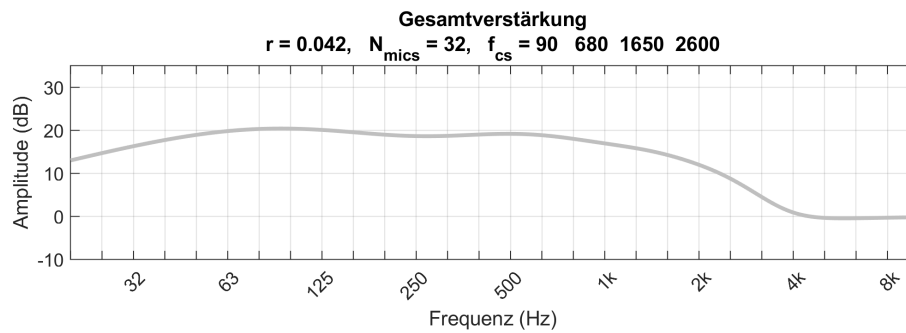


Abbildung 7: Szenario 1: Gesamtverstärkung

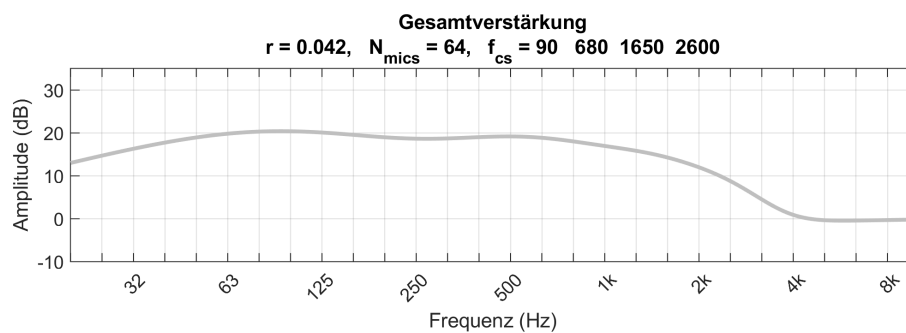


Abbildung 8: Szenario 2: Gesamtverstärkung

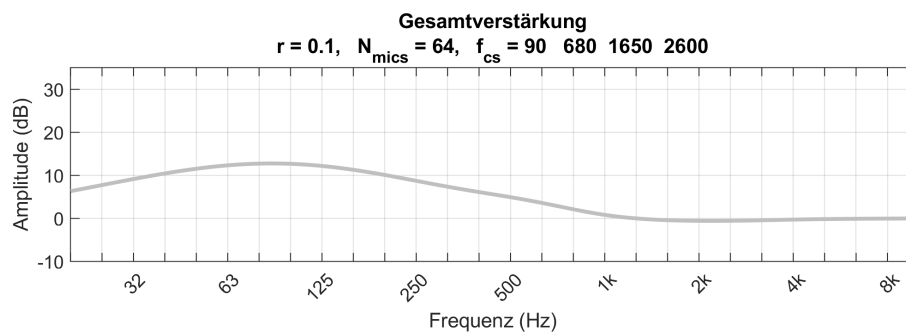


Abbildung 9: Szenario 3: Gesamtverstärkung

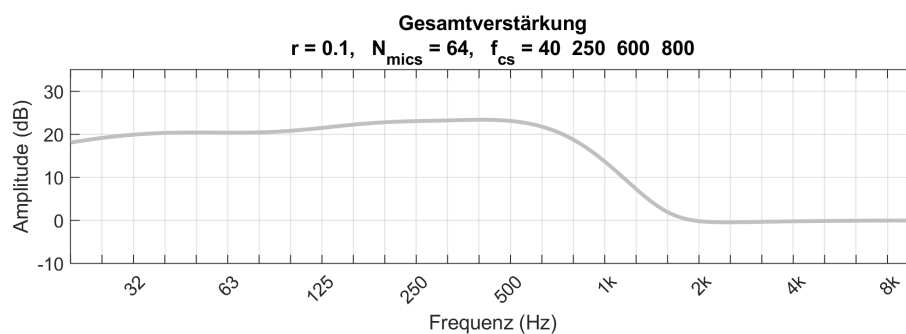


Abbildung 10: Szenario 4: Gesamtverstärkung

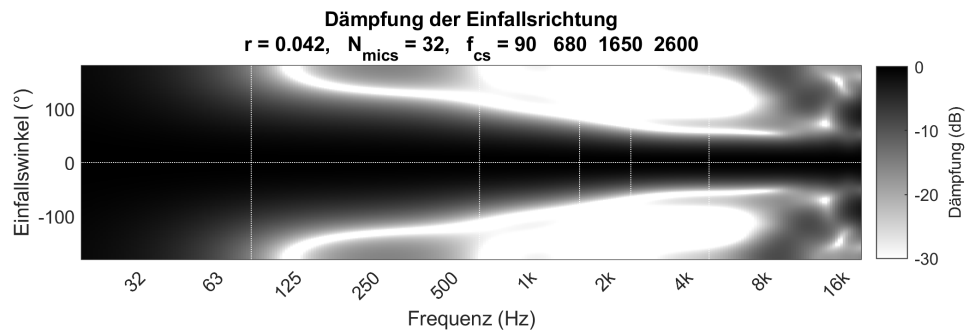


Abbildung 11: Szenario 1: Dämpfung des Schalleinfalls in Abhängigkeit der Einfallsrichtung

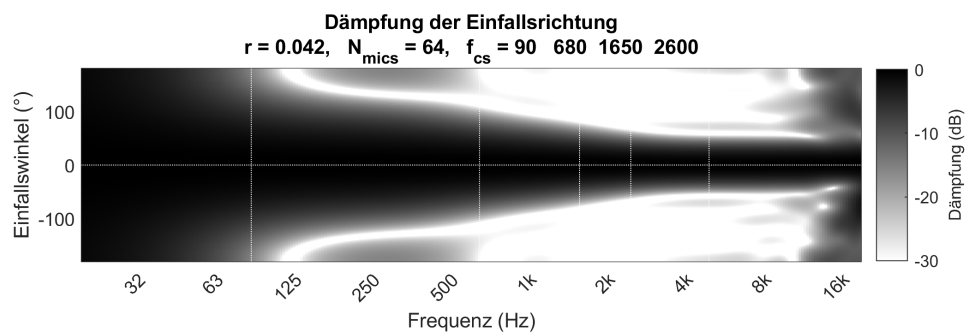


Abbildung 12: Szenario 2: Dämpfung des Schalleinfalls in Abhängigkeit der Einfallsrichtung

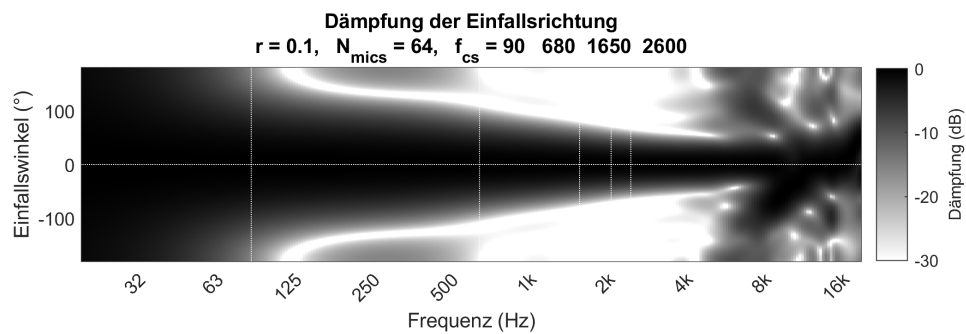


Abbildung 13: Szenario 3: Dämpfung des Schalleinfalls in Abhängigkeit der Einfallsrichtung

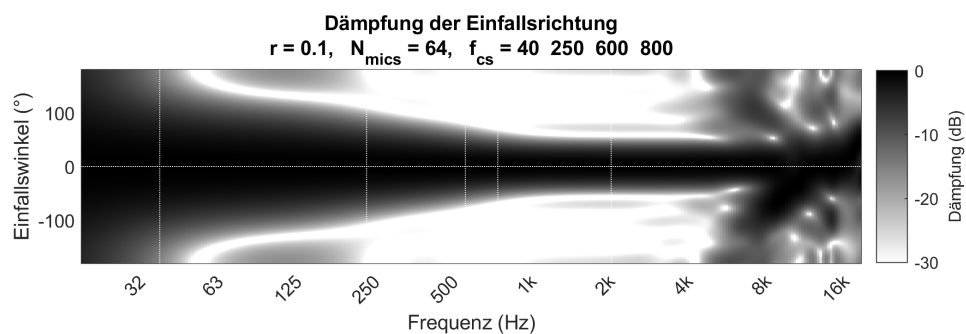


Abbildung 14: Szenario 4: Dämpfung des Schalleinfalls in Abhängigkeit der Einfallsrichtung

Bei der Verdoppelung der Mikrofonanzahl bei gleichem Radius erkennt man in Abbildung 12 gut die deutlich erhöhte räumliche Aliasingfrequenz, welche die obere Grenzfrequenz der Richtungsämpfung darstellt. Räumliches Aliasing tritt auf ab $\lambda > 2d_{mic}$. Der Kapselabstand d_{mic} lässt sich entweder abmessen oder annähern, indem man den Umfang der Kugel durch die Anzahl der Mikrofone entlang des Äquators dividiert. Die Anzahl der Mikrofone entlang des Äquators kann über die Formel für die minimale Kanalanzahl bei 2D-Ambisonics geschätzt werden:

$$n_{mics,2D} = 2N + 1. \quad (5)$$

Mit 64 Mikrofonen ist in 3D-Ambisonics die 7. Ordnung möglich:

$$n_{mics,3D} = (N + 1)^2. \quad (6)$$

Entlang des Kreises am Horizont liegen bei 7. Ordnung 15 Kapseln. Bei einem Radius von 4,2 cm entspricht das

$$d_{mic} = \frac{2\pi r}{n_{mics,2D}} = \frac{26,4 \text{ cm}}{15} = 1,76 \text{ cm}$$

und damit einer räumlichen Aliasingfrequenz von

$$f_{Aliasing} = \frac{c}{2d_{mic}} = 9,74 \text{ kHz}. \quad (7)$$

Bei einem Radius von 10 cm und 64 Mikrofonen sinkt die räumliche Aliasingfrequenz auf 4,08 kHz. Das räumliche Aliasing oberhalb von 4 KHz ist in Abbildung 13 gut erkennbar.

Vergleicht man die Gesamtverstärkungen in Abbildung 8 und in Abbildung 9, deren Szenarien sich nur durch den Kugelradius unterscheiden, fällt auf, dass bei größerem Radius deutlich weniger Verstärkung benötigt wird. Das liegt daran, dass bei der Abtastung einer sich räumlich ausbreitenden Schallwelle mit großer Wellenlänge an zwei Punkten mit größerer Distanz eine größere Pegel- und Phasendifferenz gemessen wird, als an zwei Punkten mit geringerer Distanz. Der Frequenzgang von Radialfiltern bei größeren sphärischen Arrays verläuft zu tiefen Frequenzen hin also flacher als bei kleineren Arrays. Verwendet man die selbe Maximalverstärkung, bedeutet das tiefere Grenzfrequenzen der Radialfilter. Das ist im 4. Szenario deutlich sichtbar. Durch Verschieben der Grenzfrequenzen wurde die Gesamtverstärkung wieder auf maximal 20 dB angehoben (Abbildung 10). Die Verschiebung der Grenzfrequenzen nach unten bedeutet eine stärkere Dämpfung des seitlich einfallenden Schalls bei tieferen Frequenzen, was gut in Abbildung 14 erkennbar ist. Es kann demnach bereits bei tieferen Frequenzen eine höhere Richtungsauflösung erreicht werden.

4.2 Simulation des AmbiMic64

Die nächste Simulation zeigt die Auswirkungen der Erhöhung auf die 7. Ambisonics-Ordnung bei einer Maximalverstärkung von weiterhin 20 dB. In Abbildung 16 ist im Vergleich zu den vorangehenden Grafiken gut der äußerst schmale Öffnungswinkel ab ca. 2 kHz zu erkennen.

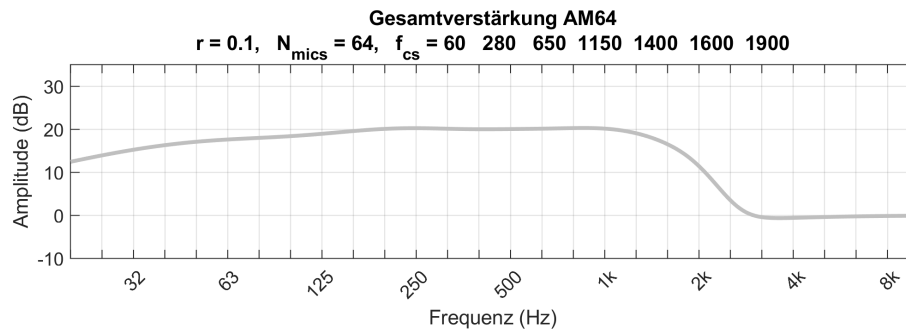


Abbildung 15: AM64: Gesamtverstärkung

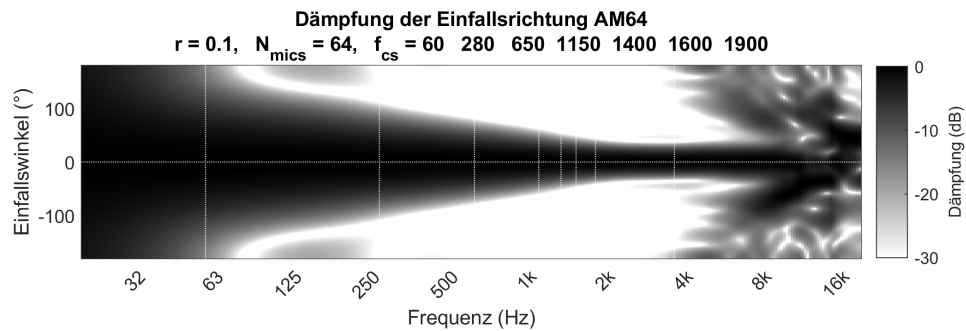


Abbildung 16: AM64: Dämpfung des Schalleinfalls in Abhängigkeit der Einfallsrichtung

5 Akustik: Mechanischer Aufbau, Anordnung der Kapseln

5.1 3D-Modell in Fusion360

Die Mikrofonkapseln sind auf einer Kugeloberfläche angeordnet. Tabellen mit Koordinaten für eine gleichmäßige Punkteverteilung auf einer Kugeloberfläche sind unter [Wom] abrufbar. In diesem Fall wurde die Tabelle für 64 Punkte verwendet. Der Kugeldurchmesser war ursprünglich mit 17 cm geplant, was ungefähr dem durchschnittlichen menschlichen Ohrabstand entspricht. Die benötigte Platinenfläche erforderte jedoch eine Vergrößerung auf 20 cm Kugelaußendurchmesser.

Das Modell für den 3D-Druck wurde in Fusion360 [Auta] erstellt. Die Basis bildet eine hohle Kugel. Die Tabelle mit den Koordinaten für eine gleichmäßige Punkteverteilung auf einer Kugeloberfläche kann nach entsprechender Formatierung importiert werden. Die Punkteschar muss dann auf den Kugelradius skaliert werden und in Folge durch jeden Punkt und den Ursprung eine Konstruktionsachse gelegt werden. Auf diese Achsen werden Konstruktionsebenen gelegt, in die das Profil für die Mikrofonausschnitte eingefügt wird. Mit dem Rotation-Befehl werden die Ausschnitte in der Kugelhülle erzeugt. Dieser Prozess erfolgt manuell, eine Automatisierung für alle 64 Positionen ist nicht möglich. Die Ausschnitte für die Mikrofonkapseln enthalten eine Nut, in die ein O-Ring aus Gummi eingelassen wird. Die O-Ringe dienen der elastischen Klemmung der Mikrofonkapseln in der Kugelhülle. Alle Abmessungen sind als Parameter definiert und können damit bei Bedarf im Nachhinein mit geringem Aufwand verändert werden.

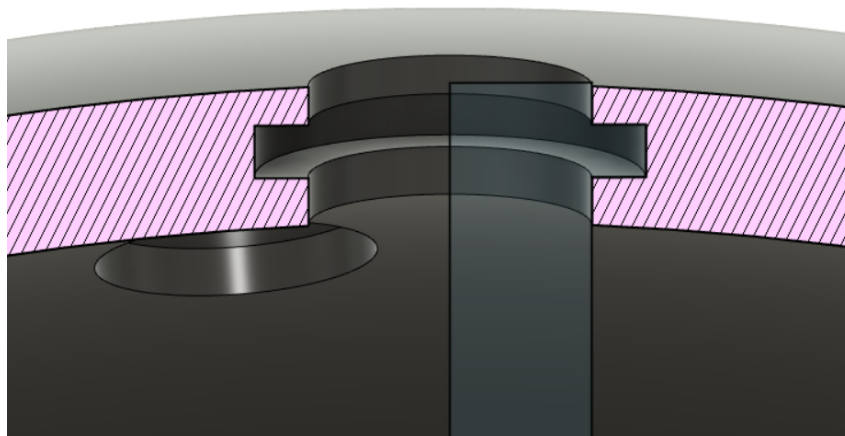


Abbildung 17: Detail: Ausschnitt für eine Mikrofonkapsel

Am tiefsten Punkt der Kugel sind ein Auslass für die LAN-Kabel und ein Ausschnitt für eine XLR-Buchse vorgesehen. Die XLR-Buchse wird fest mit der Kugel verschraubt, der verriegel-

bare Stecker dient in Verbindung mit einer Mikrofonklemme als Montagepunkt an einem Mikrofonstativ.

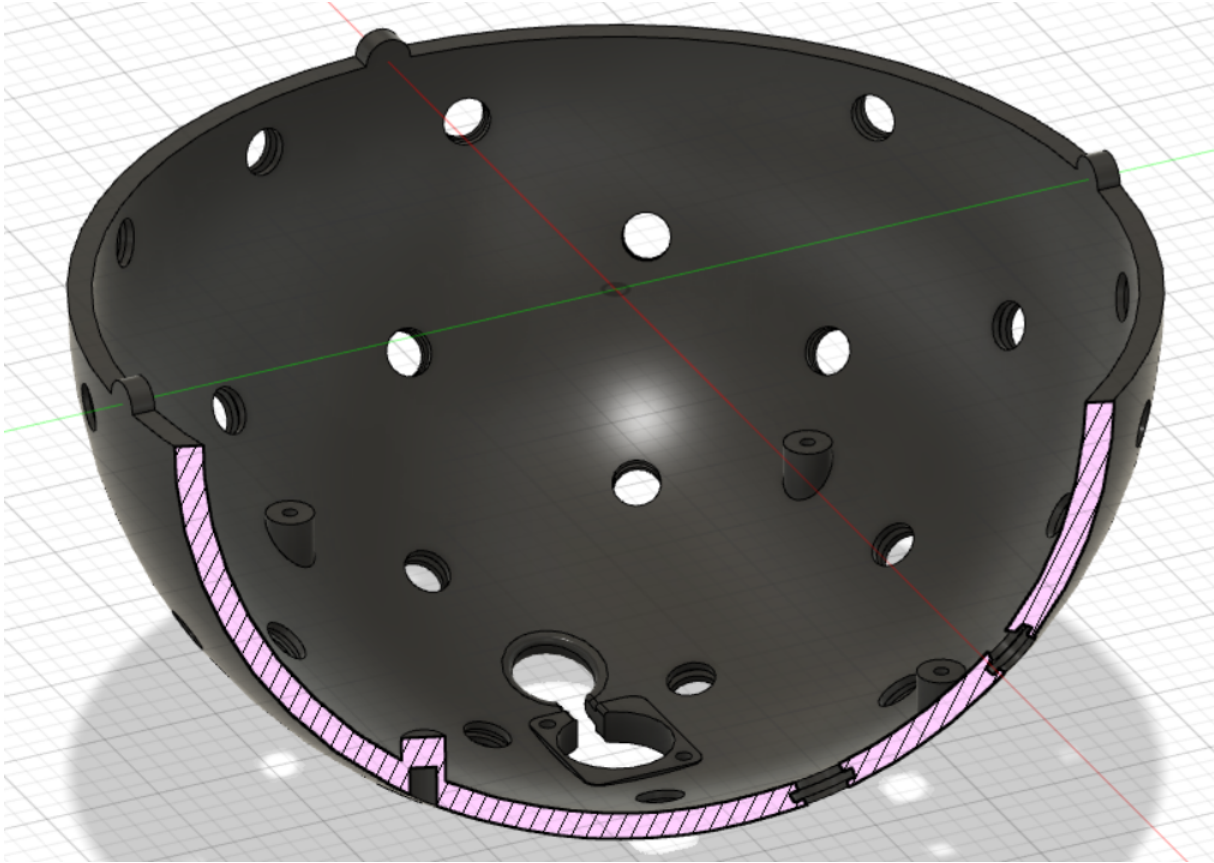


Abbildung 18: Untere Kugelhälfte mit Montagepunkten und Ausschnitt für die XLR-Buchse

Die Kugel ist entlang ihres Äquators in zwei Hälften unterteilt. In beiden Hälften sind Montagepunkte für die Platinen eingelassen, die mit Hilfe von Abstandsbolzen im Kugellinneren gestapelt werden. Diese durchgehenden Abstandsbolzen halten zudem beide Kugelhälften zusammen.

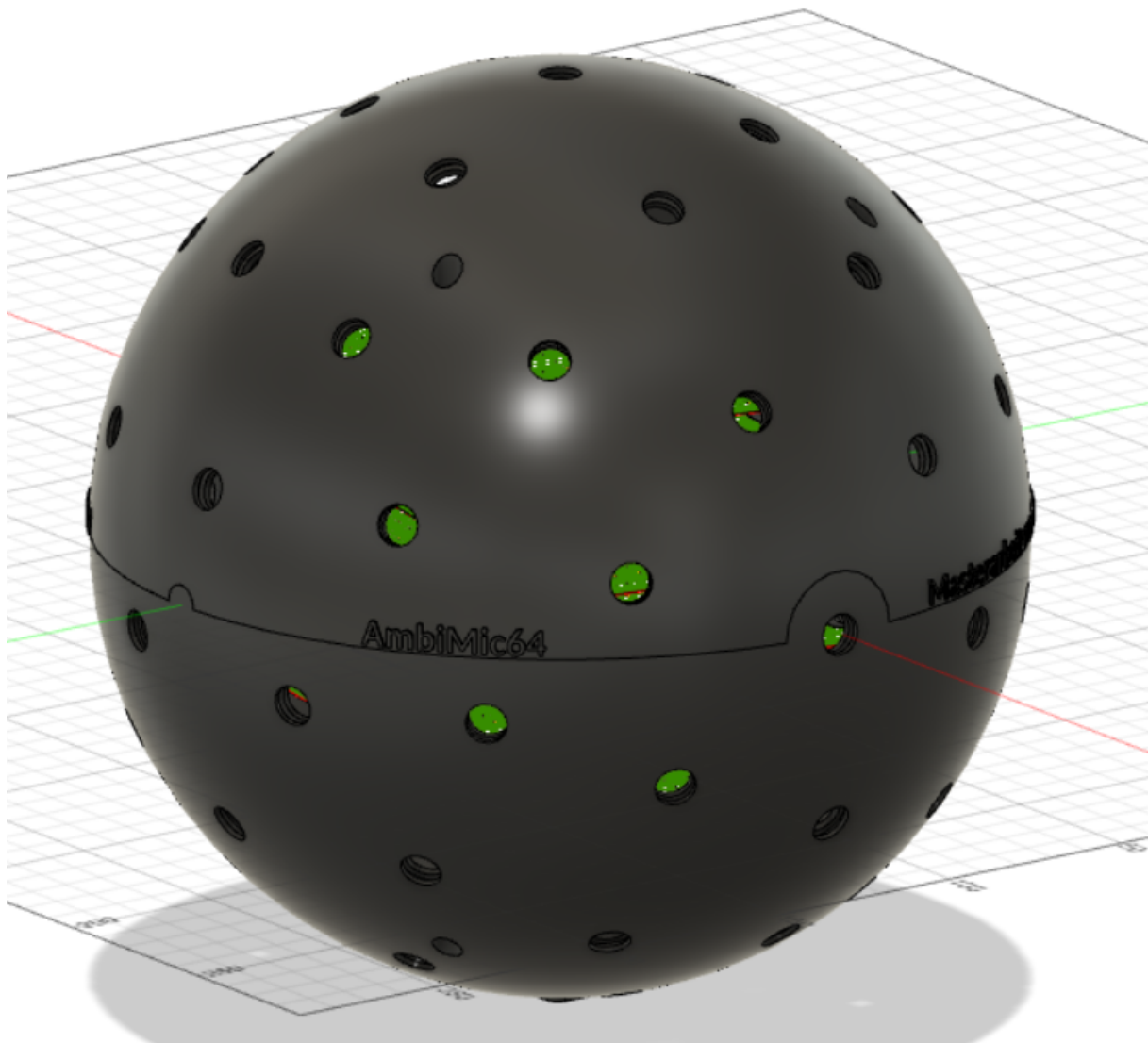


Abbildung 19: Ansicht der ganzen Kugel

5.2 3D-Druck

Die Kugelhälften wurden am IEM auf einem Prusa i3 3D-Drucker aus PLA (Polylactic Acid) gedruckt. PLA ist ungiftig, einfach zu drucken und kostengünstig. Die mechanische und chemische Beständigkeit ist für die Anwendung als Mikrofongehäuse ausreichend. Bereits im Testdruck war die Passform der Mikrofonkapseln perfekt, das 3D-Modell musste nicht angepasst werden.

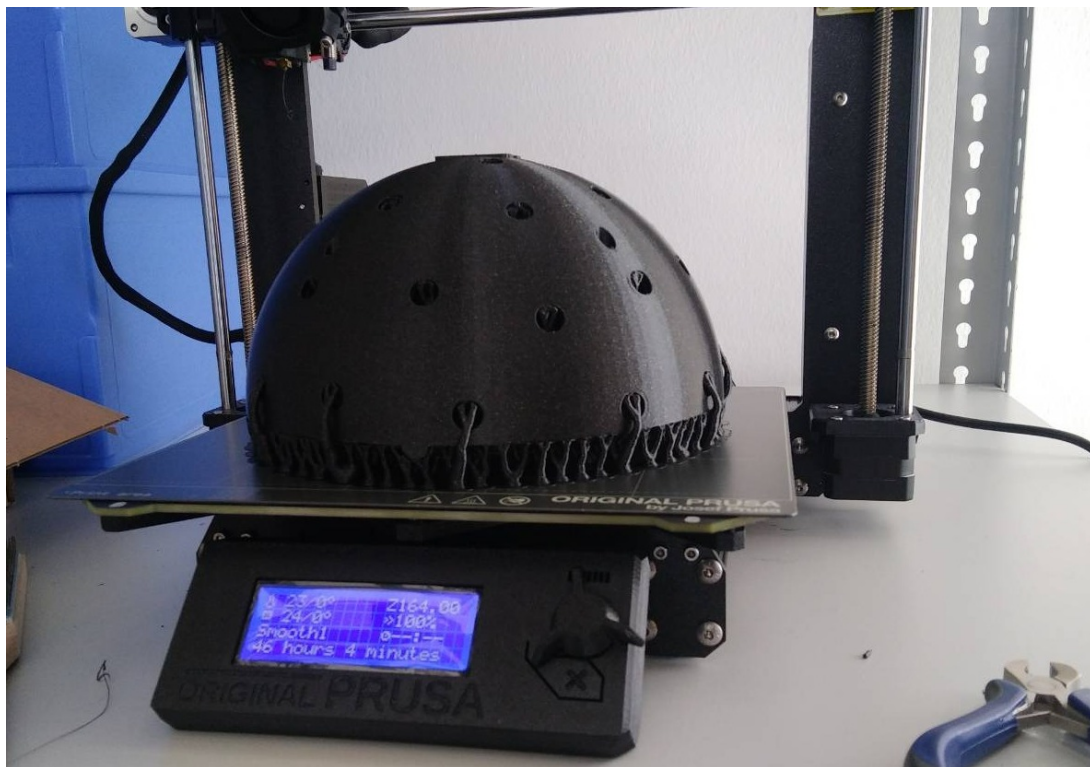


Abbildung 20: 3D-Druck einer Kugelhälfte

5.3 Montage

Im ersten Schritt werden alle Mikrofonausschnitte mit einem 10-mm-Bohrer nachgebohrt und sichergestellt, dass keine Rückstände des Stützdrucks in den Ausnehmungen für die O-Ringe zurück bleiben. Dann werden die O-Ringe mit einer Pinzette in die Ausnehmungen eingesetzt. Es ist empfehlenswert, die Mikrofonkapseln von außen in die Ausschnitte einzupressen, da die auf der Rückseite der Kapseln angelöteten Kabel leicht mitsamt dem Lötpad abbrechen. Die Mikrofonkapseln werden im Kugellinneren mit einem Tropfen Heißkleber in ihren Positionen fixiert. Als nächstes werden die XLR-Buchse und die Platinen eingebaut. Dabei sollten die Mikrofonkabel bereits in Richtung der Vorverstärkeranschlüsse geführt werden. Zwischen den Leiterplatten kommen 15-mm-Abstandsbolzen mit M3-Gewinden zum Einsatz, lediglich zwischen der Haupt- und der Ausgangsplatine sind 20 mm nötig. Die Ausgangsplatine wird mit 10-mm-Abstandsbolzen festgeschraubt, auf denen die obere Kugelhälfte aufsetzt. Als Netzkabel empfehlen sich spezielle extra flache und besonders flexible Patchkabel, die sich innerhalb der Kugel deutlich einfacher verlegen lassen als Netzkabel in steifer Standardausführung.



Abbildung 21: Fertiges Ambisonics-Mikrofon

Die Mikrofonkapseln müssen in der Reihenfolge der Koordinatentabelle [Wom] angeschlossen werden. Da in Fusion360 die Reihenfolge der Kapselausschnitte nicht angezeigt werden kann, kommt folgendes Matlab-Skript zum Einsatz, um die Orientierung zu erleichtern:

```
clear all;
close all;

Xmic=load('-ascii','md007.00064');
m = 1;      % Enter Microphone Number here
for n = 1:64
    quiver3(zeros(3,1),zeros(3,1),zeros(3,1),[1.5;0;0],[0;1.5;0],[0;0;1.5])
    sphere
    axis equal
    hold on
    xlabel('x')
    ylabel('y')
    zlabel('z')
    plot3(Xmic(n,1),Xmic(n,2),Xmic(n,3),'ob')
end
plot3(Xmic(m,1),Xmic(m,2),Xmic(m,3),'*', 'MarkerSize',24)
```

Um die Kugel auf einem Mikrofonstativ zu montieren, kann der XLR-Stecker der Spannungs-

versorgung – und damit das ganze Mikrofon – von einer kleinen, handelsüblichen Mikrofonklammer gehalten werden.

5.4 Montage des Netzteils

Die Netzteil-Leiterplatte ist aus Sicherheitsgründen in einem bruchfesten, isolierenden Universal-Kunststoffgehäuse untergebracht. Die Ausnehmungen zur Montage der Buchsen wurden händisch mit einem Feinschleifgerät herausgeschnitten.

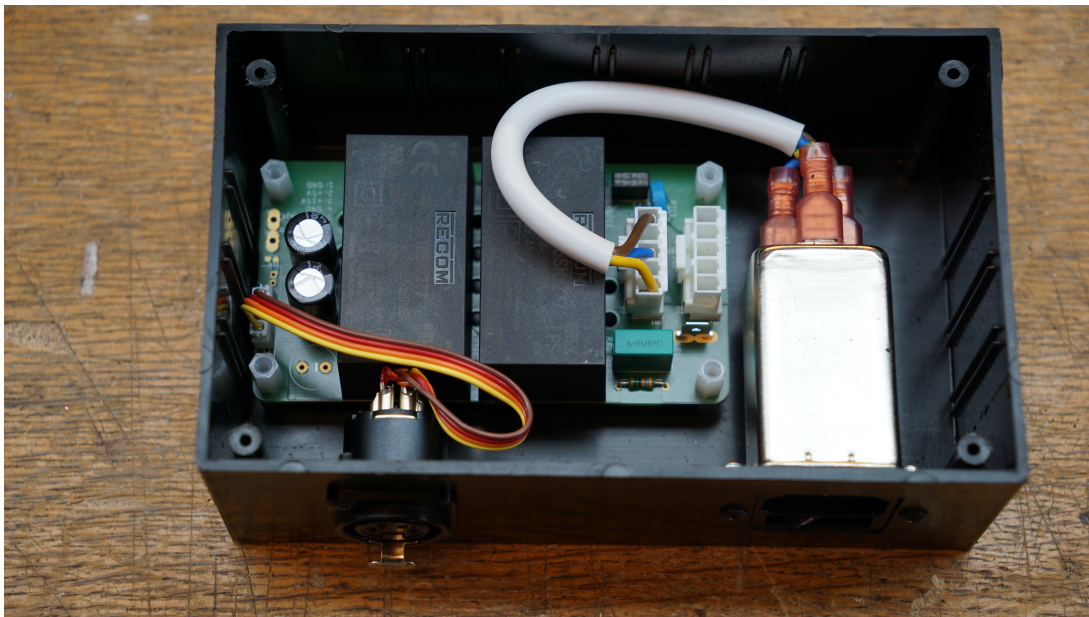


Abbildung 22: Netzteil

6 Elektronik: Struktur, Methodik

6.1 Methodik

Ein umfangreiches Projekt wie dieses erfordert vorab eine sorgfältige Planung und Strukturierung. Die Herangehensweise beginnt mit einer präzisen Zielsetzung. Die gesamte Arbeit ist klar unterteilt in akustische, elektronische und mechanische Aspekte mit definierten Schnittpunkten.

Auch die Elektronik folgt einem modularen Ansatz mit definierten Schnittstellen zwischen den Modulen. Dies ermöglicht eine getrennte Entwicklung der einzelnen Module. Sollten im Zuge der Entwicklung oder im Nachhinein Änderungen nötig sein, können diese innerhalb der Module durchgeführt werden, ohne die anderen Module zu beeinflussen oder gar abändern zu müssen. Nicht zuletzt können Module anderen Verwendungszwecken zugeführt werden und in zukünftigen Anwendungen gegebenenfalls mit anderen Komponenten zu einem neuen System kombiniert werden.

Nach Möglichkeit kommen bewährte Komponenten und Techniken zum Einsatz, zu denen bereits Erfahrungswerte existieren. Der Schaltungsentwurf ist ein ständiges Abwägen von Möglichkeiten und den damit verbundenen Vor- und Nachteilen. Dies kann ein iterativer Prozess sein, sollten sich Entscheidungen auf in Verbindung stehende Baugruppen auswirken.

Das Verhalten einzelner Baugruppen wird vorab durch Berechnungen und Schaltungssimulationen überprüft. Alle Schaltpläne und Layouts werden durch Kollegen gesichtet und freigegeben. Gefertigt werden nur Baugruppen, die mit größter Wahrscheinlichkeit wie geplant funktionieren.

6.2 Struktur, Blockschaltbild

Der Signalfluss innerhalb des 64-Kanal-Mikrofons ist in Abbildung 23 dargestellt. Abbildung 24 zeigt zusätzlich Spannungsversorgung und Kontrollelemente.

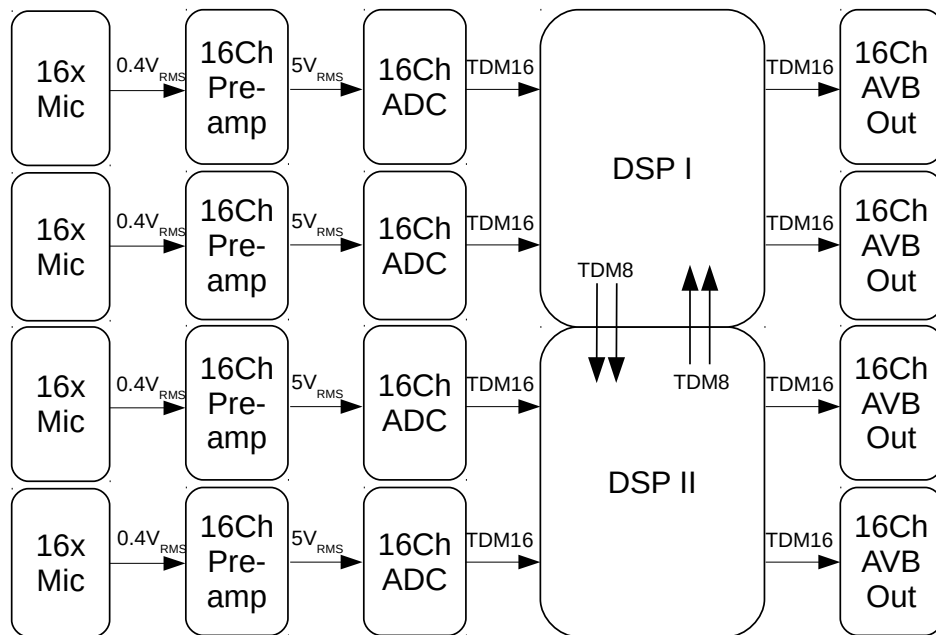


Abbildung 23: Blockdiagramm der Hardware: Signalfluss

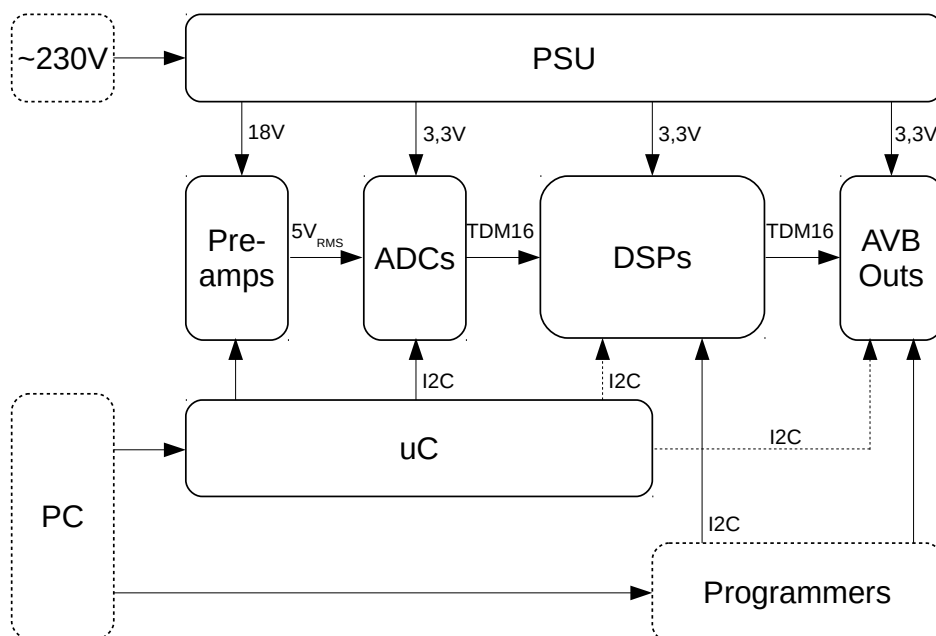


Abbildung 24: Blockdiagramm der Hardware: Spannungsversorgung und Kontrollelemente

7 Elektronik: Mikrofonkapseln

Die beiden Elektret-Mikrofonkapseln mit dem größten Signal-Rauschabstand (Signal-to-noise ratio - SNR) von 80 dB, die unter 10 € pro Stück liegen, sind das *Primo EM272* [18a] und das *PUI AOM-5024I-HD-R*. Aufgrund der etwas höheren Empfindlichkeit und der besseren Verfügbarkeit fiel die Entscheidung auf das Letztere.

Um das Rauschen des Gesamtsystems abschätzen zu können, müssen anhand der Datenblattwerte [17] die Rauschspannungsdichte bzw. die Rauschstromdichte der Mikrofonkapsel ermittelt oder zumindest abgeschätzt werden. Dies geschieht wie in Abschnitt 2.1 und 3.2 von [Cal15] beschrieben.

Das Datenblatt gibt einen SNR von 80 dB an, in Bezug auf ein 94 dB_{SPL} Eingangssignal und A-gewichtet. Zur Messung wurde die Mikrofonkapsel mit 3 V und einem 2,2 kΩ Widerstand betrieben.

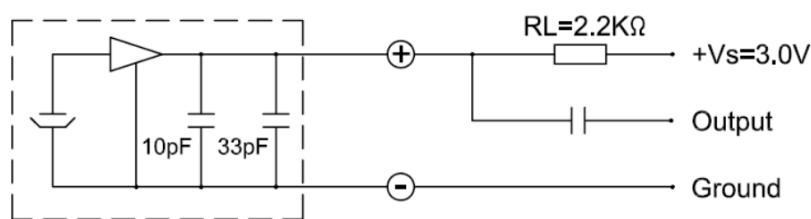


Abbildung 25: Beschaltung laut Datenblatt [17]

Das Übertragungsmaß (Sensitivity) ist mit -24 dB angegeben, 0 dB entsprechen 1 $\frac{V}{Pa}$. Daraus wird der Übertragungsfaktor berechnet:

$$B_E = 10^{\frac{-24dB}{20}} = 63,1 \frac{mV}{Pa}$$

An R_L mit 2,2 kΩ ergibt das 28,68 $\frac{\mu A}{Pa}$. Der SNR von 80 dB wird in einen Rauschstrom umgerechnet:

$$I_{N,ges} = \frac{I_S}{10^{\frac{SNR}{20}}} = \frac{28,68 \frac{\mu A}{Pa}}{10^{\frac{80dB}{20}}} = 2,868 nA_{RMS}$$

Der Datenblattwert ist A-gewichtet, diese Gewichtung wird wie in [Cal15] vorgeschlagen durch eine Bandbreite von 13,5 kHz angenähert und damit zurück auf eine Rauschstromdichte umgerechnet.

$$i_{N,ges} = \frac{I_{N,ges}}{\sqrt{B}} = \frac{2,868 nA_{RMS}}{\sqrt{13,5 kHz}} = 24,68 \frac{pA}{\sqrt{Hz}}$$

Diese gesamte Rauschstromdichte enthält sowohl die der Mikrofonkapsel als auch die des Widerstandes. Die des Widerstandes kann über die Formel für thermisches Rauschen berechnet und von der gesamten Rauschstromdichte abgezogen werden:

$$i_{N,R} = \sqrt{\frac{4kT}{R}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 1,381 \cdot 10^{-23} \frac{J}{K} \cdot 298K}{2,2 k\Omega}} = 2,735 \frac{pA}{\sqrt{Hz}}$$

$$i_{N,Mic} = \sqrt{i_{N,ges}^2 - i_{N,R}^2} = \sqrt{24,68 \frac{pA}{\sqrt{Hz}}^2 - 2,735 \frac{pA}{\sqrt{Hz}}^2} = 24,53 \frac{pA}{\sqrt{Hz}}$$

Das ist die Rauschstromdichte der Mikrofonkapsel. Analog dazu kann die Rauschspannungsdichte der Kapsel berechnet werden, diese beträgt $53,97 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$. Die Rauschspannungsdichten der Vorverstärker und Analog-Digital-Umsetzer sollen deutlich unter diesem Wert liegen. Dabei sind natürlich etwaige Verstärkungsfaktoren zu berücksichtigen.

Anhand des oben berechneten Übertragungsfaktors bei 94 dB_{SPL} und dem angegebenen Maximalschalldruckpegel von 110 dB_{SPL} kann die maximale Ausgangsspannung berechnet werden. 110 dB_{SPL} entsprechen einem Schalldruck von 6,31 Pa.

$$v_{max} = B_E \cdot L_p = 63,1 \frac{mV}{Pa} \cdot 6,31 Pa = 398,2 mV_{RMS}$$

8 Elektronik: Vorverstärker und ADC Platine

An eine Eingangsplatine können jeweils 16 Elektret-Mikrofonkapseln angeschlossen werden. Deren Signale werden gefiltert, verstärkt, symmetriert und digitalisiert. Die analoge Verstärkung ist in vier Stufen schaltbar. Am Ausgang der Platine liegt ein digitales Audiosignal im TDM16-Format an.

8.1 Vorverstärker als Strom-Spannungs-Wandler

Der erste Ansatz für den Vorverstärker war, wie in [Cal15] nahegelegt, ein Strom-Spannungs-Wandler - eine elegante Lösung, um ein besseres Gleichtakt- und Rauschverhalten zu erzielen, als mit einem nicht-invertierenden Verstärker.

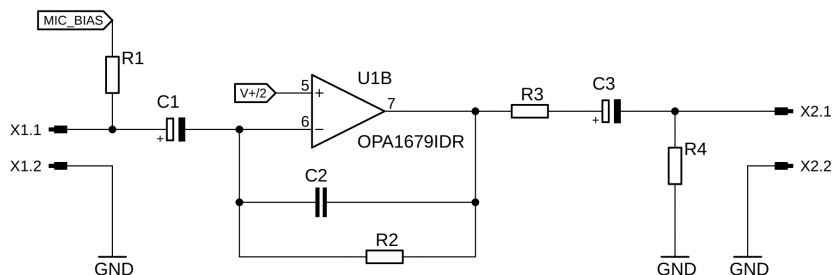


Abbildung 26: Vorverstärker als Strom-Spannungs-Wandler

Allerdings hat diese Schaltungsvariante erhebliche Nachteile was die Störfestigkeit gegen hochfrequente Einstreuungen betrifft. Im HF-Bereich – also oberhalb der Grenzfrequenz des OPV (Operationsverstärker) – sind dessen Eingänge hochohmig und damit empfindlich für HF-Störungen, die an Halbleiterübergängen demoduliert und ins Audioband gefaltet werden. Eine passive Filterung ist am Eingang des Strom-Spannungs-Wandlers nicht möglich, da Kapazitäten am Eingang zur Instabilität der Schaltung führen würden. Diese Schaltung kommt also nur infrage, wenn die Mikrofonkapsel sehr nahe – idealerweise auf der Platine des Vorverstärkers – platziert werden kann.

8.2 Nicht-invertierender Verstärker

Da die Mikrofonkapseln mit Kabeln an den Vorverstärker angeschlossen werden sollen, fiel die Wahl auf eine nicht-invertierende Topologie (siehe [18b]). Dabei ist es problemlos möglich, ein passives HF-Filter am Eingang zu verwenden, das die Störfestigkeit gewährleistet, falls z.B. Mobiltelefone in der Nähe sind.

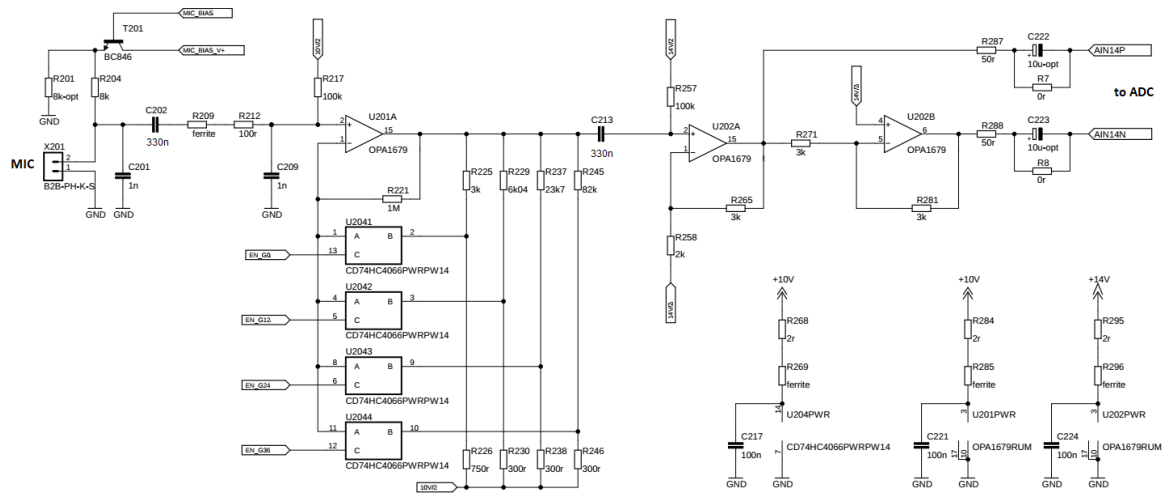


Abbildung 27: Nicht-invertierender Vorverstärker mit umschaltbarer Verstärkung

8.3 Umschaltbare Verstärkung

Der Verstärkungsfaktor des Vorverstärkers ist in vier Stufen in 12 dB Schritten umschaltbar. Eine stufenlose Einstellbarkeit wäre mit einem multiplizierenden DAC (Digital-Analog-Converter) oder einem Digitalpotentiometer möglich gewesen, kam aber einerseits aus Kostengründen nicht infrage, andererseits sind die garantierten Genauigkeiten dieser ICs gering, was in der Anwendung für Ambisonics ein entscheidendes Problem darstellt. Stattdessen kann zwischen vier verschiedenen Spannungsteilern umgeschaltet werden, die den Verstärkungsfaktor des Operationsverstärkers bestimmen. Diese Widerstände sind mit sehr geringen Toleranzen erhältlich und gewährleisten große Genauigkeit. Der *74HC4066* [15] ist ein bewährter analoger CMOS-Schalter. Er zeichnet sich durch gute Verfügbarkeit und seinen günstigen Preis aus. Nachteil des Chips sind der relativ hohe Widerstand der Schalter, der große Toleranzbereich und die Spannungsabhängigkeit des Widerstandes der Schalter, was sich auf den Verstärkungsfaktor auswirken und Verzerrungen im Audiosignal hervorrufen kann. Um dies zu verhindern wurden die CMOS-Schalter, wie in Abbildung 5 von [08] beschrieben, direkt am invertierenden Eingang des OPV platziert, wo sie zwischen verschiedenen Spannungsteilern umschalten. An dieser Stelle fließt nahezu kein Strom über die CMOS-Schalter, somit ist der Einfluss des On-Widerstands vernachlässigbar.

8.4 Aufteilung der Verstärkung

Die maximale Ausgangsspannung der Mikrofonkapsel beträgt ca. $400 \text{ mV}_{\text{RMS}}$. Die maximale Eingangsspannung des gewählten ADC (Analog-Digital-Converter) *ADAU1977* beträgt 5 V_{RMS} oder ca. $14 \text{ V}_{\text{p-p}}$. Dazwischen wird demnach eine Verstärkung von 12,5 bzw. 22 dB benötigt.

Die erste Verstärkerstufe ist durch den *74HC4066* auf 10 V Versorgungsspannung limitiert, damit können die 14 V_{p-p} nicht erreicht werden. Um den ADC voll auszusteuern und gleichzeitig seine maximale Eingangsspannung nicht überschreiten zu können, bietet sich eine zweite Verstärkerstufe mit 14 V Versorgungsspannung an. Für die erste Verstärkerstufe wurde eine Grundverstärkung um den Faktor 5 gewählt, umschaltbar auf 20, 80 und ggf. 320. Den verbleibenden Faktor von 2,5 übernimmt die zweite Stufe, um die minimale Gesamtverstärkung von 12,5 zu erreichen.

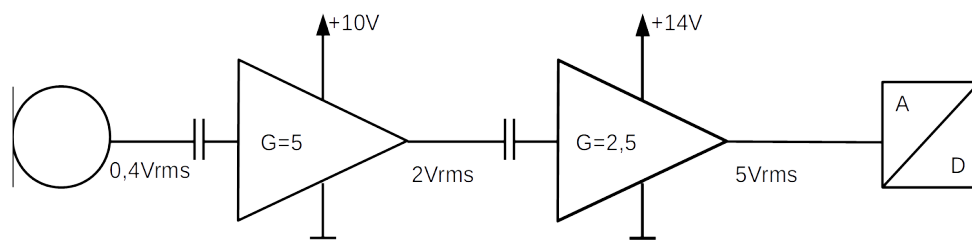


Abbildung 28: Überblick Verstärkung und Versorgungsspannungen

8.5 Spannungsversorgung

Der *74HC4066* kann mit bis zu 10 V Betriebsspannung versorgt werden und kann Signale im Bereich seiner Betriebsspannung verarbeiten; negative Spannungen sind nicht möglich. Deshalb werden auch die OPVs der ersten Stufe mit 10 V unipolarer Spannung betrieben. Die der zweiten Stufe werden mit 14 V unipolarer Spannung betrieben, um den ADC-Eingang voll aussteuern zu können. Das Audiosignal wird jeweils mit einem Gleichspannungsoffset in Höhe der halben Betriebsspannung beaufschlagt. Dieses Offset stellt eine virtuelle Masse dar, somit werden Koppelkondensatoren an den Eingängen und zwischen den Schaltungsteilen benötigt. Die virtuelle Masse wird durch Spannungsteiler zwischen Versorgungsspannung und Masse erzeugt. Um die Spannungsteiler nicht zu belasten, wird ihnen jeweils ein OPV-Spannungsfolger nachgeschaltet. Optional ist ein Lastwiderstand am Ausgang des OPV vorgesehen, um einen kontinuierlichen Stromfluss zu erzwingen und damit den OPV in Class-A zu betreiben.

Die 10 V und 14 V Betriebsspannungen werden von einstellbaren *LM317* Linearspannungsreglern direkt auf der Platine geregelt. Jeder IC hat in nächster Nähe zu seinen Versorgungsanschlüssen Pufferkondensatoren und Abblock-Kondensatoren aus Keramik, die hochfrequente Störungen ableiten. Zusätzlich wird in die Versorgungsleitung ein 2-Ω-Widerstand und eine Ferritperle geschaltet, um niederimpedante Schleifen über die Spannungsversorgung zu unterbrechen und so die Immunität gegen induktiv eingekoppelte Störungen zu erhöhen.

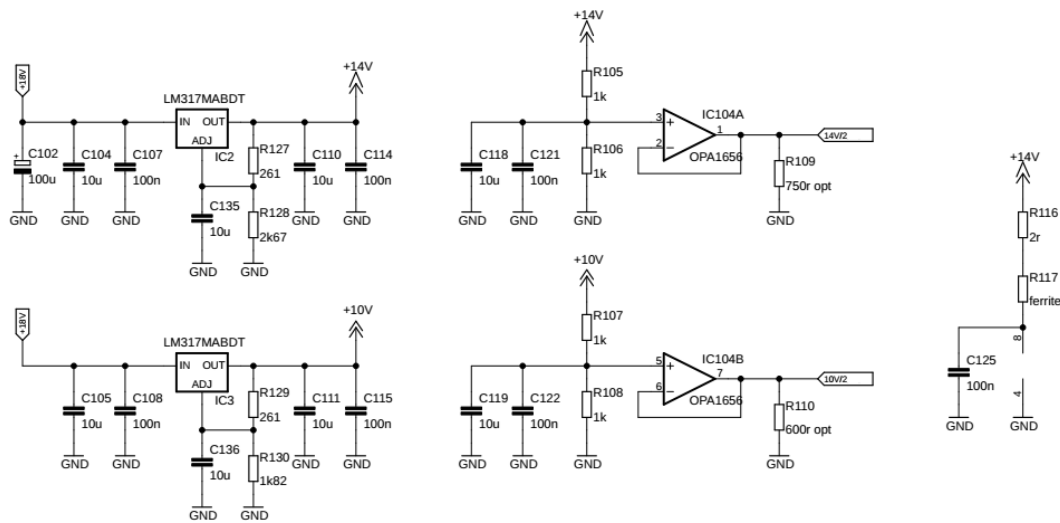


Abbildung 29: Schaltplan Versorgungsspannungen und virtuelle Masse

Bei 9 V Betriebsspannung benötigt der *74HC4066* laut Datenblatt ein Steuersignal mit mindestens 4,7 V. Bei 10 V Betriebsspannung liegt die Schaltschwelle noch etwas höher. Da das Signal vom Microcontroller nur 3,3 V hat, ist eine Pegelanpassung nötig, wie in [Sch97] beschrieben. Dabei befinden sich die MOSFETs (Metalloxid-Feldeffekt-Transistor) auf der Hauptplatine und nur die Pull-Up-Widerstände auf der Vorverstärkerplatine.

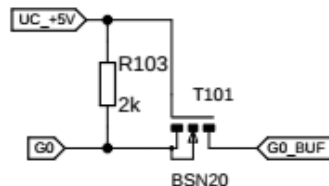


Abbildung 30: Pegelanpassung der Steuersignale

Die *ADAU1977*-ADCs benötigen lediglich eine Versorgungsspannung von 3,3 V. Diese wird auf der Platine von einem Linearspannungsregler erzeugt.

8.6 Operationsverstärker

Der *OPA1679* [21b] ist ein günstiger 4-fach Audio-OPV. Er zeichnet sich durch eine CMOS-Eingangsstufe und damit vernachlässigbares Stromrauschen aus. Auch die Spannungsrauschdichte ist mit $4,5 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ bei 1 kHz ausreichend gering, damit das Rauschen der gesamten Vorverstärker-Schaltung deutlich niedriger ist als das der Mikrofonkapsel. Das Rauschverhalten wurde im Unterunterabschnitt 8.9.4 simuliert. Die Slew Rate und das Verstärkungsbandbreitenprodukt sind in dieser Anwendung ausreichend. Etwaige Offset-Spannungen am Ausgang werden durch die Koppelkondensatoren beseitigt. Sollte das $\frac{1}{f}$ -Rauschen des *OPA1679* problematisch sein, be-

steht die Möglichkeit ihn z.B. durch den *OPA4189* zu ersetzen. Dieser besitzt zwar ein minimal höheres Spannungsrauschen, zeichnet sich aber durch nicht nennenswertes $\frac{1}{f}$ -Rauschen aus.

Als Spannungsfolger der virtuellen Masse wurde ein OPV *OPA1656* [22c] ausgewählt, der sich durch sein hohes Verstärkungsbandbreitenprodukt, seinen niedrigen Open-Loop-Ausgangswiderstand, seinen hohen maximalen Ausgangsstrom und sein sehr niedriges Rauschen qualifiziert.

8.7 Kondensatoren im Signalweg, HF-Filter

Der Einfluss von Kondensatoren im Signalweg auf die Audiosignalqualität wurde in einer Reihe von Artikeln von C. Bateman untersucht [Bat02a] [Bat02b] [Bat02c] [Bat03]. Demnach erzeugen Kondensatoren im Signalweg, in Abhängigkeit von Signalspannung, Spannungshub am Kondensator, Material und Bauart, Verzerrungen in unterschiedlichem Ausmaß. Im Bereich zwischen $1\ \mu F$ und $10\ \mu F$ schnitten in Batemans Test Folienkondensatoren am besten ab, unipolare Elektrolytkondensatoren stellen jedoch eine kosten- und platzsparende Alternative dar. Werden Kapazitäten von mehr als $10\ \mu F$ benötigt, sind zwei mit den Kathoden zueinander in Serie geschaltete Elektrolytkondensatoren eine Lösung, die vergleichsweise gute Verzerrungswerte bietet.

Im Falle von kleinen Kapazitäten können Keramik Kondensatoren mit NP0 bzw. C0G als Dielektrikum verwendet werden.

Als Koppelkondensatoren mit größerer Kapazität am Verstärkerausgang waren ursprünglich Folienkondensatoren mit metallbedampfter Polypropylenfolie geplant. Aufgrund von Platz- und Kostengründen sind Elektrolytkondensatoren vorgesehen. Die kleineren Koppelkondensatoren am Eingang und zwischen den Verstärkerstufen sind keramische Typen mit C0G-Dielektrikum.

Am Eingang des Vorverstärkers kommt ein passives HF-Filter zum Einsatz, um hochfrequente Störungen abzublocken. Könnten diese ungehindert den OPV erreichen, würden sie an Halbleiterübergängen demoduliert und ins Audioband gefaltet werden und damit als hörbare Störungen auftreten. Im Vorwärtszweig des Filters sind ein Widerstand und eine Ferritperle vorgesehen. Diese haben eine ausreichend niedrige Impedanz im Audiofrequenzbereich, um dort vernachlässigt zu werden, bilden aber mit den beiden Kondensatoren ein Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz weit über dem Audiofrequenzbereich.

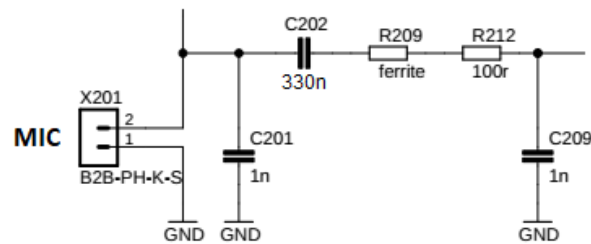


Abbildung 31: HF-Filter am Eingang

8.8 Ausgang des Vorverstärkers

Um ein symmetrisches Ausgangssignal zu erhalten, wird das Ausgangssignal mittels OPV invertiert. Die 50- Ω -Widerstände bieten den OPVs einen Kurzschlusschutz und gewährleisten Stabilität bei externen kapazitiven Lasten. Am Ausgang werden Koppelkondensatoren benötigt, da der Vorverstärker mit einer unipolaren Versorgung betrieben wird und deshalb mit einem Gleichspannungsoffset arbeitet, das am Ausgang abgeblockt werden muss. Alternativ kann die Versorgungsspannung des Ausgangs-OPVs auf 14 V eingestellt werden, das Gleichspannungsoffset am Ausgang beträgt dann 7 V und entspricht damit dem am Eingang des *ADAU1977* benötigten Offset. Somit können statt der Koppelkondensatoren die 0- Ω -Brücken bestückt werden und die 5,36-k Ω -Widerstände am Eingang des *ADAU1977* weggelassen werden.

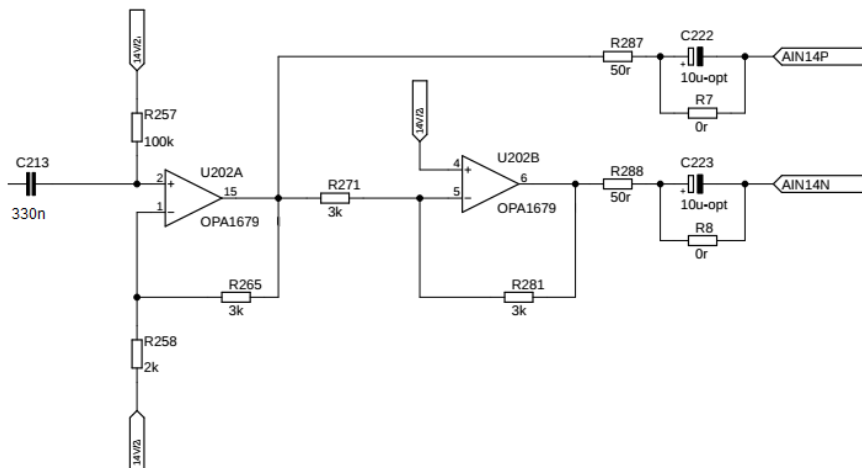


Abbildung 32: Symmetrierung des Ausgangssignals

8.9 Schaltungssimulationen in LTspice

Die Schaltung der Vorverstärker wurde ausgiebig in LTspice [Anaa] simuliert. Dazu wurden die SPICE-Modelle der ausgewählten OPVs von den Herstellerseiten heruntergeladen und manuell in LTspice integriert.

8.9.1 Frequenz- und Phasengang

Ziel ist ein möglichst konstanter Frequenzgang im Audiofrequenzbereich. Die Verstärkungsfaktoren sind in Schritten von ungefähr 12 dB schaltbar. Dabei sind die Genauigkeiten der absoluten Werte weniger wichtig als die Variation der einzelnen Kanäle untereinander.

Bei niedrigen Verstärkungen verläuft der Frequenzgang äußerst linear, wie in Abbildung 33 und Abbildung 34 zu sehen ist. Bei einem Verstärkungsfaktor von 80 ist die Abweichung bei 20 kHz bereits erkennbar (siehe Abbildung 35). Bei einer Verstärkung von 320 beträgt die Abweichung bei 20 kHz bereits ca. 0,5 dB, wie in Abbildung 36 deutlich zu sehen ist. Die Ursache liegt in diesem Fall in dem limitierten Verstärkungsbandbreitenprodukt des ersten OPV. Ob eine derart hohe Verstärkung benötigt wird, muss sich in der Praxis zeigen. Gegebenenfalls muss anhand der praktischen Erfahrungen die Verstärkung in einer oder beiden Stufen verändert werden.

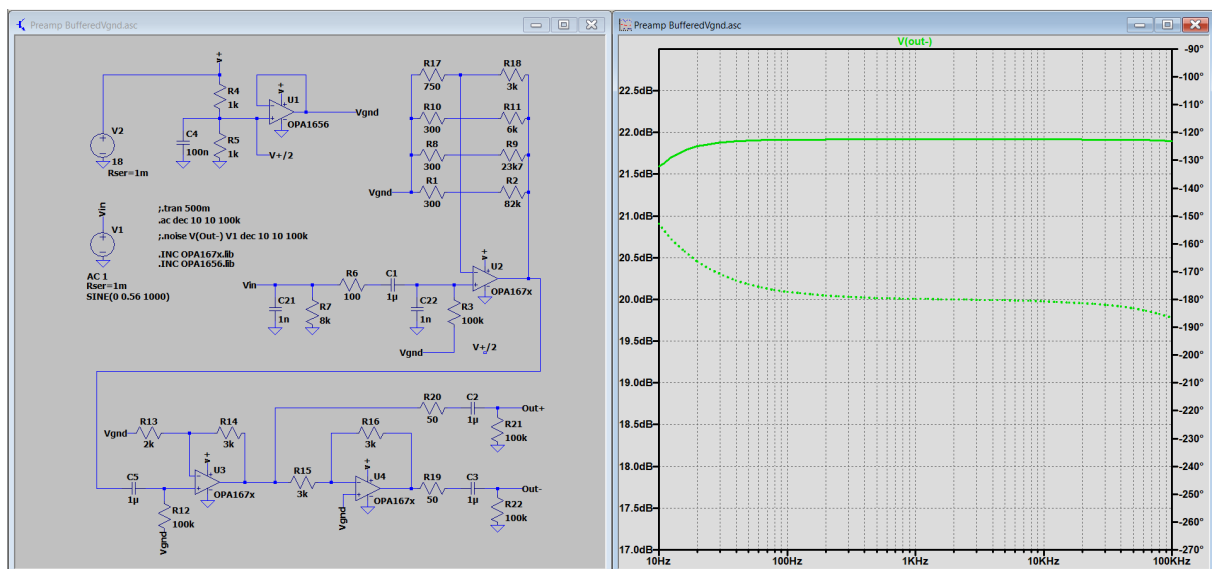
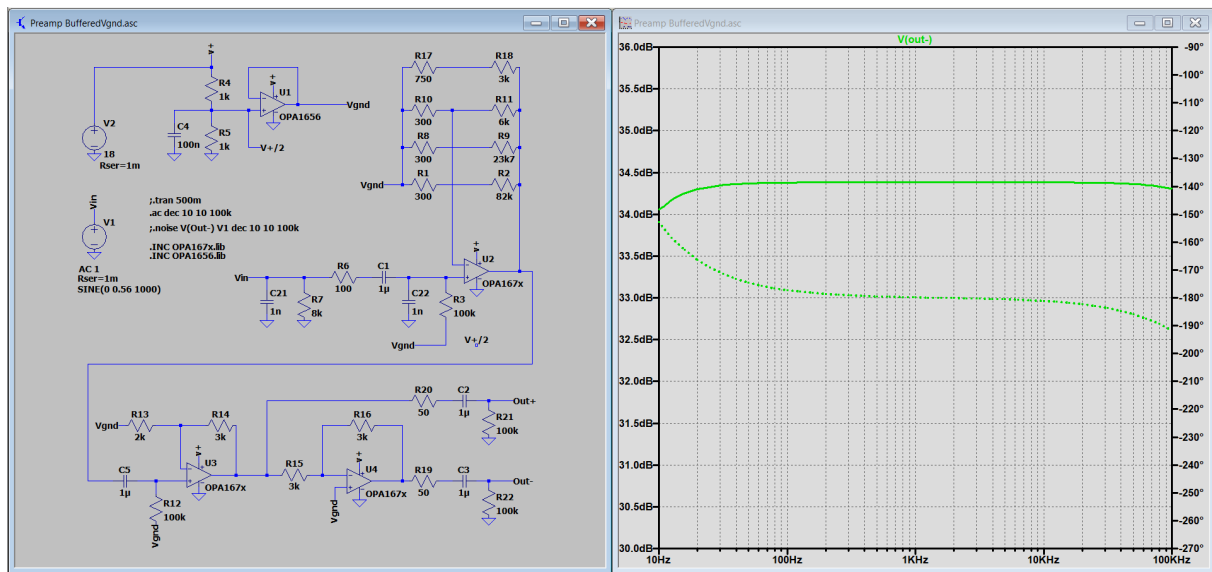
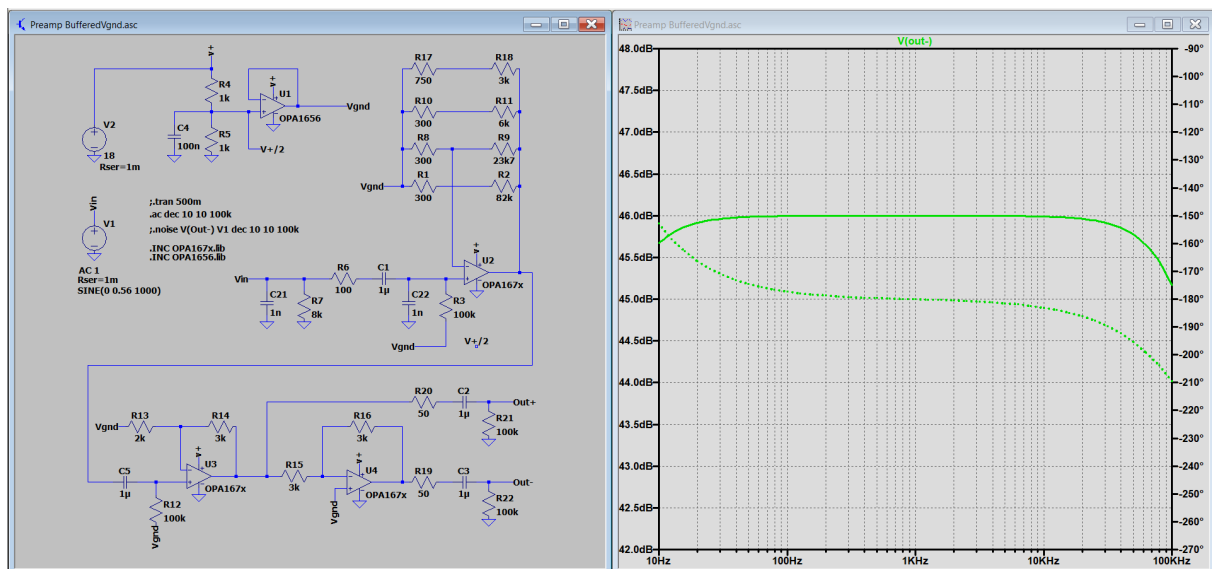
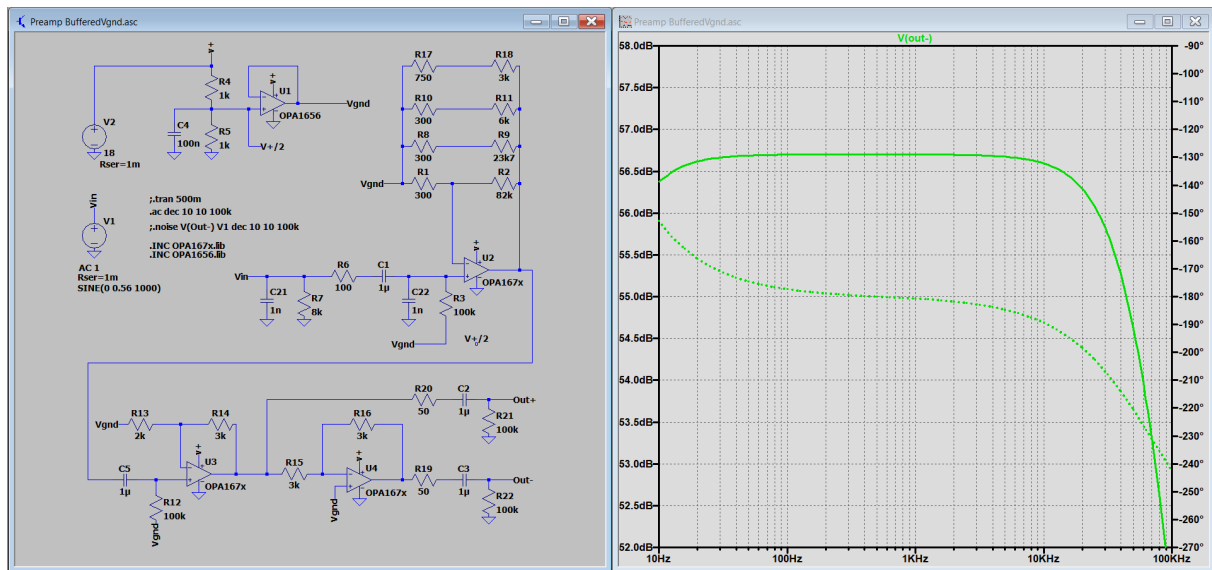


Abbildung 33: Simulation des Frequenz- und Phasengangs bei $G = 5$

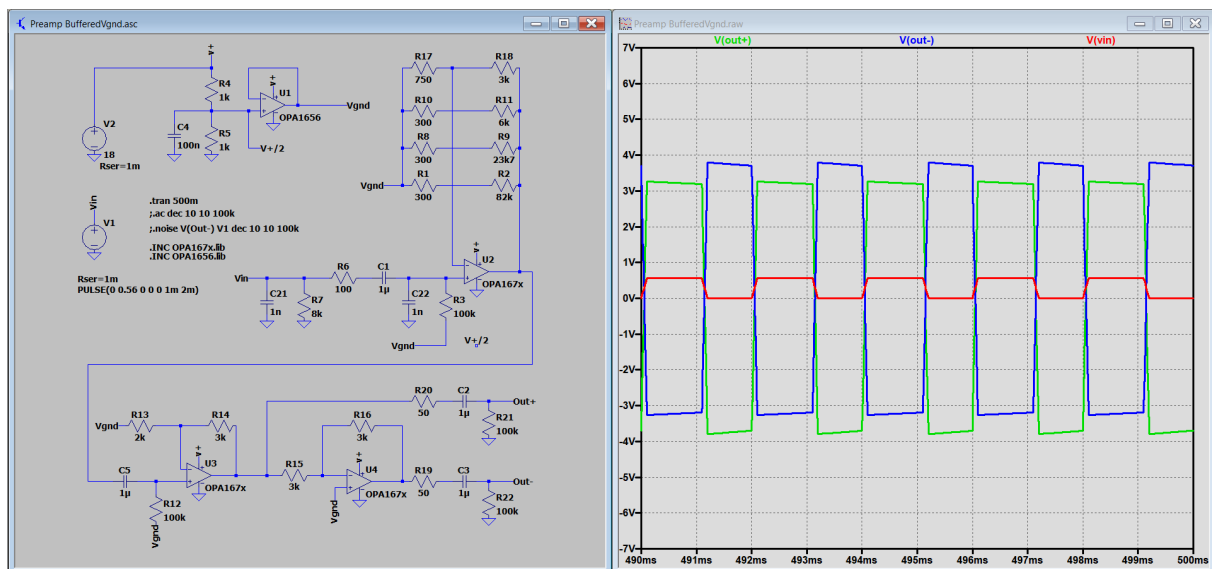
Elektronik: Vorverstärker und ADC Platine

Abbildung 34: Simulation des Frequenz- und Phasengangs bei $G = 20$ Abbildung 35: Simulation des Frequenz- und Phasengangs bei $G = 80$

Abbildung 36: Simulation des Frequenz- und Phasengangs bei $G = 320$

8.9.2 Stabilität

Die Vorverstärkerschaltung lässt, wie in Abbildung 37 ersichtlich, keine Stabilitätsprobleme erkennen.

Abbildung 37: Simulation der Stabilität bei $G = 5$

8.9.3 Abweichung des Verstärkungsfaktors durch Bauteiltoleranzen

In der Anwendung als Ambisonics-Mikrofon spielt die Toleranz der Verstärkung der Kanäle untereinander eine äußerst wichtige Rolle. Deshalb wurde eine Worst-Case-Analyse durchgeführt, um den Einfluss der Widerstandstoleranzen der in den Rückkopplungsnetzwerken

Elektronik: Vorverstärker und ADC Platine

der Operationsverstärker verbauten Widerstände abschätzen zu können. Abbildung 38, Abbildung 39, Abbildung 40 und Abbildung 41 zeigen, dass unabhängig vom Verstärkungsfaktor die Verstärkung um ca. $\pm 0,5$ dB variieren kann, wenn Widerstände mit 1 % Toleranz gewählt werden. Die Verwendung von Widerständen mit 0,1 % Toleranz führt zu dem exemplarisch in Abbildung 42 dargestellten Ergebnis. Hier beträgt die Abweichung vom idealen Verstärkungsfaktor nur noch ca. $\pm 0,05$ dB. Aus diesem Grund sind an kritischen Stellen Präzisionswiderstände mit 0,1 % Toleranz verbaut.

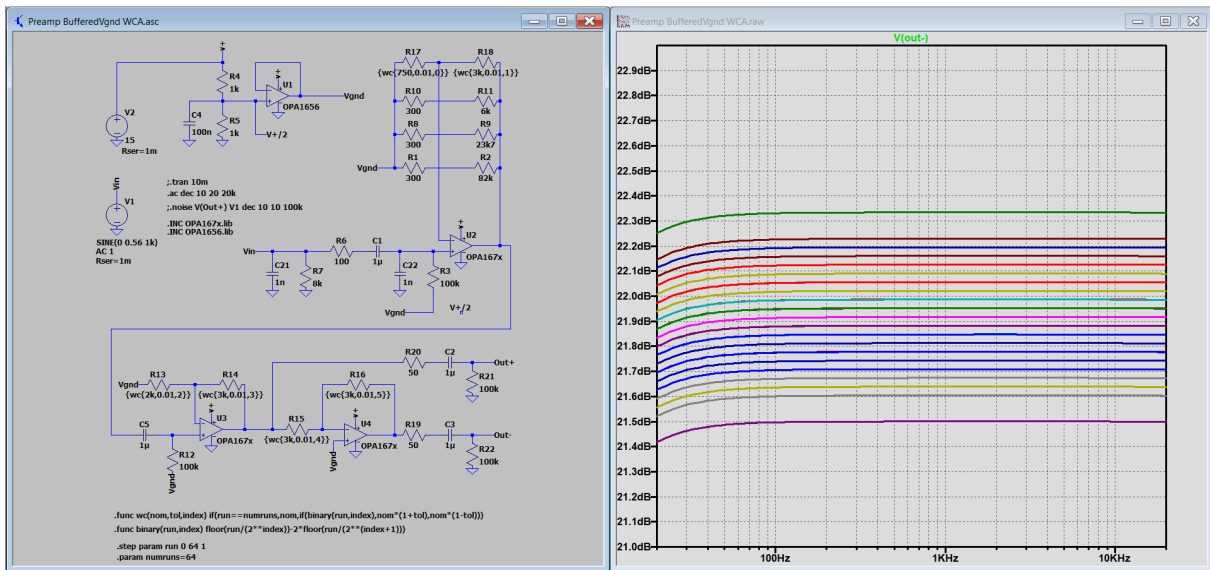


Abbildung 38: Simulation des Frequenzgangs bei $G = 5$ und 1 % Widerstandstoleranz

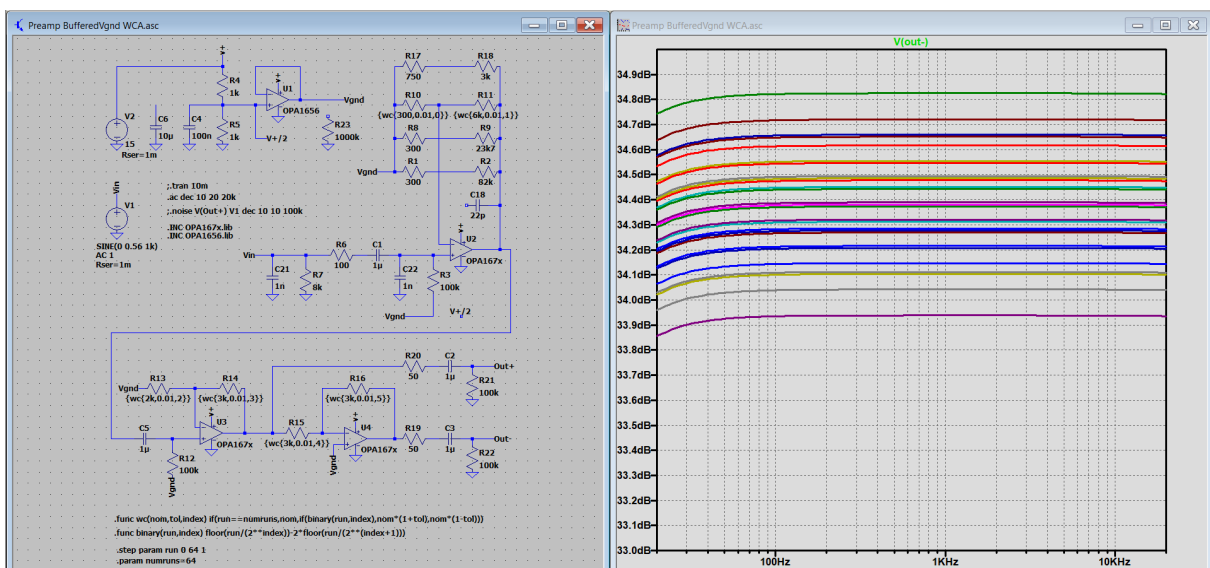


Abbildung 39: Simulation des Frequenzgangs bei $G = 20$ und 1 % Widerstandstoleranz, Worst Case Analysis

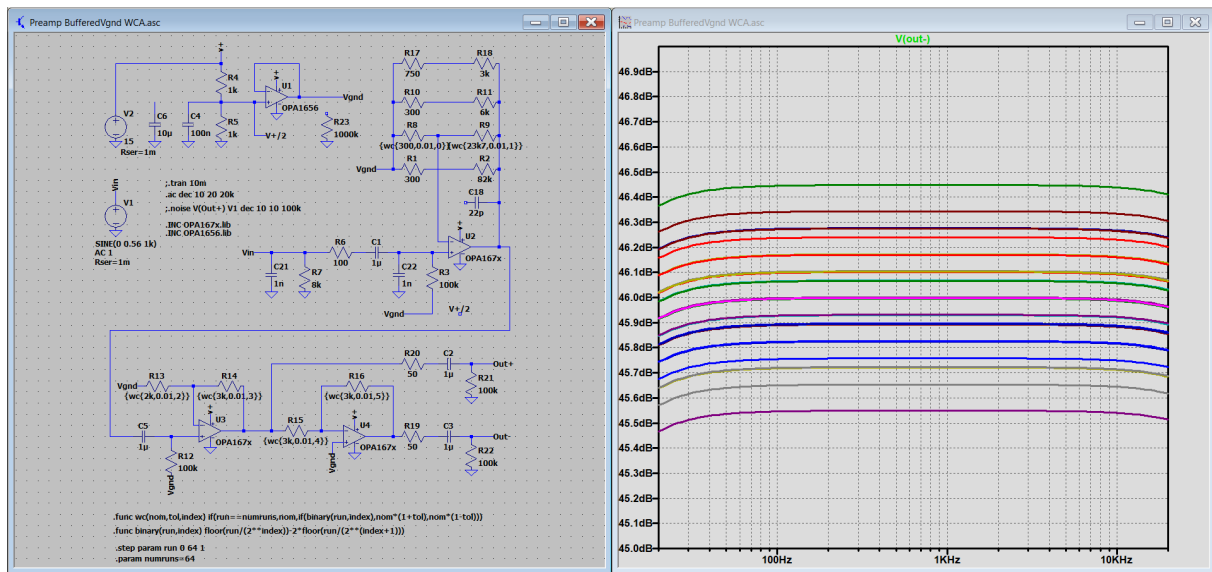


Abbildung 40: Simulation des Frequenzgangs bei $G = 80$ und 1 % Widerstandstoleranz, Worst Case Analysis

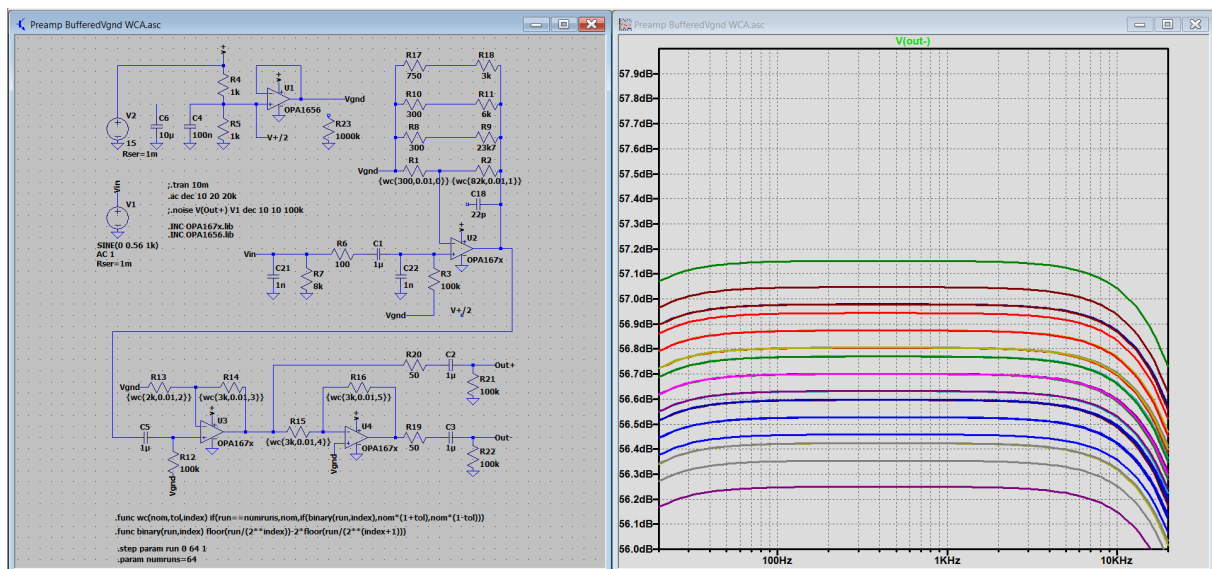


Abbildung 41: Simulation des Frequenzgangs bei $G = 320$ und 1 % Widerstandstoleranz, Worst Case Analysis

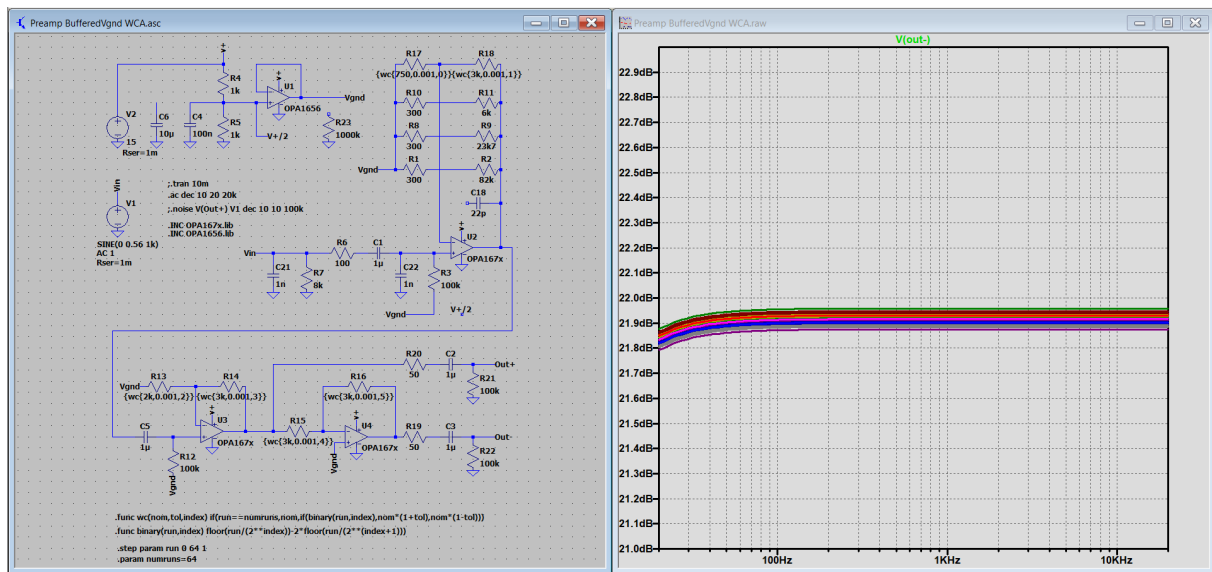
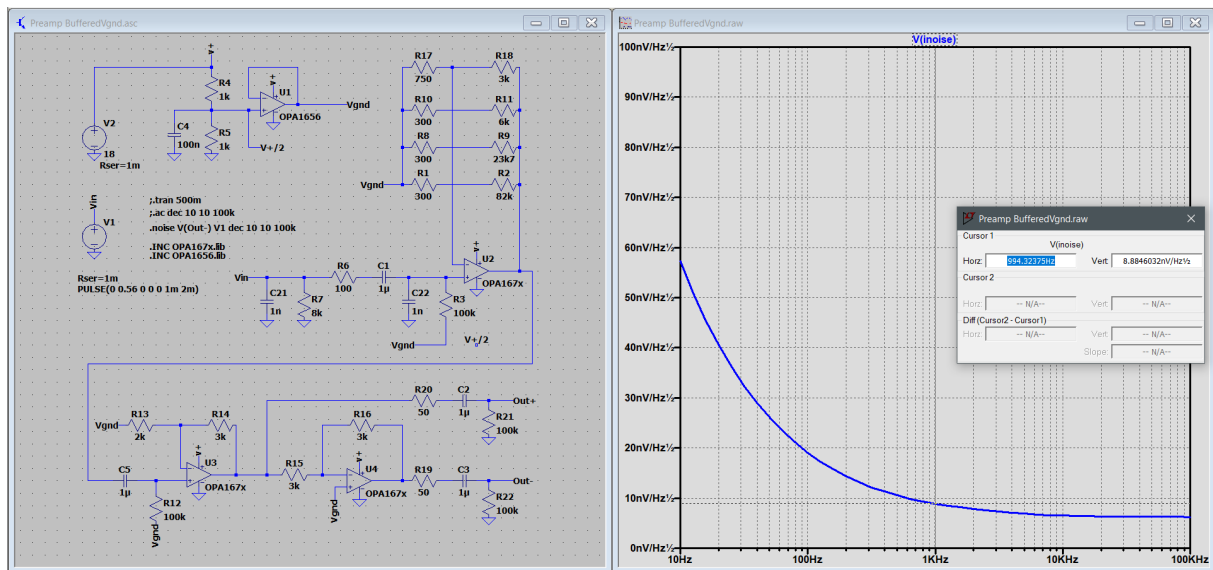
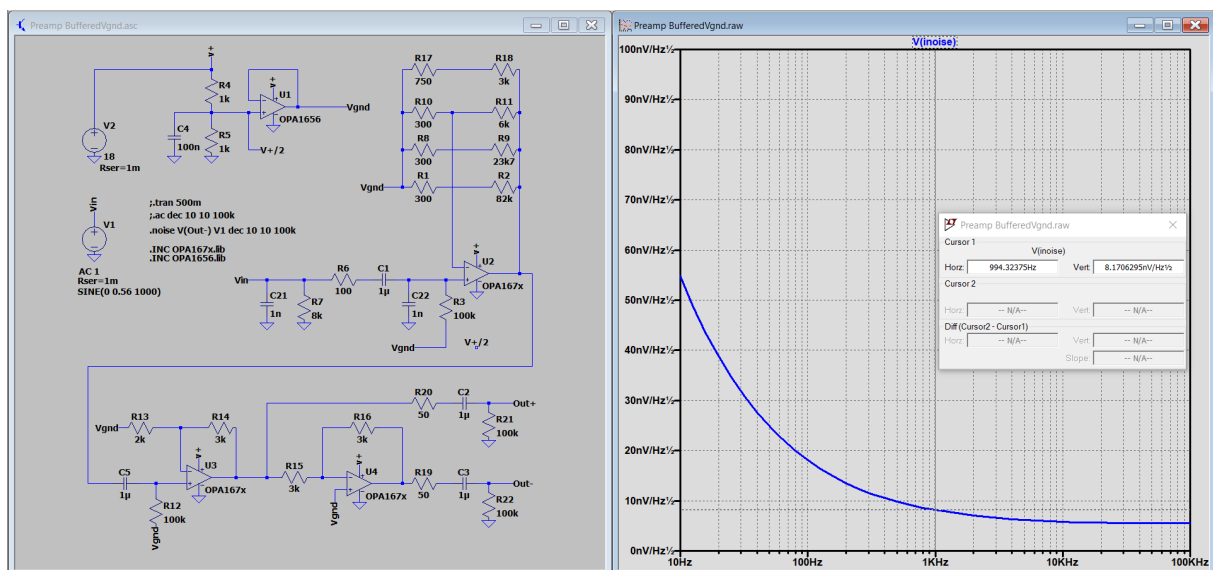


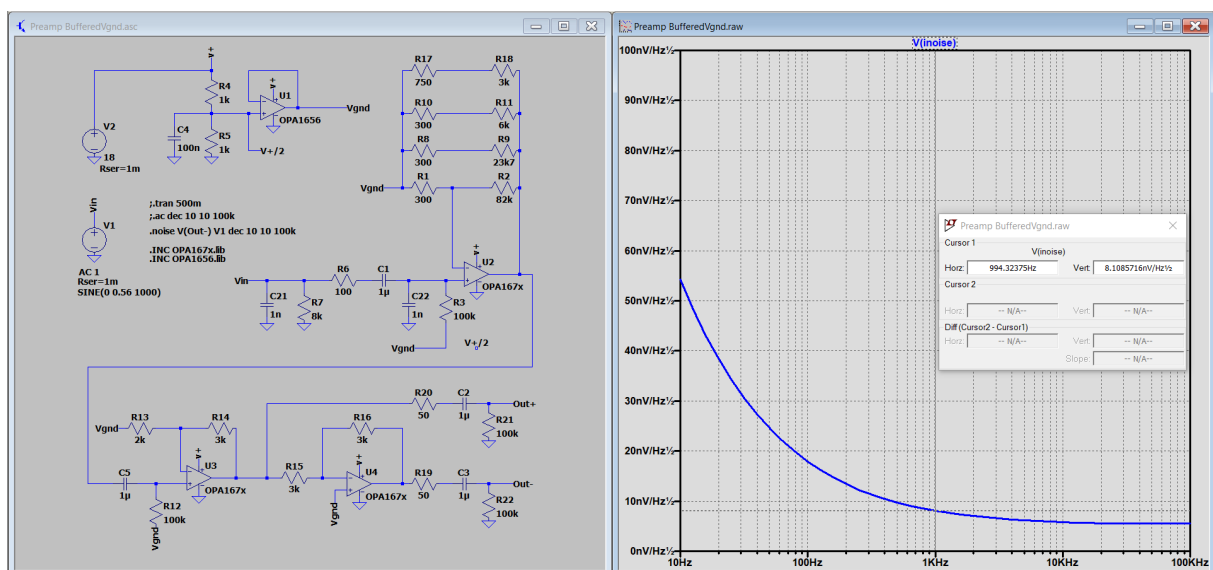
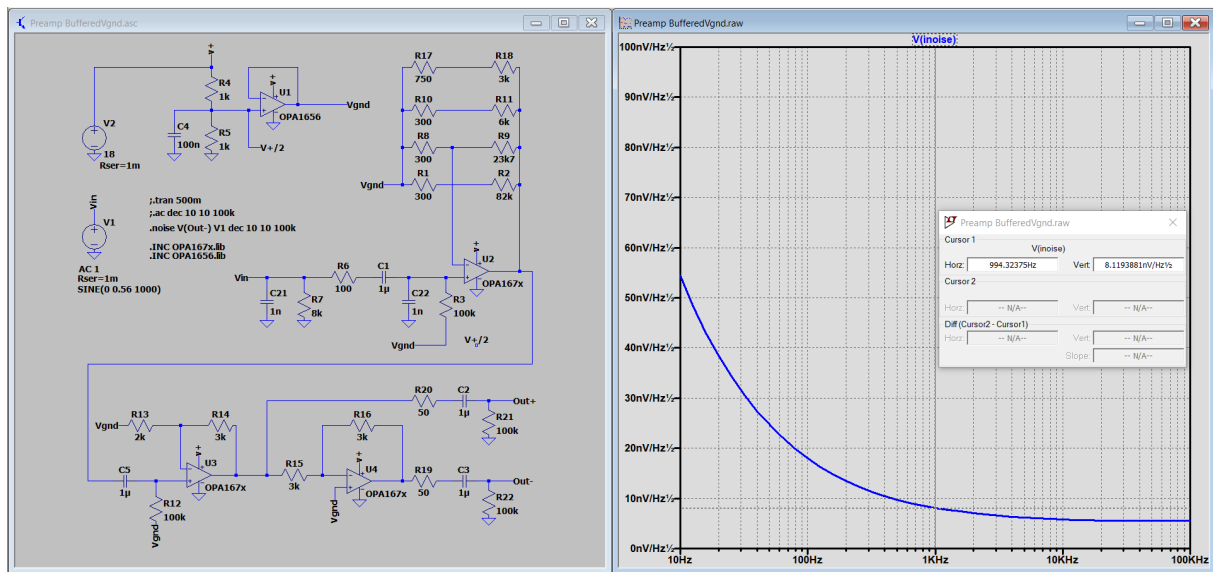
Abbildung 42: Simulation des Frequenzgangs bei $G = 5$ und 0,1 % Widerstandstoleranz, Worst Case Analysis

8.9.4 Rauschen

Auch das Rauschen spielt eine wichtige Rolle in der Anwendung als Ambisonics-Mikrofon. Ziel ist, den Vorverstärker so zu konstruieren, dass die Rauschspannungsdichte des Verstärkers deutlich niedriger ist als die der Mikrophonkapsel. Die Rauschspannungsdichte beträgt, wie in Kapitel Abschnitt 7 berechnet, $54 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$. In Abbildung 43, Abbildung 44, Abbildung 45 und Abbildung 46 ist die eingangsbezogene Rauschspannungsdichte des Vorverstärkers dargestellt. Diese beträgt in allen Fällen weniger als $9 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ bei 1 kHz und liegt damit deutlich unterhalb der Rauschspannungsdichte der Mikrophonkapsel. Die Simulation des $\frac{1}{f}$ -Rauschens von OPVs ist generell mit Vorsicht zu genießen. Sollte das $\frac{1}{f}$ -Rauschen in Realität stärker ausfallen und ein Problem darstellen, kann immer noch ein teurerer OPV gewählt werden, zB. der *OPA4189*.

Abbildung 43: Simulation der eingangsbezogenen Rauschspannungsdichte bei $G = 5$ Abbildung 44: Simulation der eingangsbezogenen Rauschspannungsdichte bei $G = 20$

Elektronik: Vorverstärker und ADC Platine



8.10 Auswahl des ADC-Typs

Der Analog-Digital-Umsetzer soll folgende Anforderungen erfüllen:

- 4 oder 8 Kanäle mit simultaner Abtastung
- Kaskadierbar auf eine TDM8- oder TDM16-Leitung
- 48 kHz, 16 bit
- Dynamikbereich > 100 dB
- PGA, Biasspannung von Vorteil
- Verfügbarkeit

Auf Grund der kritischen Verfügbarkeitssituation wurde der *ADAU1977* umgehend bestellt.

8.11 ADC-Audio-Eingang

Der *ADAU1977* ist speziell für Automotive-Anwendungen konzipiert und besitzt deshalb Eingänge, die über Bufferverstärker, eine Gleichspannungsoffset-Kompensation und einen fixen Spannungsteiler verfügen. Um die Eingänge voll auszusteuern, wird ein Signalpegel von 5 V_{RMS} und 7 V DC-Offset auf jeder Phase benötigt. Das DC-Offset wird vom MicBias-Pin des ADCs bezogen. Dem Datenblatt [14] auf S.19 folgend wurden die Widerstände gegen MicBias mit 5,36 kΩ dimensioniert. Die angegebene Formel hierfür lautet:

$$R_1 = \frac{R_{In1977} \cdot (MB - V_{CM})}{V_{CM}} = \frac{25k\Omega \cdot (8,5V - 7V)}{7V} = 5,36k\Omega$$

Die Eingangsimpedanz von 4,41 kΩ ergibt sich aus der Parallelschaltung des oben berechneten Widerstandes und der Impedanz des ADC-Eingangs R_{In1977} . Die gewünschte Grenzfrequenz soll unter 10 Hz liegen, deshalb wurden am Ausgang des Vorverstärkers Koppelkondensatoren mit 4,7 μF ausgewählt. Aufgrund dieser hohen geforderten Kapazität kommen Elektrolytkondensatoren zum Einsatz.

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 4,41k\Omega \cdot 4,7\mu F} = 7,68Hz$$

Alternativ kann die Versorgungsspannung der Vorstufe auf 14 V und ihr Gleichspannungsoffset auf 7 V eingestellt werden. In diesem Fall kann auf die Koppelkondensatoren und die 5,36-kΩ-Widerstände verzichtet werden. Diese Variante wurde schlussendlich bestückt.

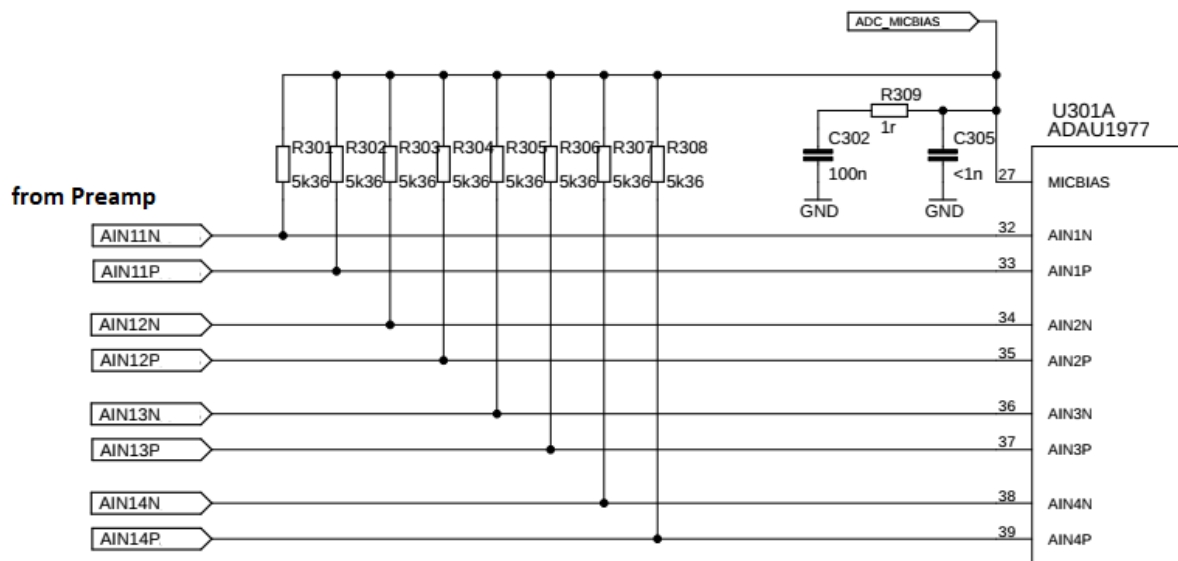


Abbildung 47: Schaltplan Analogeingang ADC

8.12 Spannungsversorgung der Mikrofonkapseln

Die Betriebsspannung für die Mikrofonkapseln wird vom *ADAU1977* bereitgestellt, wie auf S.17 f. des Datenblatts beschrieben. Dies erfolgt über einen integrierten DC-DC-Wandler und einen integrierten Linearspannungsregler mit programmierbarer Ausgangsspannung. Die Ausgangsspannung kann zwischen 5 V und 9 V eingestellt werden. Bei 5 V beträgt der maximale Ausgangsstrom 25 mA, bei 9 V sind es 45 mA. Beim Entkoppeln des Ausgangs ist bei Kapazitäten von mehr als 1 nF darauf zu achten, dass der ESR des Kondensators mehr als 1 Ω beträgt, um die Stabilität des Linearreglers sicherzustellen.

In dieser Anwendung wird die Spannung auf 7 V eingestellt, um an den ADC-Eingängen das für Vollaussteuerung benötigte Offset anzulegen, wie auf S.19 des Datenblatts beschrieben. Zugleich wird die Spannung abgegriffen, gefiltert und einem Transistorfolger zugeführt. Um die einzelnen Kapseln auf der Vorverstärker-Platine voneinander zu entkoppeln und damit das Übersprechen zwischen den Kapseln zu reduzieren, wird die Spannung jeder Mikrofonkapsel mittels eines npn-Transistors gepuffert.

Alternativ kann die halbe Versorgungsspannung der zweiten Verstärkerstufe als Versorgungsspannung der Mikrofone dienen. Dazu muss R125 statt R126 bestückt werden. Es wird sich in der Praxis herausstellen, welche Spannungsquelle besser geeignet ist.

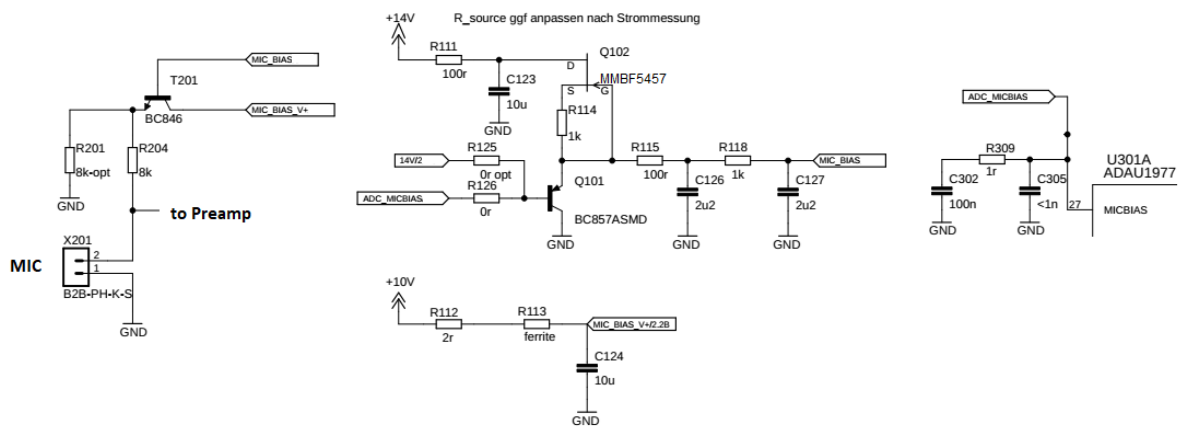


Abbildung 48: Schaltplan Spannungsversorgung der Mikrofonkapseln

8.13 Rauschverhalten des ADCs und des Gesamtsystems

Das Datenblatt gibt bei $10 V_{RMS}$ differentielltem Eingangspegel – was am Wandlerausgang 0 dBFS entspricht – einen SNR von mindestens 103 dB an. Der typische Wert liegt bei 109 dB. Bei $5 V_{RMS}$ unsymmetrischem Eingangspegel sind dies mindestens 100 dB SNR. Daraus errechnet sich folgende Rauschspannung:

$$V_{N,ADC} = \frac{5 V_{RMS}}{10^{\frac{100 dB_{SNR}}{20}}} = 50 \mu V$$

Geht man von einer A-Gewichtung aus, kann diese durch eine Bandbreite von 13,5 kHz angenähert und damit auf die Rauschspannungsdichte zurückgerechnet werden.

$$v_{N,ADC} = \frac{V_{N,ADC}}{\sqrt{B}} = \frac{50 \mu V}{\sqrt{13,5 kHz}} = 430,3 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$$

Das ist die minimale Rauschspannungsdichte des ADCs. Nimmt man den laut Datenblatt typischen SNR als Berechnungsgrundlage, erhält man eine Rauschspannungsdichte von $215,7 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$. Um diese Werte mit der Rauschspannungsdichte der Mikrofonkapsel vergleichen zu können, muss die minimale Gesamtverstärkung des Vorverstärkers von 12,5 berücksichtigt werden.

$$v_{N,Mic,Gain} = v_{N,Mic} \cdot G = 54 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \cdot 12,5 = 675 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$$

Das Rauschen des Vorverstärkers ist in dieser Abschätzung nicht berücksichtigt, da es mit ca. $9 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ bei 1 kHz deutlich niedriger ist als das der Mikrofonkapsel und damit nicht nennenswert

zum Gesamtrauschen beiträgt. Das Rauschen des ADCs ist in jedem Fall niedriger als das der Mikrofonkapsel, wird aber – zumindest bei der niedrigsten Verstärkungseinstellung – zum Gesamtrauschen beitragen.

Die Rauschspannungsdichte des Gesamtsystems bei unsymmetrischem ADC-Eingang berechnet sich wie folgt:

$$v_{N,ges} = \sqrt{v_{N,Mic,Gain}^2 + v_{N,Pre,Gain}^2 + v_{N,ADC}^2}$$

$$v_{N,ges,min} = \sqrt{\left(54 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \cdot 12,5\right)^2 + \left(9 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \cdot 12,5\right)^2 + \left(430 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2} = 808,2 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$$

$$v_{N,ges,typ} = \sqrt{\left(54 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \cdot 12,5\right)^2 + \left(9 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \cdot 12,5\right)^2 + \left(216 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2} = 717,6 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$$

Das entspricht bei wie zuvor angenäherter A-Gewichtung und 5 V_{RMS} Vollaussteuerung einem gesamten SNR von mindestens 94,5 dB. Nimmt man als Berechnungsgrundlage den als typisch angegeben SNR des A/D-Umsetzers, erhält man einen gesamten SNR von 95,6 dB. Durch Verwendung eines differentiellen Eingangssignals können diese Werte um weitere ca. 3 dB gesteigert werden.

8.14 Ausgabe im TDM16 Format

Auf einer Vorverstärker-ADC-Platine werden vier ADC-ICs verbaut und kaskadiert, um auf die gewünschten 16 Kanäle pro TDM-Leitung zu kommen. Die Beschaltung der TDM- und Taktleitungen ist im Datenblatt auf S.29 in Fig.34 dargestellt. Die *ADAU1977*-Wandler müssen per Software auf TDM-16 konfiguriert werden.

8.15 Daten- und Takt-Leitungen

Alle Taktleitungen werden durch 4-fach-Taktverteiler zu den vier ADCs geleitet. Es sind *LMK1C1104* [22a] vorgesehen. Sollte es zu Lieferproblemen kommen, können aber auch andere ICs mit identischem Gehäuse und vergleichbaren Werten verwendet werden, z.B. der *PI6CV304*.

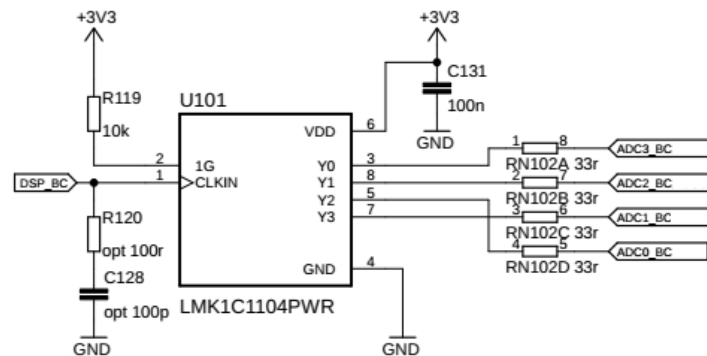


Abbildung 49: Schaltplan der Taktverteiler

Die Terminierungen wurden nach [Cal15] so gewählt, dass jeweils am Ausgang ein Serienwiderstand vorgesehen ist und an jedem Eingang ein Serienwiderstand gefolgt von einer AC-Terminierung. Die Dimensionierung erfolgt anhand von Messungen. Startwert für die Serienwiderstände ist $33\,\Omega$, Startwerte für die AC-Abschlüsse sind $100\,\Omega$ und $100\,\text{pF}$. Die genauen Werte müssen gegebenenfalls per Oszilloskop experimentell bestimmt werden.

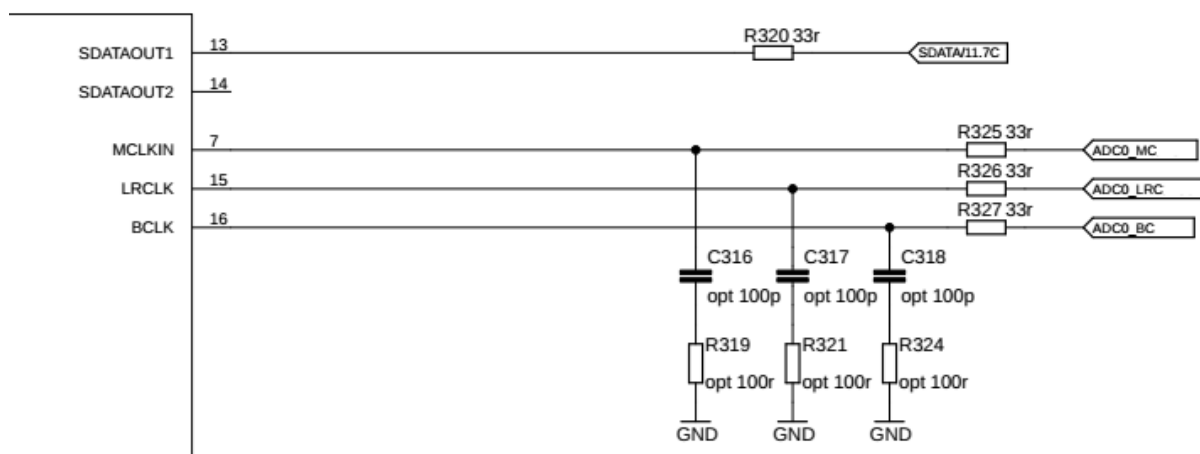
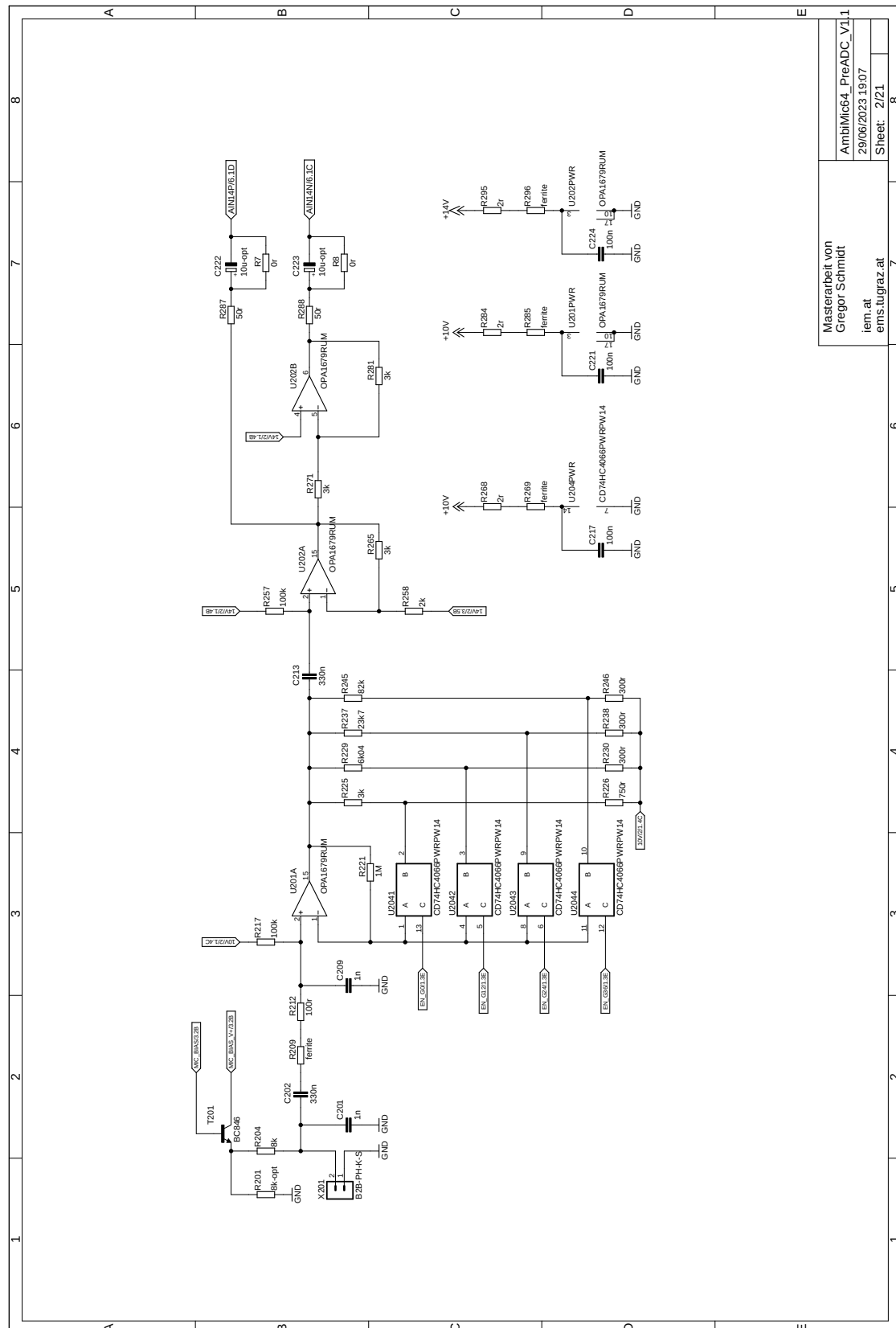


Abbildung 50: Schaltplan der Leitungsterminierungen

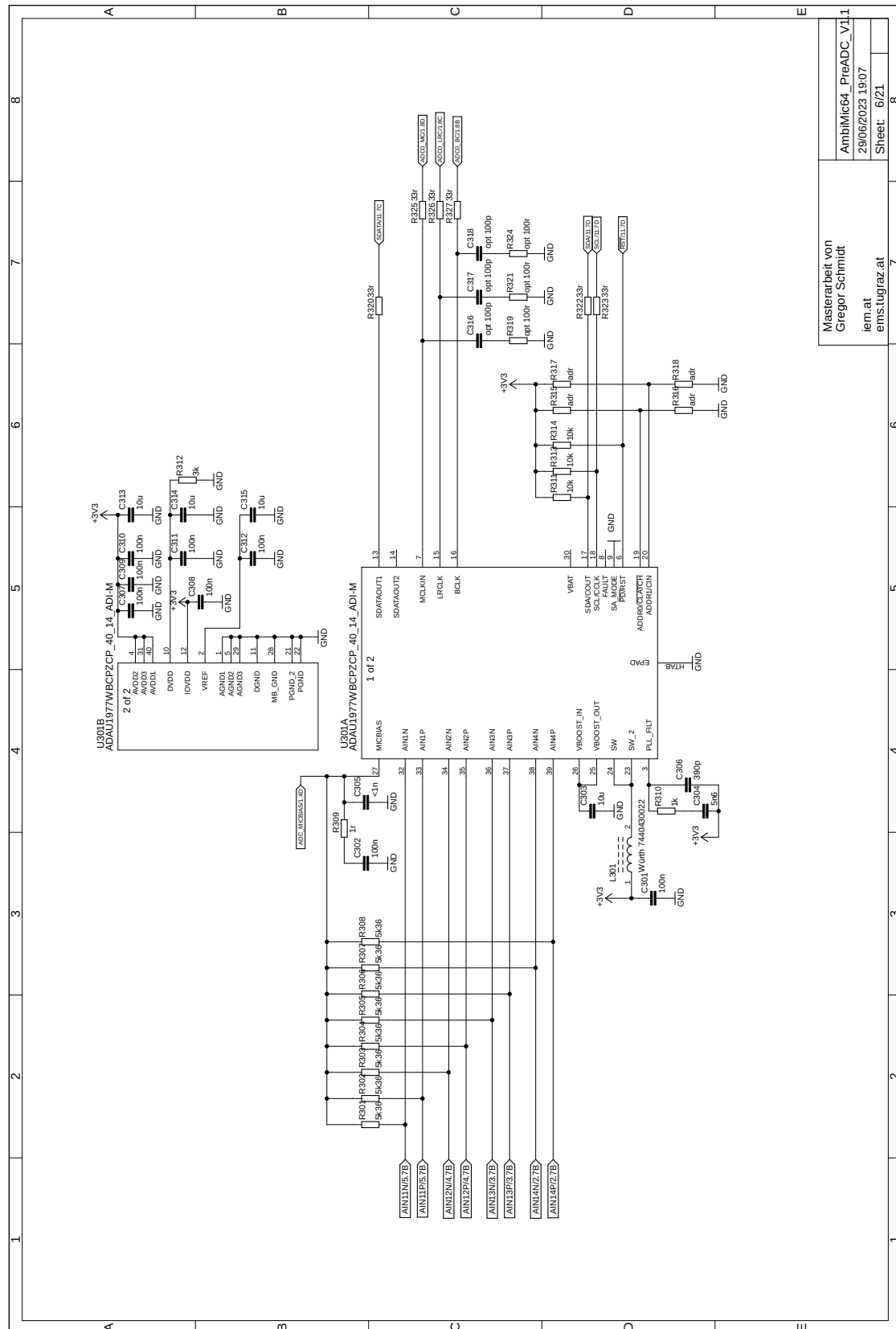
8.16 Schaltplan der Vorverstärker- und ADC-Platine



Masterarbeit von Gregor Schmidt		AmbiMic64_PreADC_V1.1	
iem.at		29/06/2023 19:07	
ems.tugraz.at		Sheet: 2/21	

Abbildung 51: Schaltplan des Vorverstärkers, ein Kanal

Elektronik: Vorverstärker und ADC Platine



Masterarbeit von
Gregor Schmidt
iem.at
ems.tugraz.at

AnbiMic64_PreADC_V1.1
29/06/2023 19:07
Sheet: 6/21

Abbildung 52: Schaltplan des ADCs, ein Wandler

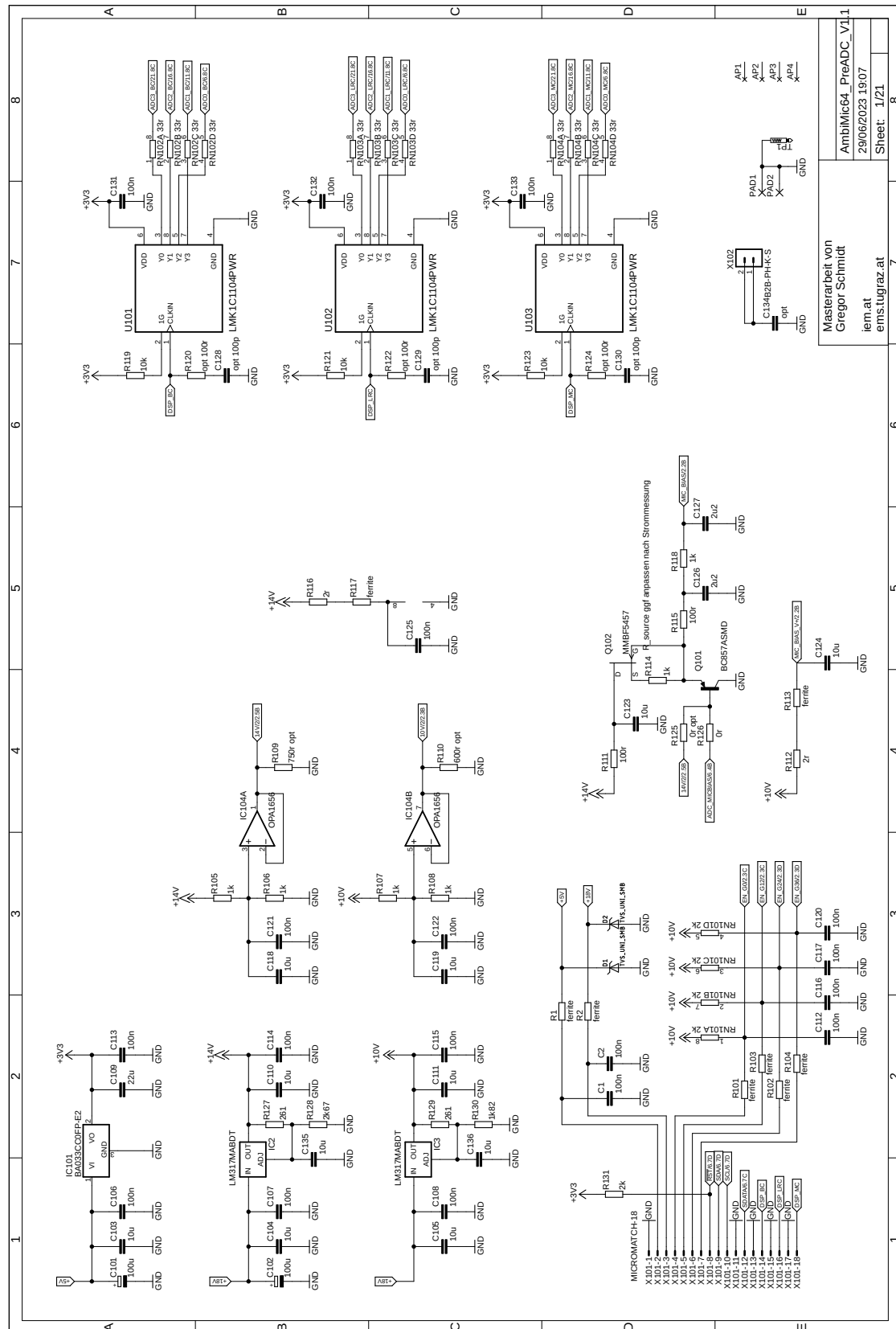


Abbildung 53: Schaltplan der Vorverstärker-ADC-Platine, sonstiges

9 Elektronik: DSP-Platine

9.1 ADAU1467 Überblick und Features

Als Digitale Signalprozessoren (DSP) kommen zwei *ADAU1467* von Analog Devices zum Einsatz. Dies sind die stärksten und umfangreichsten DSPs der SigmaDSP-Serie, welche sich durch graphische Programmierbarkeit auszeichnen und damit hervorragend für den Einsatz in diesem Projekt eignen.

Jeder DSP kann maximal 48 Ein- und Ausgangskanäle verarbeiten. Um auf die gewünschte Kanalanzahl zu kommen, sind demnach zwei DSPs nötig, die jeweils 32 Kanäle verarbeiten und zusätzlich in der Lage sind, 16 Kanäle untereinander auszutauschen. Werden Kanäle zwischen den DSPs hin- und hergeschickt, ist die Verzögerung dieser Kanäle durch die DSPs zu beachten.

9.2 Routing von Daten- und Clockleitungen

Der *ADAU1467* verfügt über vier Input- und vier Output-Domains, von denen jeweils die ersten beiden maximal TDM16-Signale verarbeiten können; die verbleibenden sind maximal TDM8-fähig. Zusätzlich zu den üblichen Ein- und Ausgangspins sind acht weitere Datenanschlüsse vorhanden, die mit nicht genutzten Ein- oder Ausgangskanälen belegt werden können.

Die ersten beiden Eingänge der DSPs empfangen TMD16-Streams der ADCs. Die ersten beiden Ausgänge senden TDM16-Streams an die AVB-Endpunkte. Die verbleibenden Ein- und Ausgänge sind mit denen des jeweils anderen DSPs verbunden und übermitteln TDM8-Streams.

Die vier frei belegbaren IO-Pins sind auf den Anschlüssen der AVB-Endpunkte herausgeführt, um Flexibilität für andere Konfigurationen und zukünftige Projekte zu gewährleisten. So können z.B. die AVB-Endpunkte ebenfalls als Empfänger eingesetzt werden.

Der Haupttakt (Masterclock) wird über einen Taktverteiler an die beiden DSPs, die vier ADC-Platinen und an die digitalen Ausgänge verteilt. Eingangsseitig ist DSP1 in seiner ersten Clock-Domain als Master definiert. Diese Bit-Clock und Left-Right-Clock werden von zwei Taktverteilern an alle ADC-Platinen, die Eingangs-Clock-Domain des zweiten DSPs, die Ausgangs-Clock-Domains beider DSPs und an einen weiteren Taktverteiler, der die digitalen Ausgänge versorgt, verteilt. Durch die Verteilung der selben Taktsignale wird die synchrone Kommunikation zwischen allen Komponenten sicher gestellt. Zwischen verschiedenen Eingangs- und Ausgangs-Domains sind keine elektrischen Verbindungen nötig, da die Taktsignale innerhalb der DSPs verteilt werden können.

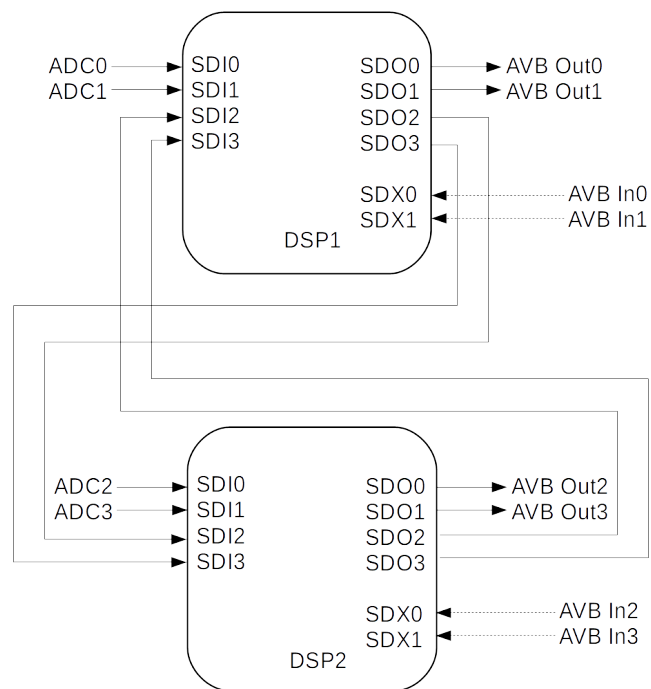


Abbildung 54: Überblick über die Verteilung der Datenleitungen

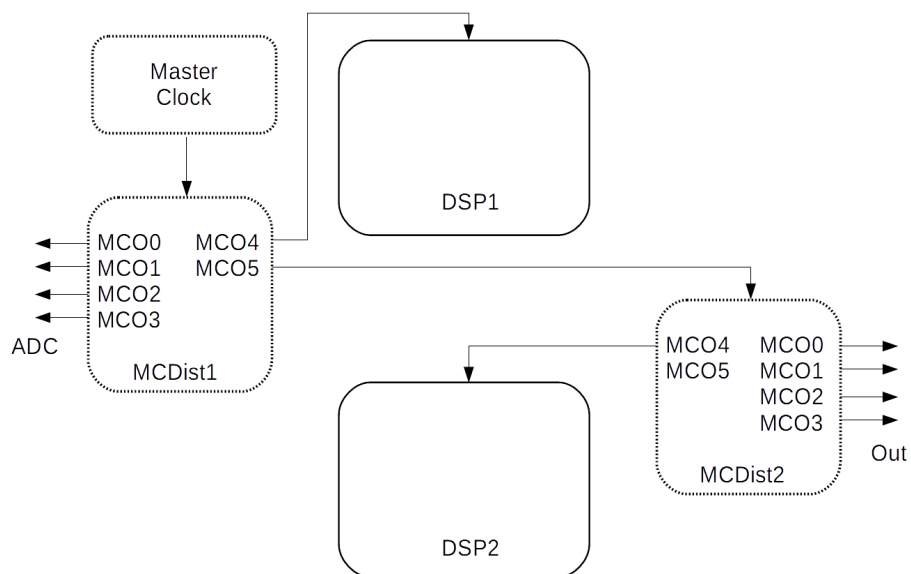


Abbildung 55: Überblick über die Verteilung des Haupttaktes

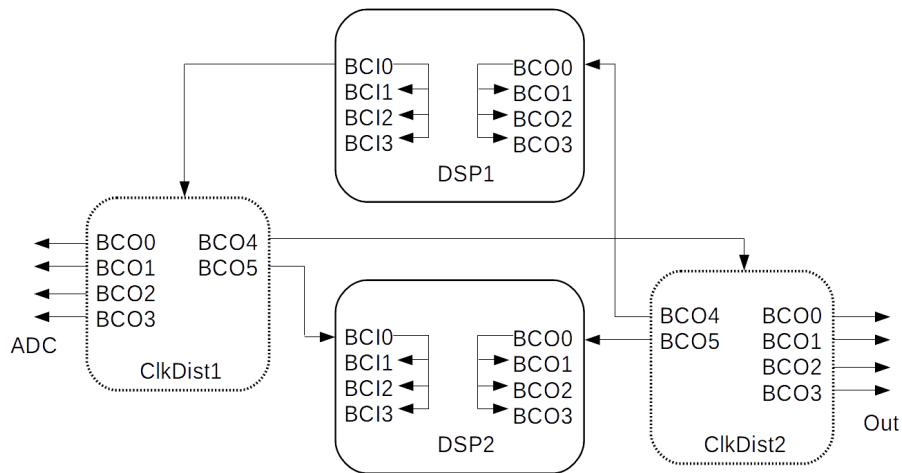


Abbildung 56: Überblick über die Verteilung des Bit- und Worttaktes

Als Taktverteiler kommen *LMK1C1106* [22b] zum Einsatz.

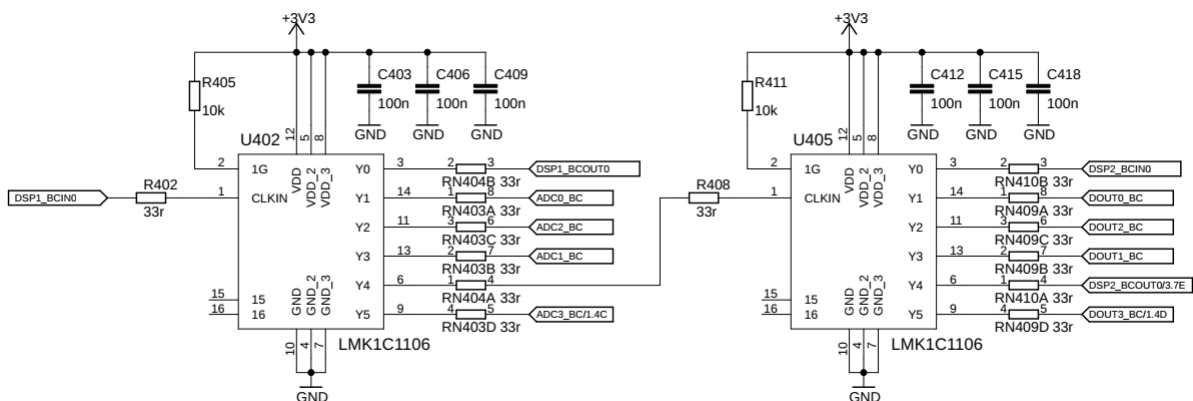


Abbildung 57: Schaltplan der Taktverteiler

9.3 Spannungsversorgung

Von der Hauptplatine aus werden die beiden Versorgungsspannungen von 5 V und 18 V an alle Ein- und Ausgangsplatine verteilt. Ein Linearregler versorgt die Taktverteiler und verschiedene kleinere Verbraucher mit 3,3 V. Zusätzlich hat jeder DSP seinen eigenen 3,3 V Regler, der bis zu 500 mA liefern können muss. Der *ADAU1467* besitzt einen internen Linearregler, der lediglich einen externen Leistungstranistor benötigt, um die 1,2 V Spannungsversorgung für den Rechenkern zu erzeugen. Um die gegenseitige Beeinflussung der unterschiedlichen DSP-Sektionen gering zu halten, sind die Spannungsversorgungen jeweils durch Ferritperlen und Abblockkondensatoren voneinander entkoppelt. Um die händische Bestückung der Platinen zu erleichtern, wurden überall SMD-Bauteile im 0603-Format verbaut und ausreichend

Abstand zu den ICs gehalten. Es sind jedoch als optionale Bestückungsvariante einige Abblockkondensatoren im 0402-Format in nächster Nähe zu den DSPs vorgesehen, sollten sie zum störungsfreien Betrieb nötig sein.

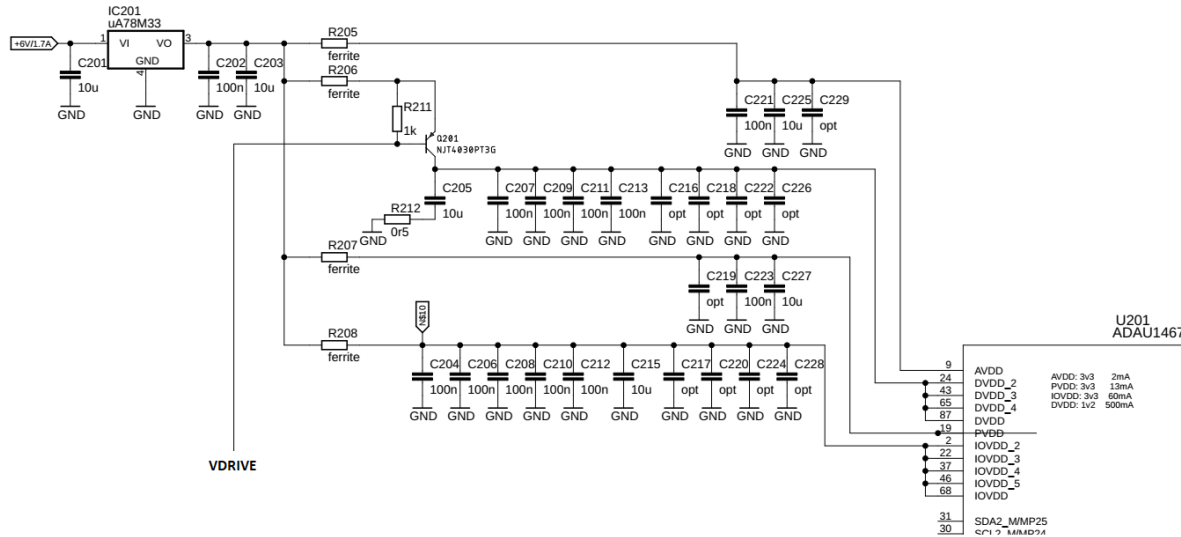


Abbildung 58: Schaltplan Spannungsversorgung der DSPs

9.4 Microcontroller

Ein *Arduino Nano* [23] dient der Initialisierung und Steuerung der Vorverstärker, ADCs und Ausgangs-ICs per I²C. Auch die beiden DSPs und ihre Programmierschnittstelle können mittels 0-Ω-Brücke mit der I²C Leitung des Microcontrollers verbunden werden. In diesem Fall muss gründlich darauf geachtet werden, dass es zu keinen Konflikten zwischen Programmierschnittstelle und Microcontroller kommen kann, sollten beide als I²C Busmaster konfiguriert sein. Die Verteilung des I²C Signals an die ADCs und Ausgangs ICs übernimmt ein *PCA9548*, um Adresskonflikte zu vermeiden. Die freien Anschlüsse des Arduinos wurden auf eine 10-polige Buchse herausgeführt und auf 3 Status-LEDs gelegt.

Da der Arduino mit einer Versorgungsspannung von 5 V arbeitet, werden MOSFETs zur Pegelanpassung an die üblichen 3,3 V benötigt, wie in Kapitel 8.5 beschrieben.

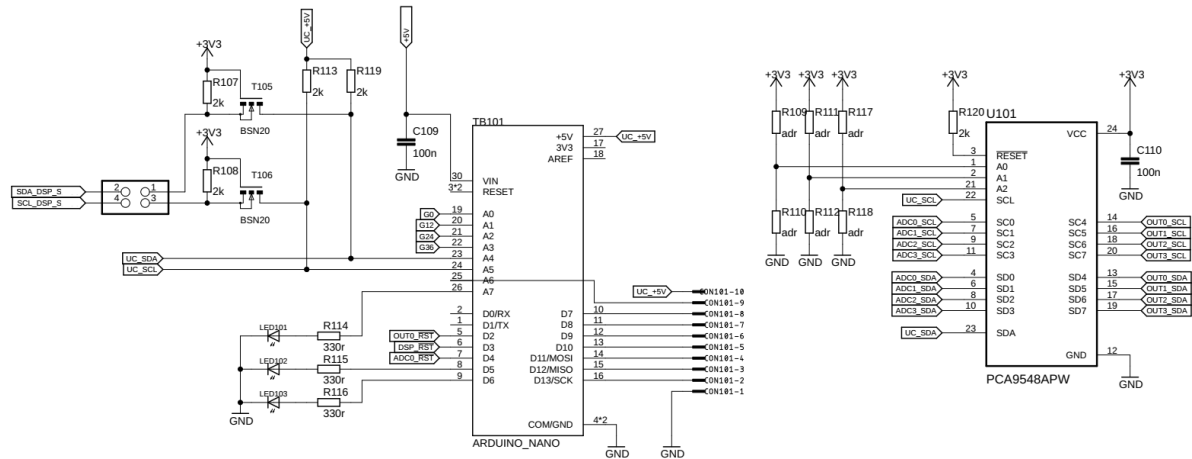


Abbildung 59: Beschaltung des Arduino Nano

9.5 Pinbelegung der Anschlüsse und Schnittstellen

9.5.1 Schnittstelle zur Vorverstärker- und ADC-Platine

An die Hauptplatine können bis zu vier Eingangsplatinen angeschlossen werden. Die Verbindung erfolgt über jeweils ein Flachbandkabel mit 18-poligen *Micro-MaTch* Steckverbindern von TE Connectivity. Um Störeinflüssen entgegenzuwirken kann dieses Kabel um einen Ferritkern gewickelt werden, der als Gleichtaktdrossel wirkt. In diesem Fall kann über einen Kondensator und einen JST-PH-Stecker eine zusätzliche Masseverbindung für hochfrequente Ausgleichströme zur Hauptplatine geschaffen werden. In Tabelle 1 ist am Beispiel des ersten Eingangs die Pinbelegung aufgelistet.

1	GND	
2	+5 V	
3	+18 V	
4	G0_BUF	Schaltsignal zur Verstärkungseinstellung 0 dB
5	G12_BUF	Schaltsignal zur Verstärkungseinstellung 12 dB
6	G24_BUF	Schaltsignal zur Verstärkungseinstellung 24 dB
7	G36_BUF	Schaltsignal zur Verstärkungseinstellung 36 dB
8	ADC0_BUF_!RST	Not-Reset der ADCs
9	ADC0_SDA	I ² C-Datenbus zu den ADCs
10	ADC0_SCL	I ² C-Takt zu den ADCs
11	GND	
12	DSP1_IN0	I ² S-Daten im TDM16 Format
13	GND	
14	ADC0_BC	I ² S Bit-Takt
15	GND	
16	ADC0_LRC	I ² S Wort-Takt
17	GND	
18	ADC0_MC	I ² S Haupt-Takt

Tabelle 1: Pinbelegung der Schnittstellen zu den Eingangsplatinen

9.5.2 Schnittstelle zur AVB-Platine

Ausgangsseitig können ebenfalls bis zu vier AVB-Module angeschlossen werden, der Stecker-typ ist der selbe wie jener der Eingänge. Die Pinbelegung ist wieder am Beispiel des ersten Ausgangs in Tabelle 2 aufgeführt. Die als OPTIONAL gekennzeichneten Leitungen werden vorerst nicht benötigt, sind aber ausgeführt, um bei zukünftigen Projekten Flexibilität zu gewährleisten.

1	GND	
2	+5 V	
3	+18 V	
4	-	
5	-	
6	OUT0_BUF_!RST	Not-Reset der AVB-Endpunkte
7	OUT0_SDA	I ² C-Datenbus zu den AVB Endpunkten, OPTIONAL
8	OUT0_SCL	I ² C-Takt zu den AVB-Endpunkten, OPTIONAL
9	GND	
10	DSP1_IO0	I ² S-Daten von den AVB-Enpunkten kommend, OPTIONAL
11	GND	
12	DSP1_OUT0	I ² S-Daten zu den AVB-Endpunkten im TDM16 Format
13	GND	
14	OUT0_BC	I ² S-Bittakt
15	GND	
16	OUT0_LRC	I ² S-Worttakt
17	GND	
18	OUT0_MC	I ² S-Haupttakt

Tabelle 2: Pinbelegung der Schnittstellen zu den AVB-Platinen

9.5.3 Anschluss der Spannungsversorgung

Die Spannungsversorgung wird über einen 4-poligen JST-EH-Stecker angeschlossen. Tabelle 3 zeigt die Pinbelegung.

1	GND
2	+5 V
3	+18 V
4	GND

Tabelle 3: Pinbelegung des Spannungsversorgungsanschlusses

9.5.4 Anschluss der DSP-Programmierschnittstelle

Eine DSP-Programmierschnittstelle vom Typ Analog Devices *EVAL-ADUSB2EBUZ* kann über ein Adapterkabel an eine 3-polige JST-PH-Buchse angeschlossen werden.

1	GND
2	I2C SDA
3	I2C SCL

Tabelle 4: Pinbelegung des Anschlusses der DSP-Programmierschnittstelle

9.5.5 Verbindung mit dem Arduino Nano

Auf die Hauptplatine wird ein *Arduino Nano* aufgesteckt, dessen Pinbelegung sich in der Dokumentation des Herstellers findet [23]. Der Arduino wird per Micro-USB-Kabel mit einem PC verbunden. Einige Pins des Arduinos sind auf einer 10-poligen Wannenbuchse herausgeführt, wo z.B. Schalter zur Verstärkungseinstellung angeschlossen werden können. Die Belegung der Buchse findet sich in Tabelle 5, zusätzlich sind die möglichen Funktionen der verbundenen Arduino-Pins aufgeführt.

1	GND	
2	D13	SPI SCK
3	D12	SPI MISO
4	D11	SPI MOSI
5	D10	PWM
6	D9	PWM
7	D8	
8	D7	
9	A6	ADC[4]
10	+5 V	

Tabelle 5: Pinbelegung der Verbindung zum Arduino Nano

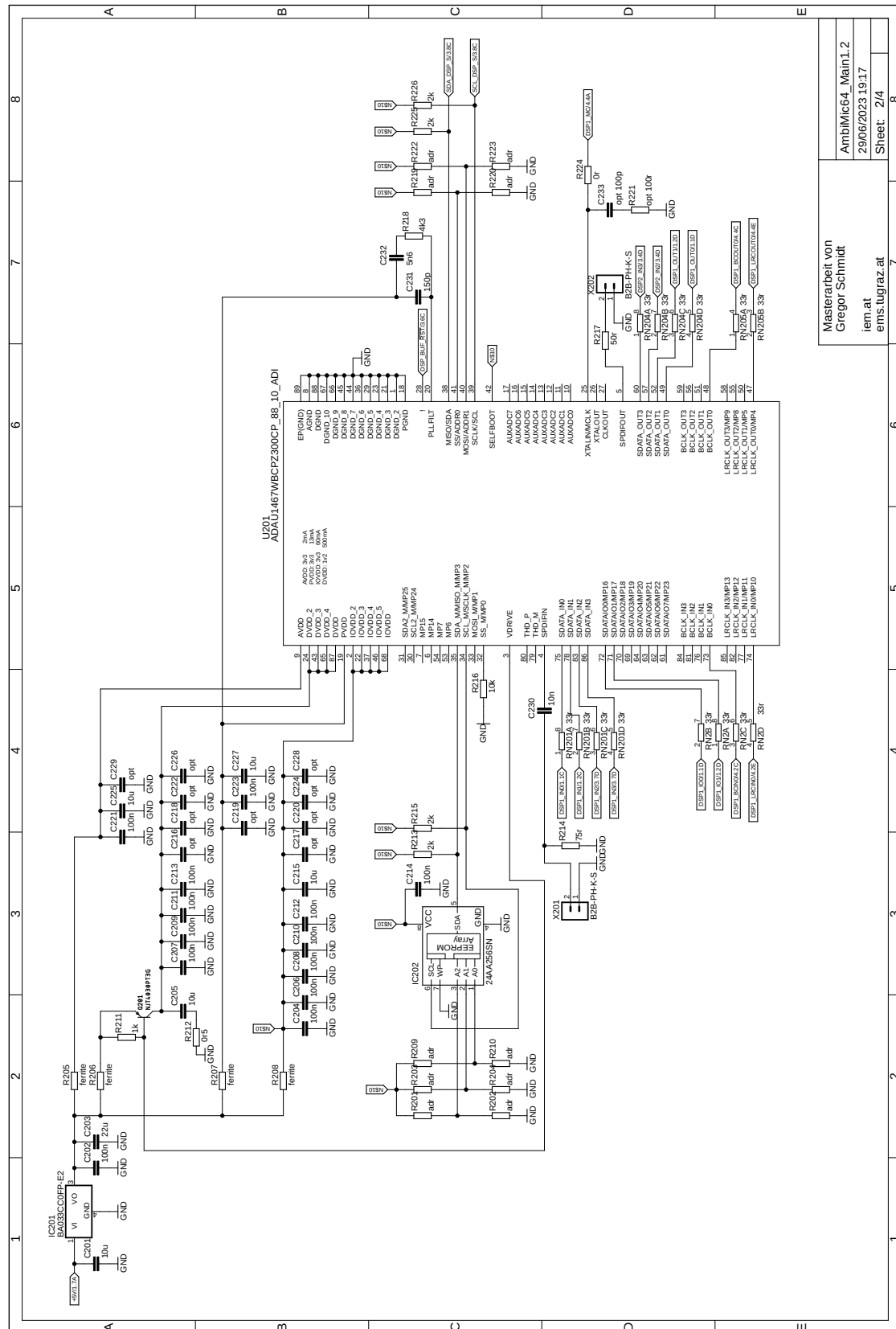


Abbildung 61: Schaltplan der DSP-Platine: DSP 1



10 Elektronik: Digitale Ausgänge

10.1 Mögliche Formate und Devices

Folgende Möglichkeiten wurden als digitale Ausgangsschnittstelle in Betracht gezogen:

Format	Hersteller	Typ	Bemerkungen
ADAT	Coolaudio	V1401	Benötigt 4 Stereo Eingänge pro 8-Kanal-IC
MADI			Keine dedizierten ICs am Markt gefunden
USB	XMOS		Aufwand zu groß
USB	MiniDSP	MCHStreamer Lite	Maximal 48 Kanäle möglich.
Firewire			Keine dedizierten ICs am Markt gefunden
DANTE	DANTE	Brooklyn II	Gut geeignet. Keine Antwort vom Hersteller
RAVENNA	Ross Video	Bach Liberty	Gut geeignet. Keine Antwort vom Hersteller
AVB	Microchip	LAN9360	Geeignet
Mehrere	Coolaudio	TCD3070-CH	Nicht erhältlich
		Microcontroller	Programmieraufwand zu groß
		FPGA	Programmieraufwand zu groß

Die einzige Lösung für die digitalen Ausgänge stellt der *LAN9360* dar, alle anderen infrage kommenden Möglichkeiten sind entweder ungeeignet oder nicht verfügbar. Die Karten *Dante Brooklyn II* und *Bach Liberty* kämen zwar infrage, die Hersteller bzw. Vertriebe haben aber alle Anfragen ignoriert.

10.2 AVB-Platine

Jede Ausgangsplatine hat eine Netzwerkschnittstelle und kann bis zu 16 Audiokanäle senden und empfangen. Es werden somit 4 Module benötigt, die über einen externen AVB-fähigen Netzwerkschwitch mit einem Computer verbunden werden. Die Platinen haben die Abmessungen 24×100 mm und werden zur Montage auf einer Trägerplatine angebracht, welche die Abmessungen der Hauptplatine und der Vorverstärkerplatinen besitzt.

10.3 AVB-Endpunkt: LAN9360

Die detaillierte Dokumentation zum *LAN9360* unterliegt einer Verschwiegenheitserklärung (NDA) mit dem Hersteller Microchip, deshalb kann an dieser Stelle nur über öffentliche zugängliche Informationen [21a] zu dem IC geschrieben werden.

Der *LAN93060* ist ein AVB-Netzwerk-Endpunkt. Er kann bis zu 40 unkomprimierte Audiokanäle

le in bis zu 8 Streams übertragen. Audioseitig besitzt der IC eine I²S bzw. TDM-Schnittstelle, damit sind derzeit bis zu je 16 Ein- und Ausgangskanäle möglich. Netzwerkseitig existiert eine RMII-Schnittstelle, die mit einer physischen Schnittstelle (PHY) verbunden ist. Die Konfiguration erfolgt entweder über eine Programmierschnittstelle (z.B. Microchip SNAP), über USB oder über das Netzwerk. Prinzipiell besteht die Möglichkeit, Datenpakete über USB und I²C zu übermitteln. Die SPI-Schnittstelle wird nicht benutzt.

Der Schaltplan wurde weitestgehend vom Evaluierungsboard des Herstellers übernommen.

10.4 PHY: LAN8720

Alle Netzwerkkomponenten wie z.B. Switches müssen für den AVB-Betrieb folgende Standards erfüllen [Kre09]:

IEEE 802.1AS	Timing and Synchronization for Time-Sensitive Applications (gPTP)
IEEE 802.1Qat	Stream Reservation Protocol (SRP)
IEEE 802.1Qav	Forwarding and Queuing for Time-Sensitive Streams
IEEE 802.1BA	Audio Video Bridging Systems
IEEE 1722-2011	Layer 2 Transport Protocol for Time-Sensitive Applications (AV Transport Protocol, AVTP)
IEEE 1722.1-2013	Device Discovery, Enumeration, Connection Management and Control Protocol (AVDECC)

Vom Hersteller vorgesehene PHY-Typen sind *KSZ8041*, *LAN8720*, *LAN8770* oder *LAN8670*. Verwendet wird der *LAN8720* [16], da eine Verbindung über Netzkabel gewünscht ist und dieser Chip weniger komplex ist als der *KSZ8041*. Der Schaltplan wurde vom Evaluierungsmodul [13] des Herstellers übernommen.

10.5 Spannungsversorgung

Die Spannungsversorgung ist nahezu identisch aufgebaut wie die der Hauptplatine. Ein Low-Drop-Spannungsregler (LDO) erhält 5 V über die Verbindung mit der Hauptplatine und erzeugt daraus die von den ICs benötigten 3,3 V. Im *LAN9360* ist ein LDO integriert, der die Betriebsspannung für den Rechenkern liefert. Verschiedene Versorgungsspannungsanschlüsse sind durch Ferritperlen sowie Abblock- und Pufferkondensatoren voneinander entkoppelt.

10.6 Schnittstellen

Die Verbindung zur Hauptplatine erfolgt über ein Flachbandkabel und 18-polige *Micro-MaTch*-Steckverbinder von TE Connectivity. Am Stecker liegen die Spannungsversorgungen, eine I²C-

und eine bidirektionale I²S/TDM-Schnittstelle mitsamt Taktleitungen an.

Zur Konfiguration des LAN9360 dient ein Programmieranschluss, der mit einer Microchip Programmierschnittstelle, z.B. *SNAP* oder *ICD4*, verbunden wird. An einer 10-poligen *Micro-MaTch*-Buchse liegen sowohl die Leitungen der USB- wie auch die der Programmierschnittstelle.

10.7 Schaltplan der AVB-Platinen

Aufgrund des NDAs mit der Firma Microchip darf der genaue Schaltplan der AVB-Platine nicht abgebildet werden.

FIGURE 1-1: LAN9360 BLOCK DIAGRAM

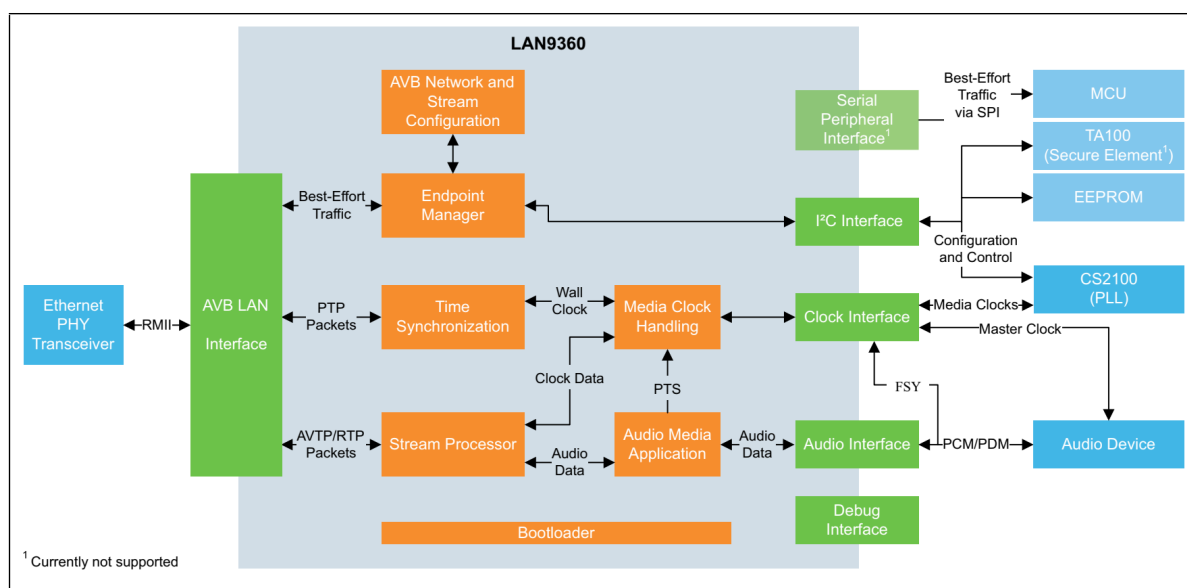


Abbildung 63: Blockdiagramm des LAN9360, entnommen aus [21a]

11 Elektronik: Spannungsversorgung

Diese Platine dient der Spannungsversorgung, sie hat einen 230 V Eingang und Ausgänge mit +5 V, +18 V und optional -18 V.

Über eine 3-polige JST-VH-Buchse ist eine Kaltgerätebuchse mit Netzfilter und Schalter angeschlossen, über eine identische, parallel geschaltete Buchse können weitere Module mit 230 V versorgt werden. Die Schutz Erde liegt auf einem FASTON-Flachstecker und kann von dort auf einen Massesternpunkt oder zur Gehäusemasse weiter geführt werden. Außerdem kann die Schutz Erde über einen Folienkondensator und einen 100 k Ω Widerstand mit GND verbunden werden. Mit der Netzspannung sind über eine träge Schmelzsicherung und einen PTC-Thermistor (Positive Temperature Coefficient Thermistor) zwei Schaltnetzteile verbunden, die die Kleinspannungen erzeugen. Das erste Schaltnetzteil ist vom Typ Recom *RAC20-05SK* [21c] und erzeugt +5 V Gleichspannung mit maximal 4 A, also 20 W. Das zweite Netzteil ist vom Typ *RAC10-18SK* [20] und erzeugt +18 V mit 10 W. Alternativ kann am selben Platz ein *RAC10-15DK* verwendet werden, sollte die Platine für eine Schaltung verwendet werden, die eine symmetrische Spannungsversorgung von ± 15 V benötigt. Die Netzteile sind gekapselt und erfüllen gängige Sicherheits- und EMC-Vorschriften. Die Niederspannungsausgänge sind mit Keramik Kondensatoren mit 100 nF und 10 μ F sowie Elektrolytkondensatoren mit 1000 μ F beschaltet. Die Ausgangsspannungen liegen an einer 4- bzw. 5-poligen JST-EH-Buchse an.

Die Spannungsversorgung ist in einem eigenen Gehäuse außerhalb der Kugel untergebracht. Die Verbindung zur Kugel erfolgt über ein Kabel mit vierpoligen XLR-Steckern.

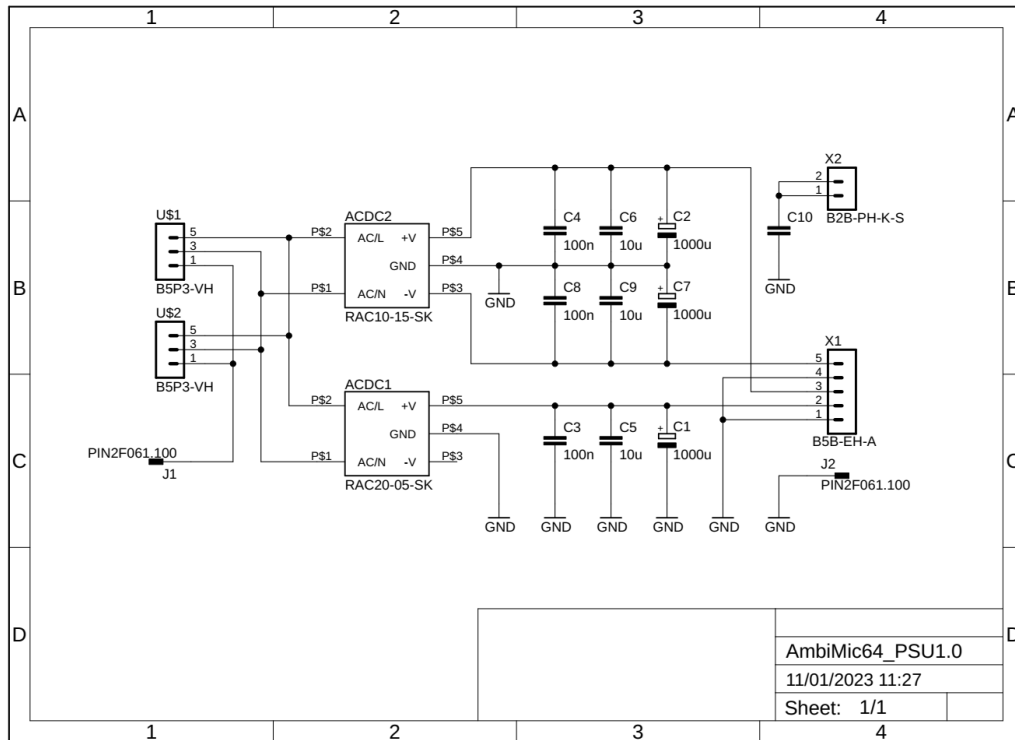


Abbildung 64: Schaltplan der PSU-Platine

12 Elektronik: Platinen-Layout

Alle Schaltpläne und Platinen-Layouts wurden in EAGLE erstellt [Autb].

12.1 Stapelreihenfolge

Die Vorverstärker- und Hauptplatinen haben vier Lagen und folgende Stapelreihenfolge:

Toplayer	Signal, Bestückung
Layer2	Masse (GND)
Layer3	Spannungsversorgung
Bottomlayer	Signal, Bestückung

Die AVB-Platinen haben sechs Lagen:

Toplayer	Signal, Bestückung
Layer2	Masse (GND)
Layer3	Spannungsversorgung
Layer4	Signal
Layer5	Masse (GND)
Bottomlayer	Signal, Bestückung

Die Spannungsversorgung und die AVB-Trägerplatine haben aufgrund der geringen Komplexität zwei Lagen.

12.2 Aspekte beim Layout von Highspeed- und Mixed-Signal-Platinen

Viele Hinweise zum Platinenlayout finden sich in [WPV17] und [PC22]. In Hinblick auf diese Quellen wurde auf folgende Aspekte geachtet:

Die Massefläche liegt direkt unter dem Toplayer, also dem Hauptsignallayer, und ist möglichst ununterbrochen ausgeführt. Somit steht Rückströmen immer ein möglichst niederimpedanter Weg zur Verfügung. Die Bestückungslagen sind ebenfalls mit Masseflächen aufgefüllt und in regelmäßigen Abständen auf den Masselayer durchkontaktiert. Masse-Durchkontaktierungen sind immer dort platziert, wo ein hochfrequentes Signal auf eine andere Lage wechselt. Der Leiterplattenrand wird von Masse-Durchkontaktierungen in engen Abständen gesäumt, um auch den Rand gegen hochfrequente elektromagnetische Störungen abzudichten. Die Spannungsversorgung wird ebenfalls über Flächen zur Verfügung gestellt. Zusammen mit den Masseflächen entsteht eine Art Plattenkondensator, der die Abblockung hochfrequenter Störungen unterstützt und schnellste Stromspitzen abpuffert. Die Leitungslängen empfindlicher Signale

sind kurz gehalten. Analoge und digitale Schaltungsteile sind räumlich voneinander getrennt. Abblockkondensatoren und andere kritische Bauteile, wie z.B. HF-Terminierungen, sind in unmittelbarer Nähe zu den entsprechenden Anschlüssen angeordnet. Die digitalen Audioleitungen besitzen Kurven statt Ecken und sind in einem Abstand zueinander angeordnet, der etwa ihrer fünffachen Breite entspricht. Die Anzahl der Durchkontaktierungen wurde möglichst gering gehalten und Stecker wurden nur von ihrer Unterseite her kontaktiert, um Stichleitungen durch die Anschlussstifte zu minimieren.

12.3 Ball Grid Array (BGA)

Der AVB-Chip *LAN9360* ist in einem BGA-Gehäuse untergebracht. Dieses Gehäuse hat auf seiner Unterseite 100 Kontakte in einem Raster von 0,8 mm. Neben jedem inneren Kontakt ist eine Durchkontaktierung mit 0,2 mm Bohr- und 0,4 mm Außendurchmesser platziert. Die Leiterbahnbreite beträgt hier 0,15 mm. Um eine gleichmäßige Wärmeverteilung beim Löten und damit sichere Verbindungen zu gewährleisten, müssen alle Kontakte des ICs möglichst identisch im Layout ausgeführt werden. Das heißt, auch nicht benötigte Kontakte sind mit einer ins Leere laufenden Leiterbahn versehen.

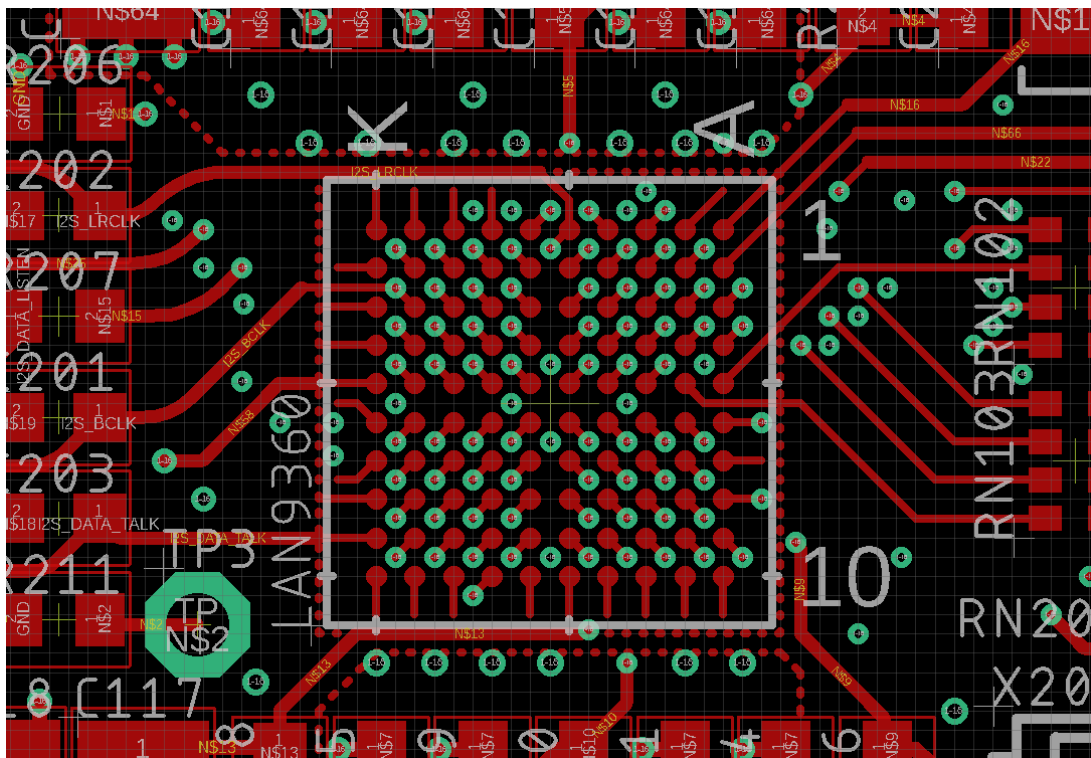


Abbildung 65: Ausschnitt des Layouts rund um das BGA-Gehäuse, Toplayer

12.4 Spannungsversorgung mit 230-V-Netzteil

Die PSU-Platine wird mit dem 230-V-Netz verbunden, dies erfordert spezielle Maßnahmen beim Layout, um die Sicherheit zu gewährleisten. Die Isolationseinstellung der 230 V führenden Kupferflächen beträgt 1,5 mm untereinander. Zu den Schaltungsteilen mit Niederspannung und zur Kupferfläche der Schutzterde beträgt der Mindestabstand der 230-V-führenden Teile 4,7 mm. Dieser Abstand ist durch die *JST-B5P3-VH*-Buchse vorgegeben, über die die Netzspannung angeschlossen wird. An allen anderen Punkten ist der Sicherheitsabstand deutlich größer. Der Abstand der 230-V-führenden Kupferflächen zum Platinenrand beträgt mindestens 5 mm.

13 Elektronik: Bestückung

Bis auf die AVB-Platinen wurden alle Leiterplatten bei *aisler.net* bestellt. Aufgrund der höheren geforderten Fertigungspräzision für das BGA-Package des *LAN9360* wurden die Leiterplatten für die AVB-Module bei *multi-circuit-boards.eu* geordert. Zusammen mit den Leiterplatten wurden Schablonen (Stencils) für das Auftragen der Lötpaste bestellt. Die Bauteile wurden von *mouser.com* und *tme.eu* bezogen.

Die gesamte Fertigung zB. einer ADC-Platine ohne Inbetriebnahme und Debugging dauert ca. 5–6 Stunden. Deshalb empfiehlt sich sorgfältige Vorbereitung, eine ergonomische Arbeitshaltung und gutes Licht sowie gute Belüftung am Arbeitsplatz.

Bei der händischen Bestückung von Leiterplatten mit SMD-Bauteilen hat sich folgende Vorgehensweise bewährt:

13.0.1 Lötpaste auftragen

Zuerst wird eine Vorrichtung gebaut, die sicherstellt, dass Leiterplatte und Stencil exakt übereinander angeordnet sind. Dazu wurden bereits im PCB-Layout mehrere kohärente Bohrungen durch Platine und Stencil definiert. Es werden an den Positionen der Bohrungen Stecknadeln von unten durch eine Kartonplatte gesteckt, sodass an der Oberseite die Leiterplatte und die Schablone, jeweils durch die Nadeln geführt, genau übereinander platziert werden können. Nicht verwendete Leiterplatten können ringsum genutzt werden, um eine ebene Auflagefläche für die Schablone zu schaffen. In Abbildung 66 ist die beschriebene Haltevorrichtung zu sehen.

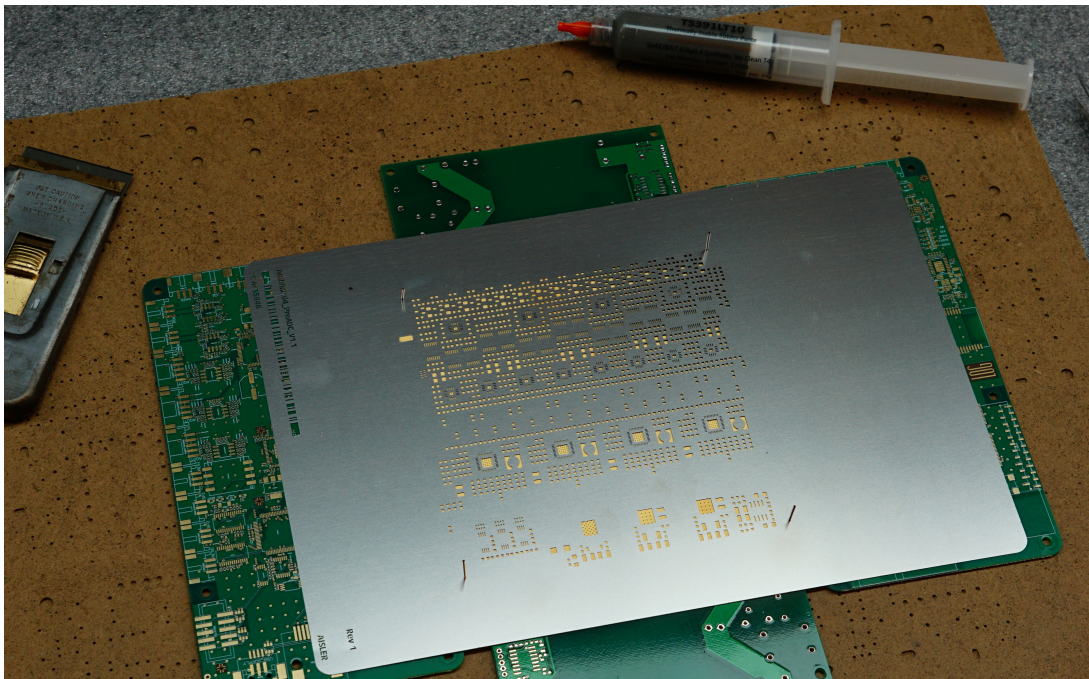


Abbildung 66: Vorrichtung zur genauen Positionierung des Stencils

Sobald Platine und Schablone präzise übereinander liegen, kann die Lötpaste mittels einer kleinen Spachtel o.Ä. verteilt werden, sodass alle Öffnungen des Stencils gleichmäßig ausgefüllt werden. Danach wird der Stencil vorsichtig und möglichst ohne die Paste zu verwischen nach oben abgenommen und für die nächste Anwendung mit Isopropanol gereinigt. Dann wird die Platine aus der Haltevorrichtung entfernt und kann daraufhin bestückt werden.

13.0.2 Platzieren der SMD-Bauteile

Sobald alle Pads mit Lötpaste bedeckt sind, können die SMD-Bauteile mittels einer feinen, leichtgängigen Pinzette auf der Oberseite der Platine platziert werden. Dabei ist darauf zu achten, die Paste nicht zu verwischen. Gerade ICs mit einem Massepad unterhalb des Gehäuses sollten nach Möglichkeit nicht auf der Paste verschoben oder zu fest angedrückt werden, da so Kurzschlüsse entstehen können. Bauteile wie Widerstände oder Kondensatoren sollten nach dem Platzieren leicht in die Paste gedrückt werden, um sie zu fixieren. Beim Führen der Pinzette ist es hilfreich, z.B. den kleinen Finger am Arbeitstisch aufzulegen, um weniger zu zittern. Der Vorgang der Bestückung sollte innerhalb weniger Stunden abgeschlossen werden, da die Lötpaste bei Luftkontakt austrocknet.

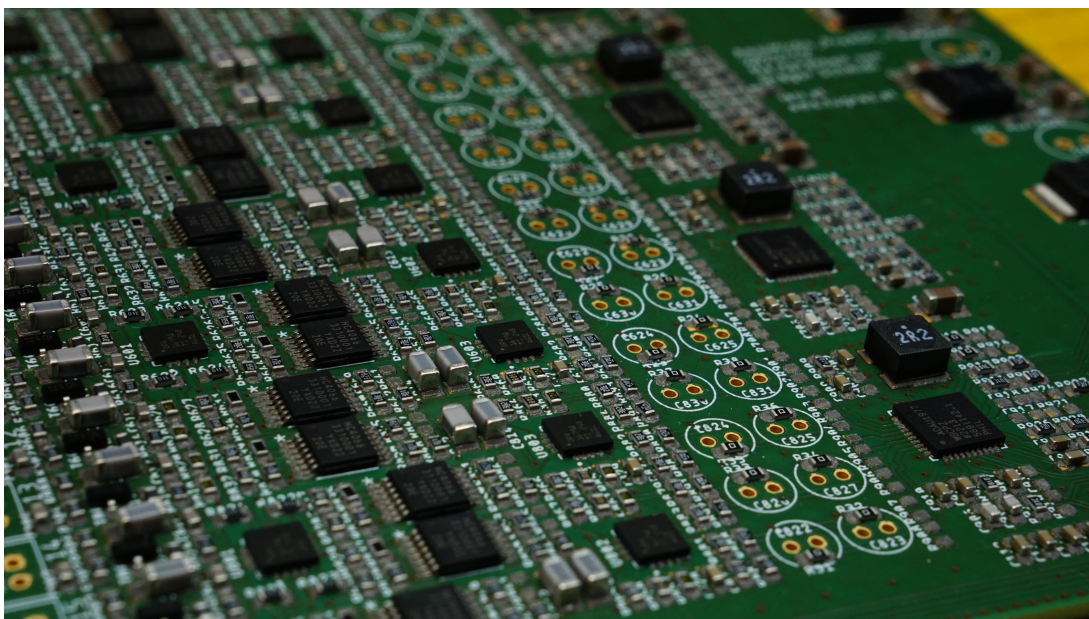


Abbildung 67: Platzierung von SMD-Bauteilen auf der Lötpaste

Bauteilwerte und -positionen werden am besten im Layouteditor angezeigt, siehe Abbildung 68. In EAGLE eignet sich dazu der „Design-Manager“ mit einer Sortierung nach Bauteilwerten. So können alle Bauteile mit identischen Werten ausgewählt und angezeigt werden.

Elektronik: Bestückung

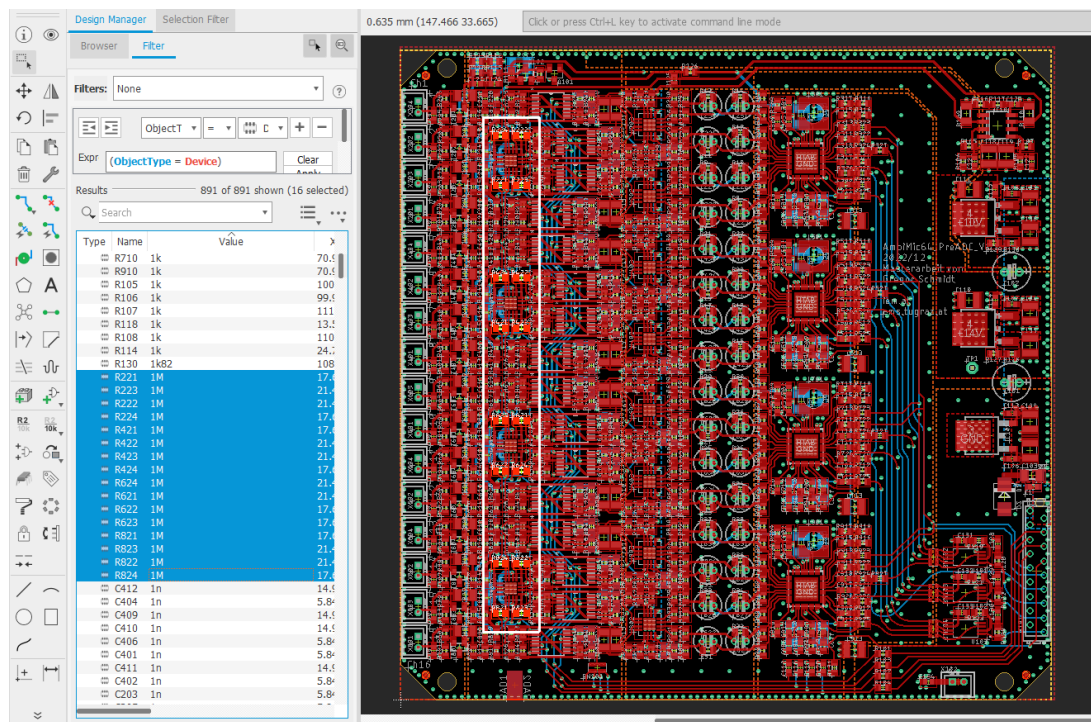


Abbildung 68: Anzeige der Bauteilpositionen in EAGLE

Sobald alle SMD-Bauteile platziert sind wird die Platine mittels Reflow-Verfahren verlötet. Steht kein professioneller Lötoven zur Verfügung, können gute Ergebnisse mit einem handelsüblichen Snackofen und Niedrigtemperatur-Lötpaste erzielt werden. In diesem Fall wurde der Ofen durch einen Temperatursensor, ein Lastrelais und einen Arduino zur Steuerung erweitert. Eine einfache Temperaturkurve mit drei Minuten Vorwärmzeit bei 120 °C und einer Maximaltemperatur von 180 °C kann aber auch problemlos händisch gesteuert werden.



Abbildung 69: Reflow-Löten im Snackofen

Sobald die Maximaltemperatur von ca. 180 °C erreicht ist, wird die Leiterplatte zum Abkühlen aus dem Ofen genommen. Dabei ist darauf zu achten nirgends anzustoßen, da sonst Bauteile im geschmolzenen Lötzinn verrutschen können.

Zuletzt findet eine Sichtkontrolle statt und eventuelle Fehler, wie mangelnde Verbindungen durch zu wenig oder Kurzschlüsse durch zu viel Lötpaste, werden behoben.

13.0.3 Bestückung der Unterseite und THT-Bauteile

Im letzten Schritt werden die SMD- und THT-Bauteile auf der Unterseite der Platine händisch verlötet. Anschließend kann das Modul in Betrieb genommen werden.

14 Elektronik: Inbetriebnahme

Bei der Inbetriebnahme empfiehlt sich folgende Reihenfolge:

- Anlegen der externen Versorgungsspannungen
- Prüfen, ob Bauteilgruppen durch eventuelle Fehler überhitzen
- Prüfen der Versorgungsspannungen an relevanten Stellen, z.B. an Spannungsreglern, ICs etc.
- Prüfen, ob der Haupttakt an relevanten Stellen anliegt
- Prüfen relevanter Spannungen
- Einspeisen von analogen Testsignalen und schrittweise Überprüfung des Signalflusses mittels Oszilloskop
- Schrittweise Programmierung mit Testprogrammen zur Überprüfung der Grundfunktionen

14.1 Inbetriebnahme der Spannungsversorgung

Im Betrieb mit allen Modulen wurde der ursprünglich vorgesehene Kaltleiter am Netzspannungseingang bereits im Normalbetrieb so heiß, dass die Netzteile abschalteten. Da kein alternativer Kaltleiter vorhanden war, wurde er durch eine Drahtbrücke ersetzt.

14.2 Inbetriebnahme der DSP-Platine

Bereits beim Bestücken der DSP-Platine fiel auf, dass das Layout nicht mit dem Gehäuse der *LMK1C1106*-Taktverteiler übereinstimmt, da das Datenblatt fehlinterpretiert worden war. Das Problem konnte durch schräge Montage der ICs und Fädeldraht gelöst werden.

Bei der ersten Inbetriebnahme der DSP-Platine überhitzten die Spannungsregler vom Typ AZ1117 stark, während die Ausgangsspannung viel zu gering war. Der Grund war eine falsche Pinbelegung. Provisorisch wurden die Spannungsregler mit Drahtbrücken in der richtigen Belegung eingebaut und später durch Regler vom Typ ROHM BA033CC0FP-E2 ersetzt, die eine Pinbelegung besitzen, die zum PCB-Layout passt.

Danach ließen sich die beiden DSPs erfolgreich programmieren. Um die Hauptplatine ohne Peripherie testen zu können, sind die S/PDIF Ein- und Ausgänge der DSPs auf Anschlüssen herausgeführt. Die DSPs wurden in einem ersten Schritt als Sinusgeneratoren programmiert, das Signal konnte über die S/PDIF-Schnittstelle ausgegeben werden. Nach dem Beschreiben der EEPROMs mit dem Testprogramm startete zunächst lediglich DSP2 wie beabsichtigt. Bei DSP1 musste deshalb die fälschlicherweise im Layout existierende Verbindung zwischen R216 und V_{DD} mit einem Teppichmesser getrennt werden. Danach startete auch DSP1 wie beabsichtigt.

14.2.1 Fehler auf der DSP-Platine

- AZ1117 Pinout falsch -> ROHM BA033CC0FP-E2
- LMK1C1106 Pinout falsch
- R216 von Ns10 (V_{DD}) trennen!!!

In Version 1.2 der Platine sind diese Fehler behoben.

14.3 Inbetriebnahme der ADC-Platine

Es wurde die Bestückungsvariante gewählt, in der die zweite OPV-Stufe mit einer Versorgungsspannung von 14 V arbeitet und damit von sich aus ein Offset von 7 V mitbringt, das am ADC-Eingang benötigt wird. Somit können die Koppelkondensatoren vor dem ADC durch 0- Ω -Brücken ersetzt werden und die Beschaltung zur Erzeugung des Offsets (MICBIAS) am ADC kann entfallen.

Wie auch bei der DSP-Platine musste der 3,3-V-Spannungsregler durch einem Typ mit korrekter Pinbelegung getauscht werden.

Bei der ersten Inbetriebnahme überhitzte der 14-V-Spannungsregler deutlich, der Widerstand an seinem Ausgang gegen Masse betrug lediglich ca. 1 Ω . Um den Kurzschluss zu lokalisieren, wurden nach und nach alle Verbraucher abgehängt, indem die 2- Ω -Widerstände vor jedem IC ausgelötet wurden. Dann wurde der Widerstand zwischen Versorgungsanschluss jedes ICs und Masse gemessen. Dabei stellte sich heraus, dass unter einigen OPVs Kurzschlüsse gegen Masse entstanden waren. Die betroffenen OPVs wurden mittels Heißluft ausgelötet, die Pads von verbliebenem Lötzinn gereinigt und die OPVs daraufhin neu eingelötet. Damit ließen sich alle Kurzschlüsse beheben. Bei der Fertigung der weiteren Platinen ließen sich die Kurzschlüsse vermeiden, indem besonders darauf geachtet wurde, die OPVs auf der Lötpaste nicht zu verschieben und nur ganz leicht anzudrücken.

Die Inbetriebnahme der ADCs beinhaltete gleichzeitig das Debugging der Microcontroller-Software und der DSP-Software und war schlussendlich erfolgreich.

14.3.1 Fehler auf der ADC-Platine

- AZ1117 Pinout falsch -> ROHM BA033CC0FP-E2
- ADAU1977 MICBIAS nur beim ersten ADC herausführen

14.4 Inbetriebnahme AVB-Platine

Die AVB-Module konnten nicht wie geplant in Betrieb genommen werden. Es wurden mögliche Fehlerursachen untersucht:

- Spannungsversorgung - unauffällig

- Kontaktprobleme oder Kurzschlüsse beim LAN9360 - keine gefunden
- Taktsignale - Signal am 12-MHz-Quarz schwach, Test mit Oszillator geplant

Erschwerend kommt hinzu, dass die Konfigurationssoftware von Microchip keine in diesem Stadium nutzbaren Debug-Möglichkeiten bietet.

15 Elektronik: Software

15.1 Microcontroller

15.1.1 ADC-Setup

Der Microcontroller ist über einen I²C Umschalter vom Typ *PCA9548* mit den ADCs verbunden. An jedem ADC können vier mögliche Adressen eingestellt werden, jede ADC Platine schöpft also den einstellbaren Adressraum aus. Beim Setup schaltet der *PCA9548* in einer äußeren Schleife die I²C Verbindung zwischen den ADC-Platinen um. In einer inneren Schleife werden nacheinander die einzelnen ADCs angesprochen. Bis auf die Zuweisung der TDM-Slots wird jeder ADC mit den selben Einstellungen beschrieben. Die Zuweisung der TDM-Slots erfolgt abhängig von der ADC-Adresse.

Eine Übersicht der ADC-Register findet sich im Datenblatt [14] auf S.36. In Abbildung 70 ist die Tabelle aus dem Datenblatt abgebildet, die relevanten RegisterEinstellungen sind farblich hervorgehoben.

Table 25. ADAU1977 Register Summary

Reg	Name	Bits	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0	Reset	RW	
0x00	M_POWER	[7:0]	S_RST	RESERVED						PWUP		0x00	RW
0x01	PLL_CONTROL	[7:0]	PLL_LOCK	PLL_MUTE	RESERVED	CLK_S	RESERVED	MCS				0x41	RW
0x02	BST_CONTROL	[7:0]	BST_GOOD	FS_RATE		BOOST_SW_FREQ	OV_EN	BOOST_OV	OC_EN	BOOST_OC	0x4A	RW	
0x03	MB_BST_CONTROL	[7:0]	MB_VOLTS			MB_EN		BOOST_EN	MRCV	BOOST_RCVR	0x7D	RW	
0x04	BLOCK_POWER_SAI	[7:0]	LR_POL	BCLKEDGE	LDO_EN	VREF_EN	ADC_EN4	ADC_EN3	ADC_EN2	ADC_EN1	0x3F	RW	
0x05	SAI_CTRL0	[7:0]	SDATA_FMT		SAI			FS				0x02	RW
0x06	SAI_CTRL1	[7:0]	SDATA_SEL	SLOT_WIDTH		DATA_WIDTH	LR_MODE	SAI_MSB	BCLKRATE	SAI_MS	0x00	RW	
0x07	SAI_CMAP12	[7:0]	CMAP_C2				CMAP_C1				0x10	RW	
0x08	SAI_CMAP34	[7:0]	CMAP_C4				CMAP_C3				0x32	RW	
0x09	SAI_OVERTEMP	[7:0]	SAI_DRV_C4	SAI_DRV_C3	SAI_DRV_C2	SAI_DRV_C1	DRV_HIZ	OT_MCRV	OT_RCVR	OT	0xF0	RW	
0x0A	POSTADC_GAIN1	[7:0]	PADC_GAIN1						0xA0			RW	
0x0B	POSTADC_GAIN2	[7:0]	PADC_GAIN2						0xA0			RW	
0x0C	POSTADC_GAIN3	[7:0]	PADC_GAIN3						0xA0			RW	
0x0D	POSTADC_GAIN4	[7:0]	PADC_GAIN4						0xA0			RW	
0x0E	MISC_CONTROL	[7:0]	SUM_MODE		RESERVED	MMUTE	RESERVED		DC_CAL		0x02	RW	
0x10	DIAG_CONTROL	[7:0]	RESERVED				DIAG_EN4	DIAG_EN3	DIAG_EN2	DIAG_EN1	0x0F	RW	
0x11	DIAG_STATUS1	[7:0]	RESERVED	MIC_SHORT1	MICH_OPEN1	MICH_SB1	MICH_SG1	MICH_SMB1	MICL_SB1	MICL_SG1	0x00	RW	
0x12	DIAG_STATUS2	[7:0]	RESERVED	MIC_SHORT2	MICH_OPEN2	MICH_SB2	MICH_SG2	MICH_SMB2	MICL_SB2	MICL_SG2	0x00	RW	
0x13	DIAG_STATUS3	[7:0]	RESERVED	MIC_SHORT3	MICH_OPEN3	MICH_SB3	MICH_SG3	MICH_SMB3	MICL_SB3	MICL_SG3	0x00	RW	
0x14	DIAG_STATUS4	[7:0]	RESERVED	MIC_SHORT4	MICH_OPEN4	MICH_SB4	MICH_SG4	MICH_SMB4	MICL_SB4	MICL_SG4	0x00	RW	
0x15	DIAG_IRQ1	[7:0]	RESERVED	IRQ_RESET	IRQ_DRIVE	IRQ_POL	DIAG_MASK4	DIAG_MASK3	DIAG_MASK2	DIAG_MASK1	0x20	RW	
0x16	DIAG_IRQ2	[7:0]	BST_FAULT_MASK	MIC_SHORT_MASK	MICH_OPEN_MASK	MICH_SB_MASK	MICH_SG_MASK	RESERVED	MICL_SB_MASK	MICL_SG_MASK	0x00	RW	
0x17	DIAG_ADJUST1	[7:0]	SHT_T_TRIP		SHT_M_TRIP		SHT_G_TRIP		SHT_B_TRIP		0x00	RW	
0x18	DIAG_ADJUST2	[7:0]	RESERVED			FAULT_TO		RESERVED	HYST_SM_EN	HYST_SG_EN	HYST_SB_EN	0x20	RW
0x19	ASDC_CLIP	[7:0]	RESERVED				ADC_CLIP4	ADC_CLIP3	ADC_CLIP2	ADC_CLIP1	0x00	RW	
0x1A	DC_HPF_CAL	[7:0]	DC_SUB_C4	DC_SUB_C3	DC_SUB_C2	DC_SUB_C1	DC_HPF_C4	DC_HPF_C3	DC_HPF_C2	DC_HPF_C1	0x00	RW	

Abbildung 70: ADAU1977 Register Einstellungen, Übersicht. Aus [14]

Die ADC-Register werden zuerst ausgelesen, dann mit Bitmasken modifiziert und schließlich zurückgeschrieben. Die Bitmasken sind wie folgt definiert:

```

35 //ADC Register Definitions
36 #define ADAU1977_REG_POWER          0x00
37 #define ADAU1977_REG_POWER_RST      0b0000001
38 #define ADAU1977_REG_POWER_SET      0b0000001
39
40 #define ADAU1977_REG_PLL             0x01
41 #define ADAU1977_REG_PLL_RST        0b00000111
42 #define ADAU1977_REG_PLL_SET        0b0000001
43
44 #define ADAU1977_REG_BOOST           0x02
45 #define ADAU1977_REG_BOOST_RST       0b01110000
46 #define ADAU1977_REG_BOOST_SET       0b01010000
47
48 #define ADAU1977_REG_MICBIAS         0x03
49 #define ADAU1977_REG_MICBIAS_RST     0b11111100
50 #define ADAU1977_REG_MICBIAS_SET     0b01000000
51
52 #define ADAU1977_REG_BLOCK_POWER_SAI 0x04
53 #define ADAU1977_REG_BLOCK_POWER_SAI_RST 0b11000000
54 #define ADAU1977_REG_BLOCK_POWER_SAI_SET 0b00111111
55
56 #define ADAU1977_REG_SAI_CTRL0       0x05
57 #define ADAU1977_REG_SAI_CTRL0_RST   0b11111111
58 #define ADAU1977_REG_SAI_CTRL0_SET   0b01100010 //set to LEFTJUSTIFIED while DSP is set to I2S but works!?
59
60 #define ADAU1977_REG_SAI_CTRL1       0x06
61 #define ADAU1977_REG_SAI_CTRL1_RST   0b01111110
62 #define ADAU1977_REG_SAI_CTRL1_SET   0b00000000
63
64 #define ADAU1977_REG_SAI_OVERTEMP    0x09
65 #define ADAU1977_REG_SAI_OVERTEMP_RST 0b00001000
66 #define ADAU1977_REG_SAI_OVERTEMP_SET 0b00001000 //sets output to hiZ while not in use

```

Abbildung 71: ADAU1977 Register Einstellungen, Code

15.1.2 Digital Pins

Der Microcontroller steuert folgende Signale:

Arduino Pin	Signal
A0	Gain 0 dB
A1	Gain 12 dB
A2	Gain 24 dB
A3	Gain 36 dB
A7	LED101
D2	!RST Ausgänge
D3	!RST DSPs
D4	!RST ADCs
D5	LED102
D6	LED103

Tabelle 6: Pinbelegung des Microcontrollers

Dazu kommen die in Unterunterabschnitt 9.5.5 beschriebenen Anschlüsse.

Hier ist zu beachten, dass die Not-Reset-Signale von Anfang an auf HIGH gesetzt werden müs-

sen. Bei den Gain-Einstellungen ist darauf zu achten, dass zu jedem Zeitpunkt mindestens eine Leitung aktiv ist. Werden alle gleichzeitig auf LOW gesetzt, werden damit die Rückkopplungsschleifen der OPVs unterbrochen und die OPVs arbeiten im Open-Loop-Betrieb, was maximale Pegel am Ausgang zur Folge hat. Deshalb muss beim Umschalten der Verstärkung zuerst die neue Leitung auf HIGH gesetzt werden, bevor die alte auf LOW gesetzt wird. Außerdem wurde als DEFAULT-Case die 0-dB-Einstellung vorgesehen.

15.2 DSP

Zur Konfigurierung der DSPs wird Sigma Studio von Analog Devices verwendet [Anab].

15.2.1 DSP Register Settings

Die RegisterEinstellungen sind in den folgenden Abbildungen dokumentiert:

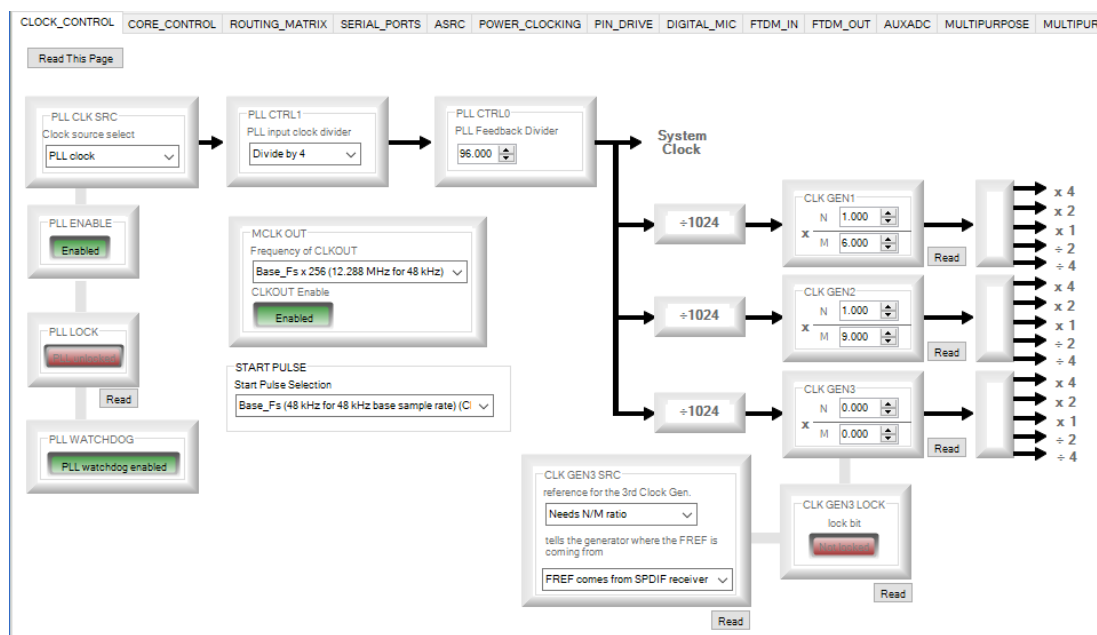


Abbildung 72: ADAU1467 Register Controls - CLOCK CONTROL

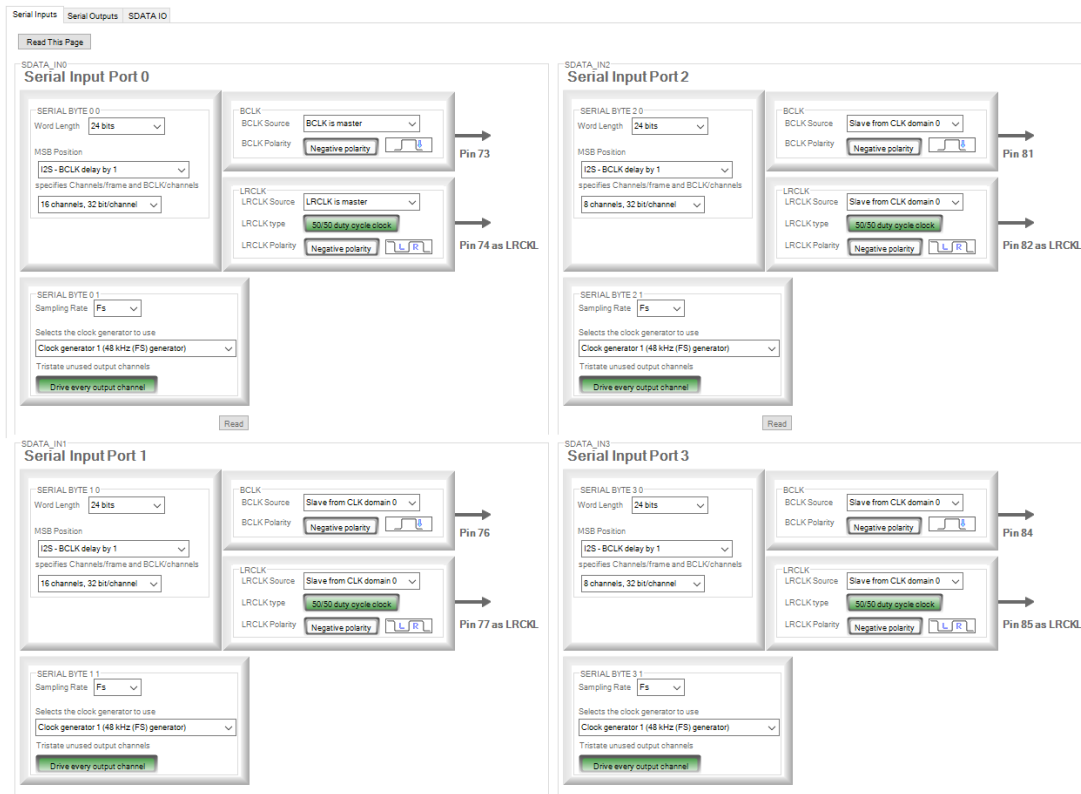


Abbildung 73: ADAU1467 Register Controls - SERIAL PORTS - Inputs

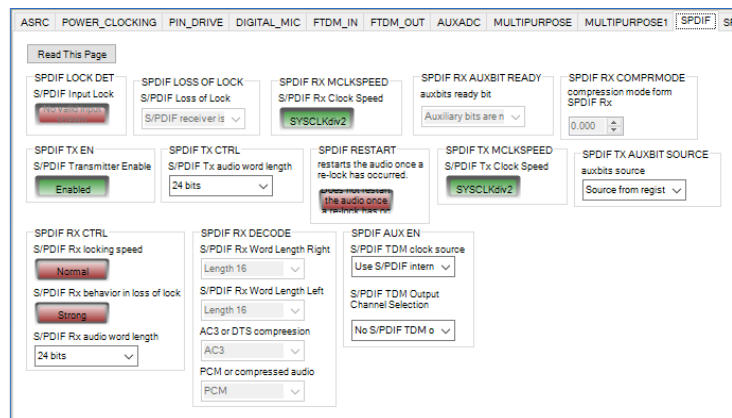


Abbildung 74: ADAU1467 Register Controls - S/PDIF

15.2.2 DSP Main Program

Im einfachsten Fall werden im Hauptteil des DSP Programms alle 32 Eingänge zu den jeweiligen 32 Ausgängen durchverbunden. In komplexeren Anwendungen können die Kanäle frei miteinander verschaltet werden. In jeden Signalweg können Effekte, wie zB. Verstärkung, Verzögerung oder Filter geschaltet werden.

Zu Testzwecken können, wie in Abbildung 75 gezeigt, Tongeneratoren und die S/PDIF Ein- und Ausgänge verwendet werden.

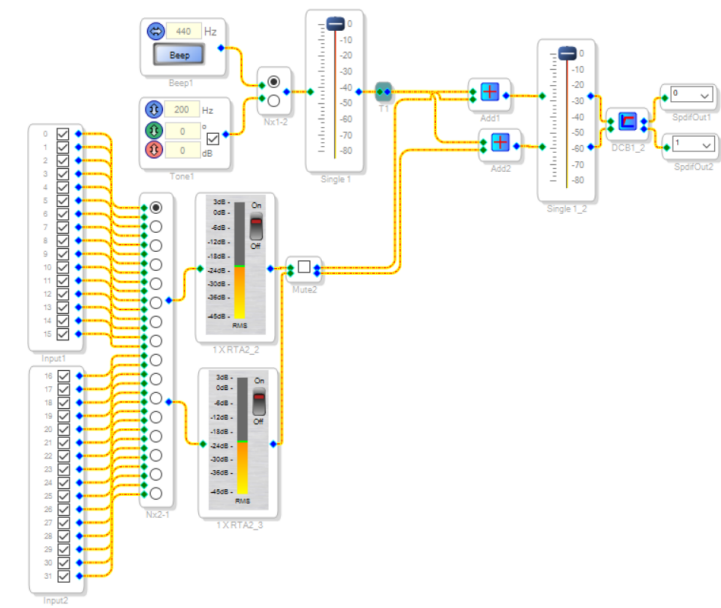


Abbildung 75: ADAU1467 - Testprogramm mit S/PDIF-Ausgang

15.3 AVB-Setup

Die Software zur Konfiguration der AVB-Module kann aufgrund des NDAs mit dem Hersteller Microchip an dieser Stelle nicht beschrieben werden.

16 Elektronik: Messungen

16.1 Messaufbau

Die Messungen in diesem Kapitel wurden mit dem *Audio Precision AP555x* im Tonstudio der TU Graz durchgeführt. Es wurden exemplarisch die 16 Kanäle einer Vorverstärkerplatine vermessen. Dazu wurde der analoge Generatorausgang des *AP555x* in der 50- Ω -Einstellung mit einem Mikrofoneingang der Vorverstärkerplatine verbunden. Im DSP wurde das Eingangssignal ohne Beeinflussung auf den S/PDIF Ausgang der Hauptplatine durchgeschaltet. Dieser Ausgang wurde mangels eines zweiten RCA/BNC-Adapters im SPSC-Studio mit dem symmetrischen Digitaleingang des *AP555x* verbunden.

Für die vier Verstärkungseinstellungen wurden Generatorpegel gewählt, die knapp unter der Vollaussteuerungsgrenze liegen:

Verstärkung	G0	G12	G24	G36
Generatorpegel	360 mV	80 mV	20 mV	7 mV

Tabelle 7: Generatorpegel bei den verschiedenen Verstärkungseinstellungen

Wie bereits in Unterabschnitt 8.3 erwähnt, ist das Ziel, bei den Verstärkungseinstellungen möglichst geringe Abweichungen zwischen den Kanälen zu erreichen. Dass die Schrittweite genau 12 dB beträgt, ist nicht relevant.

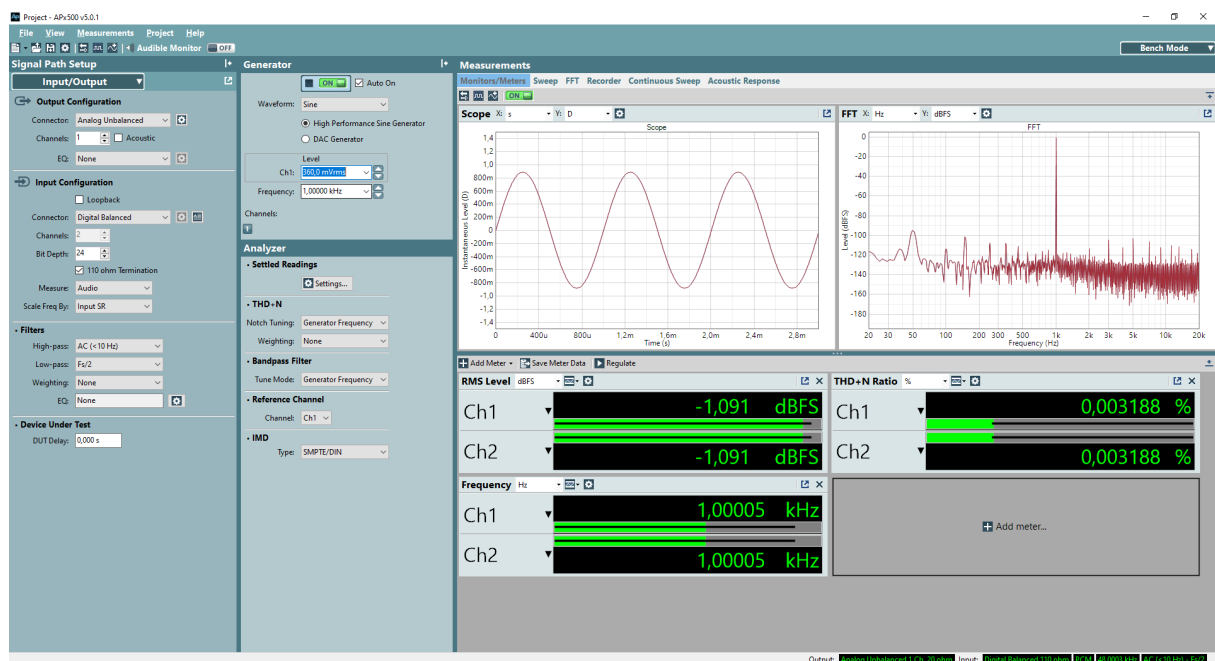


Abbildung 76: AP-Einstellungen für Vollaussteuerung

16.2 Pegelabweichungen zwischen den Kapseln

Kanal	G0	G12	G24	G36
1	-1.248 dBFS	-1.836 dBFS	-2.520 dBFS	-1.560 dBFS
2	-1.293 dBFS	-1.882 dBFS	-2.573 dBFS	-1.626 dBFS
3	-1.323 dBFS	-1.913 dBFS	-2.606 dBFS	-1.662 dBFS
4	-1.311 dBFS	-1.901 dBFS	-2.594 dBFS	-1.638 dBFS
5	-1.125 dBFS	-1.718 dBFS	-2.411 dBFS	-1.458 dBFS
6	-1.182 dBFS	-1.771 dBFS	-2.470 dBFS	-1.538 dBFS
7	-1.190 dBFS	-1.782 dBFS	-2.485 dBFS	-1.557 dBFS
8	-1.177 dBFS	-1.770 dBFS	-2.471 dBFS	-1.532 dBFS
9	-1.260 dBFS	-1.854 dBFS	-2.562 dBFS	-1.750 dBFS
10	-1.282 dBFS	-1.876 dBFS	-2.587 dBFS	-1.666 dBFS
11	-1.298 dBFS	-1.895 dBFS	-2.606 dBFS	-1.696 dBFS
12	-1.330 dBFS	-1.928 dBFS	-2.635 dBFS	-1.719 dBFS
13	-1.104 dBFS	-1.704 dBFS	-2.414 dBFS	-1.501 dBFS
14	-1.154 dBFS	-1.752 dBFS	-2.470 dBFS	-1.571 dBFS
15	-1.139 dBFS	-1.736 dBFS	-2.458 dBFS	-1.576 dBFS
16	-1.162 dBFS	-1.756 dBFS	-2.476 dBFS	-1.590 dBFS
max. Differenz	0.226 dB	0.224 dB	0.224 dB	0.261 dB

Tabelle 8: Ausgangspegel der einzelnen Kanäle bei verschiedenen Verstärkungseinstellungen

In Tabelle 8 sind die gemessenen Pegel bei allen Kanälen und allen Verstärkungseinstellungen aufgetragen. Bei allen Verstärkungseinstellungen liegt die Pegelabweichung innerhalb des Testaufbaus bei knapp über 0,2 dB. Dies ist zwar deutlich höher als die zuvor in Unterabschnitt 8.9 simulierten 0,1 dB Abweichung, dennoch sollte der Wert für die praktische Anwendung als Ambisonics-Mikrofon ausreichend niedrig sein.

16.3 SNR, Dynamikbereich

Die Dynamikbereich-Messung wurde für alle 16 Kanäle bei minimaler Verstärkungseinstellung durchgeführt, sowie exemplarisch auf einem Kanal bei den drei weiteren Verstärkungseinstellungen.

Kanal	Dynamikbereich
1	91,10 dB
2	92,09 dB
3	91,52 dB
4	92,01 dB
5	92,29 dB
6	92,01 dB
7	91,97 dB
8	91,68 dB
9	92,42 dB
10	91,98 dB
11	91,95 dB
12	91,38 dB
13	91,98 dB
14	91,82 dB
15	92,03 dB
16	92,21 dB

Tabelle 9: Dynamikbereich der einzelnen Kanäle bei G0

Verstärkung	G0	G12	G24	G36
Dynamikbereich	92,21 dB	79,66 dB	67,4 dB	58,42 dB

Tabelle 10: Dynamikbereich in Abhängigkeit der Verstärkungseinstellung

Die Messung ergibt in der niedrigsten Verstärkungseinstellung einen Dynamikbereich von ca. 91 dB. Dieser Wert liegt unter dem in Unterabschnitt 8.13 berechneten Wert von 98,6 dB, stellt aber in der Praxis immer noch einen guten Wert dar. Im Spektrum in Abbildung 76 sind deutlich die 50 Hz Netzfrequenz und Obertöne ausgeprägt, diese gehen verschlechternd in die Messung des Dynamikbereichs ein. Das Grundrauschen hingegen dürfte stärker ausfallen, sobald anstelle des Generators eine Mikrofonskapsel angeschlossen wird. Eine Messung mit angeschlossener Mikrofonskapsel war nicht sinnvoll realisierbar, da die Umgebungsgeräusche am Messaufbau deutlich über dem Grundrauschpegel der Elektronik lagen.

Bei größerer Verstärkung sinkt naturgemäß der Dynamikbereich, da das eingangsseitige Grundrauschen ebenfalls verstärkt wird.

16.4 Frequenzgang

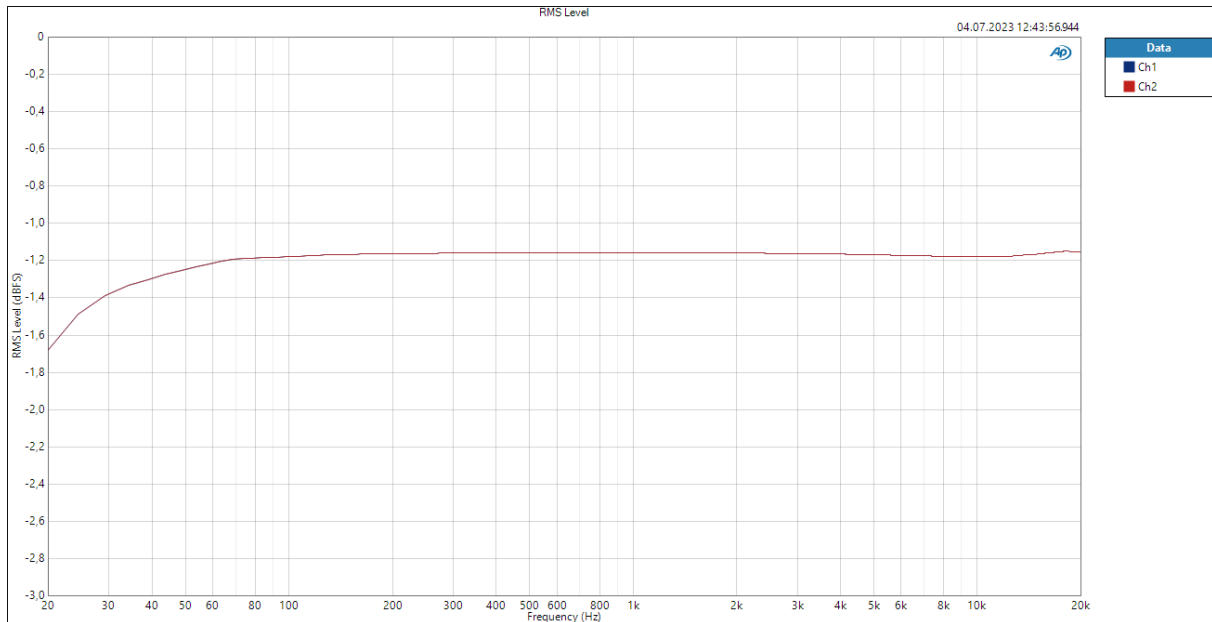


Abbildung 77: Frequenzgang bei G0

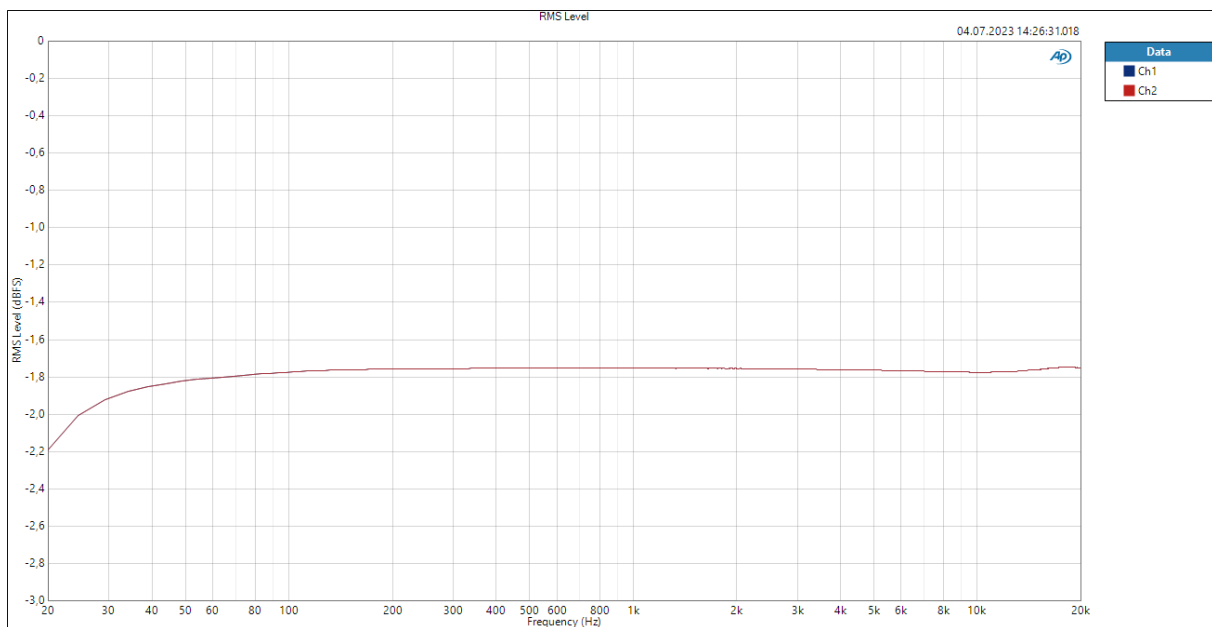


Abbildung 78: Frequenzgang bei G12

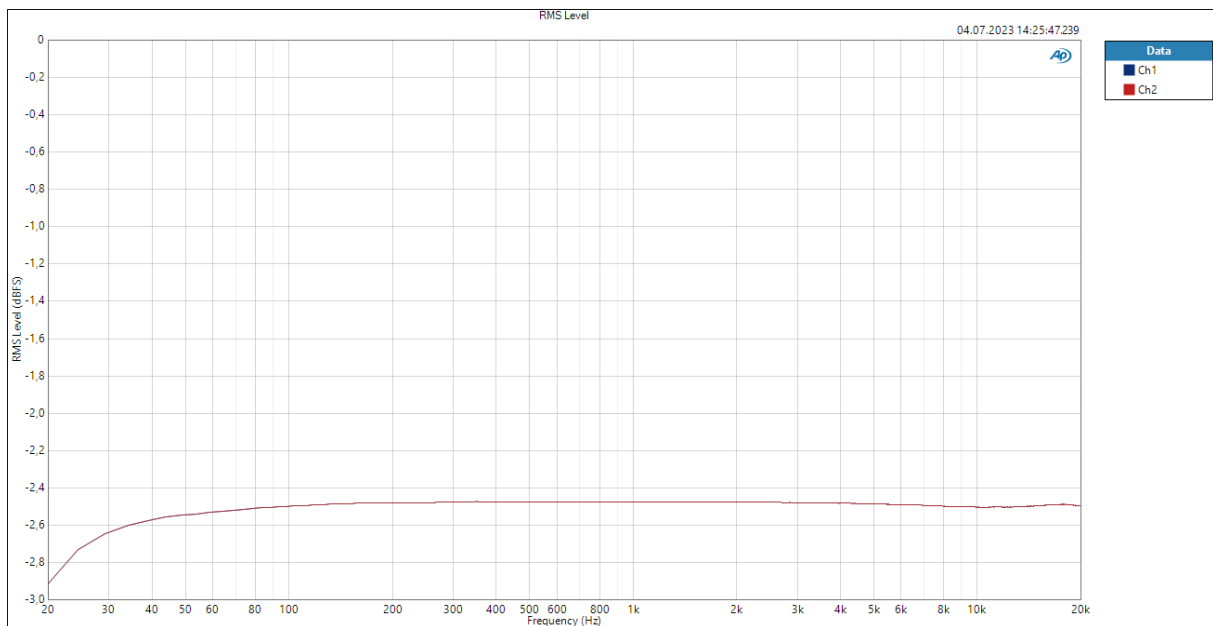


Abbildung 79: Frequenzgang bei G24

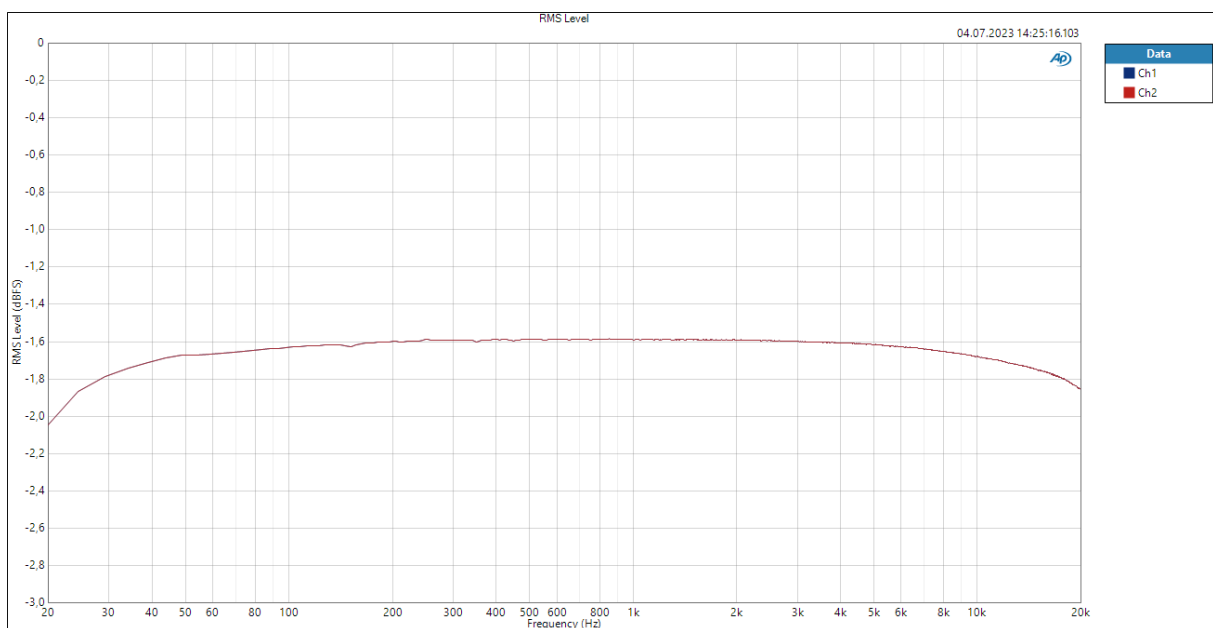


Abbildung 80: Frequenzgang bei G36

Die Pegelunterschiede zwischen den abgebildeten Frequenzgängen kommen durch verschiedene Eingangspegel bei verschiedenen Verstärkungsfaktoren zustande und können ignoriert werden. Die Frequenzgänge verlaufen ähnlich konstant, wie bereits in Unterabschnitt 8.9 simuliert. Lediglich bei der höchsten Verstärkungseinstellung fällt der Pegel zu hohen Frequenzen hin leicht ab.

16.5 THD

Verstärkung	G0	G12	G24	G36
THD	0,0028 %	0,0106 %	0,0414 %	0,1205 %

Tabelle 11: THD in Abhängigkeit der Verstärkungseinstellung

Die in der niedrigsten Verstärkungseinstellung gemessenen 0,0028 % THD entsprechen -91 dB Klirrdämpfung. Dieser Wert liegt in etwa im Bereich des ADC, welcher laut Datenblatt [14] mit -95 dB THD+N angegeben ist.

17 Akustik: Messungen

17.1 Messaufbau

Ziel der in diesem Kapitel beschriebenen Messung ist der Vergleich mit der in Unterabschnitt 4.2 durchgeführten Simulation der Richtungsdämpfung. Dazu wurde im Messraum des IEM das Ambisonics-Mikrofon mittig in 1,40 m Höhe platziert und aus 1,20 m Abstand von einem Lautsprecher in gleicher Höhe mit Sinussweeps beschallt. Der verwendete Lautsprecher war ein einzelnes Element des am IEM von Lukas Göllles entwickelten Line-Arrays, bestückt mit einem Breitbandchassis vom Typ *SB-Acoustics SB65WBAC25-4 / Aluminum*. Das kleine Breitbandchassis hat den Vorteil, dass es sich nahezu wie eine Punktschallquelle verhält, und laut Datenblatt einen relativ konstanten Frequenzgang besitzt. Da zum Zeitpunkt der Messung die AVB-Ausgänge noch nicht funktionstüchtig waren, wurde die Messung über die S/PDIF-Ausgänge durchgeführt, d.h. es wurden nacheinander 32 zweikanalige Messungen durchgeführt. Die Messungen wurden mit REAPER [Rea] aufgezeichnet und anschließend in Matlab importiert. Als Audiointerface kam ein Focusrite Scarlett 8i6 zum Einsatz, als Messverstärker ein 6 kanali-ger Class-D Verstärker von Hypex. Abbildung 81 zeigt den Messaufbau als Blockdiagramm, in Abbildung 82 ist der Aufbau im Messraum zu sehen.

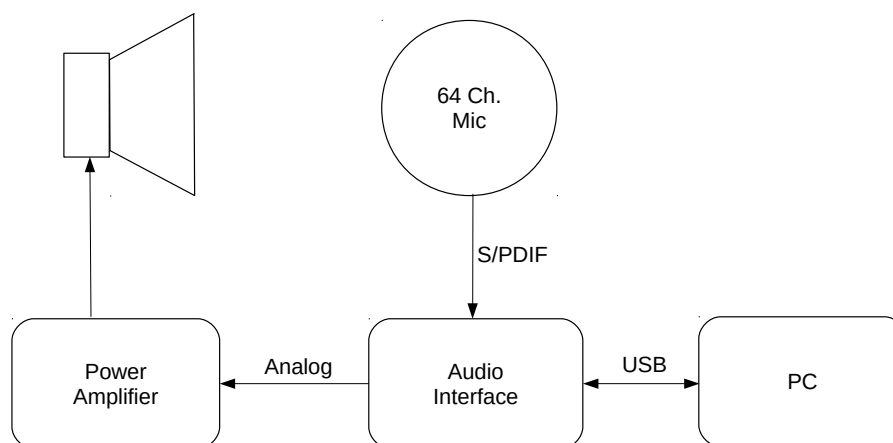


Abbildung 81: Blockdiagramm des Messaufbau



Abbildung 82: Messaufbau im Akustik-Messraum des IEM

17.2 Messungen

In Matlab werden nach dem Import die Audiofiles zuerst mit dem zur Messung verwendeten inversen Sinussweep gefaltet, um aus den Sweepantworten die Impulsantworten des Messaufbaus zu erhalten. Die Impulsantworten werden auf eine einheitliche Länge von 256 Samples geschnitten um Raumreflexionen auszuschließen, mit einer Fensterfunktion ein- und ausgeblendet und in dieser Form gespeichert.

Zur Darstellung kommt das gleiche Matlab-Skript wie zuvor bei den Simulationen zum Einsatz. Die zuvor erzeugten Impulsantworten werden geladen und mittels FFT in den Frequenzbereich transformiert. Begrenzt auf den Bereich zwischen 20–20000 Hz ersetzen sie die in der Simulation verwendeten simulierten Spektren.

Abbildung 83 zeigt die aus Unterabschnitt 4.2 bekannte Darstellung, in der die Dämpfung des einfallenden Schalls in Abhängigkeit der Richtung und der Frequenz dargestellt ist. Bis auf das räumliche Aliasing oberhalb von 4 kHz sind kaum Ähnlichkeiten mit der Simulation zu erkennen.

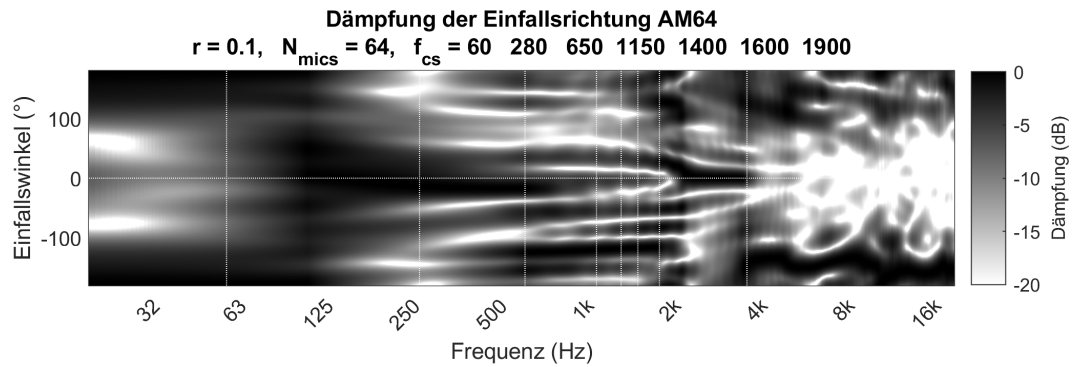


Abbildung 83: Richtungs-dämpfung, unbearbeitete Messdaten

Auf der Suche nach Fehlern in den Messdaten wurde in den Impulsantworten ein Laufzeitunterschied von 16 Samples zwischen den Kanälen der beiden DSPs entdeckt und in Matlab ausgeglichen. Abbildung 84 zeigt exemplarisch den Laufzeitversatz am Beispiel zweier benachbarter, aber auf unterschiedlichen DSPs verarbeiteter Kanäle. In Abbildung 85 wurden die laufzeitkorrigierten Messdaten verwendet.

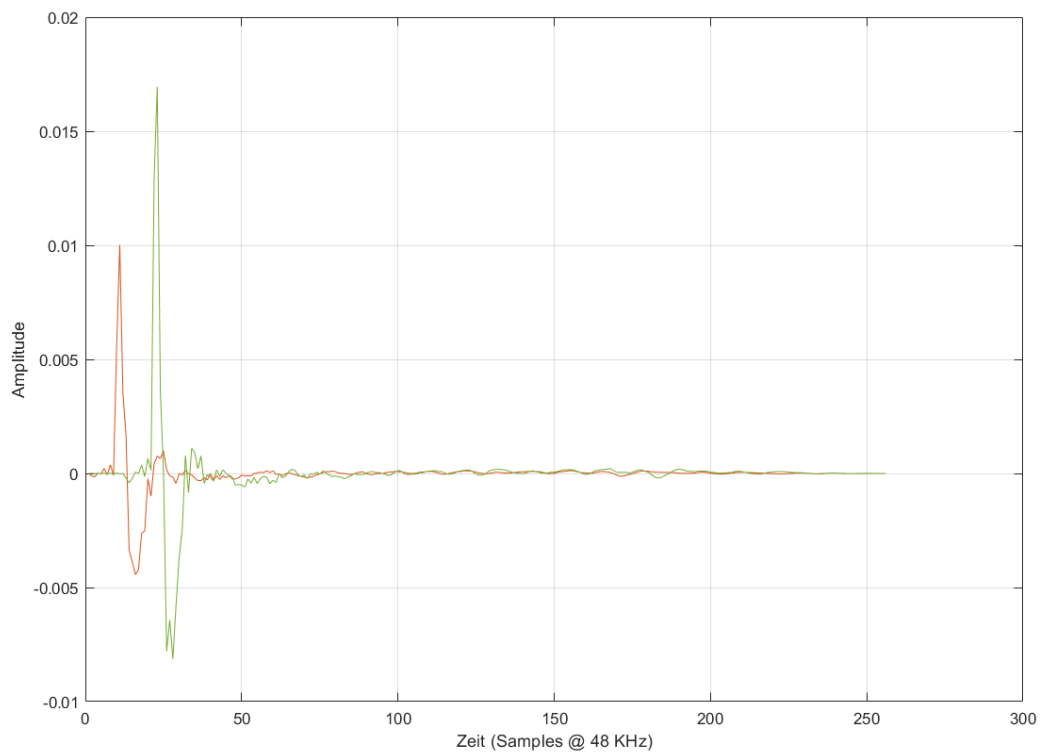


Abbildung 84: Laufzeitversatz am Bsp. der benachbarten Kapseln 9 und 54

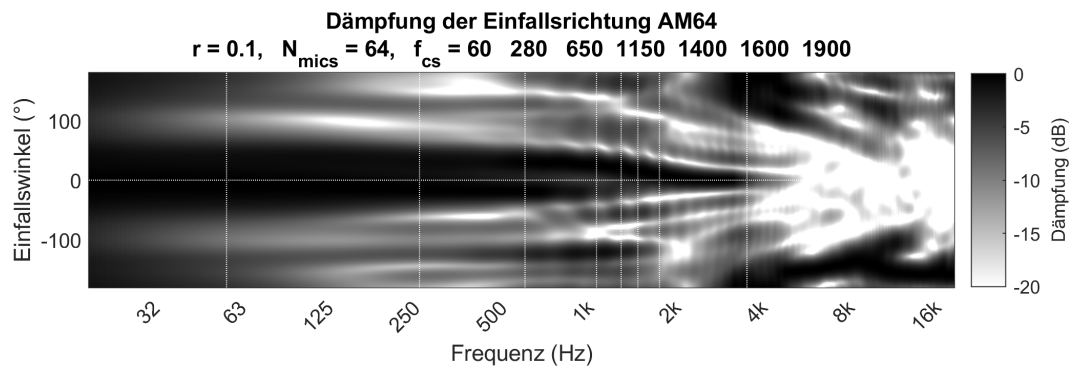


Abbildung 85: Richtungs-dämpfung, Korrektur der Laufzeit bei Kanal 1–32

Beim Betrachten der Frequenzgänge fiel auf, dass nicht nur ein Laufzeitunterschied in den Messungen der beiden DSPs besteht, sondern auch ein Pegelunterschied von 6 dB. In Abbildung 86 sind die Frequenzgänge aller Messungen dargestellt, anhand der Pegel lassen sich die beiden Gruppen deutlich unterscheiden. Abbildung 87 zeigt die Darstellung der Richtungs-dämpfung, diesmal mit Laufzeit- und Amplituden-korrigierten Messwerten.

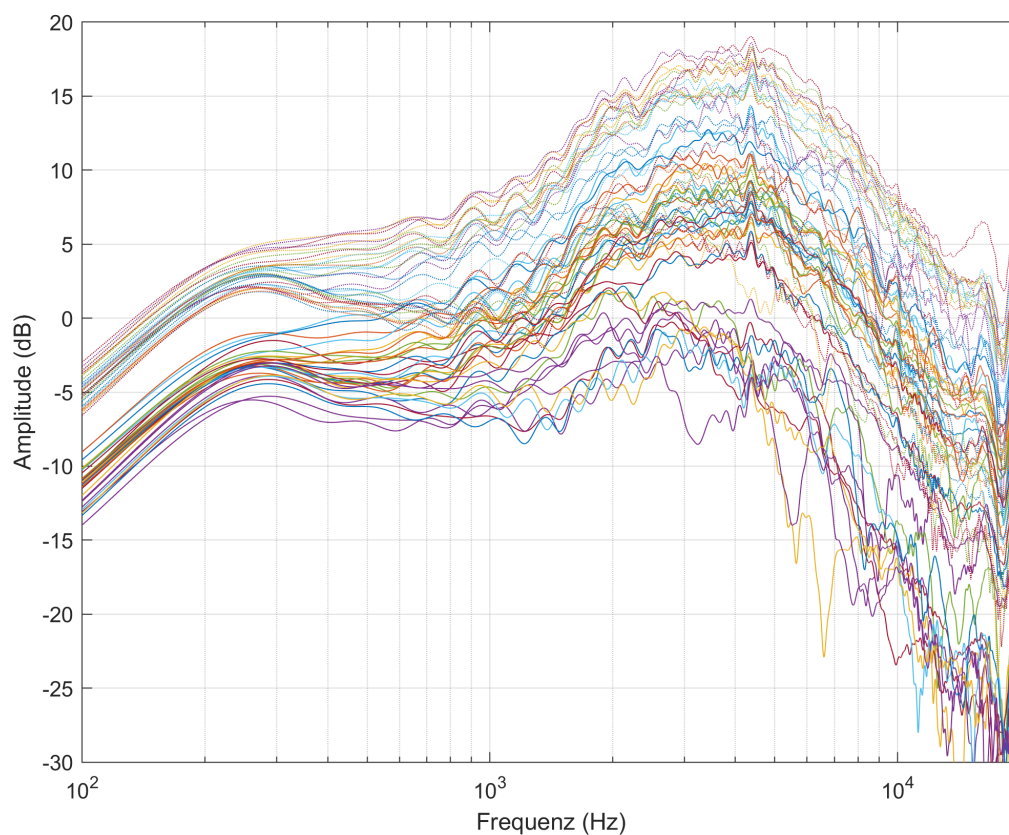


Abbildung 86: Pegelunterschiede der Frequenzgänge

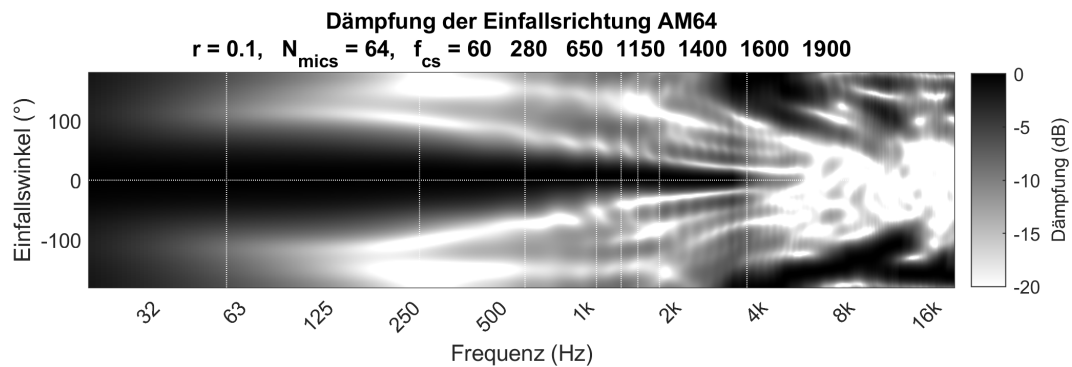


Abbildung 87: Richtungs­dämpfung, Korrektur des Pegels um 6 dB bei Kanal 1–32

Da immer noch deutliche Pegelunterschiede in den Frequenzgängen – selbst zwischen benachbarten Mikrofonkapseln – zu erkennen waren, wurden alle 64 Kanäle mittels eines Schallpegelkalibrators und auf den RMS-Pegel des um 1 kHz bandpassgefilterten Mikrofonsignals kalibriert. Zu diesem Zweck wurde eine Dichtung aus Moosgummi hergestellt und am Kalibrator angebracht (Abbildung 88). Nach dieser Maßnahme konnten die Ergebnisse der Kalibrierung einwandfrei reproduziert werden. Die Ergebnisse der Kalibrierung sind in Tabelle 12 aufgelistet, die größte gemessene Differenz beträgt 3,5 dB.

Kanal	ADC1	ADC2	ADC3	ADC4
1	-0,3	-1,2	-0,6	-1,0
2	-0,6	-1,1	0,0	-1,3
3	-1,0	-0,6	-0,5	-0,3
4	0	-0,7	-0,5	-0,7
5	-1,6	0,2	0,0	-1,7
6	-1,8	-1,4	-1,5	-1,2
7	-2,3	-0,6	-2,3	-0,6
8	-0,8	-1,1	-0,2	-1,0
9	-2,7	-0,1	-0,7	-1,6
10	-0,1	-1,1	-1,1	-0,9
11	0,8	-0,7	0,2	-1,6
12	0	-1,2	-0,3	-2,5
13	-0,5	0,3	-0,1	-1,6
14	-1,2	0,0	-1,0	-0,8
15	-0,7	-0,6	-1,2	-0,9
16	-0,7	-1,1	-1,0	-1,3

Tabelle 12: Ergebnisse der Kalibrierung in dB



Abbildung 88: Schallpegelkalibrator

Zusätzlich wurde der mittlere Pegel jedes Kanals im Bereich zwischen 100–500 Hz zur Kalibrierung genutzt. In Abbildung 89 ist erneut die Dämpfung des einfallenden Schalls in Abhängigkeit der Richtung und der Frequenz dargestellt, mit allen zuvor beschriebenen Korrekturen der Messdaten.

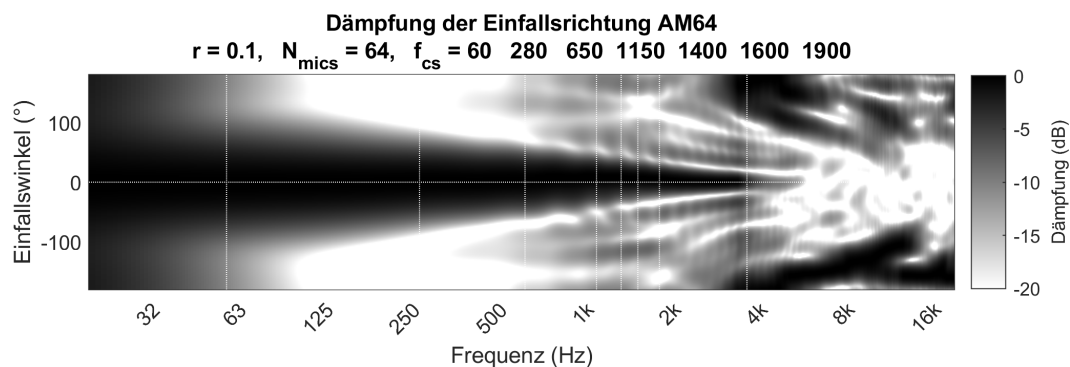


Abbildung 89: Richtungs-dämpfung, Kalibrierung der Mikrofone

17.3 Fazit der akustischen Messungen

Die Auswertung der Messergebnisse zeigt deutlich, dass bei DSP1 ein Problem vorliegt. Wahrscheinlich verursacht ein Fehler im Bereich der TDM-Einstellungen den Laufzeit- und Pegelfehler. Die in Unterabschnitt 16.2 beschriebenen Messungen zeigen, dass die Verstärkung der Vorverstärker um ca. $\pm 0,1$ dB variiert. Die Abweichung der Empfindlichkeit der Mikrofonkapseln hingegen beträgt laut Datenblatt [17] ± 3 dB. Wie auch in den akustischen Messungen zu sehen, ist eine Kalibrierung der Mikrofone dringend nötig. Empfehlenswert ist außerdem eine Frequenzgangkorrektur jeder einzelnen Kapsel, dies ist im DSP problemlos umsetzbar. Dafür

muss allerdings eine Möglichkeit geschaffen werden, ähnlich dem verwendeten Kalibrator, die Mikrofonkapseln unter reproduzierbaren Bedingungen mit einem breitbandigen Messsignal zu speisen. In Abbildung 89 ist gut zu sehen, dass mit kalibrierten Mikrofonkapseln eine starke Dämpfung des seitlich einfallenden Schalls erreicht wird.

18 Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Masterarbeit wurde ein 64-kanaliges Ambisonics-Mikrofon geplant, simuliert, gefertigt und messtechnisch überprüft. Die zu Beginn der Arbeit festgelegten Ziele wurden erreicht, lediglich die AVB-Module konnten bis zum Abschluss der Arbeit nicht erfolgreich in Betrieb genommen werden.

Die Messungen wurden über die S/PDIF Ausgänge durchgeführt, die aus Gründen der Flexibilität bezüglich anderer Einsatzzwecke implementiert sind. Die elektrischen Messergebnisse fallen gut aus, besonders das Rauschverhalten und der Gleichlauf der Verstärkung. Die Ergebnisse der akustischen Messung zeigen die Notwendigkeit der Kalibrierung der Mikrofonkapseln und bestätigen nach der Kalibrierung die Funktionsweise des Mikrofonarrays.

Alle Pläne und Dateien stehen frei zum Nachbau zu Verfügung (). Der modulare Aufbau ermöglicht vielfältige Einsatzmöglichkeiten der einzelnen Baugruppen. Dabei sind die Module mit elektrotechnischem Grundverständnis einfach zu verwenden, eine Bedienungsanleitung für das Ambisonics Mikrofon findet sich im folgenden Kapitel.

In Zukunft sollen die AVB-Ausgänge in Betrieb genommen werden. Eventuell können statt der AVB-Ausgänge andere digitale Ausgänge implementiert werden, die wie das gesamte Projekt quelloffen zur Verfügung gestellt werden können.

Weitere akustische Messungen führen gegebenenfalls zu besseren Ergebnissen. Bei erneuten Messungen soll eine Frequenzgangkorrektur jeder Mikrofonkapsel per DSP erfolgen. Als Messaufbau kommt zB. ein hochauflösendes Lautsprecherarray oder eine Lautsprechersichel in Verbindung mit einem gesteuerten Drehteller in Frage, wie beschrieben in [BFR18].

19 Bedienungsanleitung

19.1 Datenblatt

AmbiMic64		
Parameter	Wert	Einheit
Kanalanzahl	64	
Max. Ambisonics Ordnung	7	
Räumliche Aliasingfrequenz	>4	kHz
Dynamikbereich @ G0	>90	dB
THD+N @ G0	>90	dB
Max. Schalldruckpegel	110	dB
Verstärkungseinstellungen	0, 12, 24, 36	dB
Verstärkungsgleichlauf @ G0	<0.25	dB
Frequenzbereich	20 – 15000	Hz
Abtastrate	48	kHz
Auflösung	24	Bit
Betriebsspannung	100 – 240	VAC
Max. Leistungsaufnahme	35	W
Durchmesser	20	cm
Gewicht	ca. 800	g

19.2 Montage und Anschluss

Das Kugelarray wird mit dem vierpoligen XLR-Kabel mit dem Netzteil verbunden. Der XLR-Stecker am Kugelarray dient als Aufnahmepunkt für eine Mikrofonklemme. Bei Bedarf ist die Klemmung zusätzlich mit einem Kabelbinder o.Ä. zu sichern. In jeden Fall ist darauf zu achten, dass alle Gelenke am Mikrofonstativ und der Klemme fest verschraubt sind. Das Netzteil wird mittels Kaltgerätekabel mit der Netzspannung verbunden. An der Kaltgerätebuchse findet sich ein Schalter zum Ein- und Ausschalten des Mikrofons.

Die Audiodatenverbindung wird über vier CAT6-Netzwerkkabel hergestellt. Diese werden über einen externen AVB-fähige Netzwerkschalt mit einem AVB-Netzwerk verbunden. Die Konfiguration der AVB-Module erfolgt, indem eine Microchip-Programmierschnittstelle (z.B. ICD4 oder SNAP) angeschlossen wird.

Um das DSP-Programm zu ändern, wird eine Programmierschnittstelle (Analog Devices EVAL-

ADUSB2EBUZ) an der 10-poligen Wannenbuchse angeschlossen.

Die Verstärkungseinstellung erfolgt im binären Format über die beiden nahe der XLR-Buchse angebrachten Kippschalter:

Verstärkung	Schalter I	Schalter II
0 dB	0	0
12 dB	1	0
24 dB	0	1
36 dB	1	1

19.3 Programmierung der DSPs mit Sigma Studio

Da beide DSPs über die gleiche I²C-Leitung mit der Programmierschnittstelle verbunden sind, muss die gewünschte DSP-Adresse ausgewählt werden (Abbildung 90). Die Adresse des ersten DSPs ist 112, die des zweiten 114.

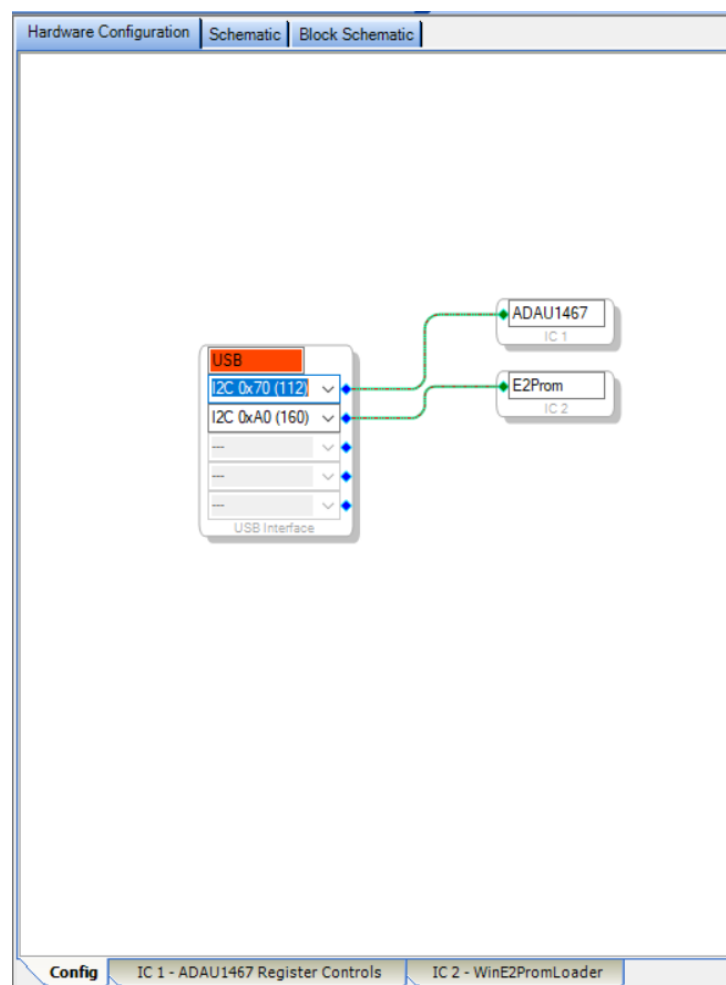


Abbildung 90: Auswahl der DSP-Adresse

Die korrekten Registereinstellungen der DSPs sind in Unterunterabschnitt 15.2.1 beschrieben. Es empfiehlt sich allerdings, beim Erstellen eines neuen DSP-Programms auf ein bestehendes mit korrekten Registereinstellungen zurückzugreifen und lediglich das Hauptprogramm zu ändern. Das Hauptprogramm kann dank der grafischen Oberfläche intuitiv erstellt werden. Weiterführend wird dazu die ausführliche Dokumentation unter <https://wiki.analog.com/resources/tools-software/sigmastudio> empfohlen. Um einen DSP zu programmieren, sind zwei Schritte nötig: Als erstes muss das Projekt mittels der Schaltfläche „Link Compile Download“ (Abbildung 91) kompiliert werden:

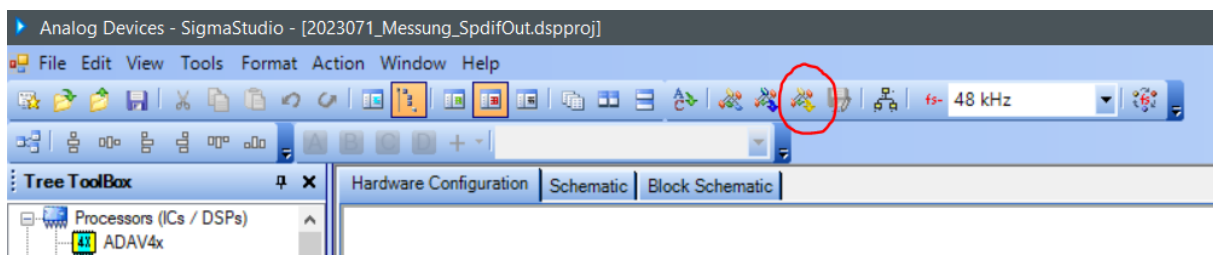


Abbildung 91: Schaltfläche „Link Compile Download“

Bei Erfolg wird fortan im unteren linken Eck „Active Downloaded“ angezeigt. Nun können viele Parameter des Programms in Echtzeit verändert werden.

Der zweite Schritt ist das Beschreiben des EEPROMs, damit der DSP beim Neustart das Programm selbstständig lädt. Dazu muss zuerst wie oben beschrieben das Programm neu kompiliert werden – vor allem, wenn zuvor Parameter in Echtzeit geändert wurden. Dann wird wie in Abbildung 92 das Menü zum Flashen des EEPROMs aufgerufen, wo die Einstellungen wie in Abbildung 93 vorgenommen werden müssen. Ein Klick auf die OK-Schaltfläche startet den Schreibvorgang.

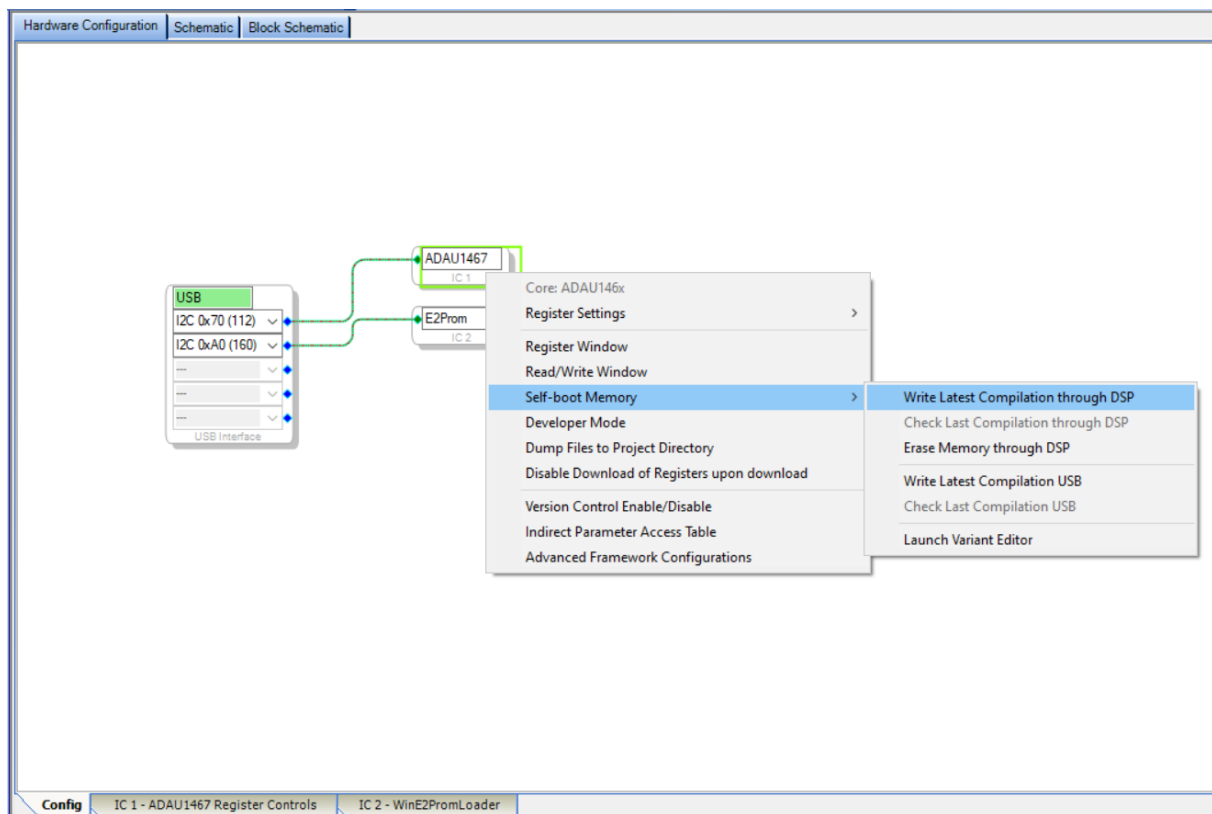


Abbildung 92: Aufrufen des Menüs zum Flashen des EEPROMs

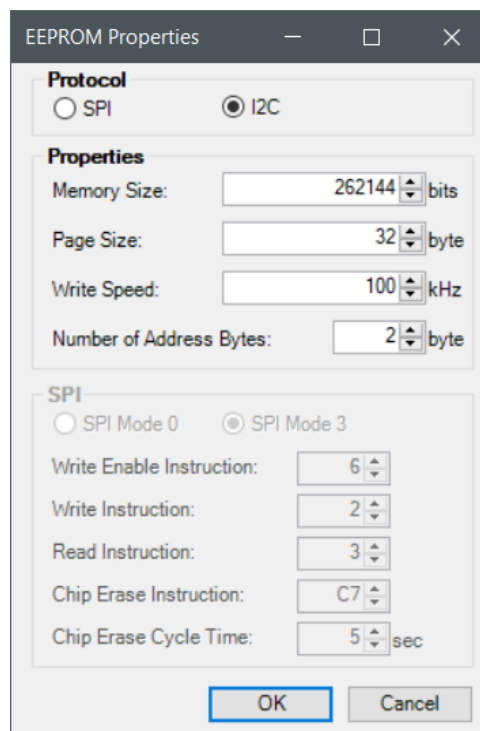


Abbildung 93: Einstellungen im Menü zum Flashen des EEPROMs

Dieser Vorgang muss für beide DSPs mit den jeweils korrekten Registereinstellungen durchge-

führt werden, danach ist das Mikrofon ohne angeschlossene Programmierschnittstelle einsatzbereit.

19.4 AVB-Setup

Die Software zur Konfigurierung der AVB-Module kann aufgrund des NDAs mit dem Hersteller Microchip an dieser Stelle nicht beschrieben werden.

Literatur

- [08] *MT-072 TUTORIAL - Precision Variable Gain Amplifiers (VGAs)*. Analog Devices. Okt. 8.
- [13] *SMSC LAN8720 PHY Daughter Board Information Sheet*. DS50002211A. Microchip. 2013.
- [14] *ADAU1977 - Quad ADC with Diagnostics*. Analog Devices. Jan. 2014.
- [15] *74HC4066; 74HCT4066 - Quad single-pole single-throw analog switch*. Nexperia. Dez. 2015.
- [16] *LAN8720A/LAN8720AI - Small Footprint RMII 10/100 Ethernet Transceiver with HP Auto-MDIX Support*. DS00002165B. Microchip. 2016.
- [17] *AOM-5024L-HD-R - Data Sheet*. PUI Audio. 2017.
- [18a] *EM272Z1 - Technical Data*. Primo. Aug. 2018.
- [18b] *SBOA290 - Non-inverting microphone pre-amplifier circuit*. Texas Instruments. Dez. 2018.
- [20] *RAC10-K/277 - AC/DC Converter*. Recom. Aug. 2020.
- [21a] *LAN9360 - AVB Audio Endpoint - Product Brief*. DS60001577D. Microchip. 2021.
- [21b] *OPA167x Low-Distortion Audio Operational Amplifiers*. SBOS855D. Texas Instruments. Dez. 2021.
- [21c] *RAC20-K*. Recom. Juli 2021.
- [22a] *LMK1C110x - 1.8-V, 2.5-V, and 3.3-V LVCMOS Clock Buffer Family*. SNAS791D. Texas Instruments. Feb. 2022.
- [22b] *LMK1C110x - 1.8-V, 2.5-V, and 3.3-V LVCMOS Clock Buffer Family*. SNAS814A. Texas Instruments. Jan. 2022.
- [22c] *OPA165x Ultra-Low-Noise, Low-Distortion, FET-Input, Burr-Brown™ Audio Operational Amplifiers*. SBOS901C. Texas Instruments. Sep. 2022.
- [23] *Arduino® Nano Every - Product Reference Manual*. ABX00028. Arduino. Feb. 2023.
- [Anaa] AnalogDevices. 14.7.23 9.37h. URL: <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>.
- [Anab] AnalogDevices. 14.7.23. URL: https://www.analog.com/en/design-center/evaluation-hardware-and-software/software/ss_sigst_02.html.
- [Auta] Autodesk. 14.7.23 9.24h. URL: <https://www.autodesk.de/products/fusion-360/overview>.

- [Autb] Autodesk. 14.7.23 9.27h. URL: <https://www.autodesk.de/products/eagle/overview>.
- [Bat02a] C. Bateman. "Capacitor Sounds 3 - capacitances of 10 nF and smaller." In: *Electronics World* (Okt. 2002).
- [Bat02b] C. Bateman. "Capacitor Sounds 4 - capacitances from 100 nF to 1 uF." In: *Electronics World* (Nov. 2002).
- [Bat02c] C. Bateman. "Capacitor Sounds 5 - 1 uF choice - Electrolytic or Film ?" In: *Electronics World* (Dez. 2002).
- [Bat03] C. Bateman. "Capacitor Sounds 6 - 10 to 100 uF capacitors and 100 Hz measurements." In: *Electronics World* (Jan. 2003).
- [Ben+17] Z. Ben-Hur u. a. "Spectral equalization in binaural signals represented by order-truncated spherical harmonics". In: *The Journal of the Acoustical Society of America* 141.6 (Juni 2017), S. 4087–4096. DOI: 10.1121/1.4983652.
- [Ber+14] B. Bernschütz u. a. "Binaural Reproduction of Plane Waves With Reduced Modal Order". In: *Acta Acustica united with Acustica* 100.5 (Sep. 2014), S. 972–983. DOI: 10.3813/aaa.918777.
- [BFR18] M. Brandner, M. Frank und D. Rudrich. "DirPat—Database and Viewer of 2D/3D Directivity Patterns of Sound Sources and Receivers". In: *Audio Engineering Society Convention 144*. Mai 2018. URL: <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=19538>.
- [Cal15] J. Caldwell. *TIDU765 TI Designs – Precision: Verified Design Single-Supply, Electret Microphone Pre-Amplifier Reference Design*. Texas Instruments. Jan. 2015.
- [CG74] P. G. Craven und M. A. Gerzon. "Coincident microphone simulation covering three dimensional space and yielding various directional outputs". US4042779A. 1974.
- [CS72] D. H. Cooper und T. Shiga. "Discrete-Matrix Multichannel Stereo". In: *JAES Volume 20 Issue 5 pp. 346-360; June 1972* (1972).
- [Dan01] J. Daniel. "Représentation de champs acoustiques, application à la transmission et à la reproduction de scènes sonores complexes dans un contexte multimédia". Diss. 2001.
- [DRP98] J. Daniel, J.-B. Rault und J.-D. Polack. "Ambisonics Encoding of Other Audio Formats for Multiple Listening Conditions". In: *Audio Engineering Society Convention 105*. 1998.
- [Fel74] P. Fellgett. "Ambisonic reproduction of directionality in surround-sound systems." In: *Nature* 252, 534–538 (1974).

- [GB92] M. A. Gerzon und G. J. Barton. "Ambisonic Decoders for HDTV". In: *Audio Engineering Society Convention 92*. 1992.
- [Ger75] M. A. Gerzon. "The Design of Precisely Coincident Microphone Arrays for Stereo and Surround Sound". In: *Audio Engineering Society Convention 50*. 1975.
- [Ger92] M. A. Gerzon. "General Metatheory of Auditory Localisation". In: *Audio Engineering Society Convention 92*. 1992.
- [JLP99] J.-M. Jot, V. Larcher und J.-M. Pernaux. "A Comparative Study of 3-D Audio Encoding and Rendering Techniques". In: *AES Conference: 16th International Conference: Spatial Sound Reproduction (March 1999)*. 1999.
- [Kre09] R. Kreifeldt. "AVB for Professional A/V Use". In: *AVnu Alliance™ White Paper* (2009).
- [LBG19] C. Langrenne, E. Bavu und A. Garcia. "A linear phase IIR filterbank for the radial filters of ambisonic recordings". In: (2019). DOI: 10.25836/SASP.2019.03.
- [LZ15] S. Lösler und F. Zotter. "Comprehensive Radial Filter Design for Practical higher-order Ambisonic Recording". In: *Fortschritte der Akustik –DAGA Nürnberg (2015)*. 2015.
- [Mat] Mathworks. 14.7.23 9.29h. URL: <https://de.mathworks.com/products/matlab.html>.
- [MM95] D. G. Malham und A. Myatt. "3-D Sound Spatialization using Ambisonic Techniques". In: *Computer Music Journal* Vol. 19, No. 4 (Winter, 1995), pp. 58-70 (13 pages) (1995).
- [Mor06] S. Moreau. "Étude et réalisation d'outils avancés d'encodage spatial pour la technique de spatialisation sonore Higher Order Ambisonics : microphone 3D et contrôle de distance". Diss. ÉCOLE DOCTORALE DE L'UNIVERSITÉ DU MAINE, LE MANS, FRANCE, 2006.
- [PC22] M. A. Porley und K. Chesser. "What Are the Basic Guidelines for Layout Design of Mixed-Signal PCBs?" In: *Analog Dialogue* 56.3 (Sep. 2022).
- [Pol05] M. A. Poletti. "Three-Dimensional Surround Sound Systems Based on Spherical Harmonics". In: *JAES Volume 53 Issue 11 pp. 1004-1025; November 2005* (2005).
- [Rea] Reaper. 14.7.23 9.32h. URL: <https://www.reaper.fm/>.
- [Sch97] H. Schutte. *AN97055 - Bi-directional level shifter for I²C-bus and other systems*. Philips Semiconductors. Aug. 1997.
- [SZH18] C. Schörkhuber, M. Zaunschirm und R. Höldrich. "Binaural rendering of ambisonic signals via magnitude least squares." In: *Fortschritte der Akustik – DAGA, Munich (2018)*. 2018.

- [Wom] R. Womersley. 17.5.21 19.29h. UNSW Sydney. URL: <https://web.maths.unsw.edu.au/~rsw/Sphere/MaxDet/MaxDet1.html>.
- [WPV17] A. Weiler, A. Pakosta und A. Verma. *SCAA082A - High-Speed Layout Guidelines*. Texas Instruments. Aug. 2017.
- [ZF12] F. Zotter und M. Frank. “All-Round Ambisonic Panning and Decoding”. In: *J. Audio Eng. Soc* 60.10 (2012), S. 807–820. URL: <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=16554>.
- [ZF19] F. Zotter und M. Frank. *Ambisonics A Practical 3D Audio Theory for Recording, Studio Production, Sound Reinforcement, and Virtual Reality*. Springer Open, 2019. ISBN: 978-3-030-17206-0.
- [Zot18] F. Zotter. “A linear-phase filter-bank approach to process rigid spherical microphone array recordings.” In: *ICETRAN, Palić (2018)*. 2018.
- [ZPN12] F. Zotter, H. Pomberger und M. Noisternig. “Energy-Preserving Ambisonic Decoding”. In: *Acta Acustica united with Acustica* 98.1 (Jan. 2012), S. 37–47. DOI: 10.3813/aaa.918490.
- [ZSH18] M. Zaunschirm, C. Schörkhuber und R. Höldrich. “Binaural rendering of Ambisonic signals by head-related impulse response time alignment and a diffuseness constraint”. In: *The Journal of the Acoustical Society of America* 143.6 (Juni 2018), S. 3616–3627. DOI: 10.1121/1.5040489.

Abkürzungsverzeichnis

- ACN Ambisonics Channel Number
- ADC Analog-Digital-Converter
- AVB Audio Video Bridging
- BGA Ball Grid Array
- BNC Eigenname Koaxialstecker-Bauform
- C0G Dielektrikum bei Keramikkondensatoren
- CMOS Complementary metal-oxide-semiconductor
- DAC Digital-Analog-Converter
- dBFS Decibels relative to full scale
- DSP Digitaler Signalprozessor
- EEPROM Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory
- EMV Elektromagnetische Verträglichkeit
- ESR Equivalent Series Resistance
- GND Ground, Masse
- HF High Frequency
- HRIR Head-Related Impulse Responses
- I²C Inter-Integrated Circuit (Datenbus)
- I²S Inter-IC Sound (Audioschnittstelle)
- IC Integrated Circuit
- LDO Low Drop-Out (Spannungsregler)
- MOSFET Metalloxid-Feldeffekt-Transistor
- NDA Non Disclosure Agreement, Verschwiegenheitserklärung
- NP0 Dielektrikum bei Keramikkondensatoren
- npn negativ-positiv-negativ (-Transistor)
- OPV/OPA Operationsverstärker
- PCB Printed Circuit Board
- PGA Programmable Gain Amplifier
- PHY Physische Schnittstelle
- PLA Polylactic Acid
- PTC Positive Temperature Coefficient Thermistor (temperaturabhängiger Widerstand)
- RCA Cinch-Stecker (Radio Corporation of America)
- RMI Reduced Media-Independent Interface
- SMD Surface-Mounted Device
- SNR Signal-to-Noise Ratio
- SPI Serial Peripheral Interface (Bussystem)

- SPSC Institute for Signal Processing and Speech Communication, TU Graz
- S/PDIF Sony/Philips Digital Interface
- TDM Time Division Multiplexing
- THD Total Harmonic Distortion
- THD+N Total Harmonic Distortion + Noise
- THT Through-Hole Technology
- VDD positive Versorgungsspannung
- XLR Eigenname Mikrofonstecker nach IEC 61076-2-103

Anhang

- Schaltpläne als PDF
- EAGLE Dateien
- BOM
- 3D-Modell
- Sourcecode Arduino
- SigmaStudio Dateien

Die Anhänge sind abrufbar unter: <https://phaidra.kug.ac.at/o:130831>.