
Entwicklung des 3-Wege-Studiomonitors „FIR-3-STAND“

Toningenieurprojekt

durchgeführt von

Julius Drescher

Institut für Signalverarbeitung und Sprachkommunikation
der Technischen Universität Graz

Betreuer: Dipl.-Ing. Dr.techn. Werner Magnes

Vorstand: Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr. techn. Gernot Kubin

Graz, im Januar 2015

EIDESSTATTLICHE ERKLÄRUNG

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Graz, am

.....
(Unterschrift)

Zusammenfassung

2013 wurde in der Baccalauréatsarbeit der Bau einer Signalprozessor-Platine behandelt. Durch deren Entwicklung und Fertigung konnten grundlegende Erfahrungen im Bereich analoger und digitaler Schaltungstechnik gesammelt werden. Diese sollen nun als Basis für die vorliegende Arbeit dienen, in welcher der Schwerpunkt nicht auf der Machbarkeit und dem Sammeln von Erfahrung liegt, sondern auf der größtmöglichen Qualität der Bauelemente und des Layouts.

Der bisherige Signalprozessor (ADAU1701 von Analog Devices) ist den Anforderungen nur mit IIR-Filtern für drei unabhängige Wege inklusive Schutzvorrichtungen gewachsen. Bei der Suche nach einem neuen Signalprozessor fiel die Wahl auf die Serie der leistungsstärksten, selbststartfähigen ADAU144x. Mit dieser Serie sollten FIR-Filter mit ausreichender Genauigkeit implementiert werden können. Da die Prozessoren ohne integrierte CODECs aufwarten, wurden Umsetzer mit den bestmöglichen technischen Daten gesucht und selektiert.

Bei der Auswahl der Lautsprecher wurde auf vorhandenes Material zurückgegriffen. Nach detaillierten Messungen wurden Hoch- und Mitteltontreiber modifiziert und optimiert. Entgegen der bisherigen Planung sollten Mittel- und Hochton durch ein Horn abstrahlen, welches die Treiber an den unteren Übergabefrequenzen unterstützt und den Klang so wenig als möglich färbt.

Durch die niedrige benötigte Leistung ergab sich die Möglichkeit platzsparende Integrierte Verstärker (IC-Verstärker) einzusetzen.

Die Kombination aus hochwertigen Bauteilen, professionell gefertigten Platinen und einem geschlossenen Gehäuse ergab einen Standlautsprecher, welcher die Erwartungen erfüllte und teilweise sogar übertraf.

Abstract

In the bachelorthesis of 2013 the construction of a signal-processing-board was shown. By developing and building a lot of experience has been made in analog and digital circuit technique. This should now be the basis of the project which focusses on the best quality of components and layout.

The signal processor ADAU1701 used before is only capable of dealing with three independent ways and protective circuits using IIR- filters. When searching for a new signal processor the ADAU144x series was the best choice because of performance and self-boot option. With this series FIR calculation should be possible with adequate precision. Because this series has no on-board CODECs it was searched for ones with the best possible technical data.

The speakers existed already but were measured in detail. Mid- and highrange drivers had to be modified and optimized. The high- and midrange drivers should be hornloaded, so the cutoff frequency is boosted. The horn should cause as few lack in sonic quality as possible.

Because of the very low power needed, small, integrated amplifiers could be used. The combination of very good components, professional manufactured circuit boards and a closed box cabinet, a speaker was built which satisfied the expectations and sometimes exceeded them.

Inhaltsverzeichnis

Zusammenfassung.....	3
Abstract.....	4
Inhaltsverzeichnis.....	5
Abbildungsverzeichnis.....	8
1 Einleitung.....	10
1.1 Motivation.....	11
1.2 Ziele und Anforderungen.....	11
1.2.1 Elektronik.....	11
1.2.2 Gehäuse.....	11
1.2.3 Horn.....	12
1.2.4 Chassis.....	12
1.2.5 Erweiterbarkeit.....	12
1.2.6 Programmierung.....	12
1.2.7 Spannungsversorgung.....	12
1.2.8 Sicherheit.....	13
2 Auswahl der Bauelemente	14
2.1 Signalprozessor.....	14
2.2 D/A-Umsetzer.....	14
2.3 A/D-Umsetzer.....	15
2.4 Lautsprecher-Chassis.....	15
2.5 Netzteile.....	17
2.6 Leistungsverstärker.....	17
2.7 Pufferung der Leistungsverstärker.....	18
2.8 Spannungslogger.....	18
2.9 IR-Baugruppe	18
2.10 Operationsverstärker	19
2.11 Kühlkörper.....	21
3 Software.....	22
3.1 Bereits bekannte Software	22

3.2 rePhase.....	23
3.3 Arduino.....	23
3.4 Totalmix-FX.....	23
3.5 Google Sketchup.....	23
3.6 Frontplattendesigner.....	24
3.7 LT-Spice.....	24
4 Aufbau.....	25
4.1 Hauptplatine.....	25
4.1.1 Spannungswandler.....	26
4.1.2 DSP.....	27
4.1.3 A/D-Umsetzer.....	29
4.1.4 D/A-Umsetzer	30
4.1.5 Analoge Signalaufbereitung nach D/A-Umsetzer.....	31
4.1.6 Leistungsverstärker.....	32
4.1.7 Programmiereinheit.....	33
4.1.8 Layout.....	33
4.1.9 Reflow-Ofen.....	33
4.2 Horn.....	34
4.3 Gehäuse.....	35
4.4 Spannungslogger.....	35
5 Inbetriebnahme.....	37
5.1 Spannungsversorgung.....	37
5.2 Vorstufen.....	37
5.3 Leistungsverstärker.....	38
5.4 Signalprozessor und Umsetzer.....	38
5.5 IR-Baugruppe	38
6 Messwerte.....	39
6.1 Messaufbau.....	39
6.2 Messequipment.....	41
6.2.1 Frequenz- und Phasengang Fireface.....	41
6.2.2 Linearität Fireface.....	42
6.2.3 THD (+N) Fireface.....	42
6.2.4 Verzerrung vs. Amplitude Fireface.....	43
6.2.5 Klirrgang Fireface.....	43
6.3 Vermessung des Leistungsverstärkers.....	44
6.3.1 Frequenz- und Phasengang.....	44
6.3.2 THD(+N) und SNR.....	45
6.3.3 Verzerrung vs. Amplitude der Leistungsverstärker.....	45
6.3.4 Klirrgang.....	46

6.3.5 Dämpfungsfaktor.....	46
6.4 Lautsprecher	47
6.4.1 Parameter des Hochtton-Chassis.....	48
6.4.2 Parameter des Mittelton-Chassis.....	49
6.4.3 Parameter der Tieftonlautsprechers.....	51
6.4.4 Gesamter Lautsprecher entzerrt.....	52
7 Diskussion der Ergebnisse und Ausblick.....	54
7.1 Messtechnische Ergebnisse.....	54
7.2 Einsatzbereich.....	54
7.3 Erweiterbarkeit.....	54
8 Fazit.....	55
Anhang A:.....	56
.....	58
Literaturverzeichnis.....	62

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Blockschaltbild.....	11
Abbildung 2: Scanspeak 22w/8851t00.....	16
Abbildung 3: Visaton G50FFL.....	17
Abbildung 4: Seas Noferro900.....	17
Abbildung 5: Summierung nach D/A- Umsetzer.....	20
Abbildung 6: Blockschaltbild der Hauptplatine.....	25
Abbildung 7: Schaltplan On-Board-Spannungsversorgung.....	26
Abbildung 8: BCLK mit 310 Ohm, Blau: Senderseite, Orange: Empfängerseite.....	27
Abbildung 9: BCLK ohne Terminierung, Blau: Senderseite, Orange: Empfängerseite.....	27
Abbildung 10: Schaltplan DSP.....	28
Abbildung 11: Schaltplan A/D-Umsetzer mit Eingangsverstärkern.....	29
Abbildung 12: Schaltplan D/A-Umsetzer.....	30
Abbildung 13: Analoge Signalaufbereitung nach D/A-Umsetzer.....	31
Abbildung 14: Schaltplan Leistungsverstärker.....	32
Abbildung 15: Layoutbeispiel DSP-Region.....	33
Abbildung 16: Schema des „Staubsaugerhorns“.....	34
Abbildung 17: Gehäuse CAD.....	34
Abbildung 18: Zwei Schaltvorgänge der Netzteile.....	35
Abbildung 19: Messaufbau für die akustische Messung.....	38
Abbildung 20: Messaufbau für die Impedanzmessung.....	39
Abbildung 21: Messaufbau für die Aktivelektronik.....	39
Abbildung 22: Frequenz und Phasengang Fireface UCX.....	40
Abbildung 23: Linearität Fireface UCX.....	41
Abbildung 24: THD+N Fireface UCX bei 1 kHz.....	41
Abbildung 25: Verzerrung vs. Amplitude Fireface UCX.....	42
Abbildung 26: Klirrgang Fireface UCX.....	42
Abbildung 27: Frequenz und Phasengang Aktivelektronik.....	43
Abbildung 28: THD+N Leistungsverstärker.....	44
Abbildung 29: Verzerrung vs. Amplitude Leistungsverstärker.....	44
Abbildung 30: Klirrgang der Leistungsverstärker mit D2: 2.Harmonische und D3: 3. Harmonische.....	45
Abbildung 31: Differenz des Ausgangspegels zwischen Freilauf und Last in dB.....	45
Abbildung 32: Impedanz Seas Noferro 900.....	47
Abbildung 33: Frequenz und Phasengang Seas Noferro 900 mit Horn.....	47
Abbildung 34: Klirrgang Seas Noferro 900 mit Horn mit D2: 2.Harmonische und D3: 3. Harmonische....	48

Abbildung 35: Impedanzgang Visaton G50FFL mit Horn.....	48
Abbildung 36: Frequenz- und Phasengang Visaton G50FFL mit Horn.....	49
Abbildung 37: Klirrgang Visaton G50FFL mit Horn.....	49
Abbildung 38: Impedanzgang Scanspeak 22w/8851t00 in geschlossenem Gehäuse.....	50
Abbildung 39: Frequenz- und Phasengang Scanspeak 22w/8851t00 in geschlossenem Gehäuse.....	50
Abbildung 40: Klirrgang Scanspeak 22w/8851t00 in geschlossenem Gehäuse.....	51
Abbildung 41: Gesamtfrequenzgang.....	51
Abbildung 42: Amplitudengang des Hochtons nicht entzerrt (rot), entzerrt (blau).....	52
Abbildung 43: Frequenzgang des FIR-Filters	52
Abbildung 44: Abstrahlcharakteristik des Lautsprechers.....	53
Abbildung 45: FIR3STAND.....	56
Abbildung 46: Sigma Studio Setup.....	56
Abbildung 47: Layer 1.....	57
Abbildung 48: Layer 2.....	57
Abbildung 49: Layer 3.....	58
Abbildung 50: Layer 4.....	58
Abbildung 51: Aktivelektronik.....	59
Abbildung 52: Netzteile mit Befestigungsblech.....	59
Abbildung 53: Rückplatte mit Anschlüssen und Kühlkörper.....	60
Abbildung 54: Horn Positiv, lackierter Elektrikergips.....	60
Abbildung 55: Bildung des Negativs mit Silikon.....	60
Abbildung 56: Unlackiertes Positiv.....	61
Abbildung 57: Lackiertes und bestücktes Horn.....	61

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Vergleich Operationsverstärker.....	19
Tabelle 2: Rauschspannungen und Dynamik in der Ausgangsstufe über 20 Hz – 20 kHz.....	21
Tabelle 3: Hardware-Programmierung DSP.....	28
Tabelle 4: Hardware-Programmierung der A/D-Umsetzer.....	30
Tabelle 5: Hardware-Programmierung der D/A-Umsetzer	31

1 Einleitung

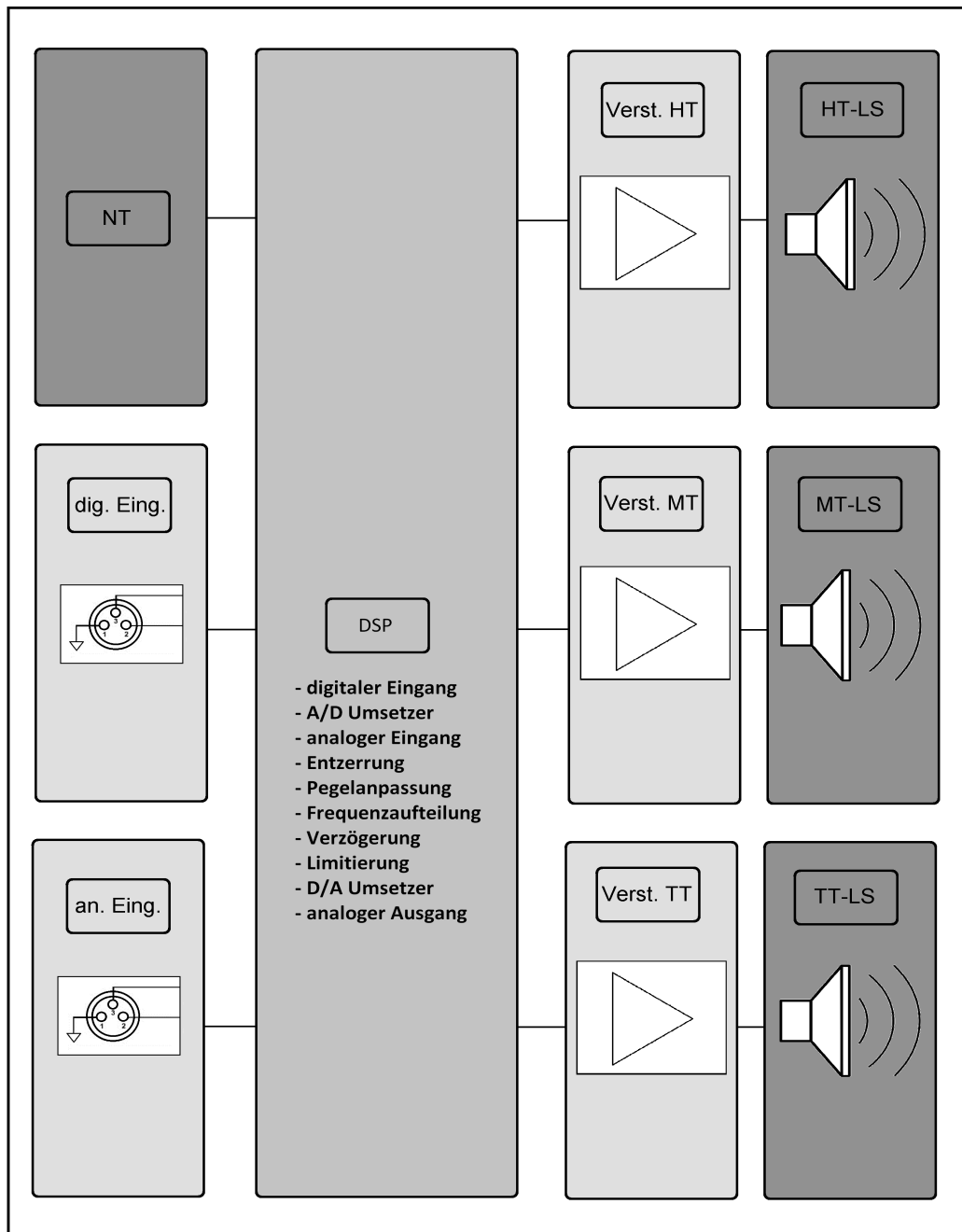


Abbildung 1: Blockschaftbild

1.1 Motivation

Das Studium und die Arbeit boten die Möglichkeit, Musik auf unterschiedlichsten Lautsprechern anzuhören und zu mischen. Durch die Tätigkeit im Service eines Veranstaltungstechnikers und durch privates Interesse war es möglich nicht nur die Klangeigenschaften zu beurteilen, sondern auch zu erfahren, was in Lautsprechern verschiedenster Preisklassen an Bauteilen verwendet wird. Hierbei fiel beim Großteil der Produkte eine gewinnoptimierte Bestückung bei den Chassis und der Elektronik auf. Die Motivation dieser Arbeit liegt darin, ein Wiedergabesystem auf Basis der vorangegangenen Baccalauréatsarbeit¹ zu bauen, welches das Eingangssignal möglichst unverfälscht in Schall umwandelt.

1.2 Ziele und Anforderungen

1.2.1 Elektronik

Musikproduktionen werden mit 44,1 kHz bis 192 kHz bei 24 Bit digitaler Auflösung durchgeführt. Die Wortbreite von 24 Bit gibt dabei die maximal mögliche Dynamik von $20 \cdot \log(2^{24}) = 144,49 \text{ dB}$ vor. Die Elektronik sollte in der Lage sein, digitale Signale mit 44,1 kHz bis 192 kHz und 24 Bit aufnehmen und verarbeiten zu können. Ein symmetrischer, analoger Eingang ist zu entwerfen. Die Leistungsverstärker müssen so dimensioniert sein, dass sie am Abhörplatz einen Durchschnittspegel von 85 dB *Sound Pressure Level* (SPL) mit Pegelspitzen von ca. 105 dB (SPL) liefern können. Über den gesamten Dynamikbereich dürfen die Verzerrungen des Verstärkers 0.1% nicht überschreiten. Das Rauschen am Ausgang des Verstärkers muss so gering ausfallen, dass dieses am Hörplatz auch in sehr leisen Räumen (z.B. SPSC-Studio 24 dB (SPL)²) nicht mehr wahrnehmbar ist. Die Dynamik des Verstärkers muss mehr als 105 dB betragen. Die Lautsprecher sollten in der Lage sein einen Freifeldfrequenzbereich von 35 Hz bis 22 kHz (Nyquistfrequenz einer CD) mit einer maximalen Welligkeit von +/- 2 dB wiederzugeben.

1.2.2 Gehäuse

Das Gehäuse ist so zu gestalten, dass es genügend Volumen für eine Grenzfrequenz von 35 Hz und die Unterbringung der Aktiv-Elektronik zur Verfügung stellt. Zudem muss es runde Kanten und im Bereich der Mittel- und Hochtontreiber eine geringe Frontfläche aufweisen. Intern benötigt es resonanzhemmende Verstärkungen. Das Gehäuse soll geschlossen ausgeführt werden, um ein exaktes Impulsverhalten zu erreichen.

¹[Drescher], „Entwicklung eines DSP Boards mit Audio Codecs“

²[Richtlinie V.1.2] Tabelle 1

1.2.3 Horn

Mittel- und Hochtonlautsprecher sollen jeweils durch ein Horn an der Übergabefrequenz unterstützt werden, um die Membranauslenkung zu tiefen Frequenzen klein zu halten und möglichst niedrige Trennfrequenzen zu erhalten.

1.2.4 Chassis

Die Chassis sind so zu wählen, dass sie unentzerrt einen Amplitudenfrequenzgang mit einer maximalen Welligkeit im Nutzungsbereich von ± 2 dB aufweisen. Mittels steilflankiger Filter sollen sie Frequenzen von 35 Hz bis 22,05 kHz abdecken. Die Verzerrungen müssen bei 85 dB (SPL) über den gesamten Übertragungsbereich unter 0,1 % (-60 dB) liegen. Die Abmessungen sollen kompakt sein, sodass der Abstand der Treiber die Hälfte der Wellenlänge der Trennfrequenz nicht überschreitet. Somit ist gegeben, damit erst bei 90° eine Auslöschung durch Interferenz erfolgt. Der Tieftöner muss groß genug sein, dass der Wirkungsgrad zu tiefen Frequenzen hin nicht unter 80 dB/W/m fällt.

1.2.5 Erweiterbarkeit

Auf eine Erweiterbarkeit wird verzichtet, da es im Anwendungsfall nicht nötig sein wird.

1.2.6 Programmierung

Die Erfahrungen durch die Baccalauréatsarbeit haben gezeigt, dass der dort entwickelte Programmierer zuverlässig und schnell funktioniert, sodass er auch hier Verwendung findet.

1.2.7 Spannungsversorgung

Aufgrund des geschlossenen Gehäuses und der damit verringerten Kühlmöglichkeiten kommen für das Projekt nur Schaltnetzteile mit gutem Wirkungsgrad in Frage. Da keine Erfahrung in der Entwicklung von Schaltnetzteilen vorhanden ist und es diese zu günstigen Konditionen zu erwerben gibt, wird auf die Eigenentwicklung verzichtet. Erfahrungsgemäß kommen auf der Platine Spannungsregler zum Einsatz. Diese müssen so dimensioniert werden, dass möglichst wenig Verlustleistung auftritt.

1.2.8 Sicherheit

Ein besonderes Augenmerk muss auf die Betriebssicherheit gelegt werden, da die Lautsprecher mit Netzspannung betrieben werden. Die Schaltnetzteile weisen Schutzschaltungen gegen Überlast und Übertemperatur auf. Trotzdem muss vor allem dem Temperaturmanagement und der Betriebssicherheit viel Aufmerksamkeit gewidmet werden.

2 Auswahl der Bauelemente

2.1 Signalprozessor

Die Erfahrungen mit der Baccalauréatsarbeit haben gezeigt, dass das Konzept mit einem hardware-programmierbaren³ Signalprozessor gut funktioniert. Da an dem fertigen Produkt im Nachhinein keine tiefgreifenden Veränderungen vorgenommen werden müssen, welche einen software-programmierbaren Signalprozessor verlangen, wurde nach hardware-programmierbaren Bauteilen gesucht.

Die Wahl fiel schnell auf die Serie ADAU144x von Analog Devices, da diese im Gegensatz zu anderen Serien über eine höhere Taktrate⁴ (172 MHz) und die entsprechende Rechenleistung (3584 Instruktionen pro *Sample*⁵) verfügen. In der Software Sigma Studio wurde ein Projekt mit einem Eingang und 3 durch FIR-Filter aufgeteilte Ausgänge simuliert. Das Programm liefert einen *Compiler-Output*, sodass genau beurteilt werden kann, ob die Leistung für ein bestimmtes Setup ausreichend ist. Dieses hat die Wahl der 144x-Serie bestätigt. Die ADAU144x bieten den Vorteil eines integrierten S/PDIF-Transceivers. Um den Signalprozessor mit auch mit Quellen verschiedener Sampleraten betreiben zu können und diesen auf einer festen Frequenz arbeiten zu lassen, benötigt man einen Sampleraten-Konverter, welcher nur auf dem ADAU1442 vorhanden ist. Der ADAU1442 wurde als Signalprozessor für die Projektarbeit ausgewählt.

2.2 D/A-Umsetzer

Bei der Suche nach Digital/Analog-Umsetzern wurde Wert auf eine möglichst große *Signal to Noise Ratio* (SNR) gelegt. Beim Vergleich von Typen von Analog Devices, Texas Instruments (TI), Cirrus Logic und anderen fiel der Typ 1794A von TI als herausragend in den technischen Werten auf. Sowohl die THD mit 0,0005%, als auch der SNR von 132 dB sind

³Hardware-programmierbare IC's haben keine digitale Schnittstelle, sondern werden durch Pins programmiert, welche fix auf „Hi“ bzw. „Low“ gesetzt werden um ein bestimmtes Verhalten zu erreichen.

⁴Zur Zeit der Fertigstellung kam der ADAU 1452 mit 295 MHz auf den Markt, sodass die 144x-Serie nicht mehr die schnellste Serie der ADAU-Familie sind.

⁵[DS ADAU1442] S.1 „Features“

exzellent. Das Modell unterstützt Sample-Raten von bis zu 192 kHz und ist hardware-programmierbar.

2.3 A/D-Umsetzer

Beim Vergleich von A/D-Umsetzern waren die allgemein schlechteren technischen Werte auffallend. Einen Umsetzer mit mehr als 123 dB SNR war nicht zu finden, sodass der PCM4220 von TI ausgewählt wurde. Durch Parallellisierung von zwei Stereo-A/D-Umsetzern sollte hier ein SNR von 129 dB möglich sein.

2.4 Lautsprecher-Chassis

Um Kriterien für die anderen Komponenten zu erhalten, mussten vorher die Lautsprecher-Chassis ausgewählt werden. Von einem früheren Projekt waren noch drei Testchassis vorhanden. Diese wurden vermessen, um ungeglättete Messkurven und Daten, welche nicht im Datenblatt sind, zu erhalten. Im Anschluss wurde der Markt nach besseren Chassis im bezahlbaren aber hochwertigen Bereich abgesucht. Nach erfolgloser Suche wurden Messreihen unternommen, um die vorhandenen Chassis messtechnisch zu verbessern.

Im Tieftonbereich kommt ein Scanspeak 22w/8851t00 zum Einsatz, welcher einen sehr ebenen Frequenzgang und eine niedrige Resonanzfrequenz von 21 Hz aufweist. Oberhalb von 600 Hz weist dieser Treiber Resonanzen⁶ auf, sodass er maximal bei 550 Hz getrennt werden sollte.



Abbildung 2: Scanspeak 22w/8851t00

Der Mitteltontreiber ist eine Visaton G50FFL Mitteltonkalotte mit 2“ Durchmesser. Trotz ebenem Amplitudenfrequenzgang sind in der Impedanzkurve starke, schmalbandige Überhöhungen zu erkennen. Die Verzerrungen bei 85 dB (SPL) liegen mit 0,1% im kritischen Bereich. Der Treiber lässt sich leicht zerlegen, sodass die Ursachen für Verzerrungen und Resonanzen erforscht werden konnten. Das Chassis besitzt ein rückseitig geschlossenes

⁶In der Impedanzkurve aus dem Datenblatt [DS 22W/8851T00] sind die Resonanzen bei ca. 700Hz ersichtlich.

Volumen aus dünnem Kunststoff, welches bei 1,1 kHz resoniert. Durch Bekleben der Rückseite des Treibers mit Bitumen konnte die Resonanz gedämpft und in einen für dieses Projekt nicht relevanten, niedrigen Frequenzbereich verschoben werden. Das Volumen ist direkt an der Kalotte mit einem sehr dichten Schaumstoff bedämpft. Durch tauschen dieses Schaumstoffs mit Melaminharz-Schaum, welcher das gesamte Volumen ausfüllt konnte die Resonanzfrequenz gesenkt, nahezu alle messbaren Resonanzen bedämpft und die Verzerrungen verringert werden. Hiermit konnten auch Resonanzen, welche durch das Feder-Masse-System aus Volumen hinter der Kalotte und Polkern-Bohrung vermindert werden.



Abbildung 3: Visaton G50FFL

Im Hochtton kommt eine Seas Noferro900 Kalotte zum Einsatz. Diese weist einen linearen Frequenzgang bis 21 kHz auf. Im elektrischen Phasengang fielen auch hier Unregelmäßigkeiten auf, welche auf schlechte Bedämpfung des rückwertigen Volumens zurückzuführen sind. Versuche mit anderen Schaumstoffen zur Dämmung dieses Volumens waren erfolgreich. Leider ist die Frontplatte sehr filigran konstruiert und teils mit dem Magnet verklebt, sodass das Zerlegen problematisch ist und zur Zerstörung des Hochtöners geführt hat. Der Treibertyp wird trotzdem verwendet, da er trotz messbaren Resonanzen sehr gute technische Werte hat. Ein Vergleich mit dem Typ Noferro600, bei dem das rückwärtige Volumen größer ist, um eine tiefere Trennfrequenz zu ermöglichen zeigte, dass dieser besser bedämpft ist, klanglich aber kein Unterschied feststellbar war.



Abbildung 4: Seas Noferro900

2.5 Netzteile

5 verschiedene Spannungen müssen zur Verfügung gestellt werden: $\pm 15\text{ V}$ für Schaltungen mit Operationsverstärkern, $\pm 28\text{ V}$ für die Leistungsverstärker und $+7,5\text{ V}$ für die restliche Elektronik, wobei die $7,5\text{ V}$ auf der Platine durch Spannungsregler in die einzelnen Versorgungsspannungen heruntergeregelt werden sollten.

Bei 28 V erhält man für einen $8\text{-}\Omega$ Lautsprecher und $4\text{ V Dropout-Voltage}$ eine Maximalleistung von 72 Watt (peak) , was bei einem Wirkungsgrad von 88 dB/W/m^7 (22W8851t00^8) $106,57\text{ dB SPL}$ ergibt. Um die Netzteile nicht an der Leistungsgrenze zu betreiben, wurde ein Abhörpegel von 105 dB/m pro Seite angenommen. Die dafür nötige Leistung beträgt 95 Watt^9 . Meanwell hat das Netzteil RS-150-24 im Programm, welches 156 W liefert und für den Lautsprecher ausgewählt wurde.

Bei 15 V sind keine hohen Ströme zu erwarten. Die 18 Operationsverstärker haben insgesamt einen Ruhestrom von $+250\text{ mA}$ und -240 mA , welcher bei Vollaussteuerung auf $\pm 0,8\text{ A}$ ansteigt. Das Schaltnetzteil RS-15-15 mit 15 V und 1 A wurde ausgewählt. Theoretisch ist es möglich die $\pm 15\text{ V}$ aus $\pm 28\text{ V}$ zu gewinnen, jedoch waren Schaltregler für die negative Spannung nicht verfügbar und bei Linearreglern wären maximal $10,4\text{ W}$ Wärmeleistung entstanden.

Für den DSP, die Digitalumsetzer und die Programmiereinheit kommt ein Netzteil mit $7,5\text{ V}$ und $3,3\text{ A}$ (PS-25-7.5) zum Einsatz. Zur Berechnung der Leistung wurden die maximalen Verlustleistungen der Chips addiert und ein Puffer von ca. 20% beaufschlagt. Aufgrund der schlechten Verfügbarkeit von Netzteilen mit der Spannung und wenig Leistung wurde das kleinstmögliche gewählt.

Die Infra-Rot- (IR) Baugruppe wird mit einem separaten 5 V -Netzteil versorgt, sodass im Stand-by möglichst wenig Leistung verbraucht wird. In Absprache mit dem Hersteller Meanwell wurden ausgangsseitig einphasige Netzteile bestellt und diese in Reihe geschaltet. Hiermit konnte auf Speziallösungen verzichtet werden, da Netzteile mit mehreren positiven und negativen Ausgangsspannungen in dieser Leistungsklasse nicht gebräuchlich sind.

2.6 Leistungsverstärker

Die Leistungsverstärker wurden anhand der Wirkungsgrade und der maximal nötigen Leistung ausgewählt. Wie in 2.5 beschrieben reichen 72 W für die Einhaltung der in 1.2.1 geforderten 105 dB/W/m Maximalpegel aus. Durch andere Projekte wurde Erfahrung mit dem IC-Verstärker LM3886 gesammelt, welcher laut Datenblatt 38 W an $8\text{ }\Omega$ liefern kann. Beschränkend ist nicht der Strom durch den Chip, sondern die interne Temperatur, sodass bei

⁷Angabe des Schalldrucks, welcher in 1 m bei 1 W Eingangsleistung generiert wird

⁸Bezeichnung des Tieftöners

⁹Errechnet aus 105 dB (SPL) und der Summe der Chassis bei Berücksichtigung der Wirkungsgrade.

ausreichender Kühlung bis maximal 135 W zur Verfügung stehen. Die Handhabung wie einen Operationsverstärker machte den Chip zur idealen Wahl. Bei 28 V Versorgungsspannung, 4 V Dropout und 8 Ohm Last errechnet sich die Maximalleistung zu:

$$P = \frac{U^2}{I} = \frac{(28\text{V} - 4\text{V})^2}{3\text{A}} = 72\text{W}$$

Die Dynamik des LM3886 errechnet sich aus der maximalen Ausgangsspannung von 24 V, dem Eingangsrauschen und dem thermischen Rauschen des Rückkopplungskondensators (13 kOhm) bei einem Verstärkungsfaktor von zwei zu:

$$20 \cdot \log \left(\frac{24\text{V}}{(2 \cdot (\sqrt{2^2 \mu\text{V}_{URVerst} + 2,05^2 \mu\text{V}_{URTherm}}))} \right) = 132,64 \text{ dB}$$

2.7 Pufferung der Leistungsverstärker

Für die Berechnung der Pufferung der Leistungsverstärker wurde ein Trafo-Netzteil als Grundlage verwendet, da dieses kritischer als ein Schaltnetzteil ist. Dadurch, dass die Kondensatoren bei einer Netzfrequenz von 50 Hz nur alle 10 ms geladen werden, müssen diese einen längeren Zeitraum überbrücken. Die Pufferung wird so dimensioniert, dass sich die Spannung der Kondensatoren innerhalb von 10 ms ohne Versorgung bei 95 W Last um maximal 5 % senken darf. Hieraus ergibt sich eine Pufferung von >32 mF, welche durch 7 Kondensatoren á 4700 µF gewährleistet wird. Durch die höhere Schaltfrequenz von Schaltnetzteilen ist diese Kapazität nicht nötig, wird aber trotzdem verwendet, da bei manchen die Nachregulierung nicht schnell genug ist, um durch Pegelspitzen hervorgerufene Spannungseinbrüche zu nivellieren.

2.8 Spannungslogger

Im Laufe der Entwicklung haben sich Probleme bei Ein- und Ausschaltvorgängen ergeben. Um die Ursachen zu lokalisieren wurde ein Spannungslogger auf Basis eines Arduino Mega 2560 entwickelt, welcher bis zu 16 Spannungen mit 300kHz aufzeichnen kann.

2.9 IR-Baugruppe

Nach Analyse der Schaltprobleme war offensichtlich, dass es sich um Instabilitäten der einzelnen Bauelemente bei zu niedrigen Spannungs-Niveaus handelte. Zusätzlich war erkennbar, dass die 5 Schaltnetzteile nicht zur selben Zeit gleiche Spannungsniveaus hatten, sodass die virtuelle Masse undefiniert war. Um das Ein- bzw. Ausschalten definiert durchführen und dies von der Hörposition regeln zu können wird eine Baugruppe auf Basis

eines Arduino μ -Controllers eingesetzt, mit welchem die Schaltnetzteile primär an- und ausgeschaltet werden und die Lautsprecher verzögert ein, bzw. die Schaltnetzteile verzögert ausgeschaltet werden. Mit der Baugruppe ist es möglich via Fernbedienung die Eingangswahl und Lautstärke zu regeln.

2.10 Operationsverstärker

Es wurde ein Vergleich der technischen Daten von Operationsverstärkern¹⁰ durchgeführt. In der folgenden Tabelle 1 sind THD, Rauschwerte, Ausgangsspannungen und Slewrates unter Last zu sehen.

Typ (Anzahl pro Gehäuse)	Spannungsrauschen	Stromrauschen	THD	Max. Ausgangsspannung @ 600 Ohm (+/- 15 V Versorgung)	Slewrate
NE5534 (1)	3,5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	0,6 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	0,004%	+/- 12 V	13 V/ μs
LM4562 (2)	2,7 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	1,6 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	0,00003%	+/- 13,6 V	20 V/ μs
LT1028 (1)	0,85 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	1,0 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	0,02%	+/- 10,5 V	11 V/ μs

Tabelle 1: Vergleich Operationsverstärker

In Abbildung 5 wird ein Schema des Aufbaus nach dem D/A-Umsetzer gezeigt. Bei „Summierung 2“ darf die maximale Amplitude bei 0 dB(FS) die Spezifikationen des Operationsverstärkers nicht überschreiten, muss diese aber so gut als möglich ausnutzen. Durch die hohe Ausgangsspannung des LM4562 wurde mit diesem Typ der größte SNR von 147,7 dB (20 Hz – 20 kHz) maximal bzw. 143,3 dB gesamt erreicht (Tabelle 2).

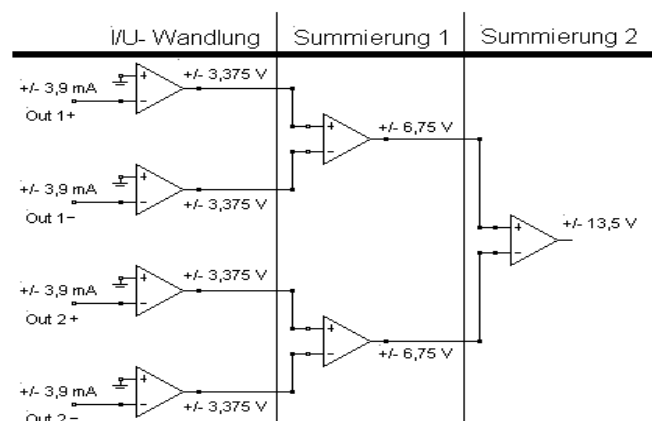


Abbildung 5: Summierung nach D/A- Umsetzer

¹⁰[DS NE5534]s.S.6, [DS LM4562]s.S.3, [DS LT1028]s.S.3

	I/U-Wandlung	Summierung 1	Summierung 2
OPV Spannungsrauschen	$3,8 \cdot 10^{-7} V$	$3,8 \cdot 10^{-7} V$	$3,8 \cdot 10^{-7} V$
OPV Stromrauschen +	$0 V$	$4,1 \cdot 10^{-8} V$	$4,1 \cdot 10^{-8} V$
OPV Stromrauschen –	$1,9 \cdot 10^{-7} V$	$4,1 \cdot 10^{-8} V$	$4,1 \cdot 10^{-8} V$
Thermisches Rauschen +	$0 V$	$0,5 \cdot 10^{-6} V$	$0,5 \cdot 10^{-6} V$
Thermisches Rauschen –	$0,5 \cdot 10^{-6} V$	$0,5 \cdot 10^{-6} V$	$0,5 \cdot 10^{-6} V$
Spannungsabfall über Signalweg	$1,3 \cdot 10^{-4} V$	$2,3 \cdot 10^{-4} V$	$2,3 \cdot 10^{-4} V$
Rauschspannung je Stufe	$6,8 \cdot 10^{-7} V$	$7,8 \cdot 10^{-7} V$	$7,8 \cdot 10^{-7} V$
Signalspannung	$4,8 V_{RMS}$	$9,5 V_{RMS}$	$19,0 V_{RMS}$
Dynamikumfang je Stufe	$136,9 dB$	$141,7 dB$	$147,7 dB$
Gesamt Rauschspannung	$6,8 \cdot 10^{-7} V$	$1,0 \cdot 10^{-6} V$	$1,3 \cdot 10^{-6} V$
Dynamikumfang gesamt	$136,9 dB$	$139,2 dB$	$143,3 dB$

Tabelle 2: Rauschspannungen und Dynamik in der Ausgangsstufe über 20 Hz – 20 kHz¹¹

2.11 Kühlkörper

Die Verlustleistung von 156 W (Netzteil-Leistung) muss über einen Kühlkörper abgeführt werden. Angenommen wird eine maximale Erwärmung von 100 °C über der Raumtemperatur im Fehlerfall. Der Quotient aus der Temperaturdifferenz und der Leistung ergibt einen Wärmewiderstand von 0,64 K/W. Ein Entsprechendes Modell mit 0,68 K/W konnte beschafft werden. Die Operationsverstärker werden aufgrund des niederohmigen Designs mit IC-Kühlkörpern versehen.

¹¹Berechnung laut [OPV-Rauschen]

3 Software

Im Folgenden wird die im Laufe der Entwicklung und Herstellung benötigte Software kurz erläutert.

3.1 Bereits bekannte Software

Für Informationen zu bisher verwendeten Programmen wird auf die Baccalauréatsarbeit verwiesen. In den entsprechenden Kapiteln befinden sich:

3.1 Target / Eagle	Erstellen von Schaltplänen und Layouts
3.2 IC-Prog	Programmierung von EEproms via RS232
3.3 SigmaStudio	Erstellen von Programmen für Sigma DSPs
3.4 Hex Editor Neo	Hexadezimal Editor
3.5 RFSim99	Simulationstool für einfache Schaltungen
7. ARTA, STEPS	Audio-Messsoftware

3.2 rePhase

RePhase ist ein Programm zur Erstellung von Filterkoeffizienten. Die umfangreiche Software kann MLSSA-Textdateien einlesen und die daraus generierten Amplituden- und Phasengänge darstellen. Durch vielfältige Bearbeitungsmöglichkeiten, wie linearphasige Hoch- und Tiefpässe, minimalphasige Filter, graphischen Phasen-EQ und graphischen Verstärkungs-EQ ist es möglich ein optimales Filter zu generieren.

3.3 Arduino

Arduino ist eine weit verbreitete IDE zur Erstellung von Programmen in einer C-ähnlichen Programmiersprache. Auf dem Markt gibt es diverse μ -Prozessoren, welche mithilfe dieser IDE programmiert werden können. Bibliotheken stehen kostenlos und für diverse Anwendungsfälle zur Verfügung.

3.4 Totalmix-FX

Bei Soundkarten des Herstellers RME wird die Software Totalmix-FX mitgeliefert, welche eine flexible Routing-Matrix für alle Ein- und Ausgänge der Soundkarte bietet. Zusätzlich lassen sich pro Kanal die Signale mittels EQ, Kompressor und Gate bearbeiten. Durch abspeicherbare Presets konnten Einstellungen für verschiedene Messabläufe, z.B. Amplitude, Klirr und Impedanz abgespeichert und bei Bedarf schnell aufgerufen werden.

3.5 Google Sketchup

Mit Google Sketchup, einem sehr einfachen CAD-Programm wurde das Gehäuse des Lautsprechers entworfen. Der Design-Prozess wurde beschleunigt und der Schreiner konnte die daraus generierten Daten direkt in die CNC-Fräse einlesen.

3.6 Frontplattendesigner

Der Frontplattendesigner ist ein CAD-Programm der Schaeffer-AG, welches dafür verwendet wurde das Anschluss- und Bedienpanel zu entwerfen.

3.7 LT-Spice

LT-Spice ist eine Software zur Simulation von analogen Schaltungen. Von diversen Herstellern werden mathematische Modelle von Bauteilen zur Verfügung gestellt, welche in LT-Spice importiert werden können und komplexe Simulationen zulassen.

4 Aufbau

Im Folgenden soll detailliert auf den Aufbau der einzelnen Baugruppen eingegangen werden.

4.1 Hauptplatine

Die Hauptplatine sollte entgegen der in der Baccalauréatsarbeit professionell gefertigt werden und 4 Lagen aufweisen. Die Bestückung sollte wie gehabt zuhause stattfinden, da der Preis für einen bestückten Prototyp in dieser Größenordnung ca. 1200 € betragen würde. Es wurde auf kurze Wege und eine örtliche Trennung von digitalen und analogen Signalen geachtet. Im Folgenden ist ein Blockschaltbild der Platine zu sehen.

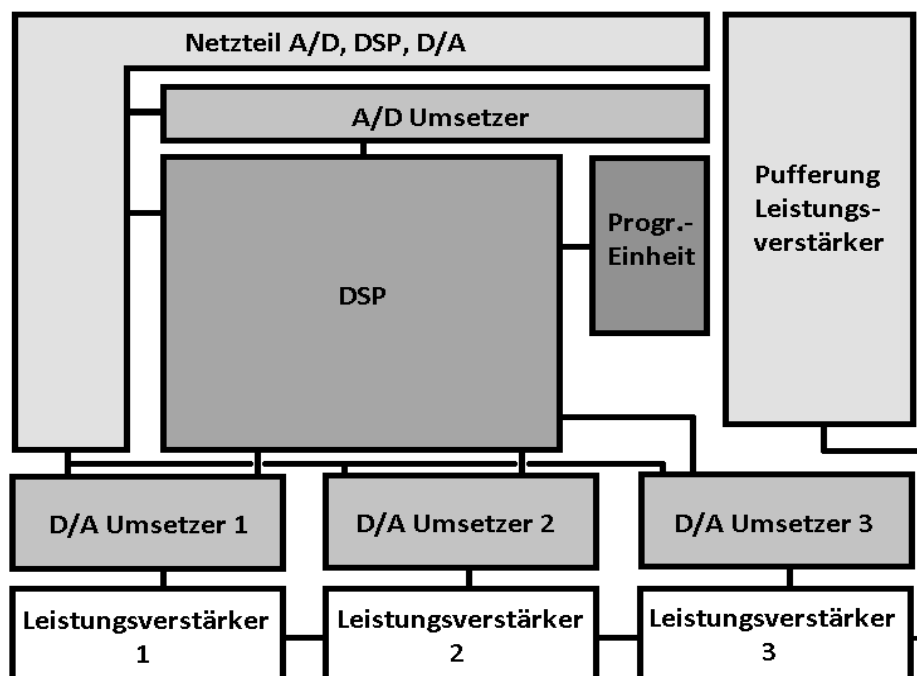


Abbildung 6: Blockschaltbild der Hauptplatine

4.1.1 Spannungswandler

Es wurde darauf geachtet, dass für jede Baugruppe jeweils ein Spannungswandler eingesetzt wird, um Übersprechen zwischen den Baugruppen zu vermindern und die Verlustleistung zu verteilen. Der Rechenkern wird von einem Schaltregler R-78C1.8-1.0 von Recom versorgt. Da dieser von 7,5 V auf 1,8 V transformieren und dabei einen Strom von bis zu 200 mA liefern muss, ist ein Linearregler aufgrund der Verlustleistung von 1,14 W nicht geeignet. Die Versorgung für die analogen Bereiche der A/D- und D/A-Umsetzer erfolgt mit einem Linearregler vom Typ LM317, da diese über eine um bis zu 10 dB bessere *Power Supply Rejection Ratio* (PSRR) verfügen¹². Hinter jedem Regler wurde eine Schottky und Zenerdiode geschaltet, sodass weder zu hohe, noch zu niedrige Spannungen auftreten können, was bei Schaltvorgängen ohne diese Maßnahme beobachtet wurde. Abbildung 7 zeigt die Pufferkondensatoren vor und nach den Spannungsreglern, welche aus Elkos und schnellen Folienkondensatoren bestehen.

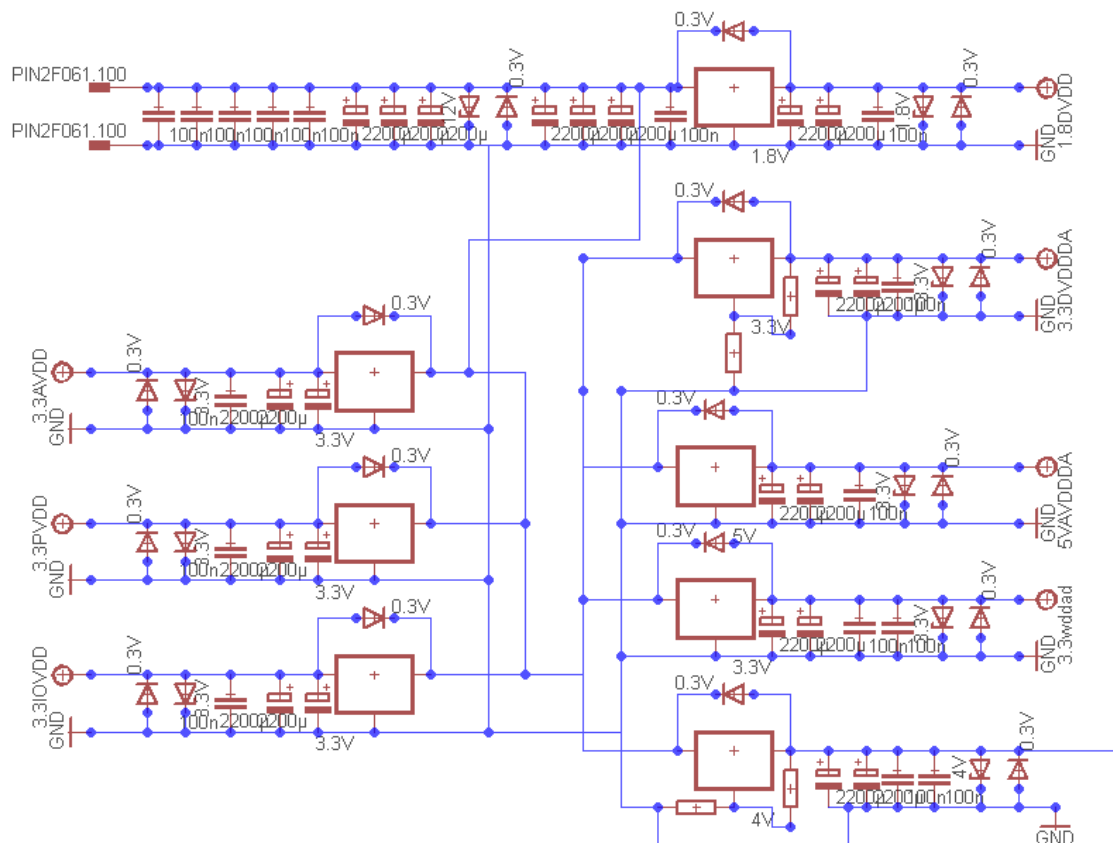


Abbildung 7: Schaltplan On-Board-Spannungsversorgung

¹²[SELF] The Design of active crossover 18.4

4.1.2 DSP

Der Aufbau der DSP-Einheit erfolgte analog zum Datenblatt als selbststartende I2C-Baugruppe¹³. Es wurden darauf geachtet, dass an jedem Versorgungspin ein Pufferkondensator Platz fand. Für externe Kontrollelemente wurden acht *General Purpose Input Outputs* (GPIO) verwendet. Der Anschluss wird jeweils durch einen 3-Pin Stecker durchgeführt, welcher außer dem GPIO auch 3,3 V und Masse führt. Der Reset-Pin wurde mit einem Spannungswächter des Typs TPS3839 ausgerüstet. Dieser startet den DSP erst 200 ms nach Überschreiten von 3,080 V. Hierdurch wird der DSP nur bei einer stabilen Spannung aktiviert. Die Platine wurde als vier Layer ausgeführt, wodurch sich das Routing vereinfachte und kurze Signalwege möglich wurden. Bei den Signalleitungen zu und von den Umsetzern wurde auf eine identische Länge und eine runde Signalführung geachtet. Layer zwei wurde als Masse-Platte laut dem „Precision Analog Applications Seminar“¹⁴ ausgeführt. Da die Signalleitungen parallel zur Massefläche laufen und bei 96 kHz Samplerate eine Taktrate von bis zu 24,576 Mhz besitzen, wurden Simulationen der Leitungen mit LT-Spice durchgeführt. Exemplarisch wird in Abbildung 8 und 9 der Bit-Clock des am weitesten entfernten A/D-Umsetzers mit und ohne Terminierung gezeigt. Deutlich zu sehen sind Überschwinger an den steilen Flanken. Durch eine Serientermination mit 310 Ohm konnte in der Simulation ein Überschwingen verhindert werden. Die Datenblattwerte geben keine Auskunft über die Aus- und Eingangsimpedanzen der Umsetzer und des DSPs sodass die Inbetriebnahme zeigen muss, ob die Termination nötig ist. Abbildung 10 zeigt den Schaltplan des DSPs und Tabelle 3 die Hardwareprogrammierung.

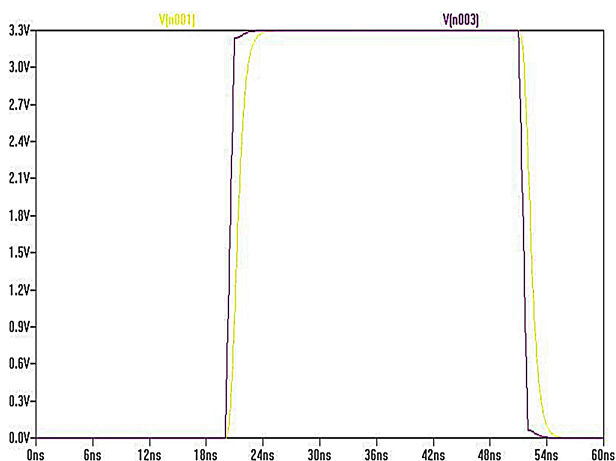


Abbildung 8: BCLK mit 310 Ohm,
Blau: Senderseite,
Orange: Empfängerseite

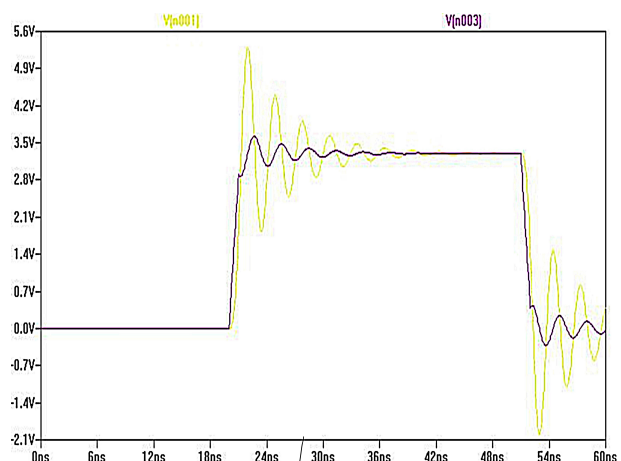


Abbildung 9: BCLK ohne Terminierung,
Blau: Senderseite,
Orange: Empfängerseite

¹³[DS ADAU1442]s.S. 89

¹⁴[PCB Layout] Precision Analog Applications Seminar „PCB Layout Tips for High Resolution“

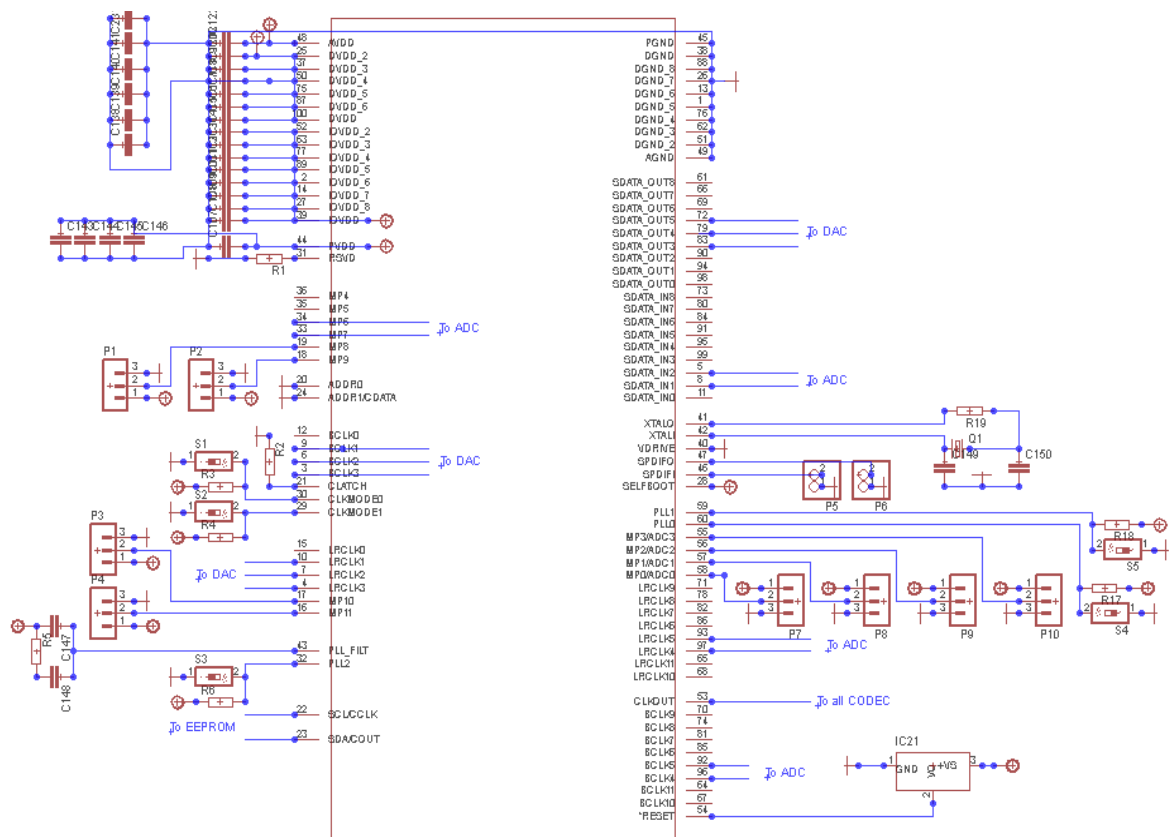


Abbildung 10: Schaltplan DSP

Pin	Beschreibung	Pegel
ADDR0	I2C	0
CLATCH	GND bei Nichtverwendung	0
ADDR1	I2C	0
SELFBOOT	Selbststart aktiv	1
CLKMODE1	256x fs normal	1
CLKMODE0		0
RESET	Reset active low	IC-kontrolliert
PLL2	256x fs normal, die Clockausgänge verwenden in dieser Konfiguration 256x 96kHz, also 24,5MHz	0
PLL1		1
PLL0		0

Tabelle 3: Hardware-Programmierung DSP

4.1.3 A/D-Umsetzer

Die A/D-Umsetzer wurden laut Datenblatt¹⁵ bestückt. An jedem Versorgungspin befindet sich zusätzlich zu dem 100 nF ein Keramikkondensator mit 10 μ F parallel. Da der Unterschied der SNR zwischen A/D- und D/A-Umsetzer groß ist, wurden zwei zweikanal-Typen eingesetzt, welche mit nur einem Eingangssignal angesteuert werden. Die 4 Kanäle werden im DSP summiert und damit ein ca. 6 dB höherer SNR erreicht. Der A/D-Umsetzer wird im Clock-Slave-Modus betrieben, sodass der DSP die Taktrate bestimmt. In Tabelle 4 ist die Hardware-Programmierung ersichtlich während Abbildung 11 die Beschaltung verdeutlicht.

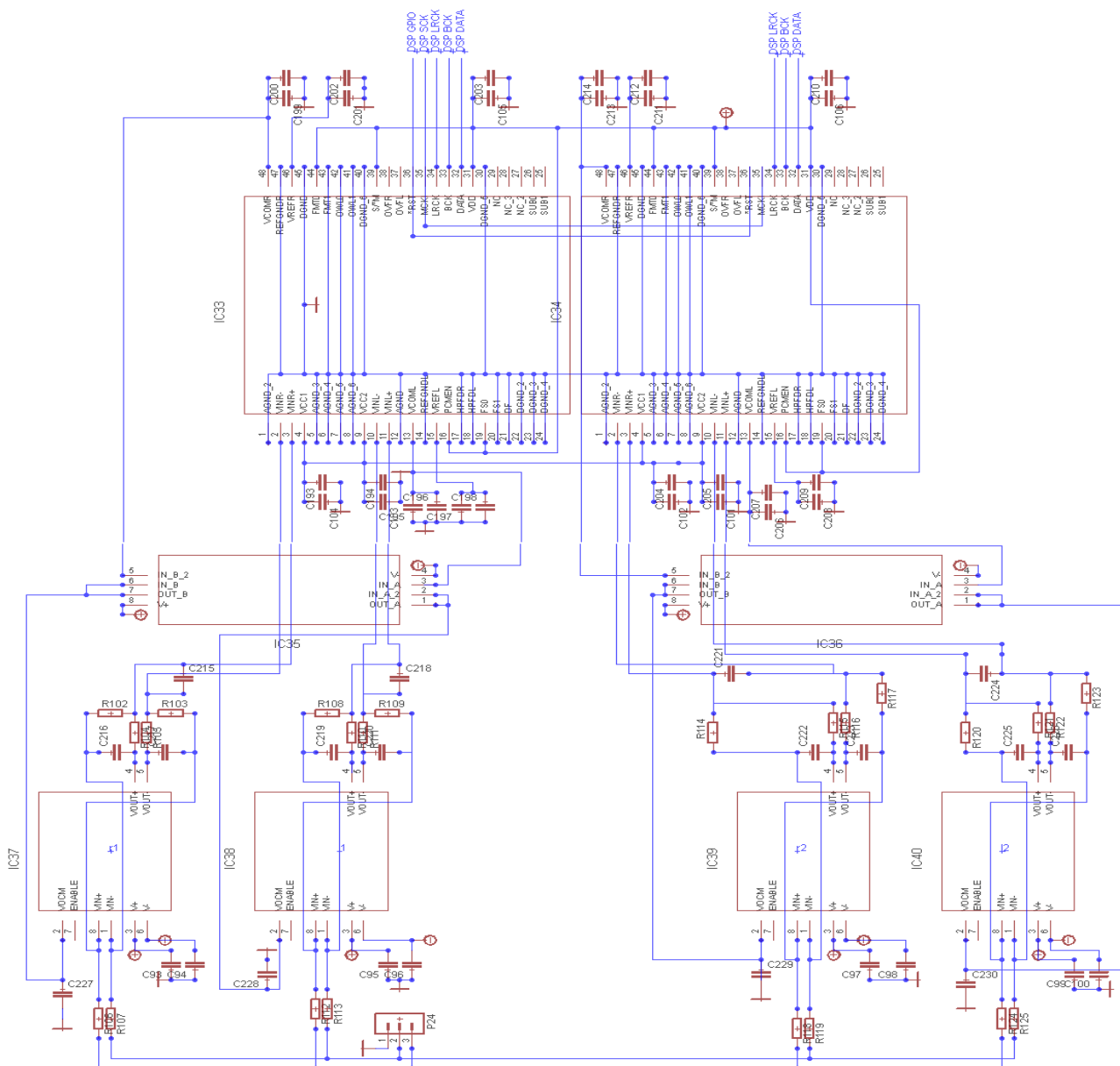


Abbildung 11: Schaltplan A/D-Umsetzer mit Eingangsverstärkern

¹⁵[DS PCM4220] s.S.24 Figure 44

Pin	Beschreibung	Pegel
PCMEN	PCM enable	1
HPFDR	Hochpass rechter Kanal deaktivieren (aktiv HI)	0
HPFDL	Hochpass linker Kanal deaktivieren (aktiv HI)	0
FS0	Sample Modus:	0
FS1	Double Speed mode	0
DF	Digitaler Filtercharakteristik: klassisch	0
$\overline{\text{RST}}$	Reset (aktiv LO)	DSP-GPIO
$\text{S}/\overline{\text{M}}$	Slave-Modus	1
OWL1	Wortbreite am Ausgang: 24 Bit	0
OWL0		0
FMT1	Datenformat: I2S	1
FMT0		0

Tabelle 4: Hardware-Programmierung der A/D-Umsetzer

4.1.4 D/A-Umsetzer

Für jeden Verstärker-Kanal wird ein Stereo-D/A-Umsetzer verwendet. Wie bei den A/D-Umsetzern werden linker und rechter Kanal summiert, um einen höheren SNR zu erreichen. An jedem Versorgungspin werden ein $10\mu\text{F}$ und ein 100nF Kondensator parallel geschaltet, um Spannungseinbrüche zu verringern. An den VCOM-Anschlüssen werden ebenfalls 100nF -Kondensatoren parallel geschaltet und direkt an den Pins platziert. Auch der D/A-Umsetzer wird im Clock-Slave-Modus betrieben. Es wurde darauf geachtet, dass jeder Signalweg am Ausgang den gleichen Widerstand aufweist, um am Ausgang kein Offset zu erhalten. Abbildung 12 zeigt den Schaltplan des D/A-Umsetzers und Tabelle 5 die hardware-Programmierung.

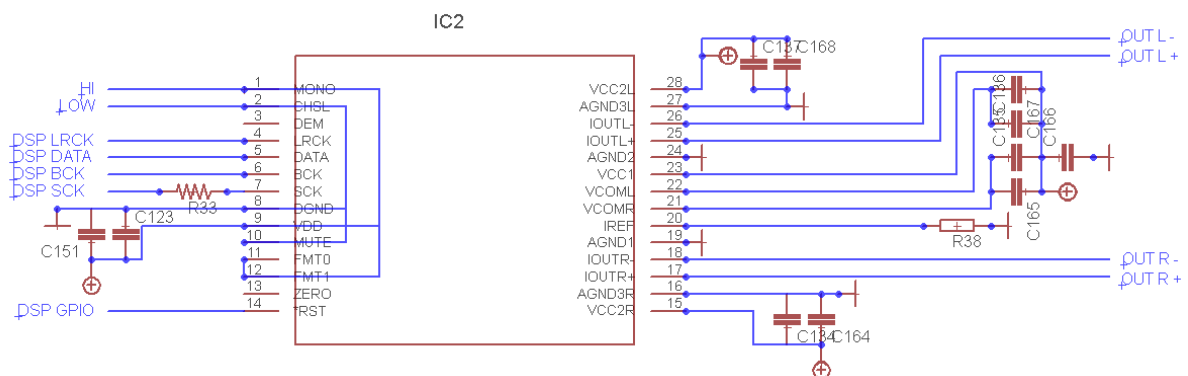


Abbildung 12: Schaltplan D/A-Umsetzer

FMT0	Standard 24 bit I2S	1
FMT1		1
MONO	Mono-Modus	1
CHSL	Kanal-Auswahl	0
MUTE	Mute-aktivieren	0
$\overline{\text{RST}}$	Reset	DSP-GPIO

Tabelle 5: Hardware-Programmierung der D/A-Umsetzer

4.1.5 Analoge Signalaufbereitung nach D/A-Umsetzer

In Abbildung 13 wird das Schaltbild der Strom-Spannungswandlung und Summierung nach dem D/A-Umsetzer gezeigt. Auf der Platine wurden neben jedem Versorgungspin eines Operationsverstärkers jeweils ein 10 μ F-Keramikkondensator gesetzt. Vor der letzten Summierung in IC9 befinden sich Kontrollstellen in Form von Pin-Headern, sodass das Signal überprüft und theoretisch als symmetrisches Signal abgegriffen werden kann. Widerstandswerte für die I/U-Wandlung wurden laut Datenblatt errechnet. Die Werte der Kondensatoren der Rekonstruktionsfilter bei IC5, 6, 7 wurden aus dem Datenblatt übernommen. Widerstände wurden mit der Toleranz 0,1 %, Kondensatoren mit 1% Toleranz verwendet.

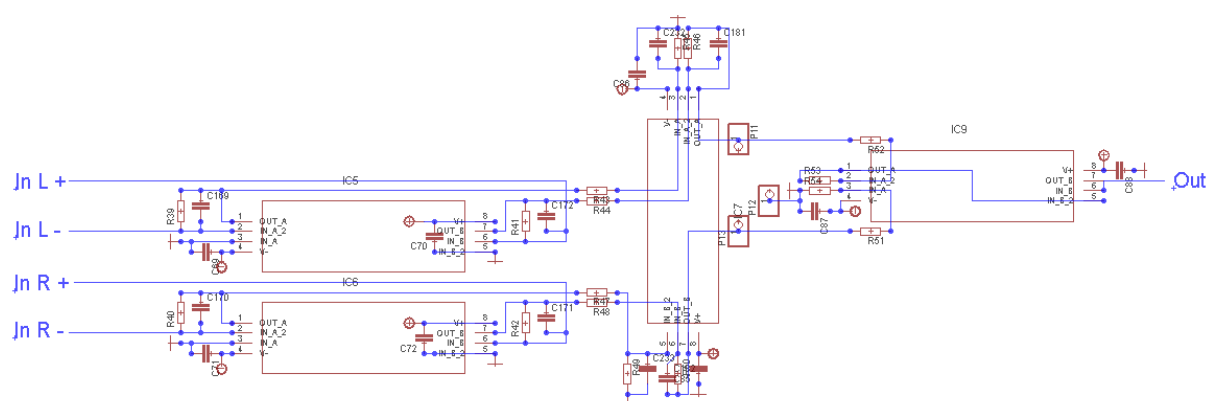


Abbildung 13: Analoge Signalaufbereitung nach D/A-Umsetzer

4.1.6 Leistungsverstärker

Beim Layout für den Leistungsverstärker wurde stark von dem Beispiel-Schaltplan des Datenblatts¹⁶ abgewichen. In diesem wird der Aufbau als nicht invertierender Verstärker beschrieben. Die Verstärkungs-Struktur verlangt einen Verstärker mit Verstärkungsfaktor 2. Der LM3886 benötigt für den stabilen Betrieb einen closed-loop-Gain von 10. Die Verstärkung wäre im nicht invertierenden Fall zu groß oder zu hochhohmig. Im Datenblatt des äquivalenten zweikanal-Verstärkers LM4780 wird darauf hingewiesen, dass dieser als invertierender Verstärker bessere THD+N-Leistungen aufweisen soll¹⁷. Neben der in Abbildung 6 zu sehenden Pufferung auf der rechten Seite befindet sich an jedem der drei Leistungsverstärker jeweils ein Paar aus 50 V 4700 μ F Kondensatoren parallel zu Typen mit 1250V und 0,068 μ F. Um die Mute-Schaltung im fertigen Gerät auf die Netzteilspannung anpassen zu können, wurde ein Potentionmeter R78, wie in Abbildung 14 zu sehen ist, verwendet. Als Rückkopplungskondensator konnte die Bauform 1206 eingesetzt werden, welche genau zwischen die Pins passt.

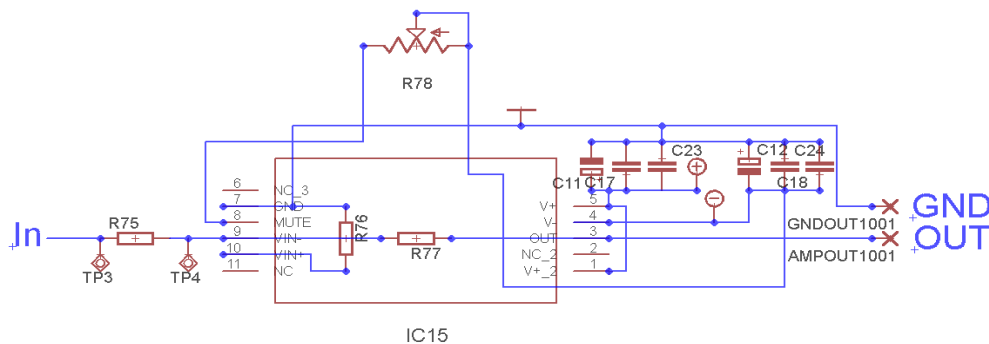


Abbildung 14: Schaltplan Leistungsverstärker

4.1.7 Programmiereinheit

Die Programmiereinheit wurde aus der Baccalauréatsarbeit übernommen. Verändert wurde das Gehäuse des FT232R zu einem SOP28, welches einfacher zu löten ist, als das QFN32.

4.1.8 Layout

Begonnen wurde mit einer getrennten Massefläche für analoge und digitale Bereiche. Diese wurde nach Fertigstellung des Layouts entfernt. Des weiteren wurde das erste Layer als Signallayer ausgeführt und alle frei gebliebenen Flächen mit Masseflächen gefüllt. Layer zwei ist eine durchgehende Massefläche, die nur selten von Signalleitungen durchbrochen wird. Layer drei und vier beherbergen die Versorgungsspannungen. Diese sind als Flächen ausgelegt sodass die Impedanz möglichst klein ausfällt. Digitale und analoge Versorgungen überlagern

¹⁶ [DS LM3886] s.Figure 1

¹⁷[DS LM4780] S. 23 „Inverting Amplifier Application“

sich nicht. Bei dem Leiterplattenhersteller konnten Mindestabstände für Strukturen gewählt werden und in Absprache mit diesem kritische Bauteile näher platziert werden als spezifiziert.

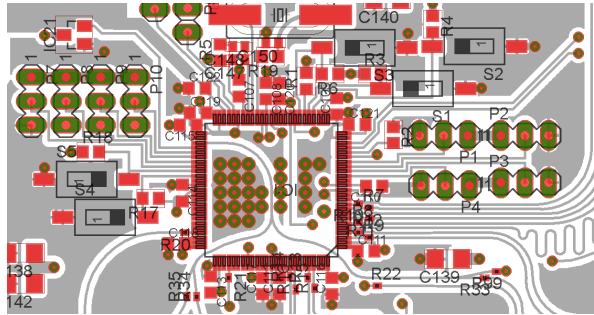


Abbildung 15: Layoutbeispiel DSP-Region

4.1.9 Reflow-Ofen

Im Zuge der Entwicklung galt es einen Reflow-Ofen zu bauen. Bei der großen Menge an Bauteilen, der Größenordnung von minimal 0201 (metrisch) und Standardgrößen von 0402 kam nur das Löten mittels Ofen in Frage. Hierzu wurde ein kleiner Pizza-Grill mit 2 PT-100 Sensoren ausgerüstet, welche die Temperatur in verschiedenen Bereichen des Ofens erfassen. Die Signale werden in einem μ Controller ausgewertet und in Temperaturen umgerechnet. Die Heizstäbe sind durch Relais angesteuert. Durch ein Lötzinn, mit einer Schmelztemperatur von 170 °C, konnte auf die genaue Einhaltung der im Datenblatt beschriebenen Temperaturkurven verzichtet werden, da zu keiner Zeit Gefahr für Bauelemente besteht. Trotzdem wurde die Platine entsprechend der üblichen Reflow-Kurven drei Minuten vorgeheizt, für 10s auf die Reflow-Temperatur von 240 °C erwärmt und anschließend langsam, konstant abgekühlt. Die Temperaturkurven wurden in den μ Controller programmiert und durch Tests angepasst.

4.2 Horn

Mittel- und Hochtonlautsprecher müssen an den unteren Übergabefrequenzen zur Vermeidung von Verzerrungen unterstützt werden. Um die Treiber nah zueinander platzieren zu können, wurden die Frontplatten entweder entfernt (G50FFL) oder einseitig abgesägt (Noferro900). Hierdurch konnte ein Treiberabstand von 9 cm anstatt 17 cm realisiert werden. Die untere Grenzfrequenz des Mitteltonhorns beträgt 750 Hz, die des Hochtons 1200 Hz, was jeweils der niedrigsten nutzbaren Frequenz des Treibers entspricht. Es wäre eine Grenzfrequenz von 500 Hz für den Mittelton wünschenswert, jedoch würde dies eine große Hornmund-Fläche bedeuten. Die Horntiefe ist durch den gemessenen Schallentstehungsort vorgegeben, die Mundfläche durch die Seitenwände des Trapezes (Abb. 17), welches durch Tief- und Hochtonlautsprecher gebildet wird. Errechnet wurde die Mundfläche anhand der gewünschten Frequenz, der Länge und gegebenen Halsfläche. Mit den beiden angefügten Formeln lässt sich die Mundfläche berechnen.

$$k = \frac{f_g \cdot 4\pi}{c} \quad A_M = A_H \cdot e^{kx}$$

Die Kontur des Horns wurde wie folgt gebildet:

Die Halsfläche wurde aus Holz ausgesägt und in der Höhe der Länge des Horns auf einem Brett befestigt (Abb. 16). Nun wurde ein mit einer Gummimatte (d = 0,5 mm) bespannter Rahmen über die Holzkreise gelegt und luftdicht mit dem Brett verbunden. An das Brett wird ein Staubsauger angeschlossen, welcher einen Unterdruck in dem Bereich zwischen Brett und Gummimatte erzeugt. Die Gummimatte legt sich an die Zuschnitte für Mittel- und Hochton-Mundfläche an. Mit der Leistungsregelung des Staubsaugers kann die Kontur und die Halsfläche bestimmt werden, da sich die Folie umso mehr an das Brett anlegt, je mehr Unterdruck aufgebaut wird. Das Volumen über der Folie wird mit Elektrikergips gefüllt, welcher schnell erhärtet. Dieser wird fein geschliffen, versiegelt und hochglanz-lackiert (Abb. 52). Das Urmodell wird mit Silikon abgeformt (Abb. 53). Aus dem Negativ wurden mittels resonanzarmen, aluminiumgefüllten Epoxidharz die Hörner (Abb. 54) gebildet.

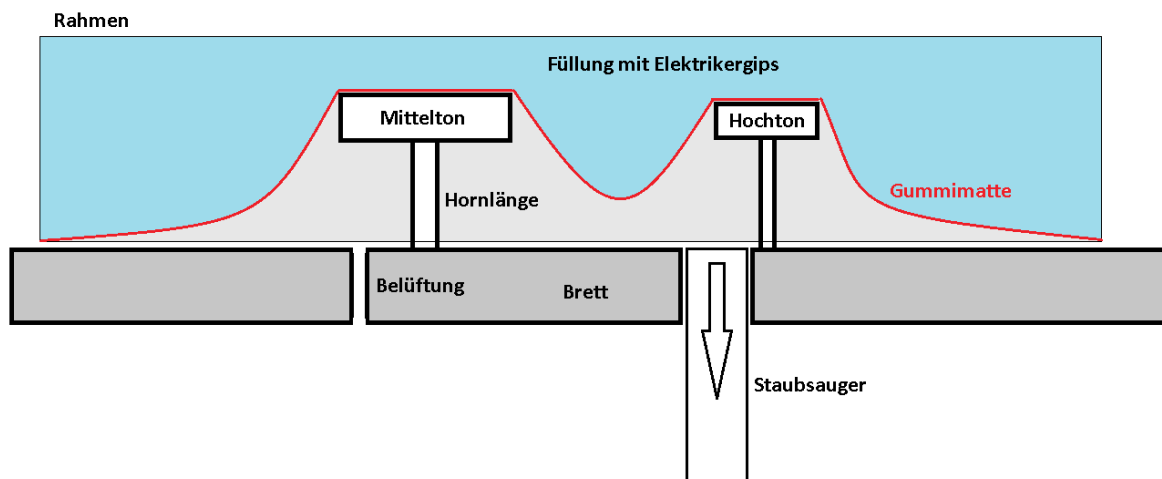


Abbildung 16: Schema des „Staubsaugerhorns“

4.3 Gehäuse

Geplant wurde das Gehäuse aus Glasfaser in Tropfenform. Nach Erstellung der Urform ergaben sich Probleme bei der Abformung, sodass diese Variante nicht realisierbar war. Im Folgenden wurde ein Gehäuse mittels Sketchup¹⁸ entworfen. Ziel des Gehäuses ist ein gutes Impulsverhalten, keine Überschwinger in der Impulsantwort und eine tiefe untere Grenzfrequenz. Eine Gesamtgüte von $Q_{tc} < 0,577$ (Bessel) soll erzielt werden. In Kombination mit dem Tieftöner 22W8851T00 ergibt dies ein Gehäusevolumen, welches größer als 29 l sein muss¹⁹. Konzipiert als Standlautsprecher sollte das Volumen groß genug sein, um mit eingebauter Elektronik das oben genannte Volumen einhalten zu können.

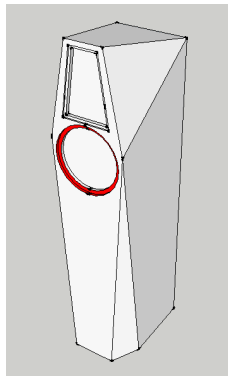


Abbildung 17: Gehäuse CAD

4.4 Spannungslogger

Bei der Inbetriebnahme fiel ein instabiles Verhalten der Leistungsverstärkerausgänge während der Schaltvorgänge auf. Da die Ursache nicht ermittelt werden konnte, wurde ein Spannungslogger entworfen mit dem bis zu 12 Spannungen mit 300 kHz überwacht und in einer Excel-Tabelle visualisiert werden können. Der Logger wurde auf Basis eines Arduino Mega 2560 aufgebaut. Mit invertierenden bzw. nicht invertierenden Operationsverstärker-Schaltungen konnten die verschiedenen Spannungen auf das 0 V – 5 V-Niveau des Mega 2560 angepasst werden. In Abbildung 18 sind zwei Schaltvorgänge und die Auswirkungen auf den Ausgang des Leistungsverstärkers sichtbar. Die Netzteile schalten zu unterschiedlichen Zeiten die Ausgänge, sodass bei gleichen Typen Unterschiede von bis zu 0,16 s auftreten. Zwischen unterschiedlichen Typen beträgt die Differenz bis zu 0,5 s. In Zukunft muss auf remotefähige Netzteile zurückgegriffen werden, um diese Effekte zu vermeiden.

¹⁸3-D-Modellierungssoftware von Google

¹⁹ [Jobst-Audio] Rechner für geschlossene Gehäuse

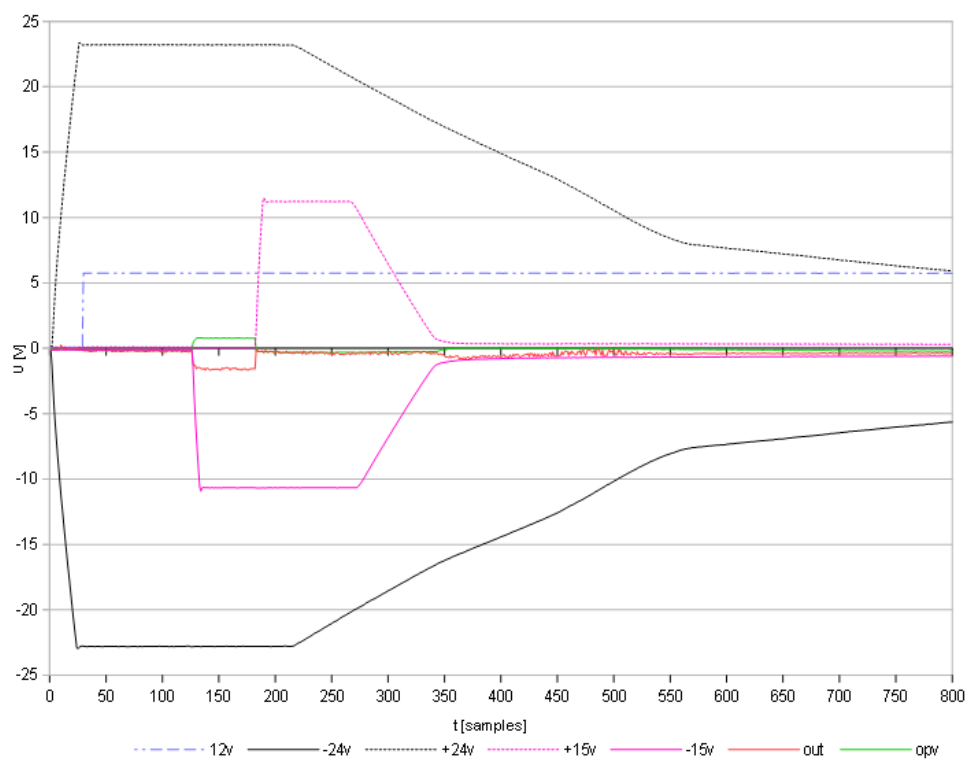


Abbildung 18: Zwei Schaltvorgänge der Netzteile

5 Inbetriebnahme

Im Folgenden wird die Inbetriebnahme der verschiedenen Baugruppen aufgezeigt. Bevor die Spannungsversorgung angeschlossen wurde, sind alle Pins der sensiblen Bauteile, wie Operationsverstärker, Umsetzer und DSP gegen Masse und Versorgungsspannung geprüft worden. Im Falle von falschen Verbindungen wurden Fehler gesucht und per Hand oder mit Heissluft nachgelötet.

5.1 Spannungsversorgung

Durch die primäre Parallelschaltung von 5 Schaltnetzteilen wurde ein hoher Einschaltstrom von ca. 175 A pro Lautsprecher erwartet. Meanwell gibt eine halbe Periode als Dauer für den Einschaltstrom an, bei 50 Hz 10 ms. DIN VDE0641/T11 schreibt für Sicherungsautomaten maximale Schaltströme von 80 A (B-Charakteristik) $< 0,1s$ und 160 A (C-Charakteristik) vor. Für kleinere Zeiten finden sich keine Limitierungen in den Datenblättern. Tests haben ergeben, dass bei B-Automaten das Einschalten von allen 10 Netzteilen zur gleichen Zeit kein Problem darstellt.

5.2 Vorstufen

Bei der Inbetriebnahme traten keine Probleme auf, welche auf falsches Schaltungsdesign und unsauberes Löten zurückzuführen gewesen wären. Bei Schaltvorgängen fielen Instabilitäten an den Ausgängen der Operationsverstärker auf. Da die Schaltungen ohne Koppelkondensatoren zwischen verschiedenen Baugruppen aufgebaut sind, wurde ein Offset im Millivolt-Bereich erwartet, welcher durch Bauteiltoleranzen hervorgerufen wird. Dank der Selektion von Widerständen und eng tolerierten Folienkondensatoren (1%) im Signalweg konnte mit den zur Verfügung stehenden Messgeräten (Genauigkeit 100 μV) kein Offset beobachtet werden.

5.3 Leistungsverstärker

Die Inbetriebnahme der Leistungsverstärker offenbarte ein hochfrequentes Schwingen am Ausgang. Der Widerstand am nicht invertierenden Eingang, welcher durch die im Datenblatt des LM4780 berechnet wurde musste entfernt werden, sodass dieser Eingang direkt auf Masse liegt. Die Kombination der Vorstufen und Leistungsverstärker ergab bei Schaltvorgängen einen Offset an den Verstärker-Ausgängen. Mit Hilfe des Spannungsloggers konnte die Ursache herausgefunden werden. Das Problem welches bereits in Kapitel 4.4 behandelt wurde, konnte nicht gelöst werden, da es durch das Design der Netzteile bedingt ist. Die Symptome konnten durch Relais an den Ausgängen der Leistungsverstärker unterbunden werden.

5.4 Signalprozessor und Umsetzer

Bei der Inbetriebnahme des Signalprozessors sind keine Unregelmäßigkeiten aufgetreten. Ein zuvor generiertes Testprogramm wurde geladen und gab an den D/A-Umsetzern jeweils eine Sinus-, Rechteck- und Dreiecksspannung aus. Die Terminations-Widerstände wurden testweise gebrückt und konnten nach der Messung mit dem Oszilloskop gebrückt verbleiben, da keinerlei Überschwinger erkennbar waren. Für kommende Projekte können diese aus dem Schaltplan entfernt werden.

5.5 IR-Baugruppe

Aufgrund der in 5.2 und 5.3 erwähnten Offsets wurde eine Relaisschaltung auf Basis eines Arduino μ -Prozessors verwendet. Diese bietet vier Relais, wobei drei die Leitung zwischen Verstärker und Lautsprecher und das Vierte die 230 V Spannungsversorgung trennt. Um einen komfortableren Betrieb zu gewährleisten wurde ein Infra-Rot-Empfänger mit dem μ -Prozessor verbunden und ein Programm geschrieben, welches bei einem IR-Code den Lautsprecher ein- und bei einem anderen Code den Lautsprecher ausschaltet. Das Ein- und Ausschalten mittels einer Taste ist in einem Verbund aus 2 Lautsprechern nicht sinnvoll, da nicht sichergestellt werden kann, dass beide Lautsprecher immer das Infrarot-Signal erhalten. Die Wahrscheinlichkeit ist hoch, dass ein Lautsprecher das Signal empfängt und schaltet, während der andere kein Signal erhält. Ein wiederholtes Drücken der Taste würde den aktiven Lautsprecher ab- und den Inaktiven anschalten.

6 Messwerte

Das folgende Kapitel befasst sich mit der Messung elektronischer und akustischer Eigenschaften.

6.1 Messaufbau

In Abbildung 19 wird der Messaufbau für die akustischen Messungen schematisch gezeigt. Für die Impedanzmessung wurde der Aufbau aus Abbildung 20 verwendet. Der Aufbau für die Messung der Elektronik wird in Abbildung 21 dargelegt.

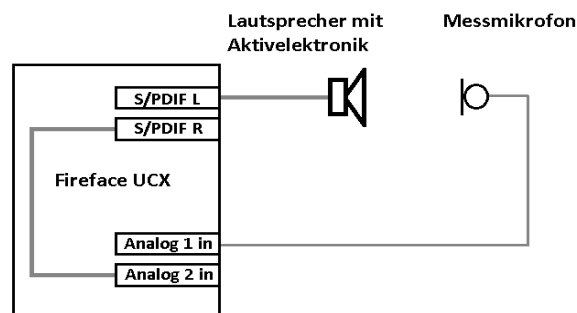


Abbildung 19: Messaufbau für die akustische Messung

ARTA bietet die Möglichkeit einer Zweikanal Messung, sofern es die verwendete Soundkarte zulässt²⁰. Um die Messung durch eine analoge Schleife nicht zu verfälschen, wurde der zweite Kanal intern in Totalmix FX geroutet. Dadurch ist die Verbindung der in Abbildung 19 zu sehenden digitalen und analogen Bereiche möglich. Die Zweikanal Messung wird hier aus dem Grund verwendet, um exakte Werte für die Zeitverzögerung zu erhalten, welche durch die Aktivelektronik erzeugt wird.

²⁰Es werden zwei unabhängige, identische Ein- und Ausgänge vorausgesetzt

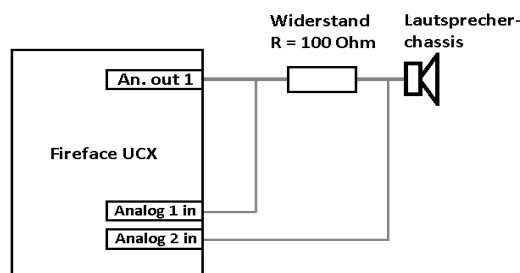


Abbildung 20: Messaufbau für die Impedanzmessung

Abbildung 20 zeigt den Messaufbau für die Impedanzmessung, welche die elektrische Phase einschließt. Damit ist es möglich, Grenzfrequenzen der Hörner oder Unzulänglichkeiten des Gehäuses, wie Resonanzen und stehende Wellen zu analysieren. Bei dieser Anordnung wird in der Anleitung von LIMP²¹ dazu geraten den Soundkarten-Eingang mittels Zenerdioden vor zu hohen Spannungen zu schützen. Da die Impedanzmessung bei sehr niedrigen Pegeln durchgeführt wurde, konnte darauf verzichtet werden. LIMP misst dabei entweder mit gestepptem Sinus in bis zu 1/48 Oktave oder mittels Rauschen. Die Messung mittels Rauschen ist auf Mittelungen angewiesen. Um eine ausreichende Genauigkeit zu erreichen wurden 1000 Mittelungen angenommen. Da bei diesen Messungen stets Fehler auftraten wurde die Methode auf gesteppten Sinus geändert.

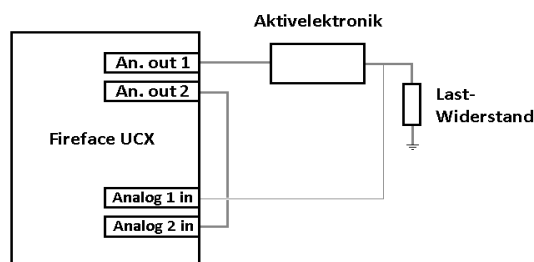


Abbildung 21: Messaufbau für die Aktivelektronik

Abbildung 21 zeigt die Anordnung für die Messung der Aktivelektronik mittels ARTA oder STEPS. Im Falle der Messung, welche über den analogen Eingang der Aktivelektronik führt wurde diese Anordnung verwendet. Die Qualität der Messung war gut, jedoch konnte jeder Fehler auf den Analogausgang des Fireface UCX zurückgeführt werden. Die Messgenauigkeit reicht hierfür nicht aus. Im Folgenden werden deshalb nur Messungen gezeigt, welche digital in die Aktivelektronik eingespeist wurden. Dies ist auch der Hauptanwendungsfall, für den der Lautsprecher entworfen wird.

²¹[LIMP]Figure 3.3

6.2 Messequipment

Neben der Soundkarte Fireface UCX wurde ein Messmikrofon von IK-Multimedia genutzt. Zu der Genauigkeit der Messungen muss gesagt werden, dass das Messmikrofon nicht kalibriert aber Klasse-2 zertifiziert ist. Die Messungen schließen den A/D-Umsetzer des Fireface UCX ein. Für die akustischen Messungen spielte dies keine Rolle, da die Unzulänglichkeiten der Lautsprecherchassis um den Faktor 10 schlechter waren. Bei den elektrischen Messungen fiel auf, dass die Messwerte der Lautsprecher elektronik besser waren, als die einer Schleifenmessung des Fireface. Im Folgenden werden Schleifenmessungen des Fireface dargestellt, um die Messgenauigkeit zu demonstrieren. Mithilfe dieser Messungen konnten die idealen Bedingungen für die Aktivelektronik ermittelt werden, sodass eine möglichst genaue Messung durchgeführt werden kann.

6.2.1 Frequenz- und Phasengang Fireface

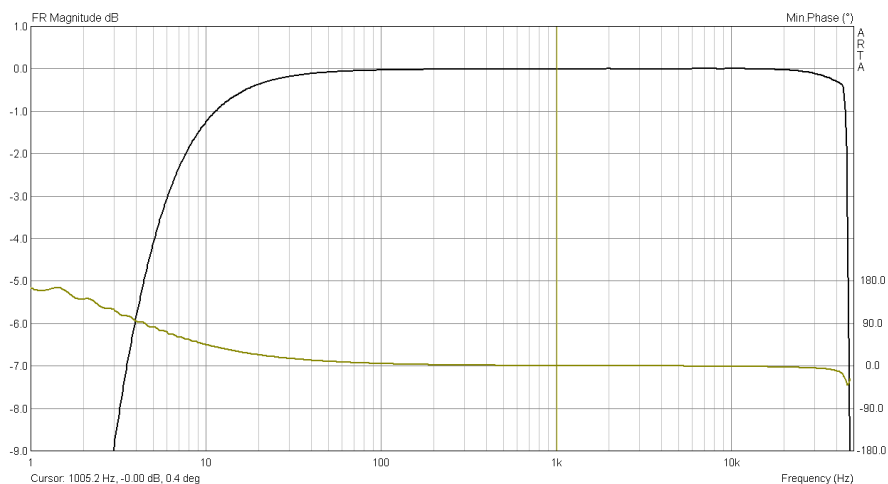


Abbildung 22: Frequenz und Phasengang Fireface UCX

Der Messchrieb zeigt, dass der Infraschall wirkungsvoll bedämpft wird. Zur Nyquistfrequenz hin nimmt die Amplitude nur wenig ab, das steilflankige Filter greift erst direkt davor. Im relevanten Frequenzbereich von 20 Hz – 20 kHz sind die Abweichungen $< 0,5$ dB.

6.2.2 Linearität Fireface

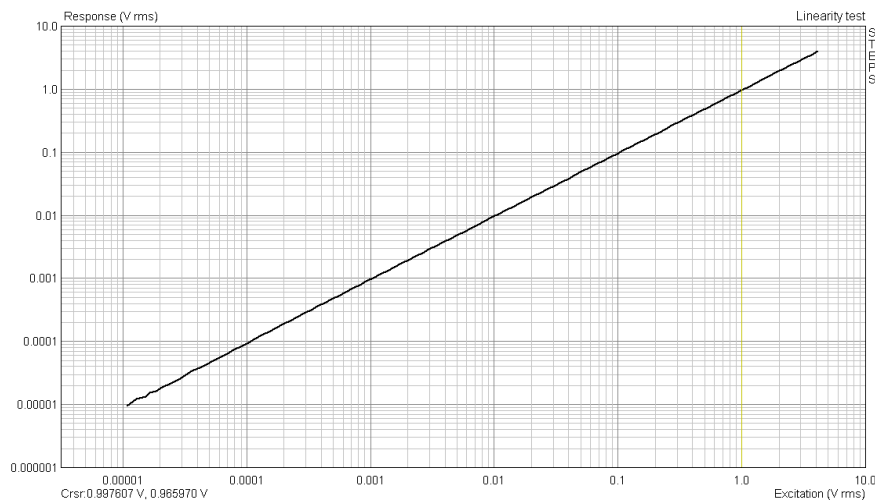


Abbildung 23: Linearität Fireface UCX

Die Linearität des Fireface UCX ist sehr gut und lässt auch Messungen bei extremen Pegeln zu.

6.2.3 THD (+N) Fireface

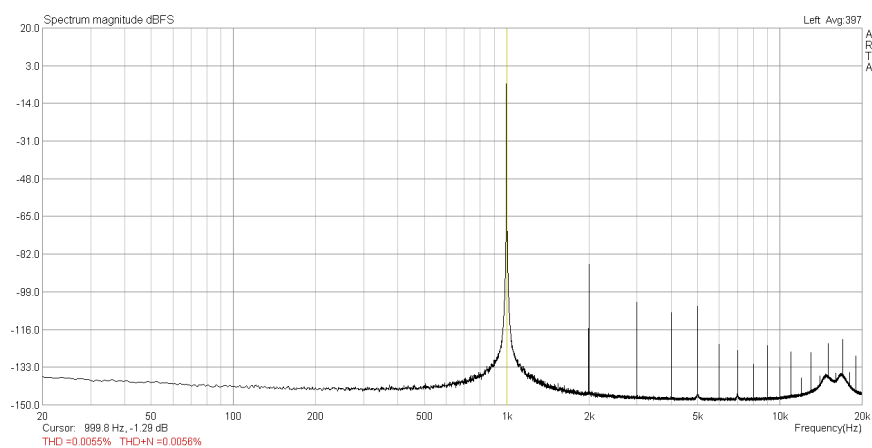


Abbildung 24: THD+N Fireface UCX bei 1 kHz

Die Messung des THD+N ergab im relevanten Frequenzbereich bis auf zwei Peaks zwischen 10 kHz und 20 kHz keine Unregelmäßigkeiten. Bei ca. 1 kHz und -1,29 dB FS wird ein hervorragender Wert von 0,0056 erreicht. Die Peaks entstehen durch Artefakte bei der Umsetzung von analog nach digital und umgekehrt.

6.2.4 Verzerrung vs. Amplitude Fireface

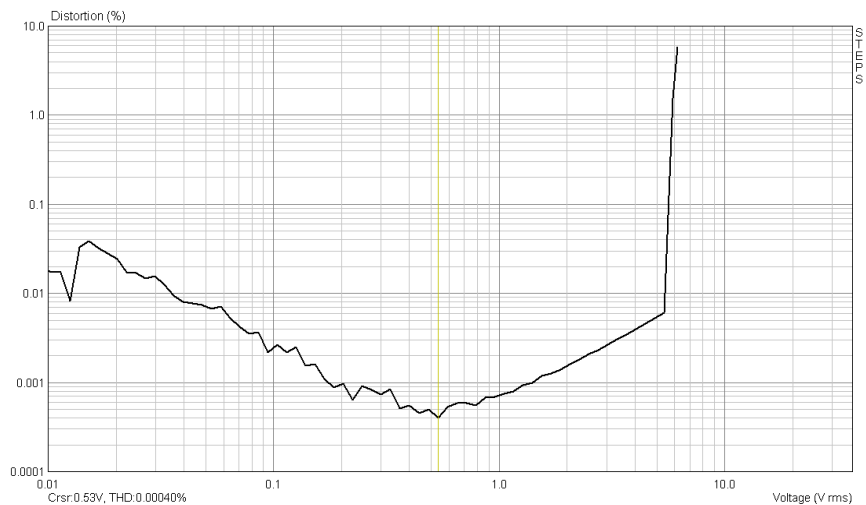


Abbildung 25: Verzerrung vs. Amplitude Fireface UCX

In Abbildung 25 erkennt man die möglichst niedrigen Verzerrungen, welche das Fireface UCX generiert. Die optimale Messspannung ist 0,53 V mit 0,0004 % THD.

6.2.5 Klirrgang Fireface

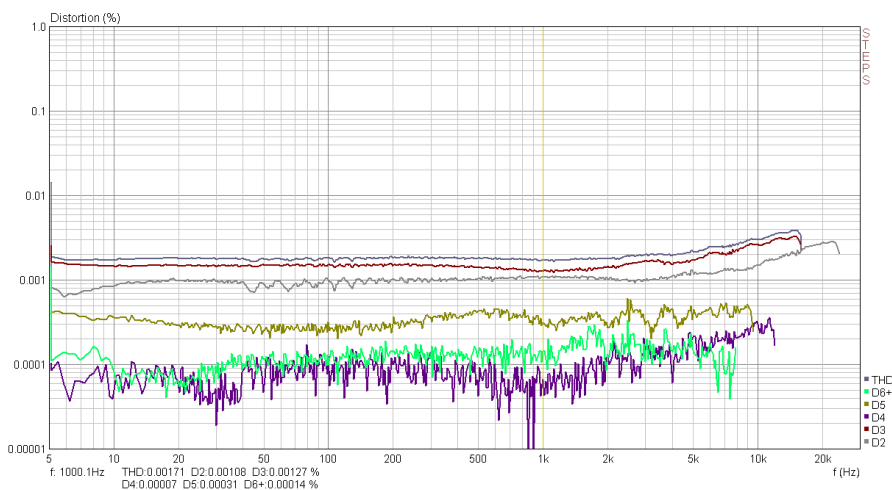


Abbildung 26: Klirrgang Fireface UCX

Der Klirrgang in Abbildung 26 weist ein sehr gleichmäßiges Verhalten über den relevanten Frequenzbereich auf. Durch die Aussteuerung auf -3dB(FS) ist dieser gegenüber der optimal möglichen Werte etwas erhöht.

6.3 Vermessung des Leistungsverstärkers

Die folgenden Messungen wurden mit einem digitalen Signal mit 96 kHz und 24 Bit gespeist. Der Verstärker wurde mit einem 8 Ohm Leistungswiderstand an den Lautsprecherklemmen belastet, sodass Kabelwege auch in die Messung einfließen. Die Daten wurden bei einem RMS-Pegel von ca. 85 dB (SPL) in drei Meter Entfernung ermittelt und nicht auf einen Meter normiert. Für die Elektronik bedeutet das eine Leistung pro Leistungsverstärker von ca. 8W. Die niedrige Leistung wurde gewählt, da der Lautsprecher in realen Bedingungen und nicht Extremwerten gemessen werden sollte, des Weiteren fanden die Messungen in einer Privatwohnung statt, in der auch auf die Nachbarn geachtet werden musste. Selten wurde von den 8 W abgewichen, was jeweils erwähnt wird.

6.3.1 Frequenz- und Phasengang

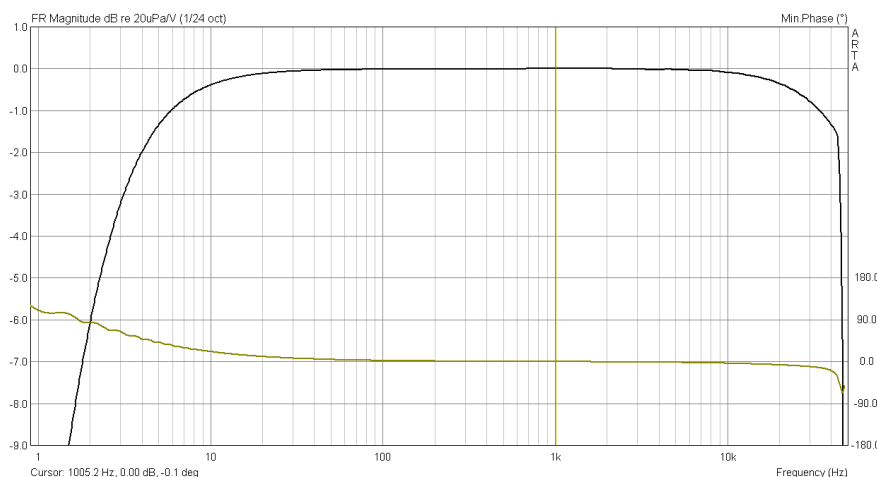


Abbildung 27: Frequenz und Phasengang Aktivelektronik

Der Frequenz- und Phasengang fällt im Vergleich zur Referenzmessung im Tieftonbereich flacher aus. Das liegt in dem Koppelkondensator in der Ein- und Ausgangsstufen des Fireface UCX begründet, da bei dieser Messung nur der Eingangsseitige Koppelkondensator wirkt. Die Schaltung der Aktivelektronik verzichtet auf einen Hochpass. Hier fehlten die richtigen Messwerkzeuge, um bis zur Gleichspannung messen zu können. Der Hochtonbereich fällt früher ab als in der Referenzmessung, bis 20 kHz maximal um $-0,3$ dB.

Hier könnte man in Zukunft die Rekonstruktionsfilter nach dem D/A-Umsetzer höher ansetzen.

6.3.2 THD(+N) und SNR

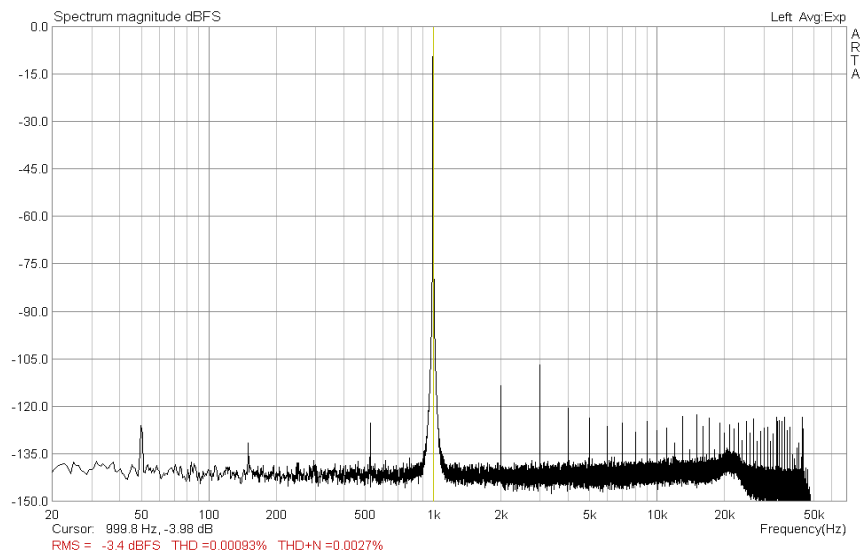


Abbildung 28: THD+N Leistungsverstärker

Bei der Messung des THD+N des Leistungsverstärkers fallen Netzeinstreuungen bei 50, 150 und 520 Hz auf. Diese könnten vermindert werden, wenn das Netzkabel intern anders verlegt oder geschirmt würde. Die restlichen Obertöne fallen besser als bei der Referenzmessung aus.

6.3.3 Verzerrung vs. Amplitude der Leistungsverstärker

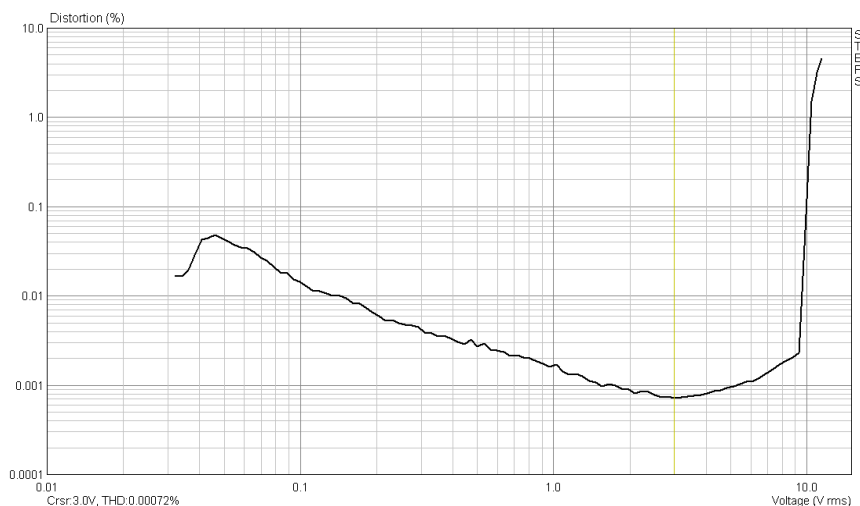


Abbildung 29: Verzerrung vs. Amplitude Leistungsverstärker

Die Kurve in Abbildung 29 zeigt sehr gute Werte im Bereich um 3 V von 0,00072 % bei 1 kHz. Die stark zunehmenden Verzerrungen um 10 V rühren von dem Soundkarten Eingang her, da dieser maximal ca. 10 V mit einer Eingangsdämpfung verkraftet. 3 V am Ausgang des Leistungsverstärkers bedeuten 1,125 W bzw. ca. 89 dB(SPL)/m. Die niedrigste Verzerrung liegt bei dem optimalen Abhörpegel von 83 dB in 2 m Entfernung.

6.3.4 Klirrgang

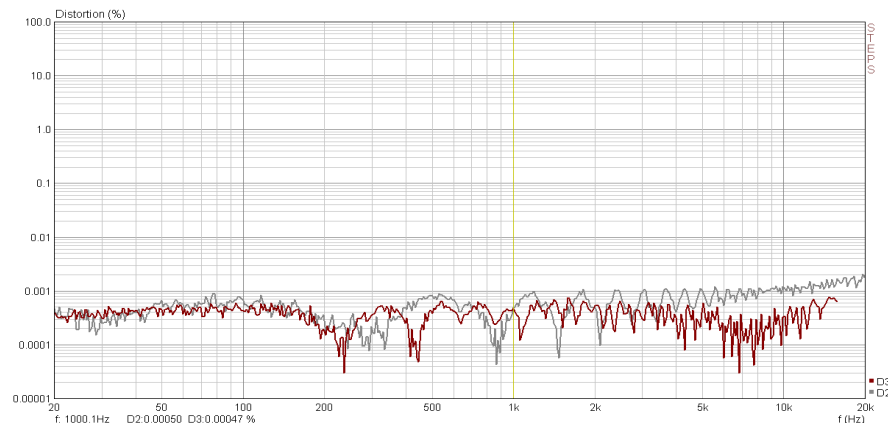


Abbildung 30: Klirrgang der Leistungsverstärker mit D2:
2. Harmonische und D3: 3. Harmonische

Der Klirrgang bestätigt die sehr guten Werte des Leistungsverstärkers. Auffällig sind die Kammfiltereffekte, welche schon bei der Baccalauréatsarbeit bemerkt wurden. Es hat sich gezeigt, dass diese durch die ungenügend genaue Latenzkompensation von STEPS entstehen. Die Ein-/Ausgangslatenz kann in ARTA mit einer Genauigkeit von einem Sample gemessen werden. Die Eingabe in STEPS erfolgt in Millisekunden. Da die Gruppenlaufzeit des DSP zwar konstant aber kein Vielfaches von $1/96000$ s ist, entstehen bei der Berechnung des Klirrfaktors Fehler. Man konnte ein Wandern der Kerben beobachten, wenn man andere Latenzen einstellt. Der Graph ist nach den Maximalwerten zu beurteilen, welche wie in der Referenzmessung zu 20 kHz ansteigen.

6.3.5 Dämpfungsfaktor

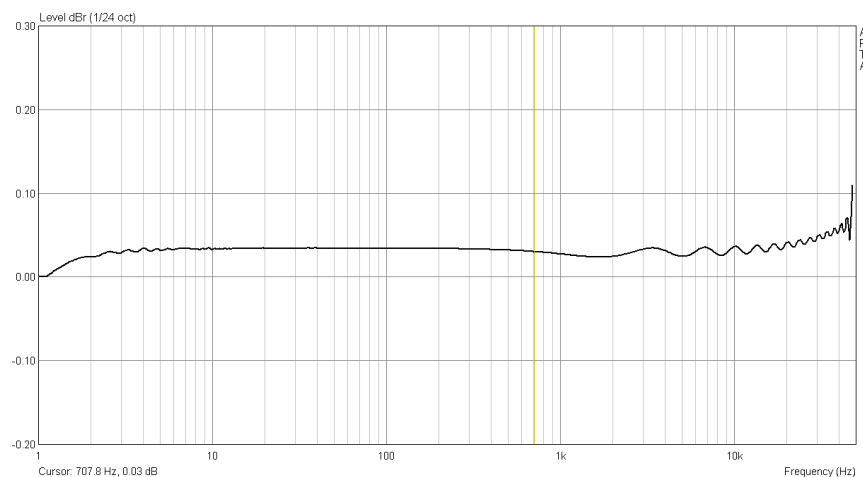


Abbildung 31: Differenz des Ausgangspegels zwischen Freilauf und Last in dB

Der Dämpfungsfaktor ist ausschlaggebend für die Kontrolle des Leistungsverstärkers über den Lautsprecher. Er bezieht alle Widerstände in der Kette Verstärker – Leitung – Lautsprecher in den Quotient Lautsprecher-Impedanz zu der Summe aller Innenwiderstände ein. In Abbildung 31 ist die Differenz des Ausgangspegels zwischen belastetem und unbelastetem Zustand

ersichtlich. Ab 10 Hz ist der Graph als gültig anzusehen, da der Pegel unter dieser Frequenz gegen 0 dB Differenz geht, was einen Dämpfungsfaktor von unendlich bedeutet. Dieser Fehler entsteht durch den Hochpass im Fireface, welcher bei Gleichspannung kein Signal überträgt. Der Dämpfungsfaktor in dB bei 1 kHz ergibt sich aus:

$$20 \cdot \log \frac{20V}{19.93V} = 0.030 \text{ dB}$$

Der Dämpfungsfaktor ergibt sich zu:

$$I_{\text{belastet}} = \frac{U_{\text{Last}}}{R_{\text{Last}}} = \frac{19.93V}{8\Omega} = 2.49 \text{ A}$$

$$R_I = \frac{(U_{\text{unbelastet}} - U_{\text{Last}})}{I_{\text{belastet}}} = \frac{(20V - 19.93V)}{2.49A} = 0.028\Omega$$

$$D = \frac{R_L}{R_I} = \frac{8\Omega}{0.028\Omega} = 284.71$$

Für die Kombination eines integrierten Verstärkers mit Übergangs- und Kabelwiderständen ist ein Dämpfungsfaktor von 284,7 ein sehr guter Wert. Zum Vergleich mit einem passiven System sei eine Spule für einen Tiefpass erster Ordnung mit 0,5 Ohm angenommen. Der Dämpfungsfaktor würde in diesem Fall 16 betragen und die Spannungsdifferenz zwischen belastetem und unbelastetem Verstärker 1,17 V.

6.4 Lautsprecher

Das Kapitel befasst sich mit der Messung der Lautsprecher-Parameter. Die Chassis werden zuerst einzeln behandelt. Messungen werden im entzerrten Zustand in einem unbedämpften Raum durchgeführt und gefenstert. Die Grenzfrequenz beträgt bei 4,16 ms IDTG 240,4 Hz sodass unterhalb dieser Frequenz im Nahfeld gemessen werden musste. Bei der Entzerrung der Lautsprecher wurde eine Restwelligkeit von +/- 2 dB (SPL) angestrebt.

Die Messung der Impedanz fiel durch unpassende Werte bei allen Chassis auf, welche ca. 3 – 4 Ohm zu hoch ausfielen. Durch Veränderung der Messwiderstände und Neukalibrierung der Messinstrumente konnte keine Verbesserung festgestellt werden. Die durchgeführten Messungen dienten der Analyse von Problemen in Gehäusen und Abstimmungen, sodass die relative Betrachtung der Impedanz ausreichte. Für absolute Messungen der Lautsprecherimpedanz sollte an der Ursache der falschen Messwerte geforscht werden.

6.4.1 Parameter des Hochtון-Chassis

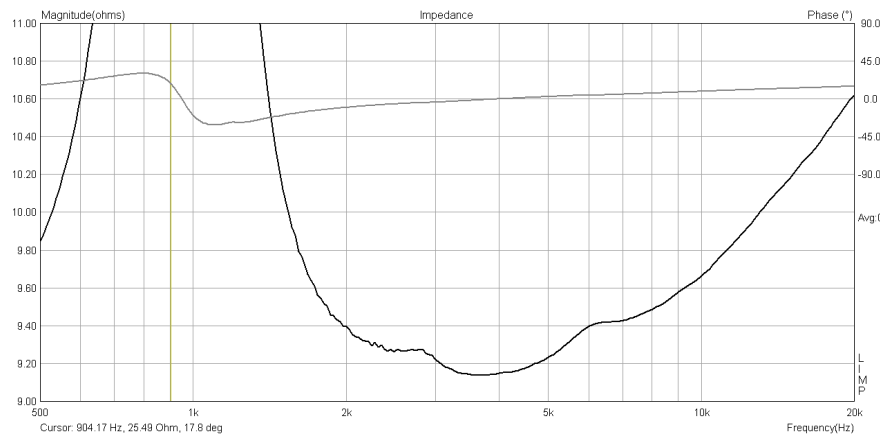


Abbildung 32: Impedanz Seas Noferro 900

Die Impedanzkurve in Abbildung 32 zeigt bei extremer Streckung Resonanzen im rückwertigen Koppelvolumen bei 2,9 kHz und 5,5 kHz. Im elektrischen Phasengang erkennt man bei 1,2 kHz eine leichte Deformierung welche die Grenzfrequenz des Horns angibt. Das Horn verursacht keine weiteren Unebenheiten im Impedanz- und Phasengang.

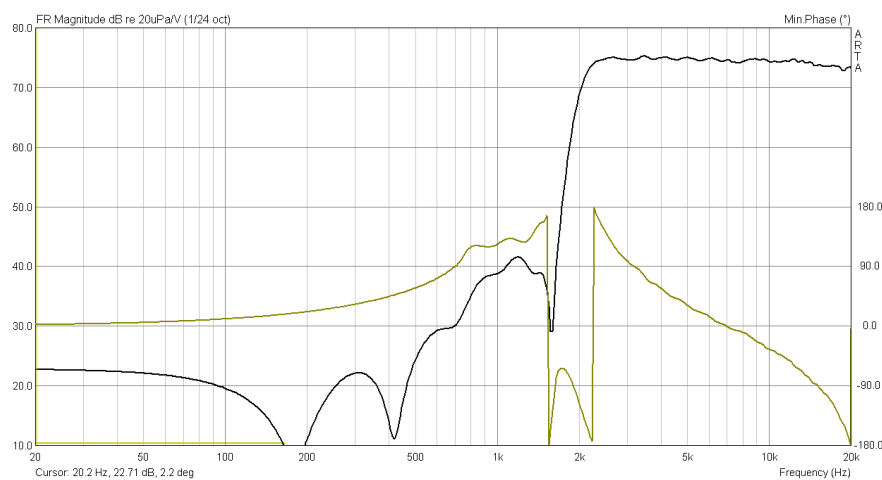


Abbildung 33: Frequenz und Phasengang Seas Noferro 900 mit Horn

Abbildung 33 zeigt den akustischen Frequenz- und Phasengang. Die Entzerrung mit steilflankigen Filtern (100 dB/Oct) und Linearisierung des Frequenzgangs funktioniert sehr gut. Die Phase weist im Übertragungsbereich keine Probleme auf. Durch das steile Filter war es möglich, eine Dämpfung von > 35 dB ab 1,5 kHz zu erreichen.

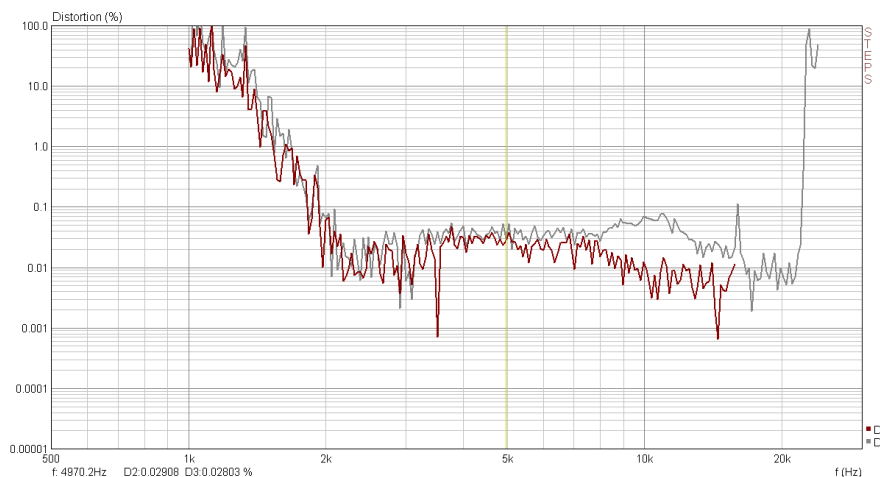


Abbildung 34: Klirrgang Seas Noferro 900 mit Horn mit D2:
2. Harmonische und D3: 3. Harmonische

In Abbildung 34 ist der Klirrgang des Hochtontreibers im Horn bei ca. 94 dB (SPL) (1m) zu sehen. Der Anstieg ab 2 kHz abwärts ist durch den Abfall des Nutzsignals im Verhältnis zum Grundgeräuschpegel des Raumes zu erklären. Zudem spielt der natürliche Anstieg zu tiefen Frequenzen durch nichtlineare Auslenkungen der Membran eine Rolle.

6.4.2 Parameter des Mittelton-Chassis

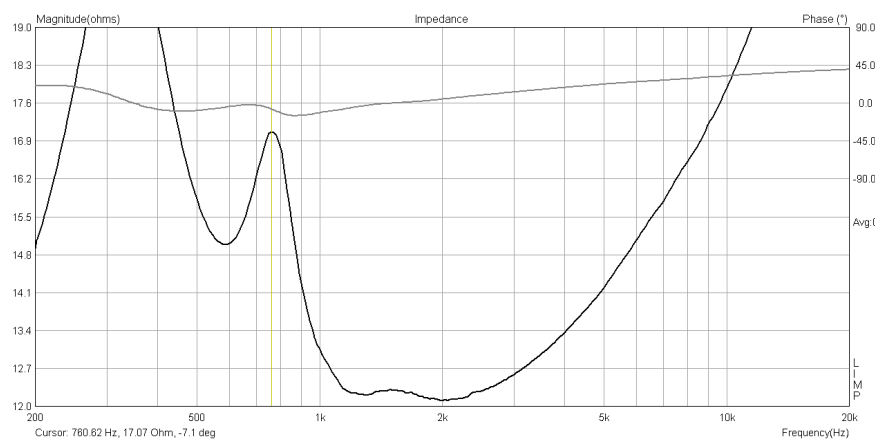


Abbildung 35: Impedanzgang Visaton G50FFL mit Horn

Abbildung 35 zeigt die Impedanzkurve des Mitteltoners. Die Kurve weist drei Maxima auf. Bei 350 Hz erkennt man die Resonanzfrequenz, 760 Hz zeigen die Grenzfrequenz des Horns, welche bis auf 10 Hz getroffen wurde. Zwischen 1,2 kHz und 2 kHz ist eine breite Überhöhung zu erkennen. Es hat sich herausgestellt, dass diese von einer Resonanz der Polkernbohrung herrührt. Es wurde versucht die Resonanz mittels einer verlängerten Polkernbohrung zu verschieben, was aufgrund des Platzes im Koppelvolumen nicht möglich war. Theoretisch ließe sich mit einem erweiterten Koppelvolumen dieses Ziel erreichen.

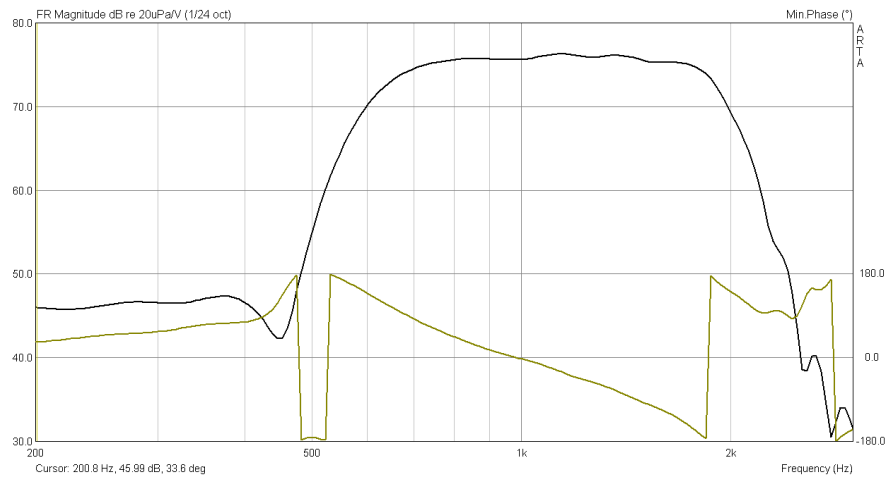


Abbildung 36: Frequenz- und Phasengang Visaton G50FFL mit Horn

In Abbildung 36 wird der Frequenz- und Phasengang gezeigt. Die Unzulänglichkeiten des Impedanzgangs treten nicht hervor. Der Phasengang ist im relevanten Frequenzbereich frei von groben Abweichungen.

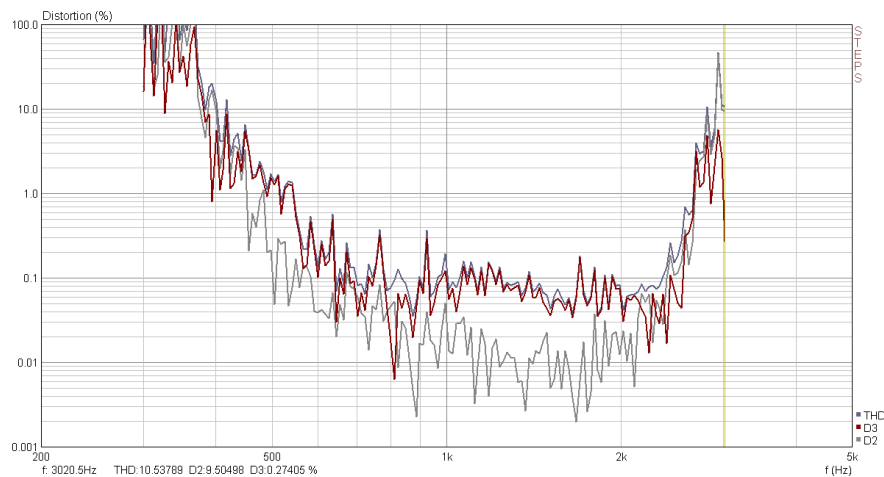


Abbildung 37: Klirrgang Visaton G50FFL mit Horn mit
THD: gesamt-THD, D2: 2. Harmonische und D3: 3. Harmonische

Die in Abbildung 37 gezeigten Kurven zeigen einen raschen Anstieg des Klirrfaktors ab 700 Hz abwärts. Begründet wird das durch die Wirkung des Horns, welche bei 760 Hz das Maximum erreicht und danach abfällt. Durch die zu starke Dämpfung der Polkernbohrung wird das Koppelvolumen verkleinert, wodurch Verzerrungen entstehen. Im relevanten Frequenzbereich von 550 Hz bis 2 kHz befinden sich diese unter 1 % (-40 dB), ab 700 Hz unter 0,1 % (-60 dB) bei 94 dB (SPL).

6.4.3 Parameter der Tieftonlautsprechers

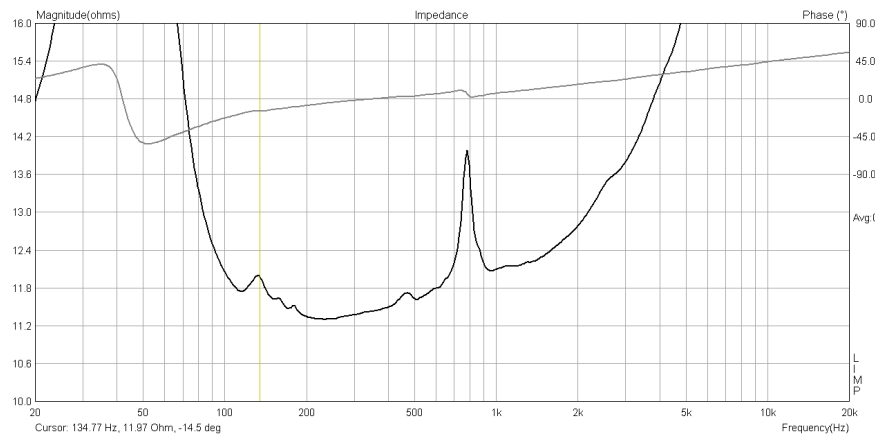


Abbildung 38: Impedanzgang Scanspeak 22w/8851t00 in geschlossenem Gehäuse

Der Impedanzgang des Tieftöners in Abbildung 38 zeigt bei großer Streckung Störungen bei 134 Hz und 460 Hz. Die Erhöhung bei 134 Hz konnte auf stehende Wellen im Gehäuse zurückgeführt werden, welche mit einer anderen Anordnung der Dämmplatten im Gehäuse egalisiert werden konnte. Der Lautsprecher wurde im Gehäuse vermessen, sodass Messkabel durch zwei Befestigungslöcher des Tieftöners nach außen geführt werden mussten. Die Überhöhung bei 460 Hz entstand durch eine Undichtigkeit in diesem Bereich. Der Peak bei 800 Hz ist konstruktionsbedingt und gibt die maximale Einsatzfrequenz des Tieftonlautsprechers an.

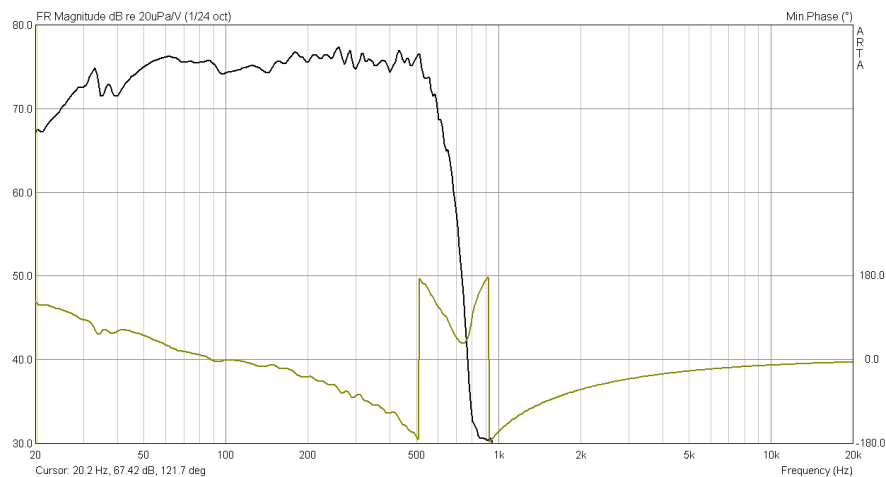


Abbildung 39: Frequenz- und Phasengang Scanspeak 22w/8851t00 in geschlossenem Gehäuse

Der Frequenz- und Phasengang in Abbildung 39 zeigt einen nahezu linearen Frequenzgang des Lautsprechers. Bis auf die Filterung der Trennung bei 500 Hz wurden keine Entzerrungen vorgenommen. Hier muss zwischen konstanter Gruppenlaufzeit und linearem Frequenzgang abgewägt werden, da die Länge des FIR-Filters keine präzise Anpassung im tieffrequenten Bereich zulässt. Es müssen IIR-Filter eingesetzt werden, welche Phasenverschiebungen zur Folge haben. Der Phasengang ist leicht wellig, zeigt aber keine schwerwiegenden Fehler.

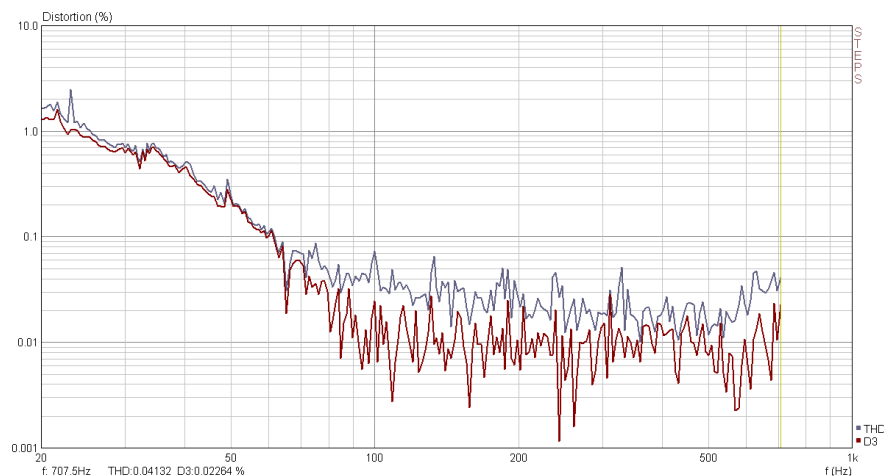


Abbildung 40: Klirrgang Scanspeak 22w/8851t00 in geschlossenem Gehäuse mit THD: gesamt THD und D3: 3. Harmonische

Der Klirrgang des Tieftöners, welcher in Abbildung 40 zu sehen ist, zeigt ein optimales Verhalten. Durch den maximalen linearen Hub von $\pm 9\text{ mm}$ ist der Lautsprecher im Tieftonbereich sehr pegelfest ohne zu verzerren. Ab 60 Hz befinden sich die Obertöne unterhalb -60 dB , bis 20 Hz steigen diese bis auf -40 dB an. Da D2 nahezu deckungsgleich mit der THD- Kurve war, wurde auf diesen Graph der Übersicht wegen verzichtet.

6.4.4 Gesamter Lautsprecher entzerrt

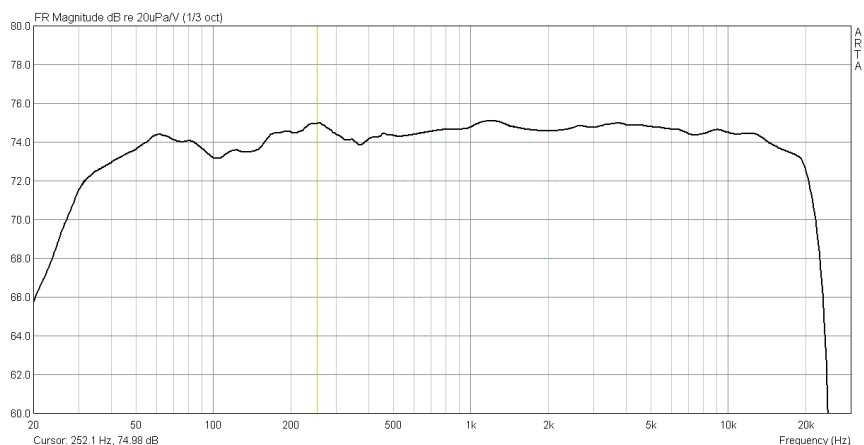


Abbildung 41: Gesamtfrequenzgang

In Abbildung 41 ist der Gesamtfrequenzgang nach der Entzerrung zu sehen. Das Ziel von $\pm 2\text{ dB}$ von 35 Hz bis 22 kHz wurde fast erreicht. Die untere Grenzfrequenz beträgt 40 Hz, die obere 21,5 kHz. Hierzu muss gesagt werden, dass keine IIR-Filter verwendet wurden, um die untere Grenzfrequenz tiefer zu setzen. Hier müssen Hörvergleiche gemacht werden, um zu entscheiden, welche Art Entzerrung passend ist.

Bei der Erstellung der Korrekturkurven wurde wie folgt vorgegangen:

Mittels RePhase wurden die Übergangsfiler zwischen den einzelnen Chassis individuell festgelegt, ein FIR-Parametersatz generiert und damit der DSP programmiert. Anschließend folgte eine akustische Messung des ungeglätteten Frequenzgangs mittels ARTA. Diese Messdaten wurden als Textdatei exportiert und in RePhase importiert (vgl. Abb. 42 rote Kurve). Mittels einiger parametrischer Equalizer konnte der Amplituden- und Phasengang manuell optimiert werden (vgl. Abb. 42 blaue Kurve). Daraufhin konnte ein weiterer FIR-Parametersatz generiert und auf den DSP geladen werden, welcher die Korrektur und das Übergangsfiler beinhaltet (vgl. Abb. 43). Durch wiederholtes Messen und Justieren war es möglich eine optimale Übertragungskurve zu erhalten.

Exemplarisch wird die Amplituden Entzerrung anhand des Hochtonlautsprechers in Abbildung 42 gezeigt²². Abbildung 43 veranschaulicht den Frequenzgang des Filters, welches generiert wurde um die blaue Kurve in Abbildung 42 zu erhalten.

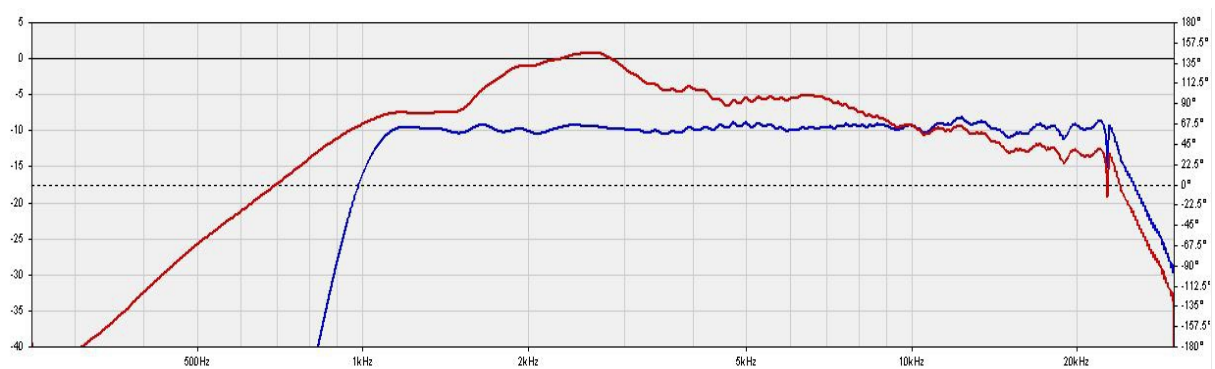


Abbildung 42: Amplitudengang des Hochtons nicht entzerrt (rot), entzerrt (blau)

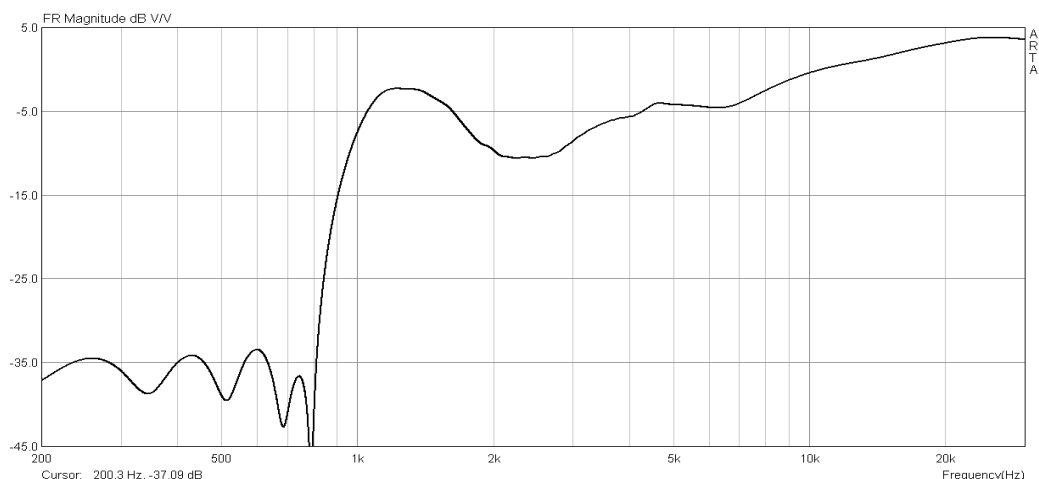


Abbildung 43: Frequenzgang des FIR-Filters

²²Abbildung 42 dient als Veranschaulichung der Wirkung des FIR-Filters. Die Übergangsfrequenz zu dem Mitteltöner entspricht nicht jener, welche in Abbildung 41 verwendet wurde.

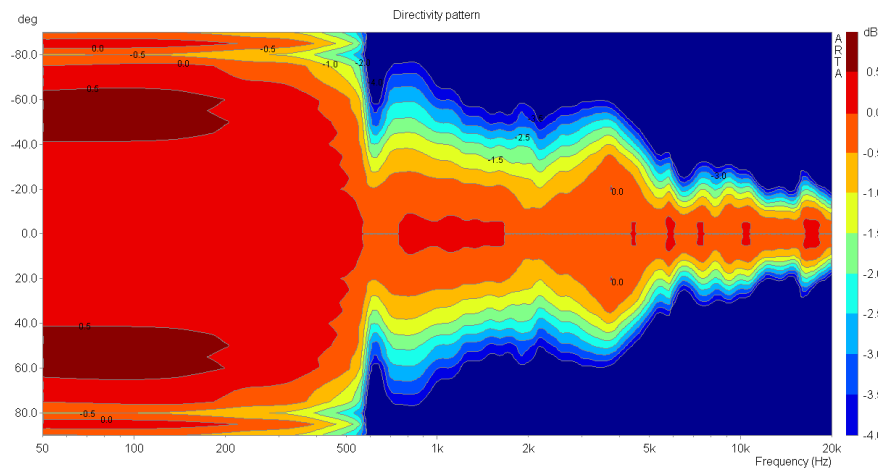


Abbildung 44: Abstrahlcharakteristik des Lautsprechers

Abbildung 44 verdeutlicht die Abstrahlcharakteristik des Lautsprechers. Es zeigt sich Verbesserungspotential bei der Gleichmäßigkeit. Gut zu sehen ist die Richtwirkung des Horns zu hohen Frequenzen. Im Bereich von 6 – 20 kHz bündelt der Lautsprecher sehr gleichmäßig mit ca. $\pm 15^\circ$. Darunter stellt sich ein ungleichmäßigeres Richtverhalten ein. Durch flachere Filter könnte das Bündelungsverhalten der Mitteltonkalotte ausgenutzt werden und die Bündelung um 3 kHz etwas verstärken. Bei ca. 600 Hz tritt eine Einschnürung auf, welche auch auf das zu steile Übergangsfilter zurückzuführen ist. Hier muss in Zukunft ein Kompromis zwischen idealer Übergangsfrequenz bei steilen Flanken und optimaler Richtcharakteristik gefunden werden. Der Tieftonlautsprecher wurde im Nahfeld gemessen, was zur Folge hatte, dass das Mikrophon zwischen 40° und 60° näher an der Membran war, als auf Achse, was die dunkelroten Balken zur Folge hat.

7 Diskussion der Ergebnisse und Ausblick

Im Folgenden werden die Ergebnisse kritisch betrachtet auf das Einsatzgebiet und mögliche Erweiterungen eingegangen.

7.1 Messtechnische Ergebnisse

Die messtechnischen Ergebnisse der Aktivelektronik haben gezeigt, dass diese die Anforderungen erfüllen und besser sind, als die Werte des Messinstruments Fireface UCX in der Schleifenmessung. Dass mit einem schlechteren Gerät bessere Ergebnisse erzielt werden können, liegt daran, dass die D/A-Umsetzung des UCX nicht verwendet, und die A/D-Umsetzer im optimalen Bereich betrieben werden.

Verbesserungswürdig ist die Reaktion auf Schaltvorgänge. Hier hat sich gezeigt, dass die Schaltung sehr empfindlich gegenüber versetztem An- bzw. Ausschalten der $\pm 15\text{ V}$ und $\pm 24\text{ V}$ am Ausgang reagiert.

Die akustischen Messungen haben ergeben, dass die Anforderungen bezgl. Frequenz- und Klirrgang bis auf einen Teil des Mitteltons erfüllt und übertroffen wurden. Der erhöhte Klirrfaktor der Mitteltonkalotte ist auf das zu stark bedämpfte und zu kleine Rückvolumen zurückzuführen. Hier muss weiter an einer Lösung gearbeitet werden. Das Richtverhalten des Lautsprechers könnte mit flacheren Filtern verbessert werden. Hier muss zwischen optimalen Filterfrequenzen und besseren Richtverhalten abgewogen werden.

7.2 Einsatzbereich

Aufgrund der guten technischen Werte ist der Einsatzbereich des Lautsprechers sowohl für das Abhören im Studio als auch das Mastern geeignet. Auch die Verwendung als HiFi-Lautsprecher ist denkbar, wegen der puristischen Ausstattung an Eingängen und Regelmöglichkeiten aber ohne Zusatzgerät nicht möglich.

7.3 Erweiterbarkeit

Das Konzept des Lautsprechers und der Elektronik sieht keine tiefgreifenden Erweiterungen vor. Denkbar sind z.B. LED's zur Pegelüberwachung oder sonstige Statusanzeigen. Durch Veränderung des Layouts lassen sich Erweiterungen mit wenig Aufwand hinzufügen.

8 Fazit

Das Ziel ein Wiedergabesystem zu bauen, welches das Eingangssignal möglichst unverfälscht reproduziert wurde im Rahmen der Anforderungen erreicht. Probleme, welche aufkamen wurden größtenteils gelöst oder zumindest Symptome gelindert. Bei Hörvergleichen wurde die hohe Qualität der Lautsprecher durch Kommilitonen und Tonmeister bestätigt.

Das Projekt kann somit als gelungen angesehen werden. Durch die Erfahrungen, welche während des Baus gemacht wurden, ist es möglich diesen Lautsprecher weiter zu optimieren und das Optimum aus dem verbauten Material herauszuholen.

Anhang A:



Abbildung 45: FIR3STAND

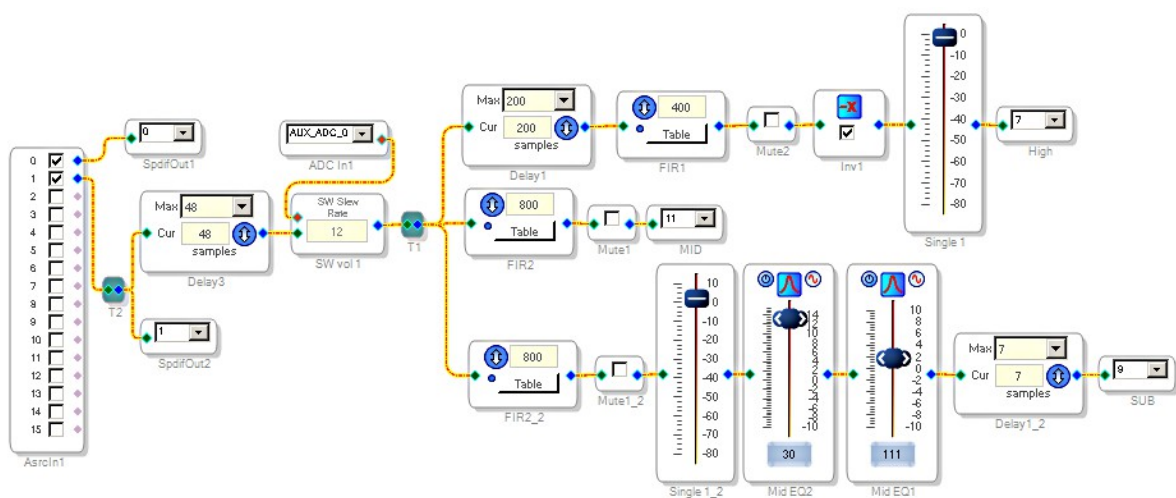


Abbildung 46: Sigma Studio Setup

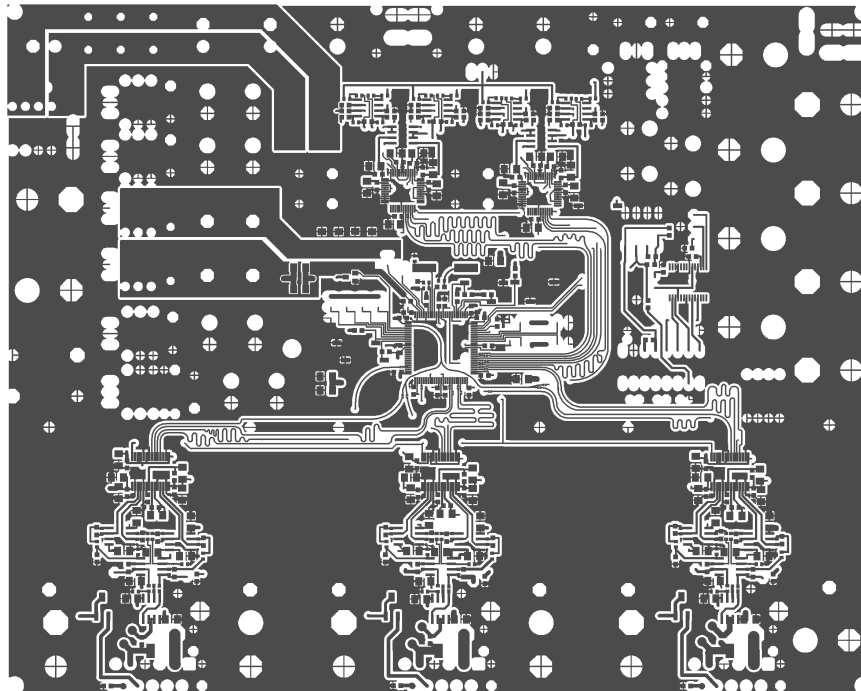


Abbildung 47: Layer 1

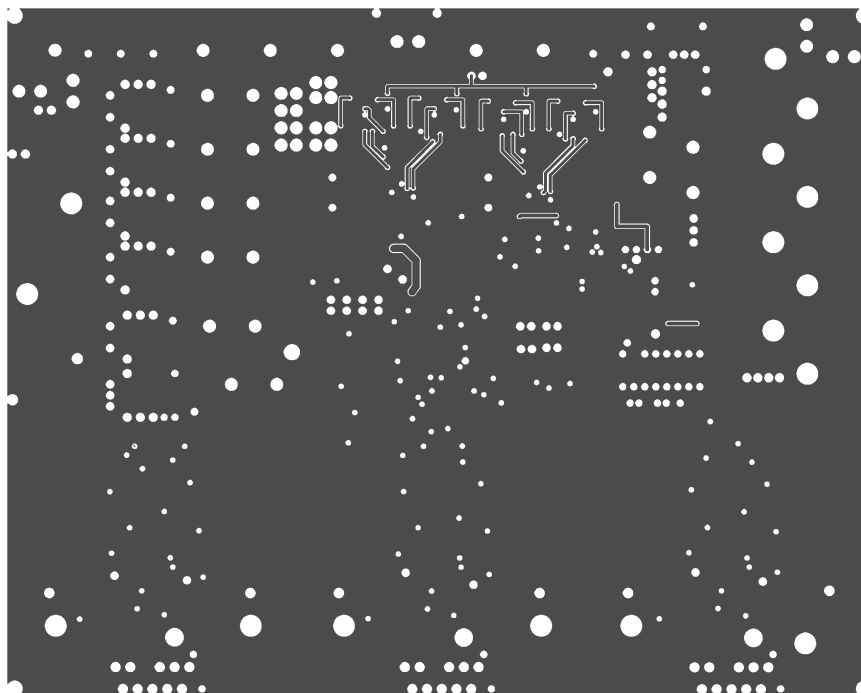


Abbildung 48: Layer 2

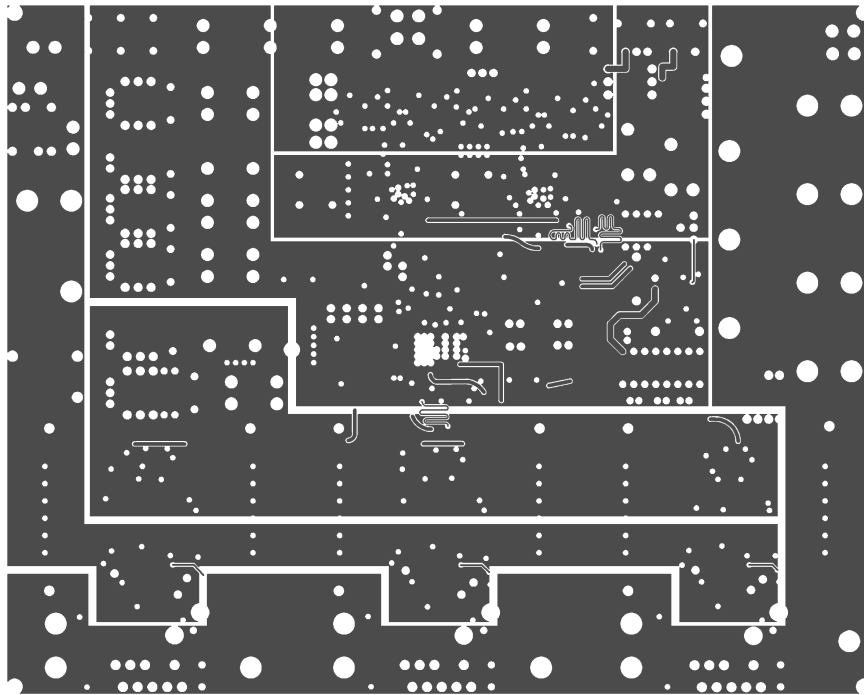


Abbildung 49: Layer 3

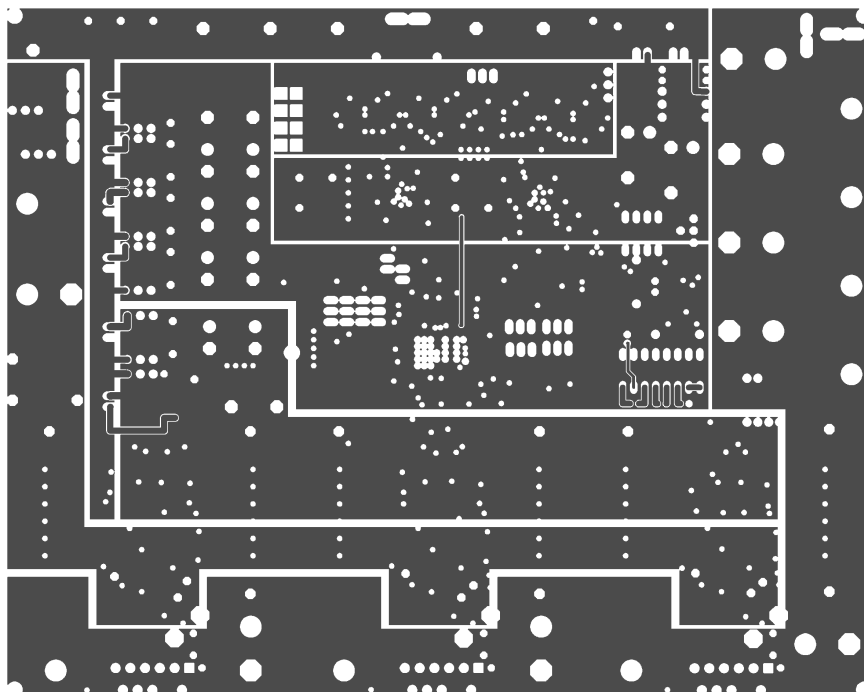


Abbildung 50: Layer 4

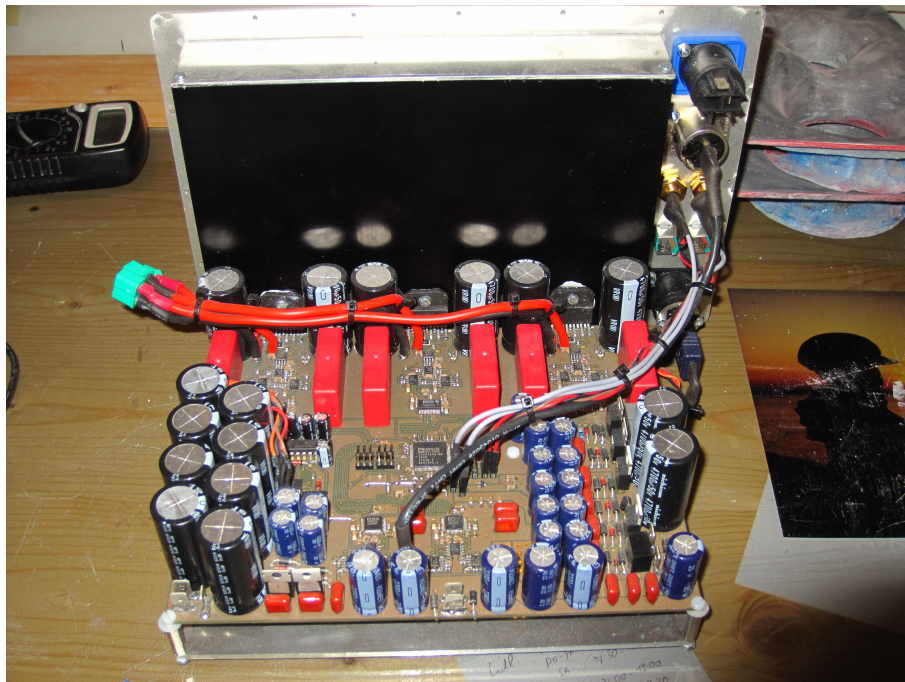


Abbildung 51: Aktivelektronik

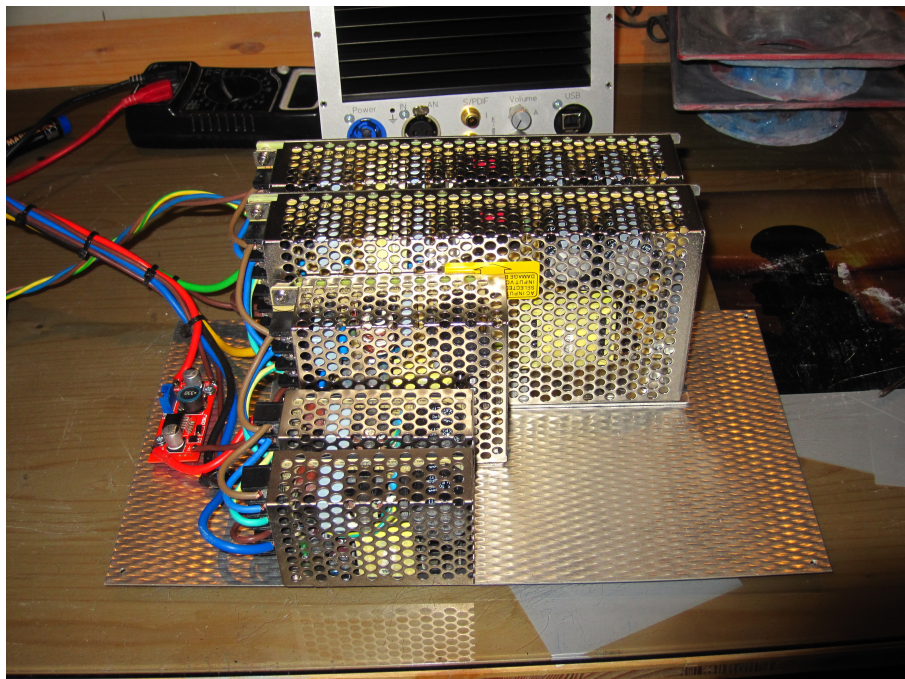


Abbildung 52: Netzteile mit Befestigungsblech



Abbildung 53: Rückplatte mit Anschlüssen und Kühlkörper



Abbildung 54: Horn Positiv, lackierter Elektrikergips



Abbildung 55: Bildung des Negativs mit Silikon

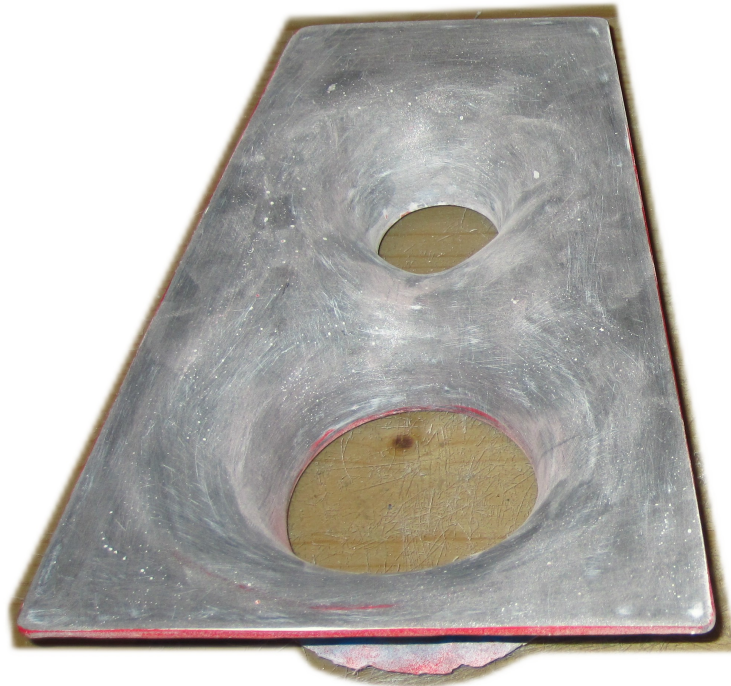


Abbildung 56: Unlackiertes Positiv



Abbildung 57: Lackiertes und bestücktes Horn

Literaturverzeichnis

- [BEUTH] BEUTH Klaus, BEUTH Olaf: *Elementare Elektronik*, Vogel Buchverlag, Deutschland, 2003
- [HOROWITZ] HOROWITZ Paul, HILL Winfield: *THE ART OF ELECTRONICS*, Cambridge University Press, USA, 2008
- [SELF] SELF Douglas: *THE DESIGN OF ACTIVE CROSSOVERS*, Focal Press, USA, 2011
- [RICHTLINIE V.1.2] SPSC: Richtlinien für die Benutzung des IBK-Tonstudios
- [AD-EZ] ANALOG DEVICES ENGINEER ZONE, <http://ez.analog.com>
- /message/2694#2694 (creating productionready file) Stand 20.01.2015
- /message/64476#64476 (decision selfboot or μ C) Stand 20.01.2015
- /thread/6784 (setting up register for digital in and out) Stand 20.01.2015
- /message/134893 (S/PDIF active flag) Stand 20.01.2015
- /message/64476#64476 (setting up core register) Stand 20.01.2015
- [DS ADAU1442] http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADAU1442_1445_1446.pdf
- [DS NE5534] www.ti.com/lit/gpn/sa5534
- [DS LM4562] www.ti.com/lit/ds/symlink/lm4562.pdf
- [DS LT1028] www.linear.com/docs/3480
- [DS 3886] www.ti.com/lit/ds/symlink/lm3886.pdf
- [DS lm4562] www.ti.com/lit/ds/symlink/lm4562.pdf
- [DS lm5534] www.ti.com/lit/gpn/sa5534
- [DS LT1028] www.linear.com/docs/3480
- [DS OPA1632] www.ti.com/lit/ds/symlink/opa1632.pdf
- [DS LM4780] www.ti.com/lit/ds/symlink/lm4780.pdf
- [DS PCM4220] www.ti.com/lit/ds/symlink/pcm4220.pdf

[DS PCM1794]	www.ti.com/lit/ds/symlink/pcm1794.pdf
[DS 22w/8851T00]	http://audio-hi.fi/download/pdf/Scan-Speak_Revelator_22w-8851t00_woofer.pdf
[Ind. Leiterbahn]	http://www.mikrocontroller.net/attachment/12021/L_microstrip.gif
[Jobst-Audio]	http://www.jobst-audio.de/tools-frequenzweiche/cbgehaeuse
[Horn Wiki]	http://de.wikipedia.org/wiki/Horn_%28Lautsprecher%29
[OPV-Rauschen]	http://www.elektronikinfo.de/strom/op_rauschen.htm
[PCB Layout]	www.ti.com/lit/ml/slyp167/slyp167.pdf Stand 20.01.2015
[Drescher]	Entwicklung eines DSP-Boards mit Audio Codecs
[ARTA]	http://www.artalabs.hr/AppNotes/ARTA-HB-D2.4-Rv0.1.pdf
[STEPS]	http://www.artalabs.hr/AppNotes/STEPS-HB-D2.4%20Rev0.1.pdf
[LIMP]	http://www.artalabs.hr/AppNotes/LIMP-HB-D2.4%20Rev0.0.pdf

Abkürzungsverzeichnis

A/D-Umsetzer	Analog Digital Umsetzer
CAD	ComputerAided Design
CNC	Computerized Numerical Control
CODEC	Codierer Decodierer
D/A-Umsetzer	Digital Analog Umsetzer
DSP	Digitaler Signal Prozessor
FIR	Finite Impulse Response
GFK	Glasfaserverstärkter Kunststoff

GPIO	General Purpose Input Output
IC	Integrated Circuit
I2C	Inter-Integrated-Circuit
IDE	Integrated Developement Environment
IIR	Infinite Impulse Response
IR	Infra Rot
ITDG	Initial Time Delay Gap
MLSSA	Maximum-Length Sequence System Analyzer
PSRR	Power Supply Rejection Ratio
PT(100)	Positive Temperatur Coefficient Sensor
QFN32	Quad Flat No Leads Package
Qtc	Einbaugüte
SNR	Sinal To Noise Ratio
SOP38	Small Outline Package
SPL	Sound Pressure Level
THD	Total Harmonic Distortion