



Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg  
*Hamburg University of Applied Sciences*

# Bachelorthesis

Sebastian Albers

Entwicklung und Realisierung einer  
Raspberry Pi-Aufsteckplatine zur Bereitstellung  
von hochwertigen analogen Audioschnittstellen

Sebastian Albers

Entwicklung und Realisierung einer  
Raspberry Pi-Aufsteckplatine zur Bereitstellung von  
hochwertigen analogen Audioschnittstellen

Bachelorthesis eingereicht im Rahmen der Bachelorprüfung  
im Studiengang Informations- und Elektrotechnik  
am Department Informations- und Elektrotechnik  
der Fakultät Technik und Informatik  
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer : Prof. Dr. Robert Heß  
Zweitgutachter : Prof. Dr.-Ing. Hans Peter Kölzer

Abgegeben am 22. März 2017

## **Sebastian Albers**

### **Thema der Bachelorthesis**

Entwicklung und Realisierung einer Raspberry Pi-Aufsteckplatine zur Bereitstellung von hochwertigen analogen Audioschnittstellen

### **Stichworte**

Soundkarte, Raspberry Pi, HiFi, Aufsteckplatine, Leiterplatte, HAT, I2S, Analog-Digital-Umsetzer, Digital-Analog-Umsetzer, Signal-Rausch-Verhältnis

### **Kurzzusammenfassung**

Diese Arbeit umfasst die Entwicklung und Realisierung einer Soundkarte mit hochwertigen analogen Ein- und Ausgängen für einen Raspberry Pi Einplatinen-Computer. Es werden die Grundlagen für die Umsetzung beschrieben, Anforderungen dargestellt und verfügbare Hardwarekomponenten ermittelt. Hiermit wird eine Schaltung entworfen und für diese ein Platinenlayout erstellt. Anschließend findet ein Test der aufgebauten Schaltung statt.

## **Sebastian Albers**

### **Title of the paper**

Development and Construction of an addon board for a Raspberry Pi providing high-quality analog audio interfaces

### **Keywords**

soundcard, Raspberry Pi, hifi, expansion board, printed circuit board, HAT, I2S, analog-to-digital converter, digital-to-analog converter, signal-to-noise ratio

### **Abstract**

Inside this report the development and construction of a soundcard providing high performance analogue audio interfaces for a Raspberry Pi is described. Some basic theory is described, requirements presented and available hardware identified. Using that hardware a circuit diagram is designed and a printed circuit board made. Afterwards some tests are performed.

# Inhaltsverzeichnis

<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>6</b>
<b>1. Einleitung</b>	<b>7</b>
<b>2. Grundlagen</b>	<b>9</b>
2.1. Akustik . . . . .	9
2.2. Analoge Signalverarbeitung . . . . .	12
2.2.1. Eigenschaften passiver Bauelemente . . . . .	12
2.2.2. Tiefpass- und Hochpassfilter . . . . .	15
2.2.3. Audio-Schnittstellen . . . . .	15
2.3. Digitale Signalverarbeitung . . . . .	17
2.3.1. Schnittstellen für digitales Audio . . . . .	18
2.3.2. Inter-IC Sound (I <sup>2</sup> S) . . . . .	19
2.3.3. Analog-Digital-Umsetzer . . . . .	20
2.3.4. Digital-Analog-Umsetzer . . . . .	22
2.4. Signalparameter . . . . .	23
2.5. I <sup>2</sup> C-Bus . . . . .	24
2.6. Raspberry Pi . . . . .	25
2.7. Schaltpläne und Leiterplatten . . . . .	27
2.8. Verwendete Software . . . . .	29
<b>3. Anforderungen</b>	<b>31</b>
<b>4. Design</b>	<b>33</b>
4.1. Verfügbare Lösungen . . . . .	33
4.2. Eigene Lösung . . . . .	35
<b>5. Realisierung</b>	<b>41</b>
5.1. Schaltplan . . . . .	41
5.1.1. Schnittstellen . . . . .	42
5.1.2. HAT-Identifikation . . . . .	43
5.1.3. Spannungsversorgung . . . . .	44
5.1.4. Unterspannungserkennung . . . . .	45



---

5.1.5. Taktversorgung . . . . .	48
5.1.6. Analog-Digital-Umsetzer und Filter . . . . .	50
5.1.7. Digital-Analog-Umsetzer und Filter . . . . .	52
5.1.8. Bauteile für Filter . . . . .	55
5.2. Netzliste und Footprints . . . . .	55
5.3. Leiterplattenlayout . . . . .	56
5.4. Software für Raspberry Pi . . . . .	60
5.5. Bestückung und Inbetriebnahme . . . . .	64
5.6. HAT-Identifikation . . . . .	66
5.7. Gehäuse für HiFi-HAT . . . . .	68
5.8. Adapterkabel für Audiomessungen . . . . .	69
<b>6. Ergebnisse</b>	<b>71</b>
6.1. Spannungsversorgung . . . . .	71
6.2. Unterspannungserkennung . . . . .	72
6.3. Audioperformance . . . . .	77
6.3.1. Maximale Amplitude . . . . .	77
6.3.2. Filter . . . . .	78
6.3.3. Amplitudengang . . . . .	78
6.3.4. Gesamtklirrfaktor und Rauschen . . . . .	81
6.3.5. Rauschspannung und SNR . . . . .	83
6.3.6. Spektrum . . . . .	85
6.3.7. Phasengang und Gruppenlaufzeit . . . . .	87
6.4. Signalverarbeitung . . . . .	90
6.4.1. FIR-Filter mit Raspberry Pi . . . . .	90
6.4.2. DSP des DA-Umsetzers . . . . .	92
<b>7. Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>94</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>96</b>
<b>A. Anhang</b>	<b>98</b>
A.1. Schaltplan und Bestückungsplan . . . . .	98
A.2. Aktivitätsdiagramme . . . . .	102
A.3. Rauschspannung und SNR . . . . .	106
A.4. Phasengang und Gruppenlaufzeit . . . . .	107
A.5. Inhalt DVD . . . . .	109

# Abkürzungsverzeichnis

<b>AD-Umsetzer</b>	Analog-Digital-Umsetzer
<b>AES</b>	Audio Engineering Society
<b>DA-Umsetzer</b>	Digital-Analog-Umsetzer
<b>GPIO</b>	General-Purpose Input/Output
<b>HAT</b>	Hardware Attached on Top
<b>I<sup>2</sup>C</b>	Inter-Integrated Circuit
<b>I<sup>2</sup>S</b>	Inter-IC Sound
<b>PDM</b>	Pulsdichtemodulation
<b>PWM</b>	Pulsweitenmodulation
<b>SNR</b>	Signal-Rausch-Verhältnis
<b>SoC</b>	System on Chip
<b>TDM</b>	Time Division Multiplex
<b>THD</b>	Total Harmonic Distortion
<b>THD+N</b>	Total Harmonic Distortion and Noise

# 1. Einleitung

Für die digitale Audiosignalverarbeitung sind heute verschiedenste, leistungsfähige Geräte verfügbar. Viele Signale liegen jedoch in analoger Form vor und auch der Mensch nimmt seine Umwelt analog wahr. Um zwischen der analogen und digitalen Welt zu vermitteln, werden daher immer hochwertigere Analog-Digital- und Digital-Analog-Umsetzer eingesetzt. In dieser Arbeit soll eine Schaltung für einen Raspberry Pi entwickelt werden, um ihn mit hochwertigen analogen Audioschnittstellen auszustatten.

Der Einplatinen-PC Raspberry Pi ist seit 2012 verfügbar<sup>1</sup>. Er wurde bis Ende 2016 über 10 Millionen Mal verkauft<sup>2</sup> und wird für die vielfältigsten Projekte genutzt. Der eingesetzte System on Chip (SoC) bietet neben vier CPU-Kernen diverse digitale Schnittstellen und einen analogen Tonausgang. Dieser Tonausgang ist mittels Pulsweitenmodulation (PWM) realisiert und qualitativ limitiert [20]. Es sind diverse Lösungen für eine bessere Tonausgabe in Form von USB-Soundkarten und Aufsteckboards – in der Sprache der Raspberry Pi Foundation Hardware Attached on Top (HAT) genannt – verfügbar, sodass der Rechner z.B. als Medienspieler genutzt werden kann.

Soll jedoch zusätzlich Ton in hoher Güte digitalisiert werden, sind verfügbare Lösungen rar. Hier bietet es sich an, die digitale Inter-IC Sound (I<sup>2</sup>S) Schnittstelle des Raspberry Pi mit auf dem Markt verfügbaren hochwertigen Analog-Digital-Umsetzern und Digital-Analog-Umsetzern zu verbinden und so eine Soundkarte für das System aufzubauen. Neben der Ein- und Ausgabe von analogem Ton, beispielsweise für Multimedia-Zwecke, bietet der Raspberry Pi genügend Rechenleistung und eine Gleitkomma-Einheit, um das digitalisierte Eingangssignal z.B. mit einem Filter zu bearbeiten und anschließend wieder auszugeben.

Im Rahmen dieser Arbeit soll eine Soundkarte in Form eines HAT für neuere Raspberry Pi Modelle, die eine vierzigpolige General-Purpose Input/Output (GPIO) Schnittstelle bieten, entworfen werden. Für diese Modelle ist von der Raspberry Pi Foundation eine Spezifikation zu elektrischen und mechanischen Eigenschaften verfügbar [4], die berücksichtigt werden sollen.

Die Soundkarte, im Folgenden HiFi-HAT genannt, soll mindestens zwei analoge, unsymmetrische Eingänge und zwei analoge, unsymmetrische Ausgänge besitzen und der Audiopegel

---

<sup>1</sup>URL: <https://www.raspberrypi.org/blog/deliveries-have-started/>, Tag des letzten Zugriffs: 21.2.2017

<sup>2</sup>URL: <https://www.raspberrypi.org/blog/ten-millionth-raspberry-pi-new-kit/>, Tag des letzten Zugriffs: 21.2.2017

den Bereich von typischer Unterhaltungselektronik zuzüglich Aussteuerungsreserve abdecken. Für das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) wird ein Wert von 100 dB angestrebt und der Frequenzbereich von ca. 20 Hz bis 20 kHz soll möglichst unverändert übertragen werden. Die Übermittlung der Audiodaten zwischen den Umsetzern und dem Raspberry Pi wird über die I<sup>2</sup>S Schnittstelle durchgeführt. Der Raspberry Pi soll das digitalisierte Signal manipulieren (z.B. einen Filter anwenden) können und das bearbeitete Signal über den Digital-Analog-Umsetzer wieder ausgeben. Die Abtastrate soll mindestens 48 kHz betragen.

Optional ist ein kleines Gehäuse für Raspberry Pi und HiFi-HAT vorzusehen. Um den Verkabelungsaufwand gering zu halten, wird eine Versorgung des Gesamtsystems aus Raspberry Pi und HiFi-HAT durch ein einzelnes Netzteil angestrebt.

## 2. Grundlagen

In diesem Kapitel sollen die Grundlagen für die weitere Bearbeitung der Aufgabenstellung kurz beschrieben werden. Hierzu zählen u.a. die Signalverarbeitung, die verfügbare Basishardware (Raspberry Pi) und die Hilfsmittel zur Erstellung des HiFi-HAT.

### 2.1. Akustik

Die Welt des Schalls besteht aus Schwingungen von Materie. Diese sind analog, d.h. zeit- und wertkontinuierlich und lassen sich mathematisch beschreiben. In der zweiten Hälfte des 19. Jahrhunderts forschte beispielsweise John William Strutt unter anderem auf dem Gebiet der Akustik [5, S. 17]. Der für Menschen hörbare Frequenzbereich, die Bandbreite des Gehörs, umfasst grob den Bereich von 16 Hz bis 20 kHz [5, S. 28]. Sie wird Niederfrequenz-Bereich (NF) genannt in Abgrenzung zu höheren Frequenzen der Sendetechnik. Der von einem Menschen tatsächlich hörbare Bereich ist unter anderem von seinem Alter abhängig und wird mit zunehmendem Alter kleiner.

Der Schall breitet sich in der Luft als Longitudinalwelle aus, die Druckschwankungen der Luft gelangen so zum menschlichen Ohr und werden hier in elektrische Informationen umgewandelt. Das Ohr reagiert dabei auf Druckschwankungen, welche als Schalldruck bezeichnet werden. Das menschliche Gehör kann Schalldrücke von ca. 20  $\mu\text{Pa}$  (Hörschwelle) bis ca. 20 Pa (Grenze der Erträglichkeit) wahrnehmen [5, S. 30]. Werte über ca. 20 Pa werden als Schmerz wahrgenommen und gelten für das Gehör auch bei kurzer Beschallung als schädlich [5, S. 132]. Alternativ kann der Schalldruck auch als Schalldruckpegel<sup>1</sup> angegeben werden

$$L_p = 20 \log \frac{p}{p_0} \text{ dB} \quad (2.1)$$

mit  $p_0 = 20 \mu\text{Pa}$  [5, S. 32]. In der Tabelle 2.1 sind einige typische Werte für Schalldruckpegel wiedergegeben.

Das menschliche Gehör nimmt gleiche Pegel unterschiedlicher Frequenz nicht als gleich laut wahr. Dies wird in Abbildung 2.1 grafisch dargestellt. Gezeigt ist der Ausschnitt aus

---

<sup>1</sup>engl. sound pressure level, SPL

Tabelle 2.1.: Schalldruckpegel, typische Werte. Quelle: [5, S. 33]

Ereignis	$L_p$ [dB]	Ereignis	$L_p$ [dB]
Hörschwelle bei 2 kHz	0	Kino	85
leise Umgebungsgeräusche	30	Popkonzert	110
leise Unterhaltung	40	Grenze der Erträglichkeit	120
laute Unterhaltung	60	Schmerzgrenze	135

einer Ebene, die von Schalldruckpegel und Frequenz aufgespannt wird. Dieser Ausschnitt wird Hörfläche genannt. Musik und Sprache nutzen davon nur einen Teilbereich, dieser ist eingezeichnet.

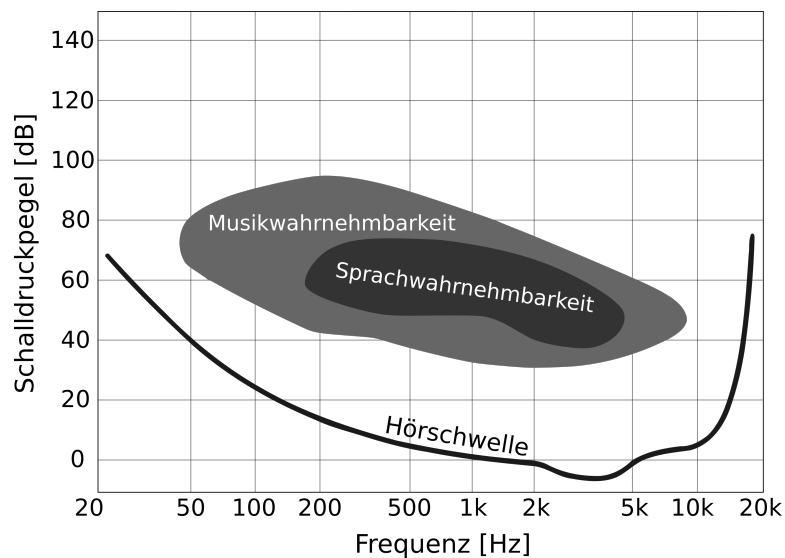


Abbildung 2.1.: Hörfläche, Kurven gleicher Lautheit und durchschnittliche Pegel-Frequenzbereiche für Sprache und Musik. Quelle: <sup>2</sup>

Um diese unterschiedliche Wahrnehmung besser abbilden zu können, ist ein Bewertungsfilter (Filter A nach DIN 45633) verfügbar. Ein leises bis mittellautes Signal mit konstantem Pegel, welches mit diesem Filter bewertet wird, erzeugt eine als annähernd gleich laut wahrgenommene Lautstärke bei beliebiger Frequenz innerhalb des hörbaren Frequenzbereiches. Für große Pegel ist dieser Filter nicht geeignet, da sich hier das Lautheitempfindens anders verhält. Für diese Fälle gibt es die (seltener angewendeten) Filter B und C. Für professionelle Studioausrüstung gibt es ein Bewertungsfilter nach ITU-R 468 (früher CCIR, DIN 45405).

<sup>2</sup>URL: [commons.wikimedia.org/wiki/File:Hoerflaeche.svg](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Hoerflaeche.svg), Tag des letzten Abrufs 28.2.2017, nachbearbeitet

Das Filter nach ITU-R 468 gewichtet Mitten und Höhen stärker. Mit verschiedenen Filtern gewichtete Pegel können demnach deutlich voneinander abweichen [5, S. 33]. In Abbildung 2.2 sind beide Bewertungfilter dargestellt. Zusätzlich ist in blau die Kurve des um 5,6 dB abgesenkten ITU-Filters eingezeichnet. Dieses ist von der Audio Engineering Society (AES) für Messungen nach dem Standard AES17 vorgesehen [2, Abschnitt 4.2.3].

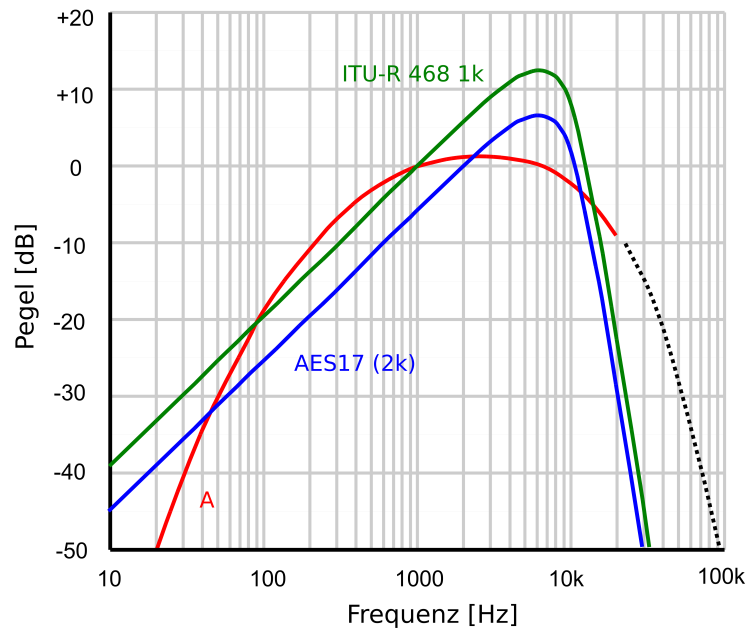


Abbildung 2.2.: Filterkurven: A-bewertet (rot), ITU-R 468 1k (auch CCIR 468, grün) und AES17 2k (blau). Quelle: <sup>3</sup>

Schall kann durch geeignete Mittel – Lautsprecher und Mikrofon – in analoge elektrische Signale umgewandelt werden. Hierbei kann sowohl elektrische Spannung als auch elektrischer Strom der Informationsträger sein. Ein Beispiel für den letztgenannten Fall ist der Stromausgang hochwertiger Digital-Analog-Umsetzer. Der Informationsaustausch zwischen verschiedenen Geräten in der Audiotechnik erfolgt jedoch meist in Form von Spannung. Dies hat praktische Gründe: Ein spannungsangepasster Signalausgang hat eine kleine Ausgangsimpedanz, ein entsprechender Eingang eine hohe Eingangsimpedanz. Somit kann ein Ausgang mehrere parallele Eingänge treiben. Stromangepasste Kopplungen finden sich häufig in der Sensortechnik [17, S. 2].

<sup>3</sup>URL: [en.wikipedia.org/wiki/File:Lindos3.svg](http://en.wikipedia.org/wiki/File:Lindos3.svg). Tag des letzten Abrufs 27.2.2017, nachbearbeitet (AES17 Kurve eingefügt, Farben angepasst)

Elektrische Größen können, analog zu den akustischen Größen, in Pegeln angegeben werden. Es sind verschiedene Spannungspegel, d.h. Pegel mit verschiedenen Bezugsspannungen definiert. Gebräuchlich sind absolute Pegel bezogen auf 1 V mit der Pseudoeinheit dBV und 0,775 V mit der Pseudoeinheit dBu.

$$L_u = 20 \log(U/1 \text{ V}) \text{ dBV} \quad (2.2)$$

$$L_u = 20 \log(U/0,775 \text{ V}) \text{ dBu} \quad (2.3)$$

Aus der Tabelle 2.2 ist ersichtlich, dass beide Pegel um 2,2 dB voneinander abweichen und damit einfach umgerechnet werden können. Weitere Pegel können sich auf eine Leistung beziehen. Diese werden hier nicht weiter betrachtet. In der digitalen Signalverarbeitung existiert zudem das Pegelmaß dBFS. Dieses wird in Kapitel 2.3 eingeführt.

Tabelle 2.2.: Zusammenhang Spannung und absolute Spannungspegel

1 mV	10 mV	100 mV	1 V	10 V
-60,0 dBV	-40,0 dBV	-20,0 dBV	0,0 dBV	20,0 dBV
-57,8 dBu	-37,8 dBu	-17,8 dBu	2,2 dBu	22,2 dBu

Unter der Voraussetzung, dass sich Lautsprecher bzw. Kopfhörer sowie die Luft linear verhalten, führt eine Änderung des Schalldruckpegels um einen Wert  $a$  zu einer Änderung des zugehörigen Spannungspegels um den gleichen Wert  $a$ . Für Luft gilt dies für Schalldruckpegel bis ca. 154 dB [5, S. 40] und damit für den sinnvoll anwendbaren Audio-Bereich.

## 2.2. Analoge Signalverarbeitung

### 2.2.1. Eigenschaften passiver Bauelemente

In der analogen Signalverarbeitung werden zum einen passive Bauteile wie Widerstände, Kondensatoren und Spulen eingesetzt. Des Weiteren werden aktive Komponenten wie diskrete Transistoren oder integrierte Schaltungen, z.B. Operationsverstärker genutzt. Keins der Bauteile ist ideal, alle weisen Toleranzen und unerwünschte zusätzliche Eigenschaften auf. Hierdurch kann ein Signal verzerrt werden, sodass Oberwellen auftreten oder dem Signal überlagert sich Rauschen, wodurch kleine Signale gestört werden.



## Widerstände

Widerstände werden primär durch ihren ohmschen Widerstand beschrieben. Weitere Eigenschaften sind die Spannungsfestigkeit, die Baugröße, die maximale Verlustleistung und die Toleranz des jeweiligen Bauteils, außerdem sein Temperatur- und sein Spannungskoeffizient. Zudem treten parasitäre Kapazitäten oder Induktivitäten auf. Die Aussagen im folgenden Abschnitt sind aus [17, S. 8ff. und S. 42ff.] entnommen.

Die Toleranzen des ohmschen Widerstandes bewegen sich bei heute üblicherweise verwendeten Metallschicht-Widerständen im Bereich um 1%. Früher häufig verwendete Kohleschicht-Widerstände streuten mit Toleranzen bis 10% deutlich stärker. Die Spannungsfestigkeit und die maximal erlaubte Verlustleistung hängen stark von der Baugröße ab. In der im Rahmen dieser Arbeit zu entwerfenden Schaltung sind beide Parameter jedoch unkritisch, da mit kleinen Spannungen und Strömen gearbeitet wird.

Der Temperaturkoeffizient, angegeben in ppm/K (parts per million pro Kelvin), beschreibt die Änderung des Widerstandswertes bei sich ändernder Temperatur des Bauteils. Der Spannungskoeffizient beschreibt analog hierzu die Änderung des Widerstandswertes bei sich ändernder anliegender Spannung. Dieses nicht-lineare Verhalten führt zu Verzerrungen im Signal, sodass Oberwellen entstehen. Spezifiziert wird allgemein, um wie viel ppm sich der Widerstandswert bei Anlegen von 1 Volt ändert. Methoden, dieses Verhalten zu simulieren, werden z.B. von Douglas Self beschrieben [18, S. 38ff.]: Im Ergebnis kann ein einzelner passiver Spannungsteiler (1:1 Teilung), aufgebaut aus Widerständen mit einem Spannungskoeffizient von 100 und beaufschlagt mit einem +15 dBu Sinussignal, zu einem THD-Wert<sup>4</sup> von 0,011% führen. Dünnfilm-Widerstände weisen im Vergleich zu Dickfilm-Widerständen niedrigere Koeffizienten auf. Mit der Zunahme der Baugröße und der Abnahme des Widerstandswertes verringert sich der Koeffizient.

Ein weiterer Effekt, der bei Widerständen auftritt, ist thermisches Rauschen<sup>5</sup>. Dieser Effekt ist abhängig vom Widerstandswert, der absoluten Temperatur und der Bandbreite, über die gemessen wird. Das Rauschen ist weiß, dieses steht für einen Rauschprozess, der in verschiedenen beliebigen Frequenzbereichen gleicher Bandbreite eine gleiche Rauschleistung erzeugt. Der Effektivwert der Rauschspannung innerhalb einer Bandbreite  $B$  beträgt

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{4kTRB} \quad (2.4)$$

mit  $k$  = Boltzmann-Konstante,  $T$  = Temperatur in Kelvin,  $R$  = Widerstandswert in Ohm und  $B$  = Bandbreite in Hz.

<sup>4</sup>Total Harmonic Distortion (siehe Kapitel 2.4)

<sup>5</sup>Auch Johnson-Nyquist-Rauschen genannt

Eine weitere Rauschquelle stellt das 1/f- oder Überschuss-Rauschen<sup>6</sup> dar. Die spektrale Leistungsdichte dieses Rauschens ist im NF-Bereich proportional zu 1/f. Der Effektivwert der Rauschspannung ist abhängig von der am Widerstand angelegten Spannung, dem genutzten Material, der Bauform und Größe sowie dem Widerstandswert. Dünnschicht-Widerstände sind rauschärmer als Dickfilmwiderstände, außerdem verringert eine Zunahme der mechanischen Größe und ein niedrigerer Widerstandswert das Überschuss-Rauschen.

## Kondensatoren

Kondensatoren werden primär durch ihre Kapazität beschrieben. Ähnlich den Widerständen gibt es auch hier weitere Eigenschaften wie die Spannungsfestigkeit, die Baugröße, den Typ und die Toleranz des jeweiligen Bauteils. Außerdem sind reale Kondensatoren keine idealen Bauteile, sie weisen z.B. Leckströme, einen äquivalenten Serienwiderstand (ESR<sup>7</sup>) und nicht-lineares Verhalten auf. Die Inhalte in diesem Abschnitt basieren auf den Aussagen in [17, S. 51ff] und [9].

Die Spannungsfestigkeit, häufig separat angegeben für Wechsel- und Gleichspannungen, nimmt zusammen mit der Baugröße ab. Kondensatoren unterteilen sich in die Typen Elektrolyt-, Keramik- und Kunststoff-Folienkondensatoren. Elektrolytkondensatoren weisen bezogen auf die Baugröße eine hohe Kapazität auf, ihre Toleranz liegt bei 20 %. Außerdem sind es gepolte Bauteile<sup>8</sup>. Aufgrund des flüssigen Elektrolyts, welches die Kathode bildet und sich mit der Zeit verflüchtigt, haben diese Bauteile eine eingeschränkte Betriebsdauer von wenigen Tausend Stunden unter Nennbedingungen laut Datenblatt. Folienkondensatoren und Keramik Kondensatoren sind ungepolte Bauteile, ihr Dielektrikum besteht aus Kunststofffolien bzw. aus Keramik, wodurch sie eine längere Einsatzdauer aufweisen.

Leckströme zwischen den beiden Anschlüssen treten vor allem bei Elektrolytkondensatoren auf. Der ESR beschreibt die Abweichung eines realen Kondensators vom idealen Bauteil. Mit ihm werden ohmsche Verluste in den Anschlüssen und Folien sowie dielektrische Umpolungsverluste zusammengefasst.

Nicht-lineares Verhalten ist abhängig von der Signalamplitude über dem Kondensator, seiner Kapazität und dem Dielektrikum. Douglas Self hat verschiedene Kondensatoren untersucht und Verzerrungen (Total Harmonic Distortion) von 0,001% und darüber hinaus gemessen. Nichtlineare Verzerrungen treten demnach vermehrt bei zunehmender Spannung über dem

---

<sup>6</sup>Engl. excess noise

<sup>7</sup>Engl. Equivalent Series Resistance

<sup>8</sup>Durch besonderen Aufbau, bei dem quasi zwei Kondensatoren in Reihe geschaltet werden, sind auch ungepolte (bipolare) Kondensatoren verfügbar. Bei gleicher Kapazität verdoppelt sich jedoch die Baugröße im Vergleich zur unipolaren Variante. Vgl. URL: <http://www.elektronik-kompodium.de/sites/bau/1011301.htm>, Tag des letzten Abrufs 23.2.2017

Kondensator auf. Wenig nichtlineare Verzerrungen treten bei Folienkondensatoren mit Polypropylen als Dielektrikum und bei Keramikkondensatoren mit NP0 Dielektrikum (C0G) auf.

### 2.2.2. Tiefpass- und Hochpassfilter

Pegel- und Phasenänderungen eines Signals sind lineare Verzerrungen. Diese können frequenzunabhängig sein, beispielsweise bei einem ohmschen Spannungsteiler. Im Rahmen der Tiefpass- und Hochpass-Filter sind sie frequenzabhängig. Filter ermöglichen demnach, bestimmte Frequenzanteile aus einem Signal zu entfernen. Der einfachste Aufbau solcher Filter besteht aus einem RC-Glied (Abbildung 2.3). Bei diesen beträgt die Flankensteilheit im Sperrbereich 20 dB / Dekade, im Audibereich wird häufig eine Frequenzverdoppelung betrachtet, es ergeben sich 6 dB / Oktave. Die Grenzfrequenz beträgt

$$\omega_g = 2\pi f_g = \frac{1}{RC} \quad (2.5)$$

Bei dieser Frequenz ist die Signalspannung auf  $1/\sqrt{2}$  reduziert bzw. die Leistung auf die Hälfte abgefallen (entspricht jeweils 3 dB) [5, S. 154f.].

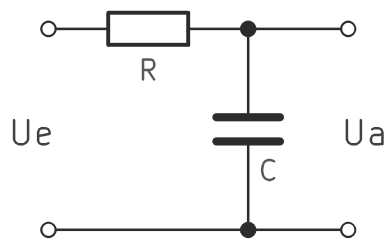


Abbildung 2.3.: RC-Tiefpass 1. Ordnung

Filter können auch aus Spule und Widerstand oder Spule und Kondensator aufgebaut werden. Ist ein Energiespeicher vorhanden, handelt es sich um Filter erster Ordnung, bei zwei Energiespeichern um Filter zweiter Ordnung. Hier fällt die Flanke mit 40 dB / Dekade.

### 2.2.3. Audio-Schnittstellen

In diesem Abschnitt soll die drahtgebundene Übertragung von Audiosignalen im Basisband von einer Quelle zu einer Senke betrachtet werden. Meist wird die Information in der Signal-

spannung kodiert<sup>9</sup>, es liegt dabei Spannungsanpassung vor. Bei der Spannungsanpassung ist die Quellimpedanz deutlich niedriger als die Impedanz der Senke. Gefordert wird allgemein [5, S. 212]

$$R_{\text{Eingang}} \geq 5R_{\text{Ausgang}} \quad (2.6)$$

Typischerweise liegen die Werte noch deutlich weiter auseinander, beispielsweise  $R_{\text{Eingang}} = 20 \text{ k}\Omega$  und  $R_{\text{Ausgang}} = 500 \Omega$ . Hierbei ergibt sich ein Spannungsteiler, die Abweichung am Eingang beträgt  $\frac{20 \text{ k}\Omega}{(20 \text{ k} + 500) \Omega} = 0,976 \hat{=} 97,6 \%$  bzw. 0,21 dB.

Auf eine Leistungsanpassung zur Vermeidung von Reflexionen am Leitungsende kann aufgrund der im allgemeinen geringen Leitungslängen in Verbindung mit den niedrigen Frequenzen im analogen Audiosignal verzichtet werden. Diese werden erst bei Leitungslängen von einigen hundert Kilometern relevant [5, S. 213].

Signale können symmetrisch oder unsymmetrisch übertragen werden. Bei einer symmetrischen (engl. balanced) Verbindung liegt die Signalinformation zwischen zwei Anschlüssen an, welche beide unabhängig vom Vergleichs- bzw. 0-Volt-Potential der Schaltungen sind. Da das Gegentaktsignal ausgewertet wird, wird eine auf beide Leiter eingekoppelte Gleichtaktstörung am Leitungsende unterdrückt. Der Stromfluss durch beide Leitungen ist bis auf die gedrehte Stromrichtung identisch, ein Vertauschen beider Leiter ist möglich und führt zu einer Drehung der Signalphase. Über eine dritte Leitung kann ein Signalschirm, z.B. ein die beiden Signalleitungen umschließendes Drahtgeflecht, mitgeführt werden. Diese Signalführung wird bei sehr hochwertigen Verbindungen und bei langen zu überbrückenden Distanzen aufgrund der Unempfindlichkeit gegen eingestreute Störungen genutzt. Mechanisch werden häufig XLR-Steckverbindungen (eXternal, Live, Return) genutzt. Die Steckerbelegung ist in Tabelle 2.3 aufgeführt.

Im Bereich der Unterhaltungselektronik ist die unsymmetrische (engl. unbalanced) Verbindung weit verbreitet. Hierbei wird nur eine signalführende Leitung genutzt, der geschlossene Stromkreis wird über das 0-Volt-Potential hergestellt. Dieses dient zugleich als Abschirmung. Typische Steckverbindungen sind Klinkenstecker (meist in 3,5 mm Stiftbreite) und RCA-Verbinder (häufig auch Cinch genannt), siehe Tabelle 2.3.

Es existieren eine Reihe von Bezugspegeln, mit denen die typische Vollaussteuerung angegeben wird. Eine Auswahl ist in Tabelle 2.4 wiedergegeben. Häufig existiert eine Aussteuerungsreserve (engl. Headroom), sodass der Maximalpegel mehrere Dezibel höher liegt und durch die technischen Details eines Gerätes bestimmt ist.

Mikrofone besitzen einen deutlich niedrigeren, vom Mikrofontyp bestimmten Ausgangspegel und nutzen daher Vorverstärker [5, S. 216]. Analoge Elektretmikrofone benötigen je nach

<sup>9</sup>Ein Beispiel für Stromübertragung im Audiobereich ist Krell CAST. Außerhalb des Audiobereichs werden für analoge Sensordaten häufig 4-20 mA Stromschleifen verwendet, wodurch sich Kabelunterbrechungen leicht feststellen lassen.

Tabelle 2.3.: Typische Anschlussbelegungen analoger Audio-Steckverbinder

<b>symmetrische Verbindungen</b>			
XLR	Pin 1: Abschirmung	Pin 2: Signal (+)	Pin 3: Signal (-)
Klinke (3-polig, mono)	Schaft: Abschirmung	Ring: Signal (-)	Spitze: Signal (+)
<b>unsymmetrische Verbindungen</b>			
XLR	Pin 1: Abschirmung	Pin 2: Signal	Pin 3: Bezugspegel
Klinke (2-polig, mono)	Schaft: Abschirmung/Bezugspegel		Spitze: Signal
Klinke (3-polig, stereo)	Schaft: wie 2-polig	Ring: Signal rechts	Spitze: Signal links
RCA (Cinch)	Ring: Abschirmung/Bezugspegel		Seele: Signal

Tabelle 2.4.: Typische Referenz-Leitungspegel (0 dB) analoger Übertragungen

<b>Übertragungsart</b>	<b>Pegel</b>	<b>Spannung</b>
symmetrisch (ARD Studiopegel)	+6 dBu	1,55 V
symmetrisch (int. Studiopegel)	+4 dBu	1,23 V
unsymmetrisch (Unterhaltungselektronik)	-10 dBV ( $\hat{=}$ -7,79 dBu)	0,32 V
unsymmetrisch (hoher Pegel)	0 dBV bis 6 dBV	1 V bis 2 V

Modell und eingebautem Verstärker Versorgungsspannungen von wenigen Volt bis einigen Dutzend Volt. Ihr Anschluss erfolgt entweder dreipolig oder zweipolig, je nachdem, ob die Versorgungsspannung separat geführt oder auf die Signalleitung eingespeist wird.

## 2.3. Digitale Signalverarbeitung

Für die digitale Signalverarbeitung muss ein wert- und zeitkontinuierliches Signal in ein wert- und zeitdiskretes Signal gewandelt werden. Die Abtastrate (auch Samplerate genannt) bestimmt dabei, wie häufig das Signal pro Zeiteinheit abgetastet wird bzw. wie weit die Abtastzeitpunkte auseinander liegen. Dabei muss das Nyquist-Shannon-Abtasttheorem ( $f_{\text{Abtast}} > 2 \cdot f_{\text{max}}$ ) erfüllt werden, um die Signalinformation zu erhalten. Die Quantisierung der Signalamplitude liefert eine endliche Anzahl von Werten, welche mittels Codierung verschiedenen Datenwörtern zugewiesen werden. Im Ergebnis entsteht beispielsweise eine Folge von binär codierten Worten mit einer Wortbreite von 16 Bit (entsprechend  $2^{16} = 65536$  Quantisierungsstufen) und einer Abtastrate von 48 kHz (maximale Nutzfrequenz  $< 24$  kHz). Das digitale Datenwort mit dem maximalen (positiven oder negativen) Wert, der bei einer gegebenen Wortbreite auftreten kann, wird Full Scale Wert bezeichnet. Logarithmiert ergibt sich daraus 0 dBFS.

Die Umsetzung zwischen analogem und digitalem Signal führt aufgrund der endlichen Zahl von Amplitudenwerten zu einem Quantisierungsrauschen und aufgrund von Abweichungen der idealen Übertragungskennlinie der Umsetzer zu Verzerrungen im Signal.

### 2.3.1. Schnittstellen für digitales Audio

Für die Übertragung digitaler Audiodaten existieren eine Reihe unterschiedlichster Standards sowohl für die asynchrone Übertragung als auch für die Echtzeitübertragung. Von asynchroner Übertragung wird gesprochen, wenn die Kanalkapazität für eine Echtzeitübertragung eines gegebenen Datenstroms nicht ausreicht oder trotz ausreichender Kanalkapazität keine kontinuierliche Übertragung stattfindet. Dem steht die Echtzeit-Übertragung entgegen, die im weiteren Verlauf betrachtet werden soll [5, S. 218].

Für die Übertragung zwischen professionellen Audiogeräten kommt häufig AES3 (auch AES/EBU genannt) zum Einsatz. Es bietet die Möglichkeit zwei PCM<sup>10</sup>-kodierte Audiokanäle bis zu einer Abtastfrequenz von 96 kHz zu übertragen. Das Signal wird elektrisch symmetrisch übertragen, es kommen in der Regel XLR Stecker zum Einsatz. Verwendet wird der phasentolerante differentielle Manchester-Code (Biphase-Mark), sodass die Polung nicht relevant ist. Außerdem kann aus dem Datenstrom der Takt zurückgewonnen werden, eine separate Taktleitung ist nicht notwendig [5, S. 221ff.]. Im Bereich der Unterhaltungselektronik wird ein dem AES3 ähnliches Format mit der Bezeichnung S/PDIF verwendet. Das Signal wird unsymmetrisch über RCA-Verbinder oder optisch per Lichtwellenleiter, TosLink genannt, übertragen [5, S. 224]. Beide Varianten übertragen zusätzlich zu den eigentlichen Audiodaten weitere Steuer- und Statusinformationen im seriellen Datenstrom.

Sollen mehr als zwei Kanäle übertragen werden, kommen im professionellen Bereich andere Standards zum Einsatz, z.B. AES10 (MADI<sup>11</sup>). Hier werden im Zeitmultiplex-Verfahren bis zu 64 Kanäle mit einer Bitbreite von 24 Bit und einer maximalen Abtastfrequenz von 48 kHz übertragen.

Tabelle 2.5.: Typische Parameter digitaler Schnittstellen

Schnittstelle	Anschluss	elektrischer Pegel
AES3 (AES/EBU)	XLR	symmetrisch, $2 V_{pp}$ bis $7 V_{pp}$
S/PDIF	Cinch	unsymmetrisch, $500 mV_{pp}$
AES10 (MADI)	BNC	unsymmetrisch, $1 V_{pp}$

<sup>10</sup>Puls-Code-Modulation, Folge von Datenwörtern, die ein Signal beschreiben.

<sup>11</sup>Multichannel Audio Digital Interface

Digitale Mikrofone nutzen neben dem I<sup>2</sup>S Bus (siehe folgendes Kapitel) auch einen Datenstrom in Pulsdichtemodulation (PDM). Dabei wird ein analoges Signal in ein zeitdiskretes Signal aus logischen Einsen und Nullen umgesetzt, deren Taktrate um ein Vielfaches über der Nyquistfrequenz liegt. Die Dichte der jeweils gesendeten logischen Zustände ist dabei abhängig von der aktuell anliegenden Signalamplitude [28, S. 71ff.]. Zwei Mikrofone können dabei die selbe Datenleitung nutzen, indem sie jeweils ein Bit bei steigender bzw. fallender Taktflanke senden, abhängig von einem Auswahleingang, siehe Abbildung 2.4.

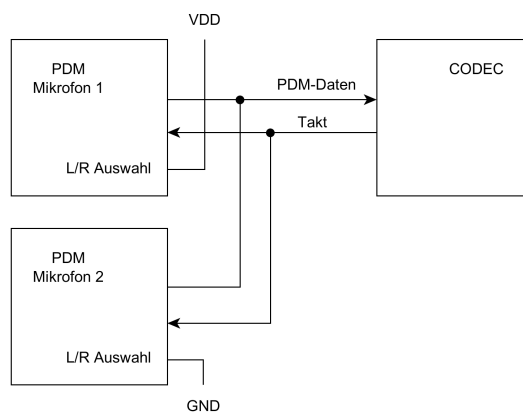


Abbildung 2.4.: Blockschaltbild PDM-Mikrofone

### 2.3.2. Inter-IC Sound (I<sup>2</sup>S)

Für die Übertragung innerhalb eines Audiogerätes existieren neben den im vorherigen Abschnitt erwähnten noch weitere Standards, welche auf die Einbettung von Zusatz- und Statusdaten in den Datenstrom verzichten und die Übertragung somit einfach halten. Hierzu zählt beispielsweise der Inter-IC Sound (I<sup>2</sup>S) Bus von Philips [13]. Dieser überträgt einen seriellen Datenstrom mit einem oder zwei Tonkanälen. Im engeren Sinn fehlen bus-typische Aspekte wie eine Adressierung und damit die Möglichkeit, mehrere ICs separat anzusprechen.

Der Bus besteht aus mindestens einem Sender-IC und einem Empfänger-IC sowie drei Verbindungen zwischen diesen. Die Verbindungen übertragen einen Bit-Takt<sup>12</sup>, einen Wort-Takt<sup>13</sup> und einen seriellen Nutzdatenstrom<sup>14</sup>. Die Bezeichnung Sender bezieht sich auf das

<sup>12</sup>Philips: serial clock, SCK, allgemein auch SCLK, BCK oder BCLK für bit clock

<sup>13</sup>Philips: word select, WS, allgemein auch LRCK oder LRCLK für left right clock

<sup>14</sup>Philips: serial data, SD, allgemein auch SDATA, SDIN, DIN, SDOUT, DOUT

IC, welches den seriellen Audiodatenstrom bereitstellt. Die beiden Taktleitungen können entweder vom Sender oder dem Empfänger versorgt werden, alternativ von einem dritten Baustein. Der die Taktinformation bereitstellende Baustein wird Master genannt, ein die Taktinformation empfangender Baustein Slave.

Der Datenstrom besteht aus Zahlen im Zweierkomplement. Das höchstwertige Bit wird zuerst übertragen (Abbildung 2.5). Die Position des MSB im Datenstrom wird vom Wort-Takt bestimmt. Es wird ein Bit-Takt nach der fallenden Flanke des Wort-Taktes gesendet (Kanal 1 bzw. links) bzw. ein Bit-Takt nach der steigenden Flanke des Wort-Taktes (Kanal 2 bzw. rechts). Der Sender legt ein neues Datum bei fallender Flanke des Bit-Taktes auf die Leitung, der Empfänger liest es bei steigender Flanke ein.

Pro Wort-Takt werden zwei Kanäle vollständig übertragen. Demnach wird der Wort-Takt mit der Abtastfrequenz betrieben. Typischerweise ist ein Kanal 16, 24 oder 32 Bit breit. Bei 32 Bit pro Kanal werden 64 Bit-Takte pro Wort-Takt übertragen, sodass der Bit-Takt um den Faktor 64 höher als die Abtastfrequenz liegt.

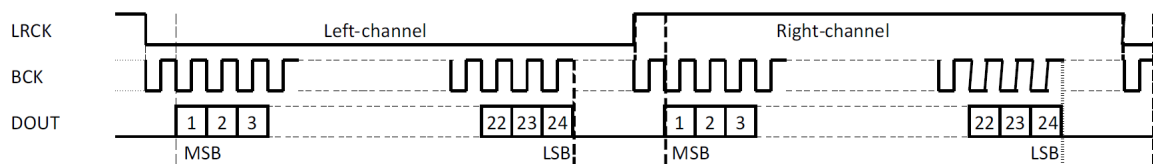


Abbildung 2.5.: I<sup>2</sup>S Format. Quelle: [22, Abbildung 44]

Neben der I<sup>2</sup>S-Spezifikation existieren weitere Varianten, die Daten innerhalb des Wort-Taktes auszurichten, beispielsweise das MSB direkt an der Wort-Takt-Flanke zu senden (left-justified) oder das LSB direkt an die Flanke zu legen (right-justified). In diesen Modi kann sowohl die Bedeutung des Wortpegels bezüglich des aktuellen Kanals als auch der Bit-Takt invertiert betrieben werden. Weiterhin ist es möglich, mittels Zeitmultiplexverfahren<sup>15</sup> (TDM) bis zu 16 Kanäle statt zwei wie bei I<sup>2</sup>S zu übertragen. Hierfür wird der Wort-Takt auf die Länge eines Bits verkürzt und die einzelnen Kanäle werden daran mittels Offsets ausgerichtet. So können auch mehrere Sender-ICs mittels Tristate-Ausgang zusammengeschaltet werden. Allerdings existiert für TDM kein einheitlicher Standard [1, S. 2].

### 2.3.3. Analog-Digital-Umsetzer

Die Umsetzung eines analogen in ein digitales Signal erfolgt mittels Analog-Digital-Umsetzern. Durch die Quantisierung entstehen Fehler, welche zum Quantisierungsrauschen

<sup>15</sup>Engl. Time Division Multiplex



führen. Für ein sinusförmiges Signal lässt sich das daraus resultierende Signal-Rausch-Verhältnis<sup>16</sup> mit folgender Formel bestimmen [28, S. 25]

$$SNR = 6,02 \cdot N + 1,76 \text{ dB} \quad (2.7)$$

Bei  $N = 16$  Bit ergibt sich aufgrund des Quantisierungsfehlers für ein sinusförmiges Nutzsignal ein SNR von 98 dB.

Bei der Umsetzung ist die Nyquist-Bedingung<sup>17</sup> einzuhalten. Wird sie verletzt, treten Alias-Effekte auf. Daher ist einem Analog-Digital-Umsetzer (AD-Umsetzer) ein analoger Tiefpass, Anti-Alias-Filter genannt, vorgeschaltet.

Um einerseits die Frequenzen bis nah an die halbe Abtastrate nutzen zu können, andererseits Frequenzen oberhalb dieser Grenze ausreichend zu dämpfen, ist ein Filter hoher Ordnung erforderlich, sodass der Übergangsbereich schmal bleibt. Eine Alternative bietet die Überabtastung des Signals um einen Faktor  $L$ , eine anschließende digitale Tiefpassfilterung und abschließend die Reduktion der Abtastrate um den gleichen Faktor  $L$ . Durch die Überabtastung liegt die erste Spiegelfrequenz um den Faktor  $L$  höher (ab  $L f_{\text{abtast}}/2$ ). Dadurch darf der analoge Tiefpass einen deutlich breiteren Übergangsbereich aufweisen und kann im einfachsten Fall aus einem RC-Tiefpass erster Ordnung bestehen. Mit dem digitalen Tiefpass können die Frequenzen oberhalb von  $f_{\text{abtast}}/2$  herausgefiltert und der Übergangsbereich ohne großen Aufwand schmal gehalten werden. [28, S. 69f.]

Ein weiterer Vorteil der Überabtastung besteht in der Reduktion der Quantisierungsrauschleistung im Nutzfrequenzbereich, da sich das Quantisierungsrauschen auf den um den Faktor  $L$  erweiterten Frequenzbereich verteilt (Abbildung 2.6). Eine zusätzliche Reduktion der Rauschleistung ist durch den Einsatz des Delta-Sigma Verfahrens möglich. Hierbei wird die Rauschleistung spektral geformt - bei niedrigen Frequenzen sinkt sie und steigt dafür bei höheren Frequenzen. Durch dieses Hochpassverhalten befindet sich ein Großteil der Rauschleistung außerhalb des Nutzfrequenzbereichs [28, S. 69f.].

Ein AD-Umsetzer nach dem Delta-Sigma Verfahren besteht aus einem Delta-Sigma Modulator, einem digitalen Tiefpass und einem Dezimator zur Reduzierung der Abtastrate. Ein Modulator erster Ordnung besteht aus einem Integrator, einem mit  $L f_{\text{abtast}}$  getakteten Entscheider und einem 1-Bit DA-Umsetzer. Modulatoren höherer Ordnung sind komplexer aufgebaut, bieten jedoch eine stärkere Rauschformung, wodurch sich das Signal-Rausch-Verhältnis weiter verbessert [28, S. 78f].

---

<sup>16</sup>Vgl. Abschnitt 2.4

<sup>17</sup>Vgl. Abschnitt 2.3

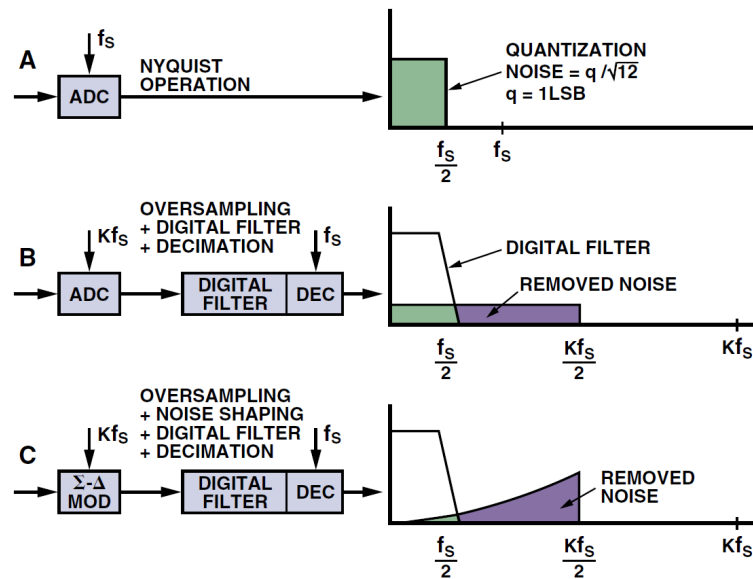


Abbildung 2.6.: Rauschspektrum eines AD-Umsetzer, A: konventioneller Betrieb, B: Verteilung der Rauschleistung über einen breiteren Bereich, C: zusätzlich Rauschformung durch Delta-Sigma Verfahren. Quelle: [7, Abbildung 6]

### 2.3.4. Digital-Analog-Umsetzer

Die Rekonstruktion eines analogen Signals aus einem digitalen Signal erfolgt mit einem Digital-Analog-Umsetzer (DA-Umsetzer). Da ein zeitdiskretes Signal ein periodisches Spektrum aufweist, müssen nach der Umsetzung die Spiegelspektren<sup>18</sup> entfernt werden, sodass nur der Frequenzbereich bis zur halben Abtastrate ( $f_a/2$ ) übrig bleibt. Hierfür wird ein analoges Tiefpassfilter, auch Rekonstruktionsfilter genannt, verwendet. Wie beim AD-Umsetzer ergibt sich auch hier das Problem der notwendigen hohen Flankensteilheit. Auch die Lösung ist identisch, die Abtastrate des digitalen Signals wird zunächst um  $L$  auf  $L \cdot f_a$  erhöht, die Frequenzen zwischen  $f_a/2$  und  $L \cdot f_a - f_a/2$  werden mittels eines digitalen Filters (Anti-Image-Filter) entfernt. Übrig bleiben die Spiegelspektren bei  $L \cdot f_a$  und Vielfachen davon. Hierdurch kann der Übergangsbereich des Rekonstruktionsfilters deutlich breiter ausfallen, es reicht ein einfacher RC-Tiefpass. [28, S. 69ff.]

<sup>18</sup>Engl. Images

## 2.4. Signalparameter

Für die messtechnische Beurteilung eines Systems stehen verschiedene Parameter zur Verfügung. Einige davon sollen an dieser Stelle erwähnt werden. Die Verwendung von Pegeln in logarithmischer Form wird in Kapitel 2.1 kurz erläutert. Durch das Logarithmieren können große Zahlenbereiche in kleinere, leichter greifbare Werte überführt werden, Multiplikationen gehen in Additionen über. Auch die grafische Darstellung großer Frequenzbereiche ist in logarithmischer Form mit weniger Platzbedarf möglich.

Eine grundlegende Eigenschaft stellt der Frequenzgang eines Systems dar. Er wird unterteilt in Amplitudengang und Phasengang. Beides zusammen wird im Bode-Diagramm dargestellt. Die Frequenzachse wird dabei logarithmisch aufgetragen, die Amplitude in dBr und die Phase in Grad. dBr ist ein Pegelmaß mit freier Bezugsgröße. Für den Amplitudengang wird als Bezug der Ausgangspegel bei 1 kHz (oder 997 Hz bei digitalen Systemen) gewählt. Hierdurch können absolute Pegelunterschiede zwischen verschiedenen Messungen und Kanälen unentdeckt bleiben. Es muss daher der jeweilige Bezugswert mit angegeben werden.

Das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR), auch Signal-Rauschabstand, englisch signal-to-noise ratio, beschreibt das Verhältnis einer Nutzsignalleistung zu einer Rauschleistung. Da das Rauschen von der Bandbreite abhängig ist, muss definiert werden, über welchen Frequenzbereich die Rauschleistung ermittelt wird. Logarithmiert ergibt sich

$$SNR = 10 \log(P_{\text{Nutz}}/P_{\text{Rausch}}) \text{ dB} \quad (2.8)$$

bzw. gemessen als Effektivwert der Spannungen

$$SNR = 20 \log(U_{\text{Nutz}}/U_{\text{Rausch}}) \text{ dB} \quad (2.9)$$

Es existieren mehrere Varianten, das SNR zu bestimmen. Eine einfache Möglichkeit sind zwei Einzelmessungen nacheinander. Erst wird das zu messende System mit dem Nutzsignal angeregt und dessen Spannung am Ausgang gemessen. Anschließend wird der Eingang (ggf. über einen Widerstand) kurzgeschlossen und die bandbegrenzte Ausgangsspannung gemessen. Das logarithmierte Verhältnis ist der gesuchte Messwert [16, S. 506ff.].

Total Harmonic Distortion (THD) ist eine Form der Klirrfaktormessung. Es werden von einem Signal selektiv die Oberwellen gemessen, aus deren quadratischer Summe die Wurzel gezogen und das Ergebnis auf den Effektivwert des Gesamtsignals bezogen. Das Ergebnis kann entweder als Prozentwert oder in Dezibel angegeben werden. Welche und wie viele Oberwellen berücksichtigt werden, muss mit angegeben werden [16, S. 517ff.].

Total Harmonic Distortion and Noise (THD+N) bzw. Gesamtklirrfaktor und Rauschen berücksichtigt nicht nur die Oberwellen, sondern auch das Rauschen. Ähnlich wie zuvor werden

von den Oberwellen die quadratischen Summen addiert, zusätzlich der quadratische Effektivwert des Rauschens addiert und aus dem Ergebnis die Wurzel gezogen. Dieser Wert wird auf den Gesamteffektivwert bezogen. Es gilt [16, S. 522ff.]:

$$THD + N = 20 \log \frac{\sqrt{U_{d2}^2 + U_{d3}^2 + \dots + U_{\text{Rausch}}^2}}{U_{\text{Gesamt}}} \text{ dB} \quad (2.10)$$

mit  $U_{dn}$  Spannung der n. Oberwelle,  $U_{\text{Rausch}}$  Rauschspannung und  $U_{\text{Gesamt}}$  Gesamteffektivwert.

## 2.5. I<sup>2</sup>C-Bus

Der Inter-Integrated Circuit (I<sup>2</sup>C) Bus ist ein serieller Datenbus mit einem einfachen Protokoll, der in den 1980er Jahren von Philips für die Kommunikation zwischen einzelnen integrierten Schaltungen (IC) innerhalb eines Gerätes entwickelt wurde und noch immer weit verbreitet ist. Das Protokoll wird in vielen weiteren Bussen verwendet, z.B. dem System Management Bus (SMBus) in aktueller PC-Hardware und beim Display Data channel (DDC) von VGA-, DVI- und HDMI-Anschluss.

Der Bus besteht aus mindestens einem Master und einem oder mehreren Slaves, welche über eine Taktleitung (SCL) und eine Datenleitung (SDA) miteinander verbunden sind. Die Taktleitung wird von dem Master-Baustein gesteuert, die Datenleitung kann von allen beteiligten ICs angesprochen werden. Beide Leitungen werden mittels Pull-Up-Widerständen auf Betriebsspannung gelegt und von Open-Collector-Ausgängen der ICs bedarfsweise auf Massepotential gezogen.

Es existieren verschiedene Übertragungs-Modi, die unterschiedliche maximale Übertragungsraten ermöglichen. Der ursprüngliche Standard-Mode bietet Datenraten bis 100 kBit/s, der nächst schnellere Fast-Mode bis 400 kBit/s. Für die Steuerung von AD- und DA-Umsetzern reichen diese Datenraten aus.

Für die Größe der Pull-Up-Widerstände gibt es eine obere und eine untere Schranke im I<sup>2</sup>C Standard [24, S. 2f.]. Der kleinstmögliche Widerstandswert (siehe Gleichung 2.11) orientiert sich an dem Strom, den ein Busteilnehmer im Low-Zustand treiben kann sowie an der Schwelle, ab der ein Low-Zustand von den Teilnehmern erkannt wird.  $V_{CC}$  bezeichnet die Betriebsspannung,  $V_{OL(max)} = 0,4 \text{ V}$  die maximale Spannung, die von den Busteilnehmern als logisch Null erkannt wird und  $I_{OL} = 3 \text{ mA}$  den Strom durch den Open-Collector-Ausgang bei logisch Null. Die beiden letztgenannten Werte sind durch den Standard bestimmt.

$$R_p(\text{min}) = \frac{V_{CC} - V_{OL(\text{max})}}{I_{OL}} \quad (2.11)$$

Der maximale Wert wird durch die vom Standard geforderte Anstiegszeit ( $t_r = 1.000$  ns bei Standard-Mode) und damit der Leitungskapazität bestimmt. Damit ergibt sich eine Ladekurve eines Kondensators. Weiteres Umformen führt zu der Formel 2.12.

$$R_p(\max) = \frac{t_r}{0,8473 \cdot C_b} \quad (2.12)$$

Das Ergebnis beider Gleichungen ist in der Grafik 2.7 dargestellt. Der Widerstandswert sollte so groß wie möglich gewählt werden, um die Verlustleistung während der Low-Phasen zu reduzieren. Andererseits soll er nicht zu groß gewählt werden, um den Bus bei gegebener Leitungskapazität noch sicher betreiben zu können.

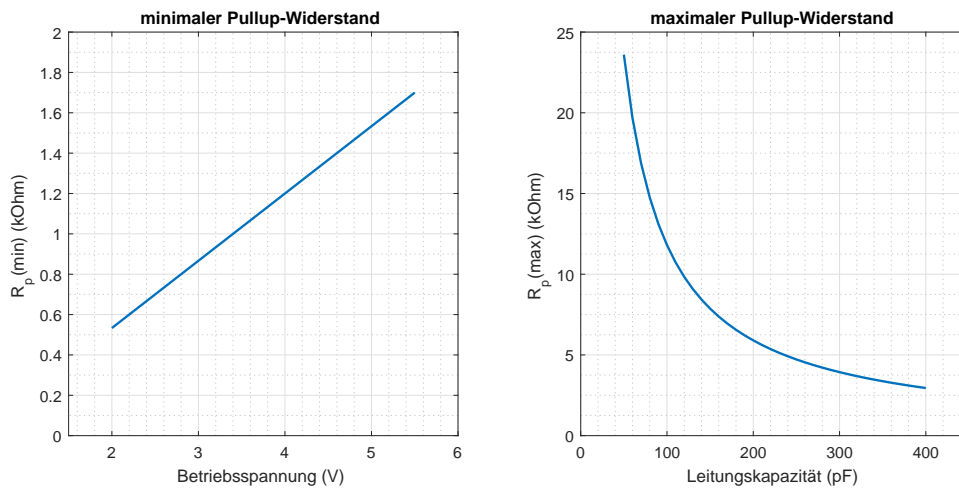


Abbildung 2.7.: I2C Pull-Up-Widerstände, untere und obere Schranke laut Spezifikation

## 2.6. Raspberry Pi

Unter der Bezeichnung Raspberry Pi sind mehrere Varianten eines Einplatinen-Computers auf dem Markt verfügbar. Die ursprüngliche Version wurde von der Raspberry Pi Foundation mit dem Ziel entwickelt, einen günstigen Kleinst-Computer für Bildungszwecke im Bereich Informatik zur Verfügung zu stellen, die erste Version war im Jahr 2012 verfügbar. Seit dem wurden leistungsstärkere Varianten und kleinere Formfaktoren, z.B. für den Einsatz in anderen Geräten entwickelt. Die aktuell leistungsfähigste Variante basiert auf einer ARM Cortex-A53 CPU mit 4 Kernen und einer Taktrate von 1,2 GHz und wird als Raspberry Pi 3 Model B bezeichnet. Die CPU besitzt einen Co-Prozessor für Gleitkomma-Berechnungen. Es gibt

drei verschiedene Formfaktoren, der erwähnte Raspberry Pi 3 weist ein Format von 85 mm mal 56 mm auf (Standard-Formfaktor). Eine ähnliche Variante ist als Compute Module 3 in der Größe eines SODIMM-Speichermoduls verfügbar. Im weiteren Verlauf wird, wenn nicht anders erwähnt, der Raspberry Pi 3 Modell B beschrieben.

Die Raspberry Pi Computer stellen diverse Schnittstellen zur Verfügung, viele davon sind über eine Stiftleiste mit 2x20 Stiften zugänglich. Hier sind unter anderem folgende Schnittstellen verfügbar: 2x I<sup>2</sup>C, 1x I<sup>2</sup>S und mehrere frei programmierbare General-Purpose Input/Output (GPIO) Pins. Außerdem liegen hier die Betriebsspannungen 5 V und 3,3 V an. Die Schnittstellen und GPIOs der Stiftleiste arbeiten mit 3,3 V und sind nicht 5 V-tolerant. Über weitere Schnittstellen kann eine Kamera (CSI) und ein Display (DSI) angeschlossen werden. Außerdem existieren übliche Computer-Schnittstellen wie ein vierfach USB-Hub, ein 100 MBit/s Ethernet-Anschluss sowie ein HDMI- und ein einfacher analoger Audioausgang.

Für den Raspberry Pi existieren viele Erweiterungsplatinen für verschiedenste Anwendungen. Platinen für den Standard-Formfaktor nutzen im Regelfall die GPIO Stiftleiste und werden oberhalb der Raspberry Pi Platine montiert. Im Juli 2014 hat die Stiftung eine Spezifikation für solche Erweiterungsplatinen veröffentlicht. Platinen, die sich an diese Spezifikation [4] halten, werden als HAT (Hardware Attached on Top) bezeichnet. Sie müssen eine vorgegebene mechanische Form aufweisen sowie über ein EEPROM verfügen, mittels dem sie per I<sup>2</sup>C Bus identifizierbar sind.

Der Rechner bootet von einer Mikro-SD Karte. Es existieren diverse Linux-Distributionen sowie eine spezielle Version von Microsoft Windows 10 für den Raspberry Pi, die Raspberry Pi Foundation unterstützt speziell die Distribution Raspbian<sup>19</sup>. Zudem existieren Ansätze, den Rechner ohne Betriebssystem in Assembler oder C zu nutzen<sup>20</sup>.

Als Spannungsversorgung kommt ein Mikro-USB Anschluss (5 V) zum Einsatz, dem eine selbstrückstellende Sicherung vom Typ MF-MSMF250/X und eine Verpolschutz-Diode nachgeschaltet sind. Der Haltestrom<sup>21</sup> der Sicherung beträgt 2,5 A. Alternativ können die benötigten 5 V über die GPIO Schnittstelle eingespeist werden, hier sind keine Schutzmaßnahmen vorhanden. Die Leistungsaufnahme liegt typischerweise bei 2 W bis 3 W, die maximale Stromaufnahme beträgt 1,34 A. Um weitere Geräte, die beispielsweise über den USB Hub angeschlossen sind, sicher versorgen zu können, wird ein Netzteil mit 2,5 A Ausgangsstrom empfohlen.<sup>22</sup>

---

<sup>19</sup>URL: <https://www.raspberrypi.org/downloads/>, Tag des letzten Abrufs 24.2.2017

<sup>20</sup>URL: <http://www.valvers.com/open-software/raspberry-pi/step01-bare-metal-programming-in-cpt1>, Tag des letzten Abrufs: 15.2.2017

<sup>21</sup>Strom, bei dem bei gegebener Umweltbedingung keine Auslösung stattfindet

<sup>22</sup>Vgl. URL: <https://www.raspberrypi.org/help/faqs/#power>, Tag des letzten Abrufs: 27.2.2017

GPIO Pins können unter Raspbian entweder mittels eines direkten Zugriffs auf entsprechende Konfigurationsregister durch ein Programm angesprochen werden, oder per Shell über den Pfad `/sys/`, wo der Linux Kernel Schnittstellen für die Steuerung von einzelnen Komponenten zur Verfügung stellt. Ein GPIO Pin kann beispielsweise zwischen Ein- und Ausgang umgestellt werden und anschließend als Ausgang auf High- oder auf Low-Pegel eingestellt werden. Für diese Umschaltung wird zunächst der gewünschte GPIO Pin exportiert, wodurch seine Einstellungen über das Dateisystem erreichbar werden. Anschließend muss der Pin von Eingang auf Ausgang umgestellt werden. Danach kann durch Schreiben einer 1 oder einer 0 der Pin auf high oder low gesetzt werden. Die notwendigen Schritte auf der Kommandozeile sind im folgenden dargestellt.

```
echo "5" > /sys/class/gpio/export
echo "out" > /sys/class/gpio/gpio5/direction
echo "1" > /sys/class/gpio/gpio5/value
echo "0" > /sys/class/gpio/gpio5/value
```

Auch der Zugriff auf den I<sup>2</sup>C Bus kann wahlweise per Programm oder per Shell erfolgen. Für die Shell stellt das Paket `i2c-tools` Werkzeuge wie `i2cget` und `i2cset` bereit.

## 2.7. Schaltpläne und Leiterplatten

Die Realisierung einer Platine (auch gedruckte Schaltung oder Leiterplatte) setzt sich aus den folgenden Schritten zusammen: Konzeptentwurf, Anfertigen eines Stromlaufplans (auch Schaltplan genannt), Leiterbildentwurf, Produktion der Platine sowie dem Bestücken und anschließender Inbetriebnahme samt ausführlicher Tests. Für diese Schritte gibt es eine Vielzahl von Vorschriften, Standards und Empfehlungen.

Nach einer Konzeptphase muss zunächst ein Schaltplan erstellt werden. Dieser soll eine Schaltung mit allen Schaltungselementen und Verbindungen vollständig darstellen. Er „dokumentiert die Schaltung funktional und ist der Ausgangspunkt für den Leiterplattenentwurf“ [27, S. 27]. In verschiedenen Normen werden Teilaspekte geregelt. Beispielsweise werden in DIN EN ISO 7200 Schriftfeldvarianten beschrieben, die auch auf den Schaltplan Anwendung finden. DIN EN 60617 legt Schaltzeichen (z.B. für Bauteile wie Widerstände und Kondensatoren) fest, die im Schaltplan angewendet werden sollen. Zudem wird in der DIN EN 81346 ein System zur Referenzkennzeichnung der einzelnen Bauteile beschrieben. Diese Kennzeichnung richtet sich nicht nach der Art des Bauteils, sondern nach seiner Funktion. Ein Auszug der Kennbuchstaben und ihrer Bedeutung ist in Tabelle 2.6 dargestellt.

Aus dem Schaltplan wird eine Netzliste erstellt, welche als Grundlage für das Layout der Leiterplatte dient. Diese Netzliste enthält zudem die Zuordnung der physikalischen Bauteilinformationen (Footprints) zu den Schaltplansymbolen.

Tabelle 2.6.: Kennbuchstaben von Objektklassen in Anlehnung an DIN EN 81346-2, Auszug

<b>Kennbuchstabe</b>	<b>vorgesehener Zweck/Aufgabe</b>	<b>Beispiele für Aufgaben</b>	<b>Beispiele für elektrische Komponenten</b>
C	Speichern von Energie oder Information	Aufzeichnen, Speichern	Kondensator, Informationsspeicher
F	Direkter (selbsttätiger) Schutz eines Energieflusses vor gefährlichen Zuständen	Schützen, Verhindern, Sichern	Feinsicherung
G	Erzeugen von Signalen, die als Referenzquelle verwendet werden	Erzeugen	(Signal-) Generator
K	Verarbeitung von Signalen oder Informationen	Schließen Regeln Verzögern Öffnen Schalten	Analogbaustein, Binärbaustein, Transistor
P	Darstellung von Informationen	Anzeigen, Informieren	LED, Signallampe
R	Begrenzung oder Stabilisierung eines Flusses von Energie oder Information	Dämpfen, Beschränken, Stabilisieren	Diode, Drosselspule, Widerstand
S	Umwandeln einer manuellen Betätigung in ein zur Weiterverarbeitung bestimmtes Signal	Beeinflussen, Wählen	Wahlschalter, Steuerschalter
T	Umwandelung eines Signals unter Beibehaltung des Informationsgehaltes	Modulieren, Transformieren	AC/DC-Umsetzer
X	Verbinden von Objekten	Verbinden, Koppeln	Stecker, Verbinder

Für das Layout sind unterschiedliche Aspekte zu beachten. Beispielsweise muss der maximale Widerstand einer Leiterbahn berücksichtigt werden, damit bei gegebenem Stromfluss ein festzulegender Spannungsabfall nicht überschritten wird. Außerdem spielt die Erwärmung der Leiterbahn eine Rolle. Weiterhin muss der minimale Leiterbahnabstand festgelegt werden, damit keine Überschläge auftreten. Der Abstand spielt zudem eine Rolle bei der Beeinflussung unterschiedlicher Signale auf benachbarten Leiterbahnen [17, S. 39]. Auf diese und viele weitere Überlegungen geht der IPC-Standard 2221 ein [6]. Ebenfalls wichtig ist die Länge von Leitungen mit hochfrequenten Signalen, beispielsweise steiflankigen Taktsignalen. Wird eine kritische Länge überschritten, wirken sich Reflexionen am Leitungsende bzw. an Stellen mit sich ändernder Leitungsimpedanz auf die Signalintegrität aus. Die kritische



Länge beträgt

$$l_{\text{krit}} \approx 5 \text{ cm} \cdot t_r / \text{ns} \quad (2.13)$$

mit  $t_r$  = Anstiegsdauer der Impulse in Nanosekunden [26, S. 2-5]. Wird sie erreicht oder überschritten, müssen impedanzkontrollierte Leiterbahnen verwendet und eine Terminierung vorgesehen werden [26, S. 3-1ff.]. Für Taktleitungen mit einem Tastgrad von 50 % bietet sich die Wechselspannungsterminierung an, bei Datenleitungen kann eine Serienterminierung genutzt werden [3].

Außerdem sind von den Leiterplattenherstellern weitere Design-Regeln verfügbar, die insbesondere die mechanischen Fertigungsgrenzen und Toleranzen betreffen.

## 2.8. Verwendete Software

Für die Erstellung der Hardware werden verschiedene Softwarepakete verwendet, welche im Folgenden kurz vorgestellt werden sollen.

### KiCad

KiCad ist ein Tool zur Entwurfsautomatisierung elektronischer Systeme (Electronic Design Automation, EDA). Es läuft auf verschiedenen Plattformen wie Microsoft Windows und Linux und ist unter der GPL Lizenz veröffentlicht. Die erste Version stammt von dem Wissenschaftler Jean-Pierre Charras, aktuell ist das Projekt auf der Webseite Launchpad.net gehostet. Unterstützt wird es von der Universität Grenoble und dem CERN.<sup>23</sup>

Es besteht aus mehreren Komponenten, insbesondere dem Schaltplan-Editor EESchema, dem Tool CVpcb zum Zuordnen von Footprints zu den Schaltplansymbolen sowie dem Layout-Editor PCBnew zum Erstellen der Leiterplatten. Das fertige Layout wird in das Gerber-Format [27, S. 128ff.] exportiert und kann so von einem Hersteller für Leiterplatten weiterverarbeitet werden. PCBnew bietet auch die Möglichkeit, die Platine inklusive der bestückten Bauteile als 3D-Modell darzustellen und bei Bedarf für eine weitere Verwendung zu exportieren. Weitere Komponenten sind ein Editor für Schaltplansymbole, ein weiterer Editor für Bauteil-Footprints sowie Hilfsprogramme wie Gerbview zum Betrachten fertiger Layouts und PCB Calculator. Dieses Tool stellt hilfreiche Informationen unter anderem zur Dimensionierung von Leiterbahnbreiten und Abständen bereit.

<sup>23</sup>Vgl. URL: <http://kicad-pcb.org/about/kicad>, Tag des letzten Abrufs: 24.2.2017

## FreeCAD

KiCad liefert für viele Bauteile fertige 3D-Modelle mit. Außerdem bieten Bauteil-Hersteller solche Modelle im Internet zur Verwendung an. Jedoch sind nicht für alle Bauteile Modelle verfügbar. Diese können mit Hilfe eines CAD-Programms<sup>24</sup> selbst erstellt werden. Eine mögliche Software hierfür ist FreeCAD. Es ist unter der LGPLv2+ im Quelltext und für verschiedene Plattformen verfügbar.

Es besteht eine Inkompatibilität mit KiCAD, sodass die 3D-Modelle nicht direkt in KiCAD genutzt werden können. Hierfür wird das Tool Wings 3D in einem Zwischenschritt als Vermittler genutzt.

## Wings 3D

Wings 3D ist eine Software zum Erstellen von 3D-Modellen, steht unter der BSD-Lizenz und ist für verschiedene Plattformen verfügbar. Sie kann STL Mesh Dateien von FreeCAD öffnen, Oberflächen der darin gespeicherten 3D-Modelle bei Bedarf mit Farben versehen und die Modelle in dem Format WRL abspeichern. Dieses Format nutzt PCBnew zur Darstellung des 3-D-Platinen-Modells.

## GC-Prevue

Bevor das fertige Leiterplatten-Layout im Gerber-Format an einen Leiterplatten-Hersteller weitergegeben wird, ist eine abschließende Kontrolle sinnvoll. Hierzu kann GC-Prevue genutzt werden. In einer kostenlosen Basisversion ist es möglich, Gerber-Dateien zu importieren und darzustellen. Hier kann beispielsweise geprüft werden, ob beim Export aus KiCAD die richtigen Einstellungen für die Positionierung der einzelnen Layout-Lagen gewählt wurden.

---

<sup>24</sup>Engl.: computer-aided design

## 3. Anforderungen

Die Anforderungen an die zu entwickelnde Lösung lassen sich aufteilen in Anforderungen an die Audioperformance, an die Rechenleistung sowie die Hardware allgemein.

Der Punkt Audioperformance beschreibt die Leistungsfähigkeit des fertigen Systems bezogen auf audioteknische Signalparameter. Hierzu zählen die unterstützten Abtastraten, die Auflösung des digitalen Schaltungsteils bzw. das Signal-zu-Rausch-Verhältnis und Spezifikation der analogen Schnittstellen. Die Schaltung soll einen Stereo-Eingang und einen Stereo-Ausgang bieten. Um eine einfache Kopplung mit Audiohardware aus dem Bereich der Unterhaltungselektronik zu ermöglichen, sind die Audioschnittstellen unsymmetrisch auszuführen. Die nutzbaren Pegel am Ein- und Ausgang werden auf 0 dBV ( $1 V_{\text{eff}}$ ) festgelegt. Das SNR soll 100 dB erreichen, die Wortbreite des digitalen Signals bei 24 Bit liegen und die unterstützten Abtastraten 44,1 kHz und 48 kHz betragen (optional höher). Der SNR Wert soll nach AES17<sup>1</sup> bewertet werden.

Die zu entwickelnde Schaltung stellt nur die analogen Schnittstellen bereit und sorgt für die Anbindung an die vorhandene Computer-Hardware. Diese Hardware soll ein Raspberry Pi 3 Model B sein. Er bietet keinen DSP-Kern, jedoch einen Gleitkomma-Coprozessor. Für das ältere und langsamere erste Modell wurde eine Rechenleistung von ca. 40 MFLOPS (floating point operations per second) gemessen<sup>2</sup>, für den Raspberry Pi 3 von 192 MFLOPS und 2441 MIPS (instructions per second)<sup>3</sup>. Mit diesem Modell lassen sich FIR Filter mit mehreren hundert Koeffizienten bei 48 kHz Abtastrate realisieren. Der Raspberry Pi stellt, wie in Kapitel 2.6 beschrieben, eine I<sup>2</sup>S Schnittstelle bereit, welche genutzt werden soll.

Die allgemeinen Hardwareparameter betreffen die Spannungsversorgung, die Spezifikation der physikalischen Maße und die Bereitstellung eines Gehäuses. Die Schaltung soll als Aufsteckplatine für den Raspberry Pi konzipiert werden. Hierfür existiert eine Spezifikation der Raspberry Pi Foundation. Der zugehörigen Schnittstellenbeschreibung kann entnommen werden, dass der Raspberry Pi hierüber 5 V und mit eingeschränkter Strombelastbarkeit auch 3,3 V zur Verfügung stellen kann. Alternativ kann der Raspberry Pi auch über den selben 5 V-Anschluss selbst mit Betriebsspannung versorgt werden. Der fertige Aufbau soll

---

<sup>1</sup>Vgl. Abbildung 2.2, Seite 11

<sup>2</sup>Vgl. URL: [http://elinux.org/RPi\\_Performance](http://elinux.org/RPi_Performance), Tag des letzten Abrufs: 20.2.2017

<sup>3</sup>Vgl. URL: <http://hackaday.com/2016/03/01/pi-3-benchmarks-the-marketing-hype-is-true>, Tag des letzten Abrufs: 20.2.2017

insgesamt nur einen externen Stromanschluss benötigen. Der Platinenaufbau soll möglichst einfach gehalten werden, es wird ein doppelseitiges Layout mit einseitiger Bestückung angestrebt.

Die Spezifikation beschreibt außerdem die mechanischen Maße einer Aufsteckplatine, so dass bei Befolgung dieser Forderungen auf dem Markt verfügbare fertige Gehäuse verwendet werden können. Diese müssen einzig um die Öffnungen für die Audioschnittstellen ergänzt werden.

Optional sollen die I<sup>2</sup>S Schnittstelle und sonstige Schnittstellen der Aufsteckplatine für mögliche Erweiterungen zugänglich sein.

# 4. Design

## 4.1. Verfügbare Lösungen

Eine vorhandene Lösung, die die Anforderungen vollständig umsetzt, ist nicht bekannt. Werden Teilaspekte ausgeklammert, sind verschiedene Lösungen am Markt verfügbar. Diese sind im Folgenden kurz beschrieben und in Tabelle 4.1 zusammengefasst. Sie basieren auf Aussagen in [20].

Tabelle 4.1.: Verfügbare Soundkarten für Raspberry Pi. Quelle: [20]

Modell	Raspberry Pi Onboard	diverse	diverse	HifiBerry DAC+
Chipsatz	BCM2835	CM109	PCM2704	PCM5122
Anschluss	onboard	USB	USB	I <sup>2</sup> S
Eingang / Ausgang	nein / ja	ja / ja	nein / ja	nein / ja
max. Auflösung [Bit] / max. Abtastrate [kHz]	16 / 48	16 / 48	16 / 48	24 / 192
SNR Ausgang [dBA] <sup>1</sup>	65,7	76,2	87,6	116,3
Preis [EUR]	—	5	20	36

Der Raspberry Pi bietet selbst eine analoge Audioschnittstelle zur Tonausgabe, einen Eingang stellt er jedoch nicht zur Verfügung. Die Ausgabe basiert auf einer Pulsweitenmodulation (PWM). Dieses Signal wird über ein RC-Tiefpass geführt und der so erzeugte Mittelwert ausgegeben. Der vorhandene Ausgang ist insbesondere bei älteren Versionen schlecht<sup>2</sup>, da der zur Ausgabe verwendete GPIO Pin direkt von der stark verrauschten allgemeinen Betriebsspannung versorgt wird. In neueren Versionen (Modelle A+, B+ 2B und 3B) ist ein

<sup>1</sup>Der SNR-Wert ist A-bewertet. Dies kann im Vergleich zur Bewertung nach ITU-R 468 zu teils deutlich abweichenden Messwerten führen.

<sup>2</sup>In der Tabelle 4.1 wird das erste Modell beschrieben

separat versorgter Puffer zwischengeschaltet und die Ausgabe damit etwas verbessert. Außerdem existieren Änderungen an der Software, sodass unter gesteigerter Rechenlast per Überabtastung Werte knapp über 90 dB erreicht werden.<sup>3</sup>

Eine weitere Lösung besteht in der Verwendung von USB-Soundkarten. Diese bieten in sehr günstigen Ausführungen ab 5 Euro einen Signal-Rauschabstand um 75 dB sowie einen Stereo-Eingang. Für Preise ab 20 Euro sind USB-Soundkarten mit besseren Digital-Analog-Umsetzern verfügbar, hier sind SNR Werte bis knapp unterhalb von 90 dB erreichbar.

Ein Nachteil einer USB-Lösung ist in der internen Anbindung der Netzwerkschnittstelle zu finden. Der Netzwerk-Chip ist über den selben USB-Bus angebinden wie die extern zugänglichen USB-Schnittstellen. Je nach Nutzungsszenario ist an den USB-Bus zusätzlich ein Massenspeicher angeschlossen. Hiermit kann der Bus stark ausgelastet werden. Auch wenn für die Audio-Übertragung im Allgemeinen isochrone Übertragungen mit garantierter Übertragungsbandbreite verwendet werden<sup>4</sup>, treten in der Praxis laut [20] dennoch immer wieder kurze Aussetzer auf.

Ein weiterer Nachteil bei der USB Anbindung besteht in der Taktversorgung der Umsetzer-ICs. Erfolgt diese über den USB-Bus (12 MHz), existiert kein ganzzahliges Teilverhältnis für die Abtastrate von 44,1 kHz, sodass eine komplexere Takterzeugung notwendig wird.

Die I<sup>2</sup>S Schnittstelle des Raspberry Pi ist ohne Umweg über den USB-Bus angebinden. Hierfür gibt es mehrere Aufsteckplatinen, die einen hochwertigen Audioausgang bieten. Hierzu zählen beispielsweise die verschiedenen Modelle der HiFiBerry-Serie, z.B. der HiFiBerry DAC+. Der Signal-Rauschabstand liegt hier bei über 116 dB. Einen analogen Audioeingang bieten diese Modelle jedoch nicht. Eine ursprünglich von Wolfson Audio entwickelte Soundkarte für die I<sup>2</sup>S Schnittstelle und seit der Übernahme der Firma Cirrus Logic Audio Card genannt, stellt einen solchen Eingang zu Verfügung. Auf dieser Platine kommt der Audio-Codec WM5102 zum Einsatz. Laut Datenblatt des Codecs wird bei den analogen Eingängen im unsymmetrischen Betriebsmodus ein A-gewichteter Signal-Rauschabstand von maximal 94 dB erreicht, 0 dBFS entspricht dabei 0,5 V<sub>RMS</sub>. Die analogen Ausgänge erreichen bei 0 dBFS (1 V<sub>RMS</sub>) ein SNR bis zu 110 dB, ebenfalls A-gewichtet. Diese Werte kommen den gestellten Anforderungen nahe, erreichen sie jedoch nicht vollständig. Zudem ist die Soundkarte zeitweise nicht lieferbar.<sup>5</sup>

---

<sup>3</sup>Vgl. URL: <https://www.raspberrypi.org/forums/viewtopic.php?f=29&t=136445>, Beitrag vom 18.2.2016, Teilnehmer jdb, Tag des letzten Abrufs: 20.2.2017

<sup>4</sup>Vgl. URL: <http://www.beyondlogic.org/usbnutshell/usb4.shtml#Isochronous>, Tag des letzten Abrufs: 20.2.2017

<sup>5</sup>Datum der letzten Prüfung: 25.2.2017

## 4.2. Eigene Lösung

Für die im vorherigen Kapitel 3 dargestellten Anforderungen wird keine fertige Lösung gefunden und daher eine eigene Schaltung entworfen. Bei einem ersten Entwurf wird ein Zielkonflikt zwischen vorhandener Platinenfläche, erreichbare Audioqualität und dem Preis für die Komponenten erkennbar, sodass anschließend ein zweiter Entwurf erstellt wird.

### Erster Entwurf

Der erste Entwurf sieht eine Platine mit den Maßen 65 mm mal 56 mm entsprechend der Spezifikation für Raspberry Pi Aufsteckplatinen vor. Hierauf sollen ein Analog-Digital-Umsetzer und ein Digital-Analog-Umsetzer<sup>6</sup>, zwei Taktquellen für 44,1 kHz (und Vielfache) sowie 48 kHz (und Vielfache) und eine Spannungsversorgung Platz finden.

Für die Auswahl der Umsetzer wird eine Recherche bei verschiedenen Hardware-Herstellern durchgeführt und jeweils ein AD- und ein DA-Umsetzer ausgesucht. Die Parameter einiger Bausteine sind in Tabelle 4.2 (Seite 40) dargestellt. Hierbei werden primär der Signal-Rauschabstand, die benötigte Versorgungsspannung, die Verfügbarkeit der Komponenten sowie deren Preis berücksichtigt. Da die Schaltung anschließend per Hand bestückt werden soll, sind zu verlötende Anschlüsse unterhalb eines Gehäuses zu vermeiden (innere Massefläche).

Aus dieser Auflistung wird der AD-Umsetzer PCM4202 und der DA-Umsetzer PCM1796 ausgesucht. Es sind jeweils nicht die Modelle mit den besten Leistungswerten, dennoch liegen ihre technischen Spezifikationen über denen, die im vorherigen Kapitel 3 genannt werden. Der Preis hingegen liegt erkennbar unterhalb der Spitzenmodelle. Ein erster Entwurf eines Blockschaltbildes ist in Abbildung 4.1 (Seite 36) dargestellt.

Für alle Umsetzer in dieser Leistungsklasse ist eine umfangreiche externe Beschaltung in Form von Eingangspuffern und Anti-Alias-Filtern bei den AD-Umsetzern und Strom/Spannungswandlern bei den DA-Umsetzern vorgesehen. Durch diese zusätzlichen externen Komponenten erhöht sich die Bauteilanzahl und damit die nötige Platinenfläche deutlich. Für den AD-Umsetzer werden pro Kanal zwei Operationsverstärker (ein voll differentieller Eingangspuffer, z.B. OPA1632 und ein Puffer für die Bias-Spannung, z.B. OPA227) benötigt. Für den DA-Umsetzer kommen pro Kanal drei Operationsverstärker (z.B. NE5534) hinzu, davon zwei für die Strom/Spannungswandlung und einer für die Wandlung auf einen unsymmetrischen Ausgang. Gleichzeitig werden diese Schaltungen als aktive Tiefpassfilter verwendet.

---

<sup>6</sup>Alternativ kann ein kombinierter AD-/DA-Umsetzer, als Codec gekennzeichnet, zum Einsatz kommen.

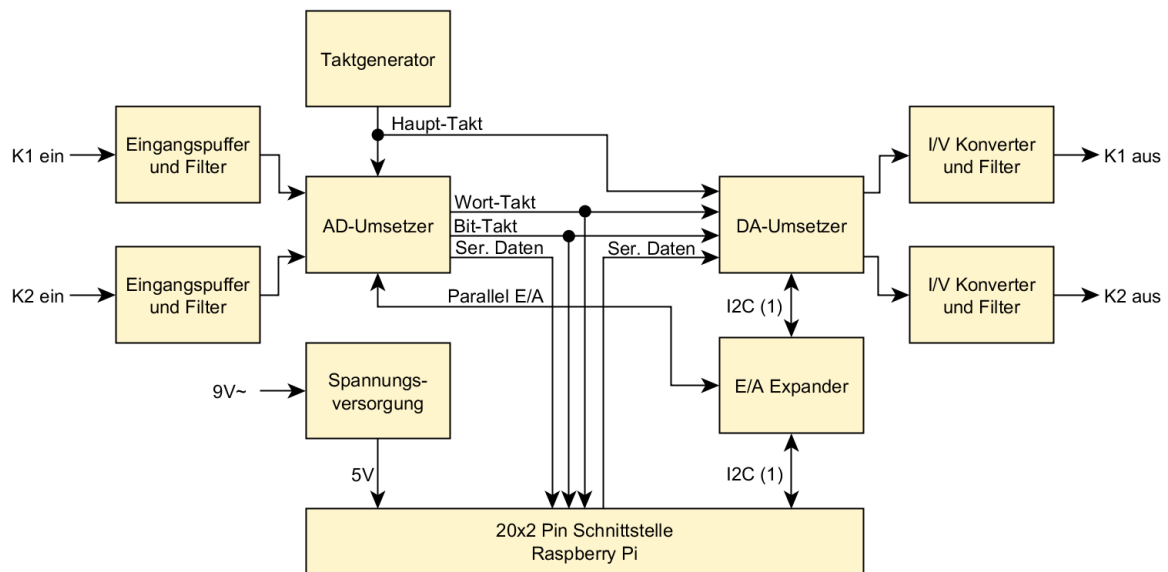


Abbildung 4.1.: Erster Entwurf Blockschaltbild HiFi-HAT, nicht realisiert

Die Operationsverstärker benötigen zudem eine negative Versorgungsspannung für den symmetrischen Betrieb. Die Höhe der positiven und negativen Spannung richtet sich nach den nötigen Ausgangsspannungen der Operationsverstärker. Hier ist die Strom/Spannungswandlung kritisch. Der gewählte DA-Umsetzer liefert laut Datenblatt einen maximalen Strom von 7,8 mA. Für die Beispielschaltung im Datenblatt folgt daraus eine maximale Ausgangsspannung nach der Strom/Spannungswandlung von 5,85 V. Da die NE5534 keine Rail-to-Rail Typen sind, wird laut Datenblatt eine um ca. 3 Volt höhere Versorgungsspannung benötigt. Um die Forderung nach einer einzelnen Spannungsversorgung für Raspberry Pi und Aufsteckplatine zu erfüllen, muss demnach die Spannungsversorgung über die Aufsteckplatine erfolgen. Dies hat einen zusätzlichen Platzbedarf zur Folge.

Ein erster Überblick über den benötigten Platzbedarf ergibt, dass der verfügbare Platz auf der Aufsteckplatine unter den Bedingungen einer möglichst einseitigen Bestückung und eines zweilagigen Layouts sehr wahrscheinlich nicht reichen wird. Ein Eindruck ist in Abbildung 4.2 (Seite 37) wiedergegeben.

## Umgesetzter Entwurf

Aufgrund der gewonnenen Erkenntnisse wird die Anforderung an die Audioperformance reduziert, wodurch höher integrierte Bauteile eingesetzt werden können. Aus der Tabelle 4.2 werden die Umsetzer PCM1863 (AD-Umsetzer) und PCM5142A (DA-Umsetzer) ausgewählt.



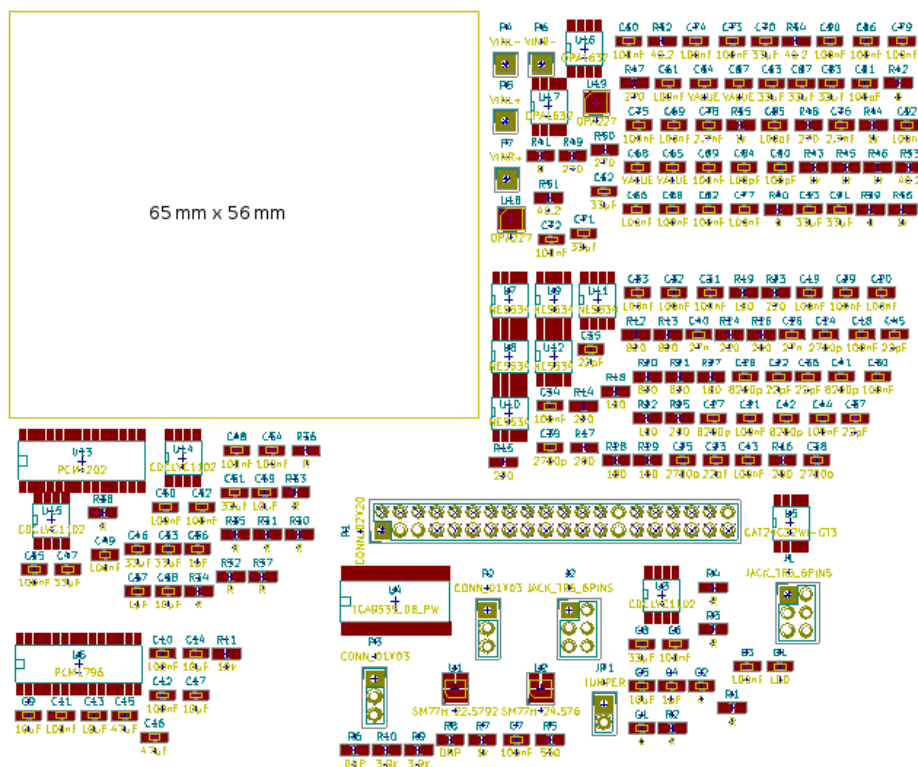


Abbildung 4.2.: Erster Entwurf, Platinenmaße und Bauteile. Oben links die Platine mit 65 mm mal 56 mm, daneben die zu platzierenden Bauteile

Der DA-Umsetzer bietet einen asymmetrischen Stereo Ausgang mit einem Leistungsverstärker für 2,1 V bei einem SNR von maximal 112 dB. Der AD-Umsetzer bietet vier unsymmetrische Stereo Eingänge für einen Pegel von 2,1 V und erreicht ein SNR von 106 dB. Bei symmetrischem Betrieb steigt der Signal-Rauschabstand um 6 dB aufgrund der doppelt so großen nutzbaren Signalamplitude.

Der AD-Umsetzer wird in leicht abweichender Konfiguration und zwei weiteren Bezeichnungen angeboten. Zum einen existiert ein Modell (PCM1861), das nur per GPIO steuerbar ist und aufgrund der begrenzten Anzahl von Anschlusspins nur einige einfache Steuermöglichkeiten bietet. Der PCM1863 hingegen lässt sich per I<sup>2</sup>C ansprechen.

Das Modell PCM1865 bietet mit vier eingebauten Umsetzern zwei mehr als der PCM1863. Die Umsetzer bieten neben dem I<sup>2</sup>S Standard auch TDM Verfahren an. TDM unterstützt der Raspberry Pi jedoch nicht nativ, sodass nur der I<sup>2</sup>S Standard verwendet werden soll. Da dieser nur zwei Audio-Kanäle unterstützt (vgl. Kapitel 2.3.2), ist die Anzahl von zwei AD-Umsetzern und damit der PCM1863 ausreichend. Dies reduziert zudem den Preis für das

Umsetzer-IC. Bei Bedarf kann der PCM1863 gegen den PCM1865 mit vier AD-Umsetzern getauscht werden, da beide Pin-kompatibel sind.

Durch den Einsatz von PCM1863 und PCM5142 wird deutlich weniger Platz benötigt als bei dem vorherigen Ansatz. Der Platzgewinn liegt in der deutlich reduzierten Außenbeschaltung der Bauteile begründet. Diese beschränkt sich jeweils auf einen RC-Tiefpass erster Ordnung pro Umsetzer und Kanal sowie, beim AD-Umsetzer, einen Kondensator als Hochpass zur Gleichspannungsentkopplung je Kanal. Die Umsetzer bieten noch weitere Vorteile. Sie benötigen ausschließlich eine 3,3 V Versorgungsspannung, sie sind beide per I<sup>2</sup>C Bus steuerbar und bieten einige GPIO Pins. Dadurch entfällt die Notwendigkeit einer mehrstufigen sowie negativen Spannungserzeugung für die Operationsverstärker. Statt dessen kann die gesamte Schaltung vom Raspberry Pi versorgt werden. Damit reduziert sich die Baugruppe Spannungsversorgung auf einen einfachen Längsregler für die 3,3 V Versorgung. Der E/A Expander aus dem ersten Entwurf kann ebenfalls entfallen.

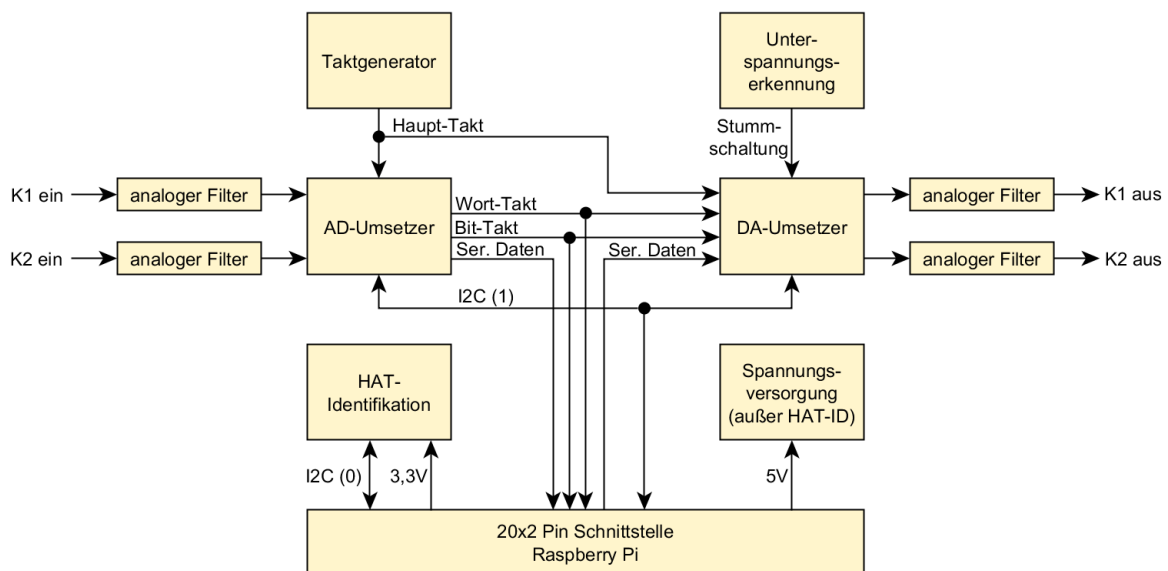


Abbildung 4.3.: Blockschaltbild HiFi-HAT

Es ergibt sich ein neues Blockschaltbild, welches in Abbildung 4.3 dargestellt ist. Die Spannungsversorgung stellt 3,3 V für alle weiteren Komponenten mit Ausnahme der HAT-Identifikation bereit. Diese wird direkt vom Raspberry Pi mit Spannung versorgt. Zwei analoge Eingänge werden über Anti-Alias-Filter auf den AD-Umsetzer geführt. Dieser bezieht einen Haupt-Takt von einem von zwei Taktgeneratoren. Die Taktgeneratoren liefern 22,5792 MHz oder 24,5760 MHz und sind nötig, um entweder 44,1 kHz oder 48 kHz Abtastrate (und jeweils Vielfache davon) realisieren zu können. Aus diesem hochfrequenten Haupt-Takt erzeugt der AD-Umsetzer als I<sup>2</sup>S Master einen Bit- und einen Wort-Takt. Die-

---

se Taktinformationen werden an den Raspberry Pi und an den DA-Umsetzer weitergeleitet, welche als Slaves diese Information nutzen. Der AD-Umsetzer sendet seinen seriellen Datenstrom an den Raspberry Pi, wo dieser in einem Empfangs-FIFO zwischengespeichert wird. Zudem besitzt der Computer einen Sende-FIFO. Dessen Inhalt wird, synchronisiert mit den empfangenen Taktdaten, ausgegeben und an den DA-Umsetzer geleitet. Dort werden zwei analoge Signale ausgegeben und nach den Rekonstruktionsfiltern am Ausgang bereitgestellt. Die Steuerung der Umsetzer erfolgt mittels I<sup>2</sup>C Bus. Eine Unterspannungserkennung soll Geräusche beim Abschalten der Versorgungsspannung verhindern. Die einzelnen Funktionsblöcke werden im folgenden Kapitel detailliert beschrieben.

Tabelle 4.2.: Verfügbare AD- und DA-Umsetzer, Auswahl

Modell	Hersteller	Typ	Preis [EUR]	SNR [dB]	THD+N [dB]	Konfiguration	Spannung [V]	Gehäuse	Bemerkung
Analog-Digital-Umsetzer									
PCM4220	TI	ADC	20	123	-108	HW	5	TQFP	—
PCM4202	TI	ADC	9	118	-105	HW	5	SSOP	—
CS5361	CI	ADC	11	114	-105	HW	5	TSSOP	—
ADAU1978	AN	ADC	7	109	-95	I <sup>2</sup> C	3,3	LFCSP	innere Massefläche
PCM3168A	TI	Codec	12	107	-93	I <sup>2</sup> C	5	HTQFP	innere Massefläche
PCM1863	TI	ADC	6	106	-93	I <sup>2</sup> C	3,3	TSSOP	—
CS47024	CI	Codec	19	105	-98	I <sup>2</sup> C	3,3	LQFP	einfacher DSP, innere Massefläche
Digital-Analog-Umsetzer									
PCM1794A	TI	DAC	14	127	-108	HW	5	SSOP	—
WM8741	CI	DAC	22	125	-100	I <sup>2</sup> C	5	SSOP	—
PCM1796	TI	DAC	7	123	-106	I <sup>2</sup> C	5	SSOP	—
PCM5142A	TI	DAC	8	112	-93	I <sup>2</sup> C	3,3	TSSOP	sehr einfacher DSP
PCM3168A	TI	Codec	12	112	-94	I <sup>2</sup> C	5	HTQFP	innere Massefläche
CS47024	CI	Codec	19	108	-98	I <sup>2</sup> C	3,3	LQFP	einfacher DSP, innere Massefläche

# 5. Realisierung

Die Realisierung gliedert sich in den Entwurf der Schaltung anhand des Blockschaltbildes, der anschließenden Gestaltung eines Platinenlayouts und dem Erstellen einer einfachen Software zum Testen der Schaltung. Im letzten Schritt erfolgt die Inbetriebnahme sowie die Einrichtung des EEPROMs für die ID-Funktion.

## 5.1. Schaltplan

Der vollständige Schaltplan ist im Anhang ab Seite 99 wiedergegeben und auf der zugehörigen DVD abgelegt. An dieser Stelle werden einzelne Ausschnitte oder Funktionsblöcke gezeigt und beschrieben. Die verwendeten Kennbuchstaben für die einzelnen Bauteile richten sich nach DIN EN 81346-2, die Beschreibung ist in Kapitel 2.7 dargestellt. Die Nummerierung hinter dem Kennbuchstaben signalisiert die Zugehörigkeit zu einem Funktionsblock. Entsprechend dem Blockschaltbild 4.3 (Seite 38) existieren sieben Funktionsblöcke bzw. Funktionsbereiche:

- Nummern 1xx: Schnittstelle zum Raspberry Pi, Audio- und sonstige Schnittstellen und einzelne Komponenten.
- Nummern 2xx: HAT-Identifikation
- Nummern 3xx: Spannungsversorgung
- Nummern 4xx: Unterspannungserkennung/Stummschaltung DA-Umsetzer
- Nummern 5xx: Taktversorgung für die Umsetzer
- Nummern 6xx: AD-Umsetzer inklusive Filter
- Nummern 7xx: DA-Umsetzer inklusive Filter

Innerhalb der Funktionsblöcke werden die Nummern je Kennbuchstabe in Abhängigkeit der Position innerhalb des Schaltbildes von links nach rechts und von oben nach unten aufsteigend vergeben.

Der Schaltplan wird im Rahmen dieser Arbeit mittels EESchema, dem Schaltplaneditor des Programms KiCad erstellt. Viele Standard-Bauteile werden mitgeliefert, fehlende Bauteile werden mittels dem Bibliothekseditor, der aus EESchema heraus aufrufbar ist, ergänzt. Um einen fertigen Schaltplan bei Bedarf ausdrucken zu können, wird zu Beginn eine Seitengröße, z.B. Din A4 festgelegt. Hieraus ergibt sich, dass möglicherweise nicht der gesamte Schaltplan auf einer Seite untergebracht werden kann. Für diesen Fall existiert in KiCad ein Hierarchiesystem<sup>1</sup>, sodass in Form eines Funktionsblocks weitere Schaltplanebenen eingefügt werden können.

Der fertige Schaltplan im Anhang besteht aus einem Hauptblatt, hierauf befinden sich alle Funktionsbereiche mit Ausnahme der beiden Umsetzer. Diese sind jeweils in einem separaten Schaltplan untergebracht. Auf dem Hauptblatt sind die Bauteile der jeweiligen Funktionsbereiche örtlich gruppiert gezeichnet und jeder Bereich mit einer Überschrift versehen, sodass sich eine schnelle Übersicht ergibt. Eine Ausnahme stellen die Schnittstellen dar, diese sind links, oben und rechts am Rand angeordnet. Die Funktionsbereiche weisen im Allgemeinen auf der linken Seite Eingänge auf, auf der rechten Seite befinden sich die Ausgänge. Diese Anordnung setzt sich bei den einzelnen Bauteilen fort, sofern dies sinnvoll möglich ist<sup>2</sup>. Leitungen, die Funktionsgruppen verbinden, erhalten einen pro Schaltplanseite eindeutigen Bezeichner (Label).

Eine Strich-Punkt-Linie dient allgemein als Umrandung von Funktionsbereichen, KiCad stellt jedoch nur eine Strichlinie bereit, welche üblicherweise für eine Abschirmung steht [27, S. 30]. Daher wird auf diese zusätzliche Maßnahme verzichtet. Die Bezeichnungen der Ein- und Ausgänge der Bauteile ist den Datenblättern entnommen, eine Abhängigkeitsnotation wird dort nicht verwendet, sodass hierauf verzichtet wird<sup>3</sup>.

### 5.1.1. Schnittstellen

Hier werden alle Schnittstellen der Platine aufgeführt, die für den Informations- und Energieaustausch mit anderen Schaltungen dienen. Hierzu zählen insbesondere die 40-polige Schnittstelle für den Kontakt mit dem Raspberry Pi (X101) und die beiden 3,5 mm Stereo-Klinkenbuchsen für den unsymmetrischen Audioeingang (X100) und den Audioausgang (X106). Zudem bietet die Schaltung weitere Anschlüsse in Form von Stiftleisten für vier weitere analoge Audioeingänge<sup>4</sup> (X102 und X103), einen digitalen PDM-Eingang (Pulsdichte-

---

<sup>1</sup>Andere Schaltplaneditoren verwenden statt dessen ein System mit mehreren gleichwertigen, nummerierten Einzelseiten [27, S. 28].

<sup>2</sup>Bei den Stift- und Buchsenleisten wurde aufgrund des hohen Platzbedarfs hierauf verzichtet.

<sup>3</sup>Die Taktgeneratoren weisen beispielsweise eine Abhängigkeit des Ausgangs vom Enable-Eingang auf, welche mit EN 1 und 1 OUT kenntlich gemacht werden kann.

<sup>4</sup>Beschreibung siehe Abschnitt 5.1.6

modulation) für maximal zwei Mikrofone (X104) und einen Ausgang für I<sup>2</sup>S Daten für Zwecke der Fehlersuche, Inbetriebnahme und eventuell Anschluss weiterer Komponenten (X105).

Außerdem sind die Pull-Up-Widerstände des allgemeinen I<sup>2</sup>C Busses (Bus Nummer 1 des Raspberry Pi), der für die Steuerung der beiden Umsetzer genutzt wird sowie die Feinsicherungen für die Betriebsspannungen von 5 V und 3,3 V (F100 und F101) diesem Funktionsblock zugeordnet. Die Dimensionierung der Sicherungseinsätze wird in den Abschnitten 5.1.2 und 5.1.3 beschrieben. Zudem enthält der Funktionsblock optionale Bauteile für eine Wechselspannungsterminierung der Taktleitungen.

Die Pull-Up-Widerstände erhalten einen sehr niedrigen Wert von 3,9 k $\Omega$ , wodurch sich eine maximale Leitungskapazität von 300 pF ergibt (vgl. Abbildung 2.7, Seite 25). Durch diese Reserve bei der Leitungskapazität besteht die Möglichkeit, den Bus bei Bedarf für den Anschluss weiterer Komponenten per Kabel zu verlängern. Der damit einhergehende Nachteil der höheren Verlustleistung ist vernachlässigbar, da der Bus primär zur Konfiguration der Umsetzer bei Inbetriebnahme oder Änderung der Einstellungen genutzt wird. Solange der Bus nicht genutzt wird, verbleiben Takt- und Datenleitung im High-Zustand, sodass keine Verlustleistung in den Widerständen umgesetzt wird.

### 5.1.2. HAT-Identifikation

Beginnend mit dem Raspberry Pi Modell B+ sind zwei getrennte I<sup>2</sup>C Busse an der 40-poligen Stiftleiste verfügbar. Bus Nummer 0 ist ausschließlich für die Identifikation angeschlossener Aufsteckplatinen vorgesehen und liegt an den Pins 27 und 28 von X101 an. Die benötigten Bauteile seitens der Platine beschränken sich auf einen 32 kBit EEPROM-Baustein, der an die I<sup>2</sup>C Schnittstelle angeschlossen wird, die Pull-Up-Widerstände, einen Jumper zum Aufheben des Schreibschutzes und ein bei allen ICs obligatorischen Abblock- bzw. Stützkondensator. Hiermit wird durch impulsartige höhere Stromaufnahme entstehenden Spannungseinbrüchen und daraus resultierenden Störungen anderer Schaltungsteile entgegengewirkt.

Die I<sup>2</sup>C Adresse ist von der Spezifikation vorgegeben und lautet 0x50, bei dem verwendeten Baustein müssen dafür alle drei Adresspins auf Bezugspotential gelegt werden. Die Programmierung ist in Kapitel 5.6 beschrieben. Der Schreibschutz kann durch Brücken von S200 mit einer Kurzschlussbrücke (Jumper) aufgehoben werden.

Dies ist der einzige Schaltungsteil, der direkt von der 3,3 V-Schiene des Raspberry Pi versorgt wird. Somit ist eine Identifikation auch bei einer Störung der restlichen Schaltung möglich. Die Spannung wird an X101 Pin 17 abgegriffen und über eine Sicherung an den Funktionsblock geführt. Die maximale Stromaufnahme tritt laut Datenblatt beim Schreiben auf und beträgt 2 mA [10, S. 3]. Ein Sicherungseinsatz mit einer entsprechend niedrigen Auslöseschwelle ist bei dem Distributor Reichelt Elektronik nicht verfügbar, daher wurde die

kleinstmögliche Variante mit 250 mA gewählt. Aufgrund der kurzen Leiterbahnlängen des Funktionsblocks und des damit verbundenen niedrigen Leiterbahnwiderstandes in Zusammenhang mit der Fähigkeit des Raspberry Pi, kurzzeitig diesen Strom zu liefern, löst die Sicherung im Fehlerfall dennoch aus.

### 5.1.3. Spannungsversorgung

Die Spannungsversorgung aller Funktionsblöcke mit Ausnahme der HAT-Identifikation erfolgt über die 5 V-Schiene des Raspberry Pi. Diese wird von einem an die Micro-USB Buchse des Raspberry Pi angeschlossenen Netzteil versorgt. Für HAT und per USB angeschlossene Komponenten stehen 1,2 A zur Verfügung, wenn ein 2,5 A Netzteil verwendet wird. Dieser Wert ergibt sich aus der Sicherung des Raspberry Pi, die bei einem Strom über 2,5 A auslöst und dem höchstmöglichen Eigenverbrauch des Raspberry Pi von 1,3 A.<sup>5</sup>

Die auf dem HAT verbauten Komponenten benötigen eine Versorgungsspannung von 3,3 V, ihre Stromaufnahme beträgt bei einer Abtastrate von 48 kHz maximal ca. 94 mA, typisch ca. 69 mA, siehe Tabelle 5.1. Bei höheren Abtastraten steigt die Stromaufnahme leicht, typische Werte liegen bei dem DA-Umsetzer ca. 10 mA höher, für den AD-Umsetzer werden im Datenblatt keine Werte genannt.

Tabelle 5.1.: Stromaufnahme HiFi-HAT bei 48 kHz Abtastrate.

<b>Verbraucher</b>	<b>maximaler Strom [mA]</b>	<b>durchschnittlicher Strom [mA]</b>
AD-Umsetzer	36*)	24
DA-Umsetzer	47	36
Taktquelle	7	5
Status-LEDs	4	4
Summe	94	69

Werte laut dem jeweiligem Datenblatt<sup>6</sup>.

\*) Für den AD-Umsetzer werden keine Maximalwerte im Datenblatt genannt, Faktor 1,5 angenommen.

Aufgrund der vielen digitalen Verbraucher, die von der 3,3 V Schiene des Raspberry Pi versorgt werden, wird für die Schaltung ein eigener rauscharmer Längsregler (Typ TPS7301,

<sup>5</sup>Vgl. Abschnitt 2.6

<sup>6</sup>AD-Umsetzer [22], DA-Umsetzer [25], Taktquelle [8], LED [11] und [12].



T300) eingesetzt. Dieser erzeugt aus der 5 V-Schiene des Raspberry Pi die benötigte Betriebsspannung. Er ist über die Sicherung F100 an die Pins 2 und 4 von X101 angeschlossen. Der flinke Sicherungseinsatz löst bei 250 mA aus. Da nur geringe Kapazitäten auf der Platine verbaut sind, führt der Einschaltstrom nicht zum Auslösung der Sicherung. Im Regler wird bei 48 kHz-Betrieb typischerweise eine Verlustwärme von 117,3 mW umgesetzt (Formel 5.1). Diese lässt sich im Rahmen des Leiterplattenlayouts berücksichtigen und abführen.

$$P_{\text{Verlust,typisch,48}} = (5 \text{ V} - 3,3 \text{ V}) \cdot 69 \text{ mA} = 117,3 \text{ mW} \quad (5.1)$$

Da für höhere Abtastraten keine vollständigen Datenblatt-Angaben zur Stromaufnahme existieren, wird die Annahme getroffen, dass sich der Wert von 94 mA (maximaler Strom bei 48 kHz, s. Tabelle 5.1) bei 192 kHz verdoppelt. Hierbei ergibt sich eine maximale Verlustleistung von 320 mW. Auch diese Leistung verträgt der Regler, jedoch nur in der Gehäusevariante DCQ. Diese ist ausschließlich mit variabler Ausgangsspannung verfügbar. In der Gehäusevariante DBV ist ein 3,3 V Festspannungs-Typ auswählbar. Aufgrund der Unsicherheit bei der tatsächlichen Stromaufnahme wird die Gehäusevariante DCQ gewählt [21, S. 1 und 4].

Der Funktionsblock besteht aus dem Regler, einigen Kondensatoren zur Spannungsglättung, einer Status-LED (P300, grün) für eine schnelle Diagnose, dass Betriebsspannung vorhanden ist, sowie aus einem Spannungsteiler. Dieser Spannungsteiler stellt die gewünschte Ausgangsspannung ein, indem er an den Feedback-Eingang des Reglers geführt wird. Das Datenblatt informiert über die Dimensionierung der Widerstände und gibt für typische Ausgangsspannungen Empfehlungen. Die Berechnung erfolgt nach Formel 5.2 [21, S. 6].

$$U_{\text{Ausgang}} = \frac{R_{300} + R_{301}}{R_{301} \cdot 1,204} \text{ V} = \frac{52,3 \text{ k}\Omega + 30,1 \text{ k}\Omega}{30,1 \text{ k}\Omega \cdot 1,204} \text{ V} = 3,3 \text{ V} \quad (5.2)$$

Die benötigten Widerstandswerte stammen aus der E192 Reihe<sup>7</sup>.

#### 5.1.4. Unterspannungserkennung

Der DA-Umsetzer bietet die Möglichkeit, mittels einer externen Unterspannungserkennung die analogen Ausgänge vor einem vollständigen Zusammenbruch der Betriebsspannung gezielt abzuschalten und damit ein mögliches Knackgeräusch bei plötzlicher Spannungsunterbrechung zu vermeiden. Dieses Abschaltsignal kann über Pin 25, als XSMT bezeichnet, an den DA-Umsetzer angeschlossen werden. Das IC reagiert in Abhängigkeit der Geschwindigkeit des High-Low-Übergangs in zwei unterschiedlichen Varianten.

<sup>7</sup>DIN IEC 60063, nennt genormte Widerstandswerte. E192 steht für 192 verschiedene Werte pro Dekade.

### digitale Stummschaltung

Wird der Pin innerhalb von 20 ns von 3,3 V auf 0 V gezogen, wird dies als digitales Steuersignal interpretiert und eine „Soft Mute“ Funktion durchgeführt. Hierbei wird innerhalb von 104 Samples die Lautstärke digital auf Null herunter gefahren. Anschließend erfolgt ein „Hard Mute“, wobei der analoge Ausgang abgeschaltet wird. Die Gesamtdauer beträgt 150 Samples zuzüglich 0,2 ms, bei 48 kHz entspricht dies 3,325 ms.

### Unterspannungserkennung

Fällt die Spannung am Pin langsamer von 3,3 V auf 0 V, wird dies als Unterspannungserkennung gewertet. In diesem Fall sind zwei Schwellwerte von Bedeutung: Ab 2 V wird ein Soft Mute durchgeführt und ab 1,2 V wird der analoge Ausgang des IC abgeschaltet. Der Unterschied zur digitalen Stummschaltung besteht darin, dass hier die analoge Abschaltung stattfindet, sobald ihr Schwellwert erreicht ist - unabhängig davon, ob zuvor die digitale Absenkung vollständig durchlaufen wurde oder nicht. Die beiden Schwellwerte sind IC-abhängig und mit einer größeren Unsicherheit belegt. Das Datenblatt empfiehlt, als Referenz die Versorgungsspannung vor dem Längsregler zu verwenden. Damit besteht die Möglichkeit, ein Absinken zu erkennen, während die 3,3 V Schiene noch stabil ist.

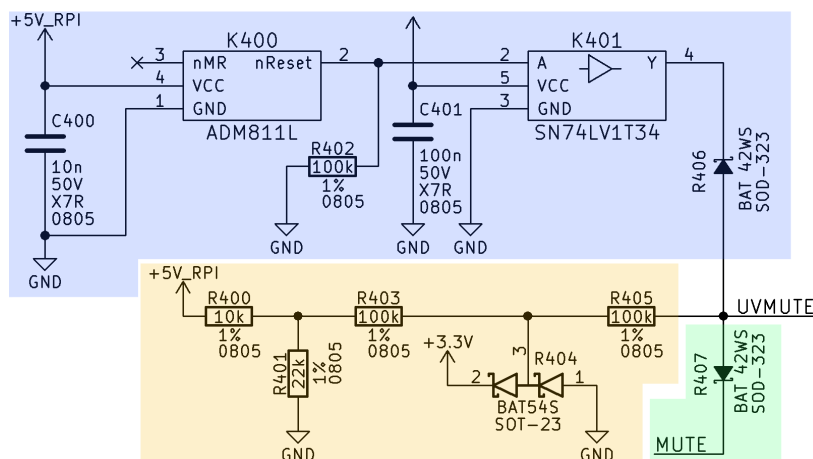


Abbildung 5.1.: Auszug Schaltplan, Unterspannungserkennung. Blau: digitale Stummschaltung mittels Reset-IC. Grün: digitale Stummschaltung durch Raspberry Pi. Gelb-braun: analoge Unterspannungserkennung. UVMUTE: an XSMT Pin DA-Umsetzer.

Kann garantiert werden, dass die 3,3 V Versorgungsspannung länger als 150 Takte zzgl. 0,2 ms verfügbar bleibt, ist die digitale Stummschaltung vorzuziehen, da hier eine geordnete Abschaltung erfolgt. Diese ist in der realisierten Schaltung (Abbildung 5.1) auf zwei Arten auslösbar: Zum einen kann der Raspberry Pi über Pin 29 (X101) ein Low-Signal (MUTE)

erzeugen, welches über die Diode R407 an den XSMT-Pin (UVMUTE) geführt wird. Oder es wird ein Reset-Signal eines IC zur Spannungsüberwachung genutzt (K400 in Verbindung mit K401 und Diode R406). K400 überwacht die 5 V-Schiene auf Unterspannung und meldet spätestens bei 4,54 V, typisch schon bei 4,63 V. Auf der Platine des Raspberry Pi ist ein ähnliches IC verbaut (APX803-46), welches die identische typische Schaltschwelle aufweist [15]. Dort führt eine Unterschreitung jedoch nur zu einer Warnung, ein Betrieb ist auch mit etwas niedrigerer Spannung noch möglich.

Wird bei einem Abschalten des Netzteils die Meldeschwelle unterschritten, wird der DA-Umsetzer abgeschaltet. Allerdings muss die 3,3 V-Schiene noch mindestens 3,325 ms weiter versorgt sein, damit der Umsetzer die Abschaltung vollziehen kann. Dies ist nur möglich, wenn die 5 V Schiene langsam genug absinkt, sodass der Regler T300 noch arbeitet. Alternativ muss ein größerer Kondensator vorgesehen werden, auf den aus Platzgründen verzichtet wird. Die vorhandenen Kondensatoren in der Schaltung bieten ca.  $C = 230 \mu\text{F}$ . Einen konstanten Stromfluss von  $I = 94 \text{ mA}$  vorausgesetzt, entladen sich diese innerhalb von  $t = 3,325 \text{ ms}$  auf 1,94 V. Dies ist zu wenig um den Umsetzer sicher zu versorgen.

$$U_{\text{start}} - \frac{I \cdot t}{C} = 3,3 \text{ V} - \frac{94 \text{ mA} \cdot 3,325 \text{ ms}}{230 \mu\text{F}} = 1,94 \text{ V} \quad (5.3)$$

Es muss im Rahmen der Inbetriebnahme geprüft werden, wie schnell die 5 V Schiene des Raspberry Pi nach Unterschreiten der Meldeschwelle von 4,63 V weiter absinkt und ob die Spannung für die benötigten Millisekunden stabil bleibt.

Die alternative Variante der Unterspannungserkennung (in Abbildung 5.1 gelb-braun eingefärbt) bietet hingegen eine sichere analoge Abschaltung durch die zweite Schaltschwelle, bei der der analoge Schaltungsteil zwangsweise abgeschaltet wird. Allerdings ist hier durch die breit gefächerten Schwellwerte je IC die Dimensionierung schwierig, die Soft Mute Funktion kann laut Datenblatt schon bei  $0,9 \cdot \text{DVDD V} = 2,97 \text{ V}$  einsetzen. Unter der Berücksichtigung, dass die 5 V-Schiene laut USB-Spezifikation auf bis zu 4,75 V, einbrechen darf, ein Betrieb des Raspberry Pi aber auch darunter noch möglich ist, muss ein passender Spannungsteiler dimensioniert werden (unter Berücksichtigung möglicher Bauteiltoleranzen der verwendeten Widerstände). Angesetzt wird erneut die Spannung von 4,63 V aus obigem Beispiel. Hier muss dennoch mehr als 2,97 V am XSMT-Pin anliegen, damit der DA-Umsetzer nicht ungewollt abschaltet. Andererseits erlaubt die USB-Spezifikation eine maximale Spannung von 5,5 V, an den XSMT-Pin darf jedoch nur maximal 3,6 V angelegt werden [25, S. 63]. Beide Vorgaben zusammen sind nur sehr knapp erfüllbar (Tabelle 5.2).

Um den XSMT-Pin gegen mögliche Überspannung zu schützen, wird hinter dem Spannungsteiler eine Schutzschaltung aus zwei Z-Dioden vorgesehen. Die Verbindung zum Eingang ist sehr hochohmig ausgeführt. Mögliche Überspannung wird so von den Dioden abgeleitet. Diese Schaltung ermöglicht außerdem, einen Spannungsteiler aufzubauen, dessen Aus-

Tabelle 5.2.: Spannungsteiler für Unterspannungserkennung

R400 [ $\Omega$ ]	R401 [ $\Omega$ ]	min. Spannung [V]	max. Spannung [V]
10k	22k	3,16	3,80
10k	20k	3,07	3,69
10k	18k	2,96	3,56
18k	33k	2,97	3,58

USB<sub>max</sub> = 5,5 V. USB<sub>min</sub> = 4,63 V.

Toleranz der Widerstände 1%.

gangsspannung etwas erhöht ist: Schädliche Überspannung wird über die Dioden abgeleitet und die Gefahr eines versehentlichen Auslösens der Unterspannungserkennung wird verringert. Daher wird die Kombination 10 k $\Omega$  und 22 k $\Omega$  verwendet.

Die Ausführung beider Schaltungsvarianten zusammen soll nur auf dem Prototyp realisiert werden, um die Varianten zu testen. Damit beide Varianten getrennt untersucht werden können, wird Diode R406 nicht bestückt. Sollten weitere Platinen angefertigt werden, soll nur eine Variante genutzt werden.

### 5.1.5. Taktversorgung

Die Taktversorgung besteht aus den beiden Taktgeneratoren G500 und G501. Der prinzipielle Aufbau ist in Abbildung 5.2 dargestellt. Es sind zwei Generatoren notwendig, um einerseits die Abtastfrequenz von 44,1 kHz (und Vielfache) sowie andererseits 48 kHz (und Vielfache) zu unterstützen (siehe Tabelle 5.3). Die Generatoren werden über eine gemeinsame Freigabe-Leitung angesteuert, wobei das Freigabe-Signal für G501 über den Inverter K500 geführt wird. Die Ausgänge der Generatoren sind miteinander verbunden. Dies ist möglich, da es sich um Tri-State Ausgänge handelt und die Ausschaltverzögerung zirka eine Größenordnung unter der Einschaltverzögerung liegt. Damit ist gewährleistet, dass niemals beide Ausgänge zeitgleich eingeschaltet sind und gegeneinander arbeiten<sup>8</sup>.

Die gemeinsame Freigabe-Leitung wird wahlweise von GPIO13 (Pin 33, X101) des Raspberry Pi oder von GPIO6 (Pin 19) des DA-Umsetzers gesteuert. Die Auswahl wird durch Bestücken von R501 oder R502 getroffen (siehe Tabelle 5.3). Vorgesehen ist die Ansteuerung durch den DA-Umsetzer, die Ansteuerung durch den Raspberry Pi ist eine Sicherheitsmaßnahme, falls der Umsetzer durch den Taktwechsel kein stabiles Ausgangssignal seines GPIO-Pins gewährleisten kann und die Taktumschaltung daher nicht stabil funktioniert. Dies

<sup>8</sup>Die Gatterlaufzeit des Inverters liegt nochmals eine Größenordnung unter der Ausschaltverzögerung und ist damit vernachlässigbar.

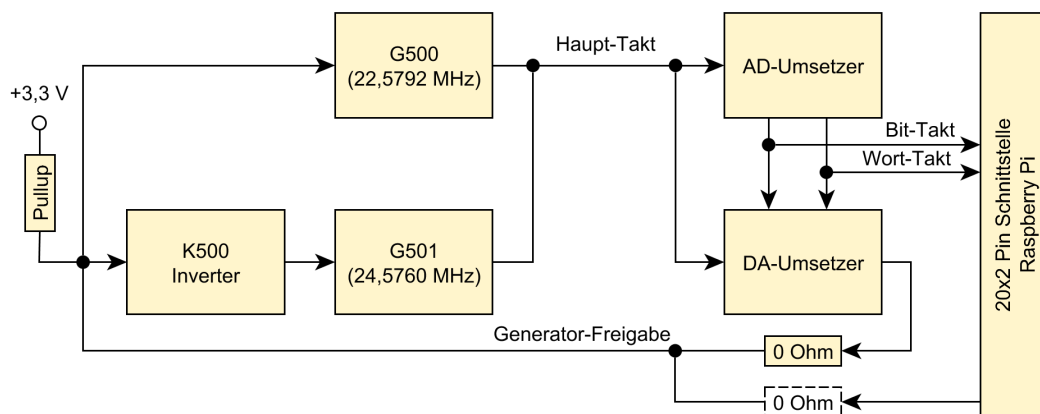


Abbildung 5.2.: Blockschaltbild Taktversorgung. Wahlweise ist G500 oder G501 aktiv, gesteuert durch den GPIO 6 des DA-Umsetzers, alternativ durch den GPIO 13 des Raspberry Pi. Der aktive Generator liefert den Haupt-Takt an beide Umsetzer, der AD-Umsetzer fungiert als I<sup>2</sup>S Master und liefert Bit- und Wort-Takt an den DA-Umsetzer und den Raspberry Pi.

muss bei der Inbetriebnahme geprüft werden. Der Pullup-Widerstand sorgt für einen definierten Pegel der Freigabeleitung und aktiviert G500, bis der genutzte GPIO als Ausgang konfiguriert wird.

Am Ausgang der Generatoren befindet sich Widerstand R503, dieser ist für eine mögliche Serien-Terminierung vorgesehen. Sollte sich während der Inbetriebnahme zeigen, dass kein sauberes Taktsignal vorhanden ist, kann entweder mittels Serienterminierung oder mittels Wechselspannungs-Terminierung Abhilfe geschaffen werden. Sind diese Maßnahmen nicht notwendig, ist R503 mit einer 0- $\Omega$ -Brücke zu versehen.

Tabelle 5.3.: Taktversorgung

Gewählter Generator	Frequenz [MHz]	Abtastraten [kHz]
G500	22,5792	44,1 und 88,2
G501	24,5760	48, 96 und 192
Steuerung durch	R501	R502
DA-Umsetzer	0- $\Omega$ -Brücke	offen
Raspberry Pi	offen	0- $\Omega$ -Brücke

### 5.1.6. Analog-Digital-Umsetzer und Filter

Für die AD-Umsetzung kommt das Modell PCM1863 (T600) von Texas Instruments zum Einsatz. Um möglichst wenig Störungen auf der Versorgungsspannung zu erhalten, sind alle Spannungsanschlüsse mit Abblockkondensatoren versehen. Teile des IC arbeiten mit intern erzeugten 1,8V, hierfür und für die Stabilisierung der analogen Referenzspannung sind jeweils weitere externe Kondensatoren angeschlossen.

Der Umsetzer bietet insgesamt acht analoge, unsymmetrische Eingänge, jeweils zwei zusammengefasst zu vier Stereo-Eingängen. Die maximale Eingangsspannung beträgt  $2,1 V_{\text{RMS}}$  (entsprechend 0 dBFS). Per einstellbarem analogen Verstärker<sup>9</sup> kann das Eingangssignal um bis zu 12 dB abgeschwächt oder angehoben werden, sodass die 0 dBFS-Schwelle auf  $1 V_{\text{RMS}}$  gelegt werden kann. Die Konfiguration erfolgt über den I<sup>2</sup>C Bus.

Bei Bedarf können jeweils zwei unsymmetrische Stereoeingänge zu einem symmetrischen Stereoeingang zusammengefasst werden, wobei ein Mischbetrieb möglich ist. Diese Option wird genutzt, um einerseits einen unsymmetrischen Stereoeingang als Hauptweg zu erhalten (IC Pins 27 und 28 an X100) und andererseits einen symmetrischen Stereoeingang als Alternative zu ermöglichen (IC Pins 1 bis 4 an X102). Außerdem ist ein weiterer unsymmetrischer Eingang gleichspannungsgekoppelt vorhanden (IC Pins 29 und 30 an X103), um z.B. ein Drehpotentiometer als Lautstärkesteller zu verwenden. Wird bei diesem Eingang die Gleichspannungskopplung aufgehoben (R602 und R603 gegen Kondensatoren getauscht) und zusätzlich R611 und R612 bestückt, kann ein einfaches Elektret-Mikrofon angeschlossen und mit 2,6 V Betriebsspannung versorgt werden. Außerdem bietet der Umsetzer die Option, bis zu zwei PDM-Mikrofone anzuschließen (X104).

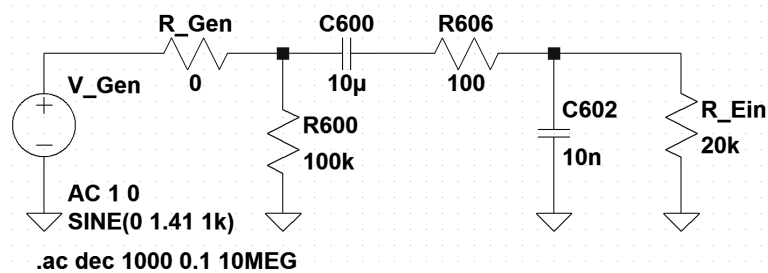


Abbildung 5.3.: Eingangsfiler AD-Umsetzer unsymmetrisch, linker Kanal. R\_Ein stellt die Eingangsimpedanz des AD-Umsetzer da. Die Quelle wird als ideal angenommen.

<sup>9</sup>PGA, Programmable Gain Amplifier

Um den symmetrischen Eingang zu nutzen, müssen die notwendigen Filter (Hochpassfilter zur Gleichspannungsunterdrückung und Tiefpassfilter als Anti-Alias-Filter) aus Platzgründen extern aufgebaut werden. Die Filter für den Hauptweg sind auf der Platine vorhanden und bestehen aus C600 bis C603 sowie R606 und R607. In Abbildung 5.3 ist ein Filter für einen Kanal dargestellt. Die Dimensionierung des Filters orientiert sich an einem Vorschlag des Datenblattes [22, S. 55] und berücksichtigt die maximal mögliche Abtastrate des Umsetzers. Die Grenzfrequenzen lassen sich anhand der Formeln 5.4 und 5.5 bestimmen<sup>10</sup> und liegen bei 0,8 Hz für den Hochpass und 159 kHz für den Tiefpass, sofern der Generatorkausgang der vorherigen Stufe als ideal angenommen wird. Ansonsten sinkt die obere Grenzfrequenz ab. Bei  $R_{\text{Gen}} = 500 \Omega$  liegt sie bei 26,5 kHz. Das Ergebnis einer Simulation mittels LTSpice ist in Abbildung 5.4 wiedergegeben.

$$f_{g,\text{HP}} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{\text{Ein}} C_{600}} \quad (5.4)$$

$$f_{g,\text{TP}} = \frac{1}{2\pi \cdot (R_{\text{Gen}} + R_{606}) C_{602}} \quad (5.5)$$

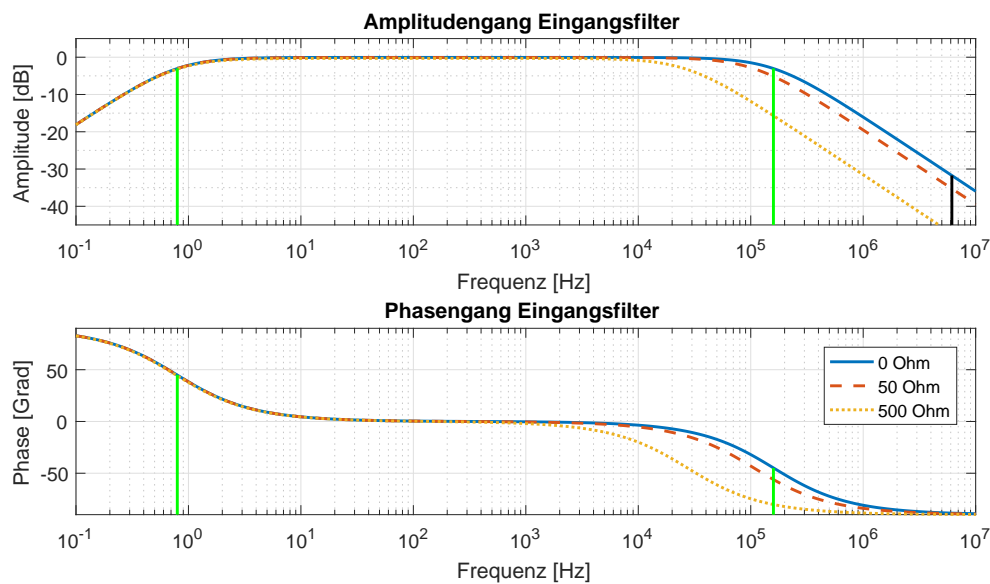


Abbildung 5.4.: Eingangsfiler AD-Umsetzer asymmetrisch, Bode-Diagramm (Simulation). Die obere Grenzfrequenz verringert sich bei zunehmender Quellimpedanz (hier angenommen mit 0, 50 und 500 Ohm). Grün: 3 dB Grenze bei 0 Ohm, Schwarz: -31,7 dB bei 6,144 MHz.

<sup>10</sup>Tatsächlich verändert die Belastung durch  $R_{\text{Ein}}$  den Tiefpass geringfügig, der Fehler liegt jedoch bei ca. 0,5%

Da der AD-Umsetzer mittels Oversampling arbeitet, ist die hohe Grenzfrequenz des Tiefpasses und die Steilheit mit 20 dB pro Dekade (Tiefpass erster Ordnung) dennoch ausreichend, um Alias-Effekte zu vermeiden. Der AD-Umsetzer arbeitet bei einer Abtastrate von 48 kHz mit 6,144 MHz entsprechend einer 128-fachen Überabtastung und einer anschließenden digitalen Tiefpassfilterung. Das digitale Tiefpassfilter bietet ab einer Stoppbandfrequenz von  $0,583 \cdot f_{\text{abtast}} = 27,984 \text{ kHz}$  eine Sperrdämpfung von 65 dB<sup>11</sup> [22, S. 12]. Bei 6,144 MHz, dem Bereich der ersten Spiegelfrequenz, weist das analoge Tiefpassfilter eine Dämpfung von 31,7 dB auf. Zudem steigt, wie beschrieben, bei realen Signalquellen mit einer Quellimpedanz ungleich Null die Dämpfung an. Außerdem kann davon ausgegangen werden, dass die Audioquelle ein Tiefpass-Signal ausgibt, sodass hohe Frequenzen nicht oder zumindest stark gedämpft im Signal vorkommen.

### 5.1.7. Digital-Analog-Umsetzer und Filter

Die Wandlung von der digitalen zurück in die analoge Ebene erfolgt mit dem PCM5142A von Texas Instruments. Das IC bietet einen unsymmetrischen Stereoausgang, der bei Vollaussteuerung  $2,1 V_{\text{RMS}}$  liefert. Alternativ kann die maximale Ausgangsspannung auf  $1 V_{\text{RMS}}$  mittels AGC<sup>12</sup> reduziert werden [25, S. 45]. Wie bei den übrigen ICs sind auch hier mehrere Kondensatoren zum Blocken von hochfrequenten Störungen, hervorgerufen durch die digitalen Schaltvorgänge im IC, an den Spannungseingängen vorhanden.

Tabelle 5.4.: DA-Umsetzer

I <sup>2</sup> S Quelle		Status-LED		Taktquelle	
S700	Quelle	GPIO4	LED	GPIO6	aktiver Generator
1 - 2	Raspberry Pi	low	eingeschaltet	low	G501 ( $n \cdot 48,0 \text{ kHz}$ )
2 - 3	AD-Umsetzer	high	ausgeschaltet	high	G500 ( $n \cdot 44,1 \text{ kHz}$ )

$n$  ist abhängig von Taktteiler-Einstellungen im Takt-Master (AD-Umsetzer), siehe Abschnitt 5.4

Die I<sup>2</sup>S Daten können dem Umsetzer in Abhängigkeit der gewählten Position der Steckbrücke S700 entweder vom Raspberry Pi oder direkt vom AD-Umsetzer zugeführt werden. Der Umsetzer bietet mehrere GPIO Anschlüsse. An GPIO4 (Pin 14) ist eine Status-LED (P700) angeschlossen, diese kann mittels I<sup>2</sup>C Befehl wahlweise ein- oder ausgeschaltet werden. Wie im Abschnitt Taktversorgung beschrieben, kann mittels GPIO6 (Pin 19) die Taktquelle gewählt werden. Diese Daten können Tabelle 5.4 entnommen werden.

<sup>11</sup> Es ist neben dem standardmäßig verwendeten FIR Filter ein IIR Filter auswählbar, dieses bietet einen noch schmaleren Übergangsbereich und eine höhere Sperrdämpfung.

<sup>12</sup> Analog Gain Control



Außerdem besteht optional die Möglichkeit über GPIO3 (Pin 15) ein I<sup>2</sup>S Signal an die Stiftleiste X105 (Pin 4) zu senden. Der Inhalt des Datenstroms ist abhängig von der Konfiguration des Umsetzers und standardmäßig 0,5 dB leiser als der Eingangsdatenstrom [25, Abschnitt 8.3.4.1.3, S. 21].

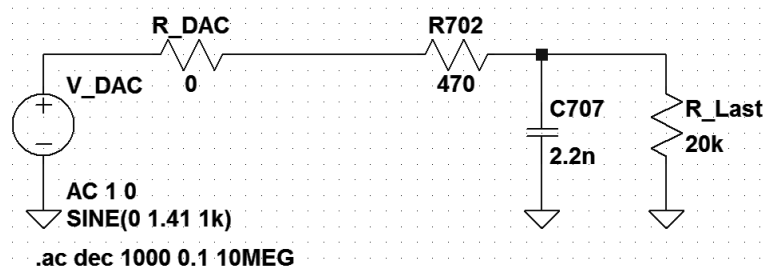


Abbildung 5.5.: Ausgangsfilter DA-Umsetzer, linker Kanal. R\_Last stellt die Lastimpedanz einer nachfolgenden Schaltung da. Die Quelle wird als ideal angenommen.

Der DA-Umsetzer bietet in Abhängigkeit der gewählten Abtastrate verschiedene Faktoren der Überabtastung und damit verbunden verschiedene Interpolationsfilter. Für 48 kHz kommt ein Filter mit einem Stopppandbereich von  $0,55 \cdot f_{\text{abtast}} = 26,40 \text{ kHz}$  bis  $7,455 \cdot f_{\text{abtast}} = 357,84 \text{ kHz}$  und einer Stopppanddämpfung von 60 dB zum Einsatz [25, S. 22f.]. Dieses dämpft die Spiegelfrequenzen in diesem Bereich und lässt so nur Frequenzen von  $n \cdot 8 \cdot f_{\text{abtast}} \pm f_{\text{abtast}}/2$  mit  $n = 1, 2, \dots$  passieren. Das laut Datenblatt [25, S. 43] empfohlene analoge Rekonstruktionsfilter (bestehend aus R702 und R703 sowie C707 und C708, Abbildung 5.5) zum Filtern der restlichen Spiegelfrequenzen und Rekonstruieren des analogen Signals weist unbelastet eine Grenzfrequenz von 153,9 kHz auf, sodass die Spiegelfrequenzen um 384 kHz mit 8,6 dB und Frequenzen um 768 kHz mit 14 dB gedämpft werden. Mit einer angenommenen Last von 20 k $\Omega$  verschiebt sich die Grenzfrequenz leicht auf 157,5 kHz (Formeln 5.6 und 5.7) und aufgrund des Spannungsteilers aus Filterwiderstand und Lastwiderstand sinkt die Amplitude im Durchlassbereich um 0,2 dB (Formel 5.8). Zu der Quellimpedanz ist im Datenblatt keine Aussage vorhanden, sie wird als ideal mit 0 Ohm angenommen. Der theoretische Frequenzgang ist in Abbildung 5.6 dargestellt.

$$R_{\text{ers}} = R_L \parallel R_{702} = 20 \text{ k}\Omega \parallel 470 \Omega = 459,2 \Omega \quad (5.6)$$

$$f_{g,\text{belastet}} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{\text{ers}} C_{707}} = \frac{1}{2\pi \cdot 459,2 \Omega \cdot 2,2 \text{ nF}} = 157,5 \text{ kHz} \quad (5.7)$$

$$a = 20 \cdot \log(R_L / (R_L + R_{702})) = 20 \cdot \log(20 \text{ k}\Omega / (20 \text{ k}\Omega + 470 \Omega)) = 0,2 \text{ dB} \quad (5.8)$$

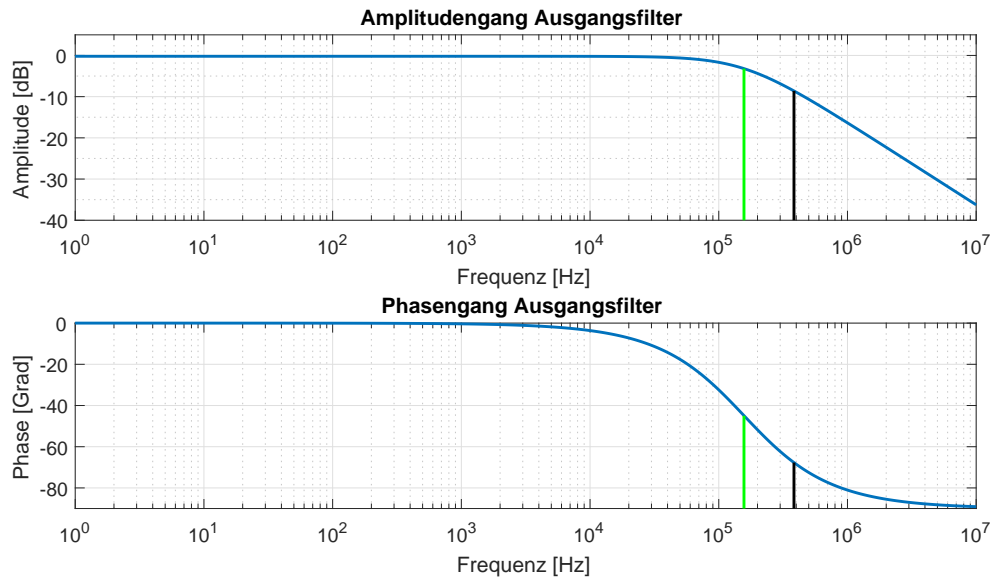


Abbildung 5.6.: Ausgangsfilter DA-Umsetzer unsymmetrisch mit  $20\text{ k}\Omega$  Last, Bode-Diagramm (Simulation). Die Dämpfung im Durchlassbereich beträgt  $0,2\text{ dB}$ . Grün:  $3\text{ dB}$  Grenze (bezogen auf  $-0,2\text{ dB}$ ), Schwarz:  $-8,6\text{ dB}$  bei  $384\text{ kHz}$ .

Der DA-Umsetzer bietet einen einfachen Signalprozessor<sup>13</sup>, der bei einer Abtastrate von  $48\text{ kHz}$   $1024$  Instruktionen abarbeiten kann. Bei einer Verdoppelung der Abtastrate halbiert sich die Anzahl der Instruktionen. Die Programmierung erfolgt mittels diverser Register für Instruktionen und Koeffizienten. Eine weitere Möglichkeit besteht in der Nutzung einer grafischen Oberfläche zur Zusammenstellung der gewünschten Funktionen. Die Software heißt „PurePath Studio Graphical Development Environment“ und wird vom Hersteller Texas Instruments nach einer Registrierung kostenlos als persönliche Kopie zur Verfügung gestellt<sup>14</sup>. Die Software bietet die Möglichkeit, bei Verwendung eines Evaluation Boards der Firma Texas Instruments den DSP direkt per USB-Verbindung zu programmieren. Diese Daten werden zudem in Form einer Textdatei bereitgestellt. Da das HiFi-HAT keine passende Programmierschnittstelle bietet, kann die Textdatei mittels eines C-Programms eingelesen und der DSP-Kern über diesen Weg konfiguriert werden.<sup>15</sup>

<sup>13</sup> Digitaler Signalprozessor, DSP

<sup>14</sup> URL: [http://www.ti.com/tool/aicpurepath\\_studio](http://www.ti.com/tool/aicpurepath_studio), Tag des letzten Abrufs: 30.12.2016

<sup>15</sup> Vgl. Abschnitt 5.4

### 5.1.8. Bauteile für Filter

Im Abschnitt 2.2.1 wird beschrieben, dass sowohl Widerstände als auch Kondensatoren ein analoges Signal verzerren können. Daher ist im Schaltplan für die Bauteile im analogen Signalweg eine variable Bestückung vorgesehen. Die Filterelemente können sowohl aus kostengünstigen und meist mechanisch kleineren SMD-Bauteilen aufgebaut werden, als auch aus teureren und größeren weniger verzerrenden Komponenten bestehen. Die unterschiedlichen Bauteile sind in Tabelle 5.5 aufgeführt.

Tabelle 5.5.: Bestückungsoptionen Filter

Bauteil	Bauart	Eigenschaften	Alternative	Eigenschaften
R600, R601, R606, R607, R702, R703	SMT, Dickschicht-Typ	günstig, einfach verfügbar	SMT, Dünnschicht- Typ	geringere Verzerrungen
C600 bis C603	SMT, X7R-Keramik- kondensator	günstig, klein	THT, Folien- kondensator	geringere Verzerrungen, aber teuer und größerer Platzbedarf
C707, C708	SMT, NP0-Keramik- kondensator	günstig, klein, weniger Verzerrungen als X7R	THT, Folien- kondensator	s.o.

Die Bauteile im Bereich 6xx gehören zum EingangsfILTER des AD-Umsetzers, die Bauteile im Bereich 7xx zum AusgangsfILTER des DA-Umsetzers.  
SMT: Oberflächenmontage, engl. surface-mounting technology,  
THT: Durchsteckmontage, engl. through-hole technology

## 5.2. Netzliste und Footprints

Nachdem der Schaltplan erstellt ist, kann hieraus eine Netzliste erzeugt werden. Sie enthält alle Bauteilanschlüsse und die Information, welche dieser Anschlüsse jeweils miteinander verbunden sind. Je nach genutztem Softwaretool, so bei KiCad, wird in dieser Liste ebenfalls die Zuordnung zu bestimmten physikalischen Bauteilen, den Footprints abgelegt.

Nachdem mittels einer Export-Funktion innerhalb des Schaltplaneditors EESchema die Netzliste aus dem Schaltplan erstellt wurde, erfolgt mit Hilfe von CvPcb die Zuordnung der Footprints. KiCad liefert eine große Auswahl davon bereits mit, nicht vorhandene Bauteile können

mittels eines Editors einfach selbst erstellt werden und sind anschließend in CvPcb verfügbar.

Für die in Tabelle 5.5 aufgeführten Kondensatoren werden kombinierte Footprints erstellt. Sie bieten die Möglichkeit, beide Bestückungsoptionen alternativ mit einem einzigen Leiterplattenlayout zu realisieren. Nachteilig ist der erhöhte Platzbedarf, der sich an den großen bedrahteten Bauteilen orientiert. Als Prototyp bietet sich so jedoch die Möglichkeit, beide Varianten zu testen. In Abbildung 5.7 ist exemplarisch der kombinierte Footprint für die Kondensatoren C602 und C603 gezeigt.

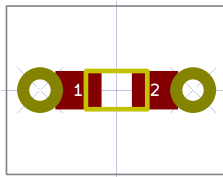


Abbildung 5.7.: Kombiniertes Footprint. Beispiel für C602 und C603. SMT: 0805-Gehäuse, rote Lötflächen, gelbe Umrandung. THT: Rastermaß 5 mm, Grundfläche 7,2 mm mal 5,5 mm (graue Umrandung, braune Lötflächen). Darstellung vergrößert.

Die Netzliste kann um weitere Informationen, z.B. Artikelnummern und Preise der verwendeten Bauteile ergänzt werden und ergibt so die Material- oder Stückliste. Die Materialliste ist auf der DVD abgelegt.

### 5.3. Leiterplattenlayout

Das Layout der Leiterplatte wird mittels Pcbnew von KiCad erstellt. Hierzu wird die in den vorherigen Schritten erstellte Netzliste inklusive der festgelegten Footprints eingelesen und die Bauteile nebeneinander platziert<sup>16</sup>. Der nächste Schritt ist die Erstellung eines Platinenumrisses nach Vorgabe der HAT-Spezifikation [4] unter Berücksichtigung von Aussparungen für weitere Anschlussoptionen auf dem Raspberry Pi<sup>17</sup>. Zu der Spezifikation gehören weiterhin die Position der Befestigungsbohrungen und der 40-poligen GPIO-Buchse.

<sup>16</sup>Die beim Import übereinander liegenden Bauteile können im Footprint-Modus (Symbolleiste) per einmaligem Rechtsklick und Auswahl von „Globales Verteilen“ automatisch nebeneinander verteilt werden. Dabei werden sie anhand des jeweiligen Nummernbereiches gruppiert.

<sup>17</sup>Links für den Displayanschluss und mittig unten für den Kameraanschluss des Raspberry Pi Boards, siehe Abbildung 5.8.

Im nächsten Schritt wird ermittelt, wie Breit die Leiterbahnen sein sollen. Aus dem Spezifischen Widerstand des verwendeten Leiterbahnmaterials und dem Querschnitt ergibt sich der Widerstand einer Leiterbahn. Fließt Strom, fällt entsprechend eine Spannung über der Leiterbahn ab und eine Verlustleistung wird umgesetzt. Der Spannungsabfall kann im Extremfall zu falschen Signalen führen, die Verlustleistung erwärmt die Platine. Der IPC-Standard 2221A liefert hierzu die Formel

$$I = k\Delta T^{0,44} A^{0,725} \quad (5.9)$$

mit  $I$  = Strom in Ampere,  $\Delta T$  = Temperaturdifferenz in Kelvin und  $A$  = Breite mal Höhe der Leiterbahn in mil<sup>18</sup> [6, S. 40]. Für eine außenliegende Leiterbahn beträgt  $k = 0,048$ . Bei einem tolerierten Temperaturanstieg von maximal einem Grad ergeben sich bei einer Leiterbahnbreite von 0,5 mm ein maximaler Strom von 0,5 A und bei einer Leiterbahnbreite von 0,25 mm 0,3 A, jeweils bei einer typischen Platine mit 35  $\mu\text{m}$  Leiterbahndicke. Für die Stromversorgung werden 0,5 mm Leiterbahnbreite gewählt. Bei einer Leitungslänge von 10 cm ergibt sich durch den spezifischen Widerstand von Kupfer und dem Querschnitt der Leiterbahn ein theoretischer Spannungsabfall von 24,6 mV bei 250 mA (Formeln 5.10 und 5.11). Für alle übrigen Verbindungen wird die Leiterbahnbreite auf 0,25 mm festgesetzt.

$$R_{10\text{ cm}} = \rho_{\text{Cu}} \cdot \frac{l}{A} = 1,721 \cdot 10^{-2} \frac{\Omega\text{mm}^2}{\text{m}} \cdot \frac{0,1\text{ m}}{0,5\text{ mm} \cdot 0,035\text{ mm}} = 98,3\text{ m}\Omega \quad (5.10)$$

$$U_{10\text{ cm}} = R_{10\text{ cm}} \cdot I = 98,3\text{ m}\Omega \cdot 0,25\text{ A} = 24,6\text{ mV} \quad (5.11)$$

Der Abstand der Leiterbahnen ist von verschiedenen Faktoren abhängig. Um Überschlüge zu verhindern, wird ein Mindestabstand in Abhängigkeit verschiedener Bedingungen, z.B. dem Luftdruck, empfohlen [6, S. 43]. Außerdem können auch sicherheitstechnische Vorgaben eine Rolle spielen, beispielsweise muss bei Vorhandensein von Netzspannung ein deutlich größerer Sicherheitsabstand zu den übrigen Schaltungsteilen eingehalten werden. Da auf der HiFi-HAT Platine ausschließlich Spannungen der kleinsten Kategorie (0 - 15 V) vorkommen, gelten laut IPC-Vorgaben Abstände von 0,13 mm als ausreichend. Eine weitere Einschränkung ergibt sich jedoch durch die Vorgaben des Leiterplattenherstellers. Je nach gewünschter minimaler Strukturbreite werden unterschiedliche Preisaufläge für die Fertigung verlangt. Daher wird der minimale Leiterbahnabstand auf eine preisgünstige Breite von 0,25 mm festgelegt.

Da die Platine im Anschluss per Hand bestückt wird, werden bei den SMD-Footprints, sofern ausreichend Platz verfügbar ist, größere Kupferflächen vorgesehen. Hierdurch ist eine einfachere Bestückung möglich.

<sup>18</sup>mil steht für milli-inch, auch Thou, entspricht 25,4  $\mu\text{m}$ .

Die Anordnung der Bauteile auf der Platine wird Floorplanning genannt und folgt verschiedenen Vorgaben [27, S. 90ff.]. Zum einen wird empfohlen, Funktionsgruppen zusammenhängend zu platzieren. Trotzdem soll eine möglichst gleichmäßige Verteilung der Bauteile über die Platine erreicht sowie Bauteile mit hoher Verlustleistung getrennt voneinander angeordnet werden. Dabei sollen auch elektromagnetische Einflüsse zwischen den Bauteilen Berücksichtigung finden.

Die grobe Verteilung der Funktionsblöcke auf der Leiterplatte, die im Folgenden beschrieben wird, ist in Abbildung 5.8 dargestellt.

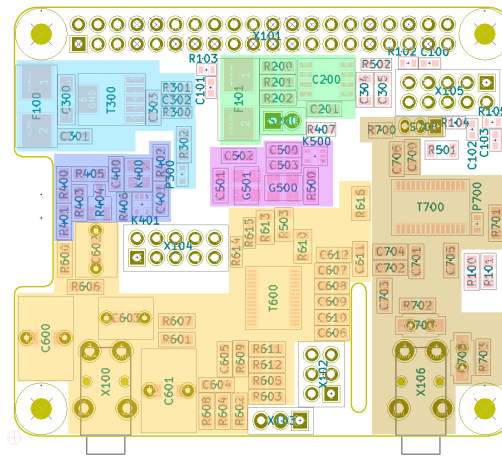


Abbildung 5.8.: HiFi-HAT Platine, Darstellung der ungefähren Lage der Funktionsblöcke. Hellblau: Spannungsversorgung, grün: HAT-ID, lila: Unterspannungserkennung, magenta: Taktversorgung, hellbraun: AD-Umsetzer, dunkelbraun: DA-Umsetzer.

Die Umsetzung beginnt durch Zeichnen des Platinenumrisses und der Bohrungen für die Befestigung der Platine. Anschließend werden die drei zentralen Komponenten, die Klinkenbuchsen X100 und X106 sowie die Schnittstelle zum Raspberry Pi X101 platziert. Der Funktionsblock Spannungsversorgung wird anschließend so angeordnet, dass einerseits der 5 V-Anschluss an X101 gut erreicht werden kann und andererseits keine Wärmequelle des Raspberry Pi (z.B. CPU) direkt darunter liegt. Daher wird die obere linke Ecke gewählt. Für einen guten Wärmetransport weg vom Längsregler sorgen die Massefläche um den Regler und mehrere Durchkontaktierungen in diesem Bereich auf die Unterseite der Platine.

Die HAT-Identifikation benötigt keine Verbindung zu den übrigen Funktionsblöcken und wird direkt an die passenden Anschlüsse an X101 gelegt (mittig von X101). Im nächsten Schritt werden die Tiefpass-Filter um die beiden Klinkenbuchsen angeordnet und die Position der Umsetzer-Bausteine festgelegt. Idealerweise sollten die analogen Verbindungen so kurz wie

möglich gehalten werden, um Störungen der Signale durch EMI<sup>19</sup> klein zu halten. Aus dem gleichen Grund sollten die Bereiche mit analogen und digitalen Signalen getrennt sein. Da bei den analogen Filtern mechanisch große Bauteile zum Einsatz kommen, kann die Vorgabe der kurzen Leitungen insbesondere beim AD-Umsetzer nur eingeschränkt umgesetzt werden.

Nahe der beiden Umsetzer-Bausteine wird der Funktionsblock der Taktversorgung platziert. Die Grundfrequenzen liegen hier mit ca. 22 bzw. 24 MHz recht hoch im Vergleich zu den restlichen Signalen. Auch die Taktflanken sind mit 4,5 ns für Anstiegs- und Abfallzeit um den Faktor 4 kürzer im Vergleich mit den Takt- und Datensignalen der Umsetzer, sodass hier hochfrequente Störungen entstehen können. Außerdem kann die Leitungslänge kritische Größen erreichen und damit zu Reflexionen bei sich änderndem Wellenwiderstand, z.B. am Leitungsende, bei Durchkontaktierungen oder Übergängen auf Stift- oder Buchsenleisten führen. Laut Formel 2.13 liegt die kritische Länge für eine Flanke mit 4,5 ns bei ca. 22,5 cm. Es wird bei der Umsetzung versucht, diese Länge deutlich zu unterschreiten, sodass keine Probleme zu erwarten sind.

Abschließend wird der Funktionsblock Unterspannungserkennung mittig links platziert. Hier ist noch etwas Fläche übrig, außerdem bietet sich die Position an, da hier die 5 V-Schiene zugänglich ist.

Pcbnew bietet die Möglichkeit, die fertig gestaltete Platine als 3D-Modell darzustellen und zu exportieren. Alle Footprints, für die ebenfalls 3D-Modelle vorhanden sind, können direkt mit eingeblendet werden. Die meisten Modelle liefert das Programm mit. Das Modell für die Klinkenbuchsen kann von der Hersteller-Webseite<sup>20</sup> herunter geladen und einzelne Modelle müssen ergänzt werden. Hierzu zählen die Sicherung samt Halterung, die Taktgeneratoren, die Folienkondensatoren sowie die Gehäusetyper TSSOP30 (AD-Umsetzer), SOT223-6 (Längsregler) und LED-0603. Diese Objekte werden mit FreeCAD erstellt, wobei die Größen aus den Datenblattangaben der einzelnen Bauteile entnommen werden. Anschließend erfolgt der Export im Format STL Mesh und der Import in Wings 3D. Hier werden die Oberflächen passend gefärbt und das fertige Modell als VRML 2.0 exportiert. Die jeweilige Datei wird mit dem Footprint-Editor von KiCad dem passenden Footprint hinzugefügt. Anschließend ist das 3D-Modell für die Darstellung auf der Platine verfügbar. Ein 3D-Modell ist in Abbildung 5.9 dargestellt. Dieses Modell kann optional für weitere Arbeitsschritte, beispielsweise dem Erstellen und Anpassen eines passenden Gehäuses, verwendet werden.

Die Platinendaten werden ins Gerber-Format exportiert und an einen Hersteller für gedruckte Schaltungen zur Fertigung gesendet. Die Auswahl erfolgt anhand der Kriterien Preis, Lieferzeit und Lieferung an Privatkunden, die in einer Übersicht auf der Website Mikrocontroller.net

---

<sup>19</sup>Electromagnetic interference

<sup>20</sup>URL: [http://downloads.lumberg.com/3dmodelle/lumberg\\_1503\\_07.stp.gz](http://downloads.lumberg.com/3dmodelle/lumberg_1503_07.stp.gz), Tag des letzten Zugriffs: 13.1.2017

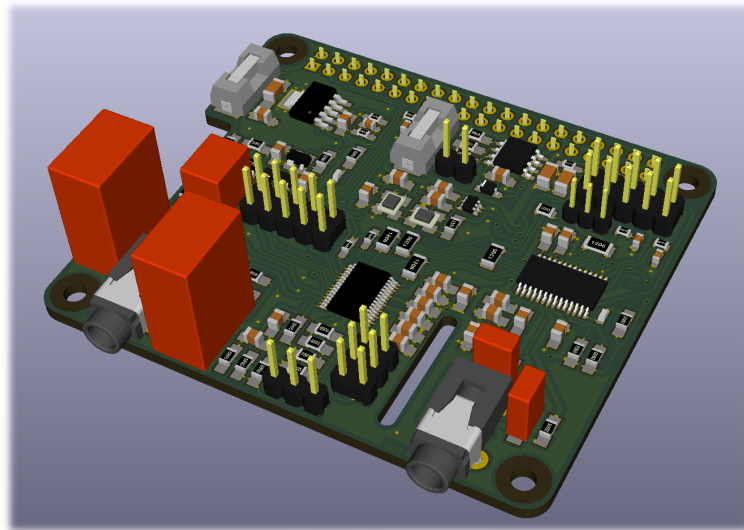


Abbildung 5.9.: HiFi-HAT Platine, 3D-Modell. Vorne links befindet sich die Klinkenbuchse für den Stereo-Eingang, vorne rechts die für den Stereo-Ausgang.

verfügbar ist<sup>21</sup> sowie gesichteten Erfahrungsberichten zu den Herstellern im Internet. Prinzipiell stellt das Platinenlayout keine Herausforderung für die Hersteller da, sodass die Wahl hier frei erfolgen kann.

## 5.4. Software für Raspberry Pi

Es soll eine einfache Software zur Demonstration der Funktionsfähigkeit der Hardware entwickelt werden. Eine vollständige Treiber-Implementierung als Soundkarte ist nicht vorgesehen. Aus diesem Grund wird eine einfache Ansteuerung mittels eines C-Programms im Usermode<sup>22</sup> unter Linux realisiert. Diese Software soll folgende Funktionen umfassen:

- Wahl der Abtastrate von 44,1 kHz oder 88,2 kHz bzw. von 48 kHz, 96 kHz oder 192 kHz.
- Aufzeichnen eines 10 Sekunden langen Stereo-Tonsignals vom Hauptweg (X100) und Abspeichern der Samples als 32-Bit-Zahlen (vorzeichenrichtige Erweiterung von 24 Bit auf 32 Bit) in einer Datei, beispielsweise um diese mit Matlab/Octvae zu analysieren.

<sup>21</sup>URL: <https://www.mikrocontroller.net/articles/Platinenhersteller>

<sup>22</sup>Betriebssysteme wie Linux unterscheiden zwischen Kernelmode und Usermode. Anwenderprogramme, z.B. eine Tabellenkalkulation, laufen im Usermode, Gerätetreiber und andere systemkritische Komponenten im Kernelmode.



- Wiedergeben eines 10 Sekunden langen Stereo-Tonsignals (X106) aus einer Datei mit 32 Bit langen Datenworten (genutzt werden die unteren 24 Bit), beispielsweise mittels Matlab/Octave erstellt.
- Durchleiten der I<sup>2</sup>S Daten vom AD-Umsetzer über den Raspberry Pi zum DA-Umsetzer.
- Einlesen der Daten des AD-Umsetzers, filtern der Daten mittels FIR-Filter und Ausgabe über den DA-Umsetzer. Die Filterkoeffizienten können beim Programmstart aus einer Datei eingelesen werden.
- Konfiguration des DSP-Kerns im DA-Umsetzer mittels einer von PurePath Studio erzeugten Konfigurationsdatei.
- AD-Umsetzer und DA-Umsetzer initialisieren (wie bei den vorherigen Optionen), die I<sup>2</sup>S Schnittstelle des Raspberry Pi jedoch passiv schalten. Die I<sup>2</sup>S Daten können mittels Steckbrücke S700 direkt vom AD- zum DA-Umsetzer geleitet werden.
- Reset der Einstellungen des DA-Umsetzers (und damit der Einstellungen des DSP-Kerns).

Einige dieser Funktionen schreiben oder lesen Daten im Dateisystem des Rechners. Die Dateinamen und Pfade sind teilweise fest vorgegeben, teilweise per Kommandozeilenparameter wählbar. Tabelle 5.6 bietet hierzu eine Übersicht.

Tabelle 5.6.: Dateinamen und Pfade Demo-Programm

<b>Funktion</b>	<b>Pfad und Dateiname</b>
Datenstrom aufzeichnen	/tmp/i2s_record.raw
Datenstrom wiedergeben	/tmp/i2s_play.raw
Filterkoeffizienten	/tmp/coeffs_l.raw (Koeffizienten linker Kanal) /tmp/coeffs_r.raw (Koeffizienten rechter Kanal)
DSP Einstellungen	Kommandozeilenparameter: -k:/pfad/zu/datei

Damit das Programm übersetzt werden kann, wird die Bibliothek libi2c-dev benötigt, sie stellt die eingebundene Headerdatei i2c-dev.h bereit. Die Bibliothek kann mittels apt-get install libi2c-dev installiert werden.

Ein Aktivitätsdiagramm der Hauptfunktion (main()) ist in Abbildung 5.10 dargestellt. Die Hauptfunktion prüft zunächst auf einen korrekten Programmaufruf (Anzahl übergebener Parameter) und versucht anschließend die übergebenen Parameter auszuwerten. Gelingt dies, wird die vom Benutzer gewünschte Funktion ausgeführt. Hierfür wird zunächst geprüft, dass keine weitere Instanz der Software aktiv ist (Lockdatei). Anschließend werden notwendige

Vorbereitungen getroffen, z.B. die Umsetzer per I<sup>2</sup>C Bus angesprochen und die I<sup>2</sup>S Schnittstelle des Raspberry Pi eingerichtet. In einer Unterfunktion wird die vom Benutzer gewünschte Abtastrate ausgewertet und die Umsetzer entsprechend konfiguriert (siehe Tabelle 5.7). Abschließend wird eine passende Unterfunktion, die den ursprünglichen Wunsch des Benutzers umsetzt, aufgerufen.

Tabelle 5.7.: Einstellungen Taktauswahl in Funktion setSamplerate()

<b>AD-Umsetzer</b>		
<b>Abtastrate</b>	<b>BCK Takteiler</b>	<b>Register 0x26</b>
44,1 kHz, 48,0 kHz	1/8 Haupt-Takt	0x7
88,2 kHz, 96,0 kHz	1/4 Haupt-Takt	0x3
192,0 kHz	1/2 Haupt-Takt	0x1
<b>DA-Umsetzer</b>		
<b>Abtastrate</b>	<b>Taktquelle</b>	<b>Register 0x56 Bit 5 (GPIO6)</b>
44,1 kHz, 88,2 kHz	G500 (22,5792 MHz)	high
48,0 kHz, 96,0 kHz, 192,0 kHz	G501 (24,5760 MHz)	low

Für die Funktionen setSamplerate(), i2sFilter() und firFilter() sind Aktivitätsdiagramme im Anhang ab Seite 102 beigefügt. Die Funktion setSamplerate() ermittelt die vom Benutzer eingegebene Abtastrate und konfiguriert beide Umsetzer entsprechend der gewählten Rate. Beim AD-Umsetzer muss der Takteiler, der aus dem Haupt-Takt den Bit-Takt erzeugt, entsprechend gesetzt werden und über den GPIO Ausgang des DA-Umsetzer wird der passende Generator für den Haupt-Takt gewählt.

Die Funktion i2sFilter() liest in einer Schleife per I<sup>2</sup>S empfangene Daten aus dem Empfangs-FIFO, reicht sie an firFilter() weiter und schreibt das Ergebnis des Funktionsaufrufs in den Sende-FIFO. Zuvor wird einmalig Speicher für die Filterkoeffizienten reserviert, die Koeffizienten für den linken und rechten Kanal für den FIR-Filter aus entsprechenden Dateien ausgelesen und im reservierten Arbeitsspeicher abgelegt. Außerdem werden Ringpuffer gleicher Größe für die I<sup>2</sup>S Daten beider Kanäle angelegt.

Die eigentliche Filterung erfolgt durch firFilter(). Die Vorlage für den Algorithmus stammt von [14] und ist für die Verwendung in C angepasst. Die Funktion besteht im Wesentlichen aus zwei Schleifen. Vor der ersten Schleife wird das neue I<sup>2</sup>S Datenwort in den Ringpuffer geschrieben. Die erste Schleife durchläuft diesen Puffer per Zeiger rückwärts bis an die erste Position und multipliziert jeweils einen Datenwert mit dem zugehörigen Koeffizienten. Die Ergebnisse werden aufsummiert. Die folgende Schleife durchläuft die übrigen Puffer-Einträge vom letzten Eintrag an und multipliziert ebenfalls jeweils einen Datenwert mit einem Koeffizienten und summiert die Ergebnisse auf. Anschließend wird ein Offsetwert erhöht.

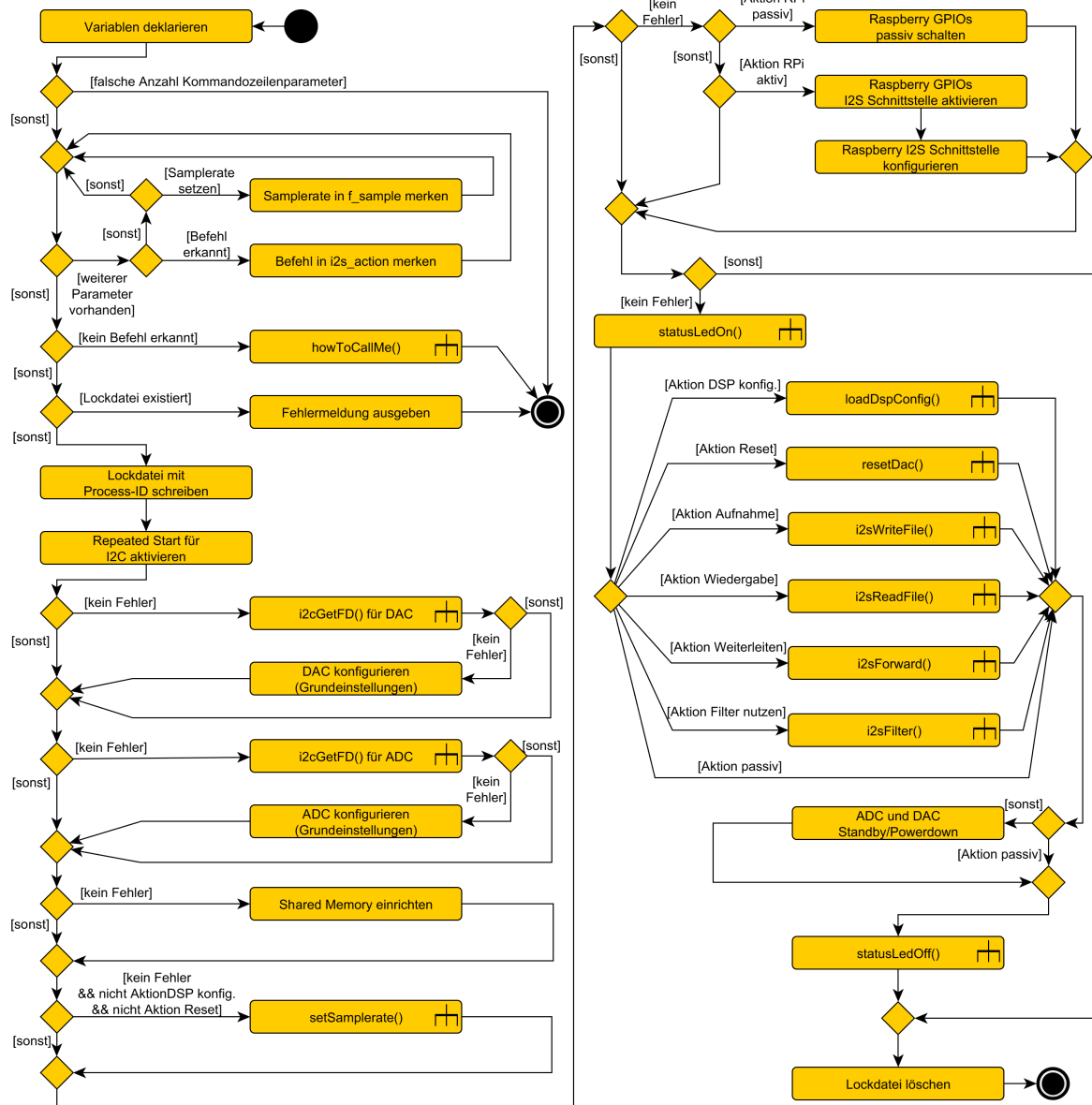


Abbildung 5.10.: Aktivitätsdiagramm main()-Funktion

Dieser markiert die Stelle, wo beim nächsten Funktionsaufruf das neue Datenwort abgelegt werden soll. Der Rückgabewert der Funktion besteht aus den oberen 24 Bit der berechneten Summe. Die Berechnung erfolgt mit 64 Bit Werten, der Zwischenspeicher ist ebenfalls 64 Bit breit um Überläufe zu verhindern.

Die Funktionen für Aufzeichnung und Wiedergabe bieten sich für erste Tests der Hardware

ohne Zugriff auf einen Audioanalysator an. Auf der DVD sind zwei kurze Matlab-Skripte enthalten, mit denen eine solche Aufnahme eingelesen werden kann bzw. eine Datei mit einem Testsignal für die Wiedergabe erstellt werden kann. Außerdem findet sich der Quelltext und eine kompilierte Version des erstellten Programms auf der DVD.

## 5.5. Bestückung und Inbetriebnahme

Die fertige Platine wird unbestückt geliefert, Ober- und Unterseite sind in Abbildung 5.11 dargestellt. Die Bestückung erfolgt in Eigenleistung, da zwei unterschiedliche Bestückungsalternativen realisiert werden sollen (vgl. Abschnitt 5.1.8) und die Schaltung in einzelnen Schritten in Betrieb genommen werden kann.

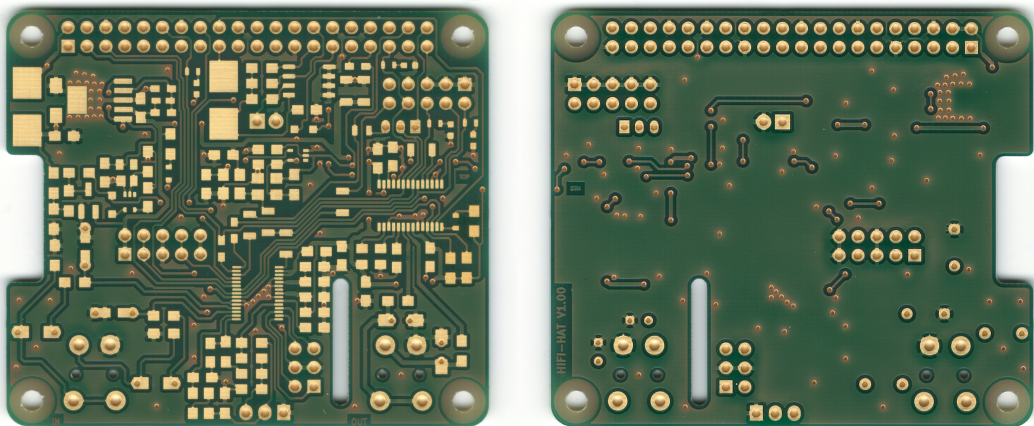


Abbildung 5.11.: HiFi-HAT Platine, links Oberseite, rechts Unterseite, vor der Bestückung, ungefähr Originalgröße.

Zunächst wird der Funktionsblock HAT-Identifikation inklusive der Sicherung F101 bestückt und auf Funktion getestet. Eine genauere Beschreibung folgt in Abschnitt 5.6. Der nächste Schritt besteht in der Bestückung und Test des Funktionsblocks Spannungsversorgung inklusive der Sicherung F100. Hierzu wird der Sicherungseinsatz entfernt und statt dessen ein Labornetzteil mit einstellbarer Strombegrenzung und einstellbarer Ausgangsspannung an den Sicherungshalter angeschlossen. Somit kann beim Einschalten die Spannung langsam erhöht werden und dabei mögliche Fehler, z.B. in Form eines erhöhten Stromflusses oder einer von 3,3 V abweichenden Ausgangsspannung, frühzeitig erkannt werden.

Die Bestückung wird mit dem Funktionsblock Taktversorgung fortgesetzt. Aufgrund des vorhandenen Pullup-Widerstandes R500 wird auch ohne externe Steuerung die Taktquelle G500 aktiviert. Testweise kann die Steuerleitung hinter R500 auf das Bezugspotential gelegt werden, sodass auch G501 auf Funktion geprüft werden kann.

Der nächste Schritt ist die Bestückung des Funktionsblocks Unterspannungserkennung. Hierbei wird die Diode R406 ausgelassen, sodass die beiden unterschiedlichen Erkennungsmethoden für die Unterspannung (vgl. Abschnitt 5.1.4) später separat getestet werden können.

Anschließend erfolgt die Bestückung des AD-Umsetzers mit Filtern sowie die beiden Pullup-Widerstände für den I<sup>2</sup>C Bus (R100 und R101). Die korrekte Positionierung des AD-Umsetzers auf den Löt pads gelingt durch Befestigung nur eines der äußeren Anschlussbeinchen und anschließender Feinausrichtung. Bei der folgenden Verlötlung der insgesamt 30 Anschlüsse ist zwischen Pin 12 (3,3 V) und 13 (GND) ein Kurzschluss entstanden. Bei der Inbetriebnahme ist dies durch einen starken Stromanstieg aufgefallen, sodass die Inbetriebnahme abgebrochen, der Fehler gesucht und gefunden werden konnte. Nach Entfernen der kaum sichtbaren Lötbrücke ist die Schaltung funktionsfähig.

Im weiteren Verlauf wird der DA-Umsetzer mit Filtern bestückt und auf Funktion untersucht. Abschließend werden die noch fehlenden Stifteisen aus dem Schnittstellen-Funktionsblock eingebaut und der Sicherungseinsatz von F100 wieder eingesetzt. Die bestückten Platinen sind in Abbildung 5.12 dargestellt.

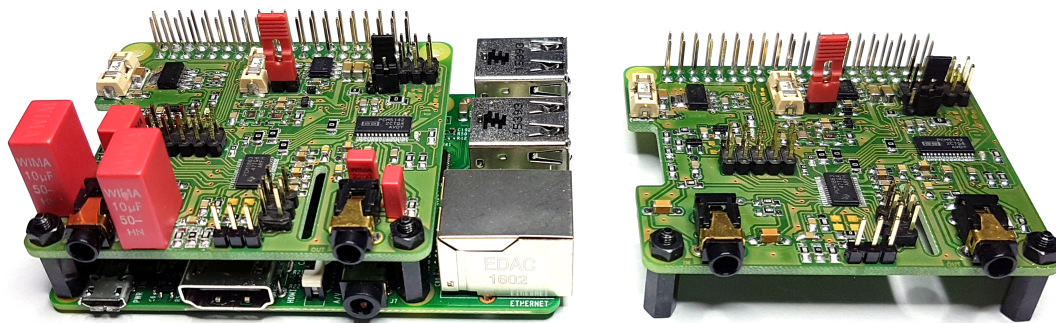


Abbildung 5.12.: HiFi-HAT, bestückte Platine. Links mit verzerrungsarmen Bauteilen auf Raspberry Pi montiert, rechts in alternativer Bestückung. Verkleinerte Darstellung.

Nicht bestückt werden die Bauteile für die Wechselspannungs-Terminierung der Taktsignale, die Widerstände R611 und R612 für die Bereitstellung der Betriebsspannung von Elektret-Mikrofonen am DC-Eingang des AD-Umsetzers sowie R502 (Backup-Steuerleitung vom

Raspberry Pi für Taktquellenauswahl, vgl. Abschnitt 5.1.5), da die Auswahl mittels GPIO des DA-Umsetzers wie geplant funktioniert.

## 5.6. HAT-Identifikation

Die HAT-Spezifikation sieht eine Möglichkeit der Hardware-Identifikation per I<sup>2</sup>C EEPROM vor. Das EEPROM soll grundsätzlich schreibgeschützt betrieben werden und bei Bedarf mittels Testpunkt auf der Platine in den Schreibmodus versetzt werden. Das HiFi-HAT besitzt statt einem Testpunkt einen Jumper (S200) für diese Aufgabe, um den Schreibvorgang einfach zu ermöglichen. Durch das Nichtbestücken der Jumper-Pins entsteht der von der Spezifikation empfohlene Testpunkt.

Der Inhalt des EEPROM besteht aus verschiedenen Informationen (siehe Tabelle 5.8). Damit diese Informationen vom Raspberry Pi zum Systemstart ausgelesen und für eine automatische Konfiguration genutzt werden können, müssen sie in einem vorgegebenen Format vorliegen. Hierfür, sowie für das Beschreiben des EEPROM, stellt die Raspberry Pi Foundation Software-Werkzeuge bereit<sup>23</sup>, sodass sich die Konfiguration auf die Anpassung einer mitgelieferten Textdatei, anschließendes automatisches Erstellen der Binärdatei und Schreiben dieser Datei ins EEPROM beschränkt.

Die Textdatei `eeprom_settings.txt` für beide Versionen der HiFi-HAT Platine ist auf der DVD abgelegt. Um die Informationen in das EEPROM zu schreiben, werden vier Schritte ausgeführt. Zuerst wird eine Datei mit Nullen in der Größe des EEPROM erstellt, anschließend wird diese in das EEPROM geschrieben<sup>24</sup>. Im dritten Schritt werden die Informationen aus der Textdatei in das EEPROM Format übersetzt und im letzten Schritt die so erstellte Datei in den Speicher geschrieben. Die vier Schritte sind im Folgenden dargestellt.

```
dd if=/dev/zero ibs=1k count=4 of=zeros.eep
sudo ./eepflash -w -f=zeros.eep -t=24c32
./eepmake eeprom_settings.txt eeprom_settings.eep
sudo ./eepflash -w -f=eeprom_settings.eep -t=24c32
```

Schritt zwei, das Löschen des EEPROM durch Überschreiben mit Nullen, ist sinnvoll, da die Binärdatei je nach Inhalt der Textdatei kleiner als die Kapazität des EEPROM sein kann und daher bei Auslassen des Schrittes Reste eines alten Schreibvorgangs im Speicher verbleiben können.

Anschließend muss der Rasperry Pi neu gestartet werden, um bei dem folgenden Systemstart die neu geschriebenen Daten auszulesen. Danach kann mit den folgenden Befehlen

<sup>23</sup>URL: <https://github.com/raspberrypi/hats/tree/master/eepromutils>. Tag des letzten Zugriffs: 18.2.2017

<sup>24</sup>Der Schreibvorgang dauert ca. 80 Sekunden aufgrund des mit niedriger Taktrate betriebenen I<sup>2</sup>C Busses.

Tabelle 5.8.: Inhalt des HAT-EEPROM anhand der Datei eeprom\_settings.txt

Feld	Länge	Wert	Beschreibung
product_uuid	16 Bytes	variabel	UUID *) nach RFC 4122 zur eindeutigen Identifizierung der angeschlossenen Hardware. Wenn 0, wird beim Erstellen der Binärdatei automatisch eine ID generiert.
product_id	2 Bytes	0x0001	16 Bit Identifikationsnummer für das Produkt
product_ver	2 Bytes	0x0001 0x0002	16 Bit Versionsnummer des Produktes, <b>1: verzerrungsarme Komponenten,</b> <b>2: Standardkomponenten</b>
vendor	255 Bytes maximal	n.n.	String mit maximal 255 Zeichen, Name des Herstellers
product	255 Bytes maximal	HiFi- HAT	String mit maximal 255 Zeichen, Produktbezeichnung
GPIO	30 Bytes	0	Diverse GPIO Parameter, u.a. einstellbare Treiberstärke. Außerdem können GPIOs auf Sonderfunktionen wie I <sup>2</sup> S umgeschaltet werden. Hier nicht genutzt, da Schnittstelle vom Programm aktiviert wird. Standard: 0
DTB	variabel	n.a.	Device Tree Blob, enthält Konfigurationshinweise für den Kernel, u.a. kann ein Treibername angegeben werden, der für die Hardware geladen werden soll. Hier nicht genutzt.
Die fertige Binärdatei enthält weitere Felder, z.B. eine Feldlängen-Angabe der String-Felder und der Gesamtlänge des EEPROM-Inhaltes sowie Versionsangaben des Datenformates. *) UUID: Universally Unique Identifier			

```
cd /proc/device-tree/hat/
more product
more product_ver
```

die Bezeichnung HiFi-HAT und die Version 0x0001 bzw. 0x0002 ausgelesen werden. Auf die Implementierung weiterer Funktionalität wie eines Device-Tree wird in dieser Arbeit verzichtet, da kein Treiber entwickelt wird.

## 5.7. Gehäuse für HiFi-HAT

Für das Gesamtsystem wird ein Gehäuse vom Hersteller TEKNO S.p.A. mit der Artikelbezeichnung TEK-RPI-X3.0 eingesetzt. Es bietet eine ausreichende Größe, um alternativ zu der SMD-bestückten Variante des HiFi-HAT auch die Platine mit den größeren Folienkondensatoren aufzunehmen. Für die beiden Klinkenbuchsen X100 und X106 müssen an passender Stelle Öffnungen in das Gehäuse gebohrt werden.

Für den Fall, dass neben dem 3D-Modell des HiFi-HAT ähnliche Daten auch für den Raspberry Pi und das Gehäuse vorliegen, lassen sich ideale Maße bestimmen. Da diese Daten nicht vorliegen, werden die Angaben durch Messung ermittelt. Die Werte können Tabelle 5.9 und Abbildung 5.13 entnommen werden.

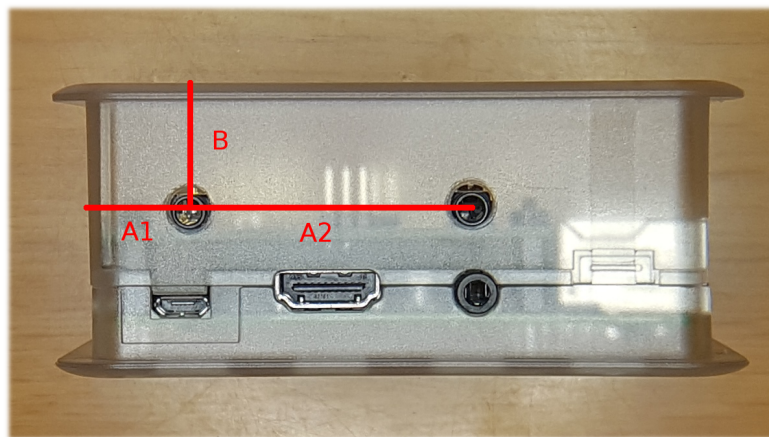


Abbildung 5.13.: HiFi-HAT Gehäuse, Bohrmarkierungen für die Klinkenbuchsen. Oben links: Stereo-Eingang, oben rechts: Stereo-Ausgang. Unten die Anschlüsse des Raspberry Pi (v.l.n.r.): Stromanschluss, HDMI-Ausgang und Audioausgang.

Bei der Montage fällt eine leichte Fehlpositionierung der Klinkenbuchsen auf. Diese befinden sich ca. 0,6 mm zu weit im Gehäuse. Dadurch besteht die Möglichkeit, dass nicht alle am Markt verfügbaren Klinkenstecker zuverlässig verwendet werden können. Im Probebetrieb ist dies jedoch nicht aufgetreten. Sollten weitere Platinen gefertigt werden, sollten die Buchsen leicht versetzt werden. Dies ist in Version 1.1 der Schaltplan- und Layoutdaten, die auf der DVD mitgeliefert werden, umgesetzt.



Tabelle 5.9.: Bohrdaten für das Gehäuse des HiFi-HAT

Bezeichnung	Größe [mm]
A1	15,0
A2	41,2
B	18,6
Bohrdurchmesser	6

A1: von Außenseite zu Bohrmittelpunkt

A2: von Bohrmittelpunkt zu Bohrmittelpunkt

B: von Außenseite zu Bohrmittelpunkt

## 5.8. Adapterkabel für Audiomessungen

Für die Messungen an der fertigen Platine soll der Rohde & Schwarz UPV Audio Analyzer eingesetzt werden. Die verwendeten Audiokabel für die analogen Anschlüsse sind selbst angefertigte Verbindungen, entsprechen jedoch einer handelsüblichen Belegung, siehe Tabelle 5.10. Neben den analogen Ein- und Ausgängen bietet das Messgerät auch die Möglichkeit, ein I<sup>2</sup>S Signal zu verarbeiten. Hierfür wird ein Adapterkabel (Abbildung 5.14) benötigt, die Belegung ist in Tabelle 5.11 wiedergegeben.

Beachtet werden müssen bei Verwendung des Adapterkabels folgende zwei Hinweise: Die Bauteile auf der HiFi-HAT Platine sind nicht kurzschlussfest, gleiches gilt für die Anschlüsse des Raspberry Pi.

- Wird auf Pin 40 von X101 ein Signal vom UPV eingespeist, muss der zugehörige GPIO des Raspberry Pi passiv bzw. als Eingang konfiguriert sein. Befindet er sich in der Betriebsart I<sup>2</sup>S, ist dieser GPIO jedoch ein Ausgang. Lösung: I<sup>2</sup>S Schnittstelle des Raspberry Pi deaktivieren, z.B. mit der mitgelieferten Software, Option -j.
- An Pin 2 von X105 liegt der Haupt-Takt an, geliefert von G500 oder G501. Hier darf üblicherweise keine Verbindung mit dem Generatorausgang des UPV erfolgen. Es ist nicht vorgesehen, dass beide Generatoren zeitgleich deaktiviert sind. Es ist jedoch möglich, R503 zu entfernen. In diesem Fall kann an Pin 2 von X105 ein externes Taktsignal eingespeist werden. Benötigt wird diese Beschaltung jedoch für keine der durchgeführten Tests im folgenden Kapitel.

Soll der UPV Daten entgegennehmen, muss ihm ein Haupt- bzw. Mastertakt oder alternativ ein Wort-Takt über seine BNC-Buchse für die Synchronisation zugeführt werden. Diese Signale können wahlweise an Pin 2 (MCLK) oder Pin 8 (LRCK) von X105 abgegriffen werden. Aufgrund der niedrigeren Frequenz bietet sich der Wort-Takt LRCK an.

Tabelle 5.10.: Belegung Adapterkabel für analoge Verbindung zwischen HiFi-HAT (1x Klin- kenstecker) und R&amp;S UPV (2x XLR Stecker/Buchse)

Signal	UPV		HiFi-HAT
	Pin-Nr.	XLR Nr.	
Bezug/Schirmung	1+3	1+2	Schaft
Signal (+), links	2	1	Spitze
Signal (+), rechts	2	2	Ring

Tabelle 5.11.: Belegung Adapterkabel für I<sup>2</sup>S Verbindung zwischen HiFi-HAT und R&S UPV

Signal	UPV				HiFi-HAT		
	Anschluss	Pin-Nr.	Pin-Nr.		Anschluss	Signal	
GND	Sub-D	2	<>	9	X101	GND	
RX_SCK	Sub-D	15	<	12	X101	BCK	
GND	Sub-D	3	<>	30	X101	GND	
RX_FSYNC	Sub-D	16	<	35	X101	LRCK	
GND	Sub-D	4	<>	34	X101	GND	
RX_DATA	Sub-D	17	<	38	X101	SDATA_fr_ADC	
GND	Sub-D	9	<>	39	X101	GND	
TX_DATA	Sub-D	22	>	40	X101	SDATA_fr_RPI	
Separate Verbindung, wahlweise							
TX_MCLK [sic]	BNC	–	<	2	X105	MCLK	
TX_MCLK [sic]	BNC	–	<	8	X105	LRCK	
Nur verbinden, wenn G500 und G501 passiv! (Für Messungen in Kap. 6 nicht benötigt.)							
TX_MCLK	Sub-D	25	>	2	X105	MCLK	
GND	Sub-D	13	<>	3	X105	GND	

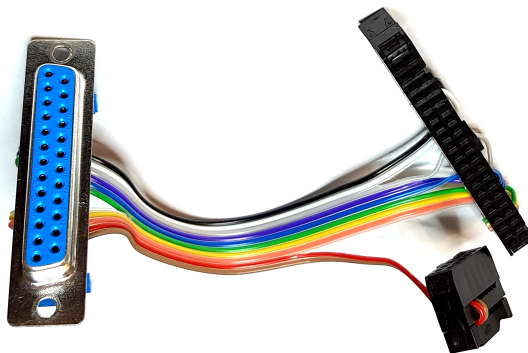


Abbildung 5.14.: Adapterkabel für Messungen mit dem Rohde &amp; Schwarz UPV. Belegung siehe Tabelle 5.11. Links: UPV, rechts oben: X101, rechts unten: X105.

## 6. Ergebnisse

In diesem Kapitel sollen zunächst die Spannungsversorgung sowie die Unterspannungserkennung getestet werden. Anschließend erfolgt die Verifikation der Audio-Eigenschaften des AD- und DA-Umsetzers einzeln sowie dem Gesamtsystem aus AD-Umsetzer und DA-Umsetzer. Abschließend soll kurz die Leistung des Raspberry Pi für die Filterung eines Signals überprüft werden.

Die Bestückungsvariante mit den verzerrungsarmen Bauteilen wird im Folgenden als Platine 1 bzw. Version 1 und die Variante mit den Standardkomponenten als Platine 2 bzw. Version 2 bezeichnet.

### 6.1. Spannungsversorgung

Die Stromaufnahme wird durch Herauslösen des Sicherungseinsatzes von F100 und Zwischenschalten eines Multimeters gemessen. Die Stromaufnahme für verschiedene Betriebszustände ist in Tabelle 6.1 wiedergegeben.

Tabelle 6.1.: Stromaufnahme HiFi-HAT (Gesamtsystem, 5 V-Schiene)

<b>Systemzustand</b>	<b>Abtastrate [kHz]</b>	<b>Strom gemessen, Platine 1 [mA]</b>	<b>Strom gemessen, Platine 2 [mA]</b>	<b>Strom soll *) [mA]</b>
Standby		9	9	
Betrieb	44,1	62	62	
Betrieb	48	64	64	69 (typisch) 94 (maximal)
Betrieb	88,2	69	68	
Betrieb	96	71	71	
Betrieb	192	79	78	

\*) Werte aus Tabelle 5.1 übernommen

Die Stromaufnahme beider Platinen weicht bei den verschiedenen Messungen um weniger als 1,5 % voneinander ab, der aus den Datenblattangaben übernommene Wert der typischen

Stromaufnahme bei 48 kHz wird leicht unterschritten. Für höhere Taktraten fehlen die Angaben im Datenblatt des AD-Umsetzers, daher ist hier kein Vergleich möglich. Die Versorgungsspannung des für die Tests verwendeten USB-Netzteils<sup>1</sup> beträgt im Standby (Raspberry Pi Anzeige der Kommandozeile via Secure Shell Verbindung, Systemlast unter 5%) ca. 5,1 V. Wird das HiFi-HAT mit 192 kHz betrieben und der Raspberry Pi zum Durchleiten verwendet, sinkt die Spannung auf 5,06 V. Die Verlustleistung am Längsregler T300 beträgt hierbei nach Formel 5.1 139 mW und damit weniger als die Hälfte der in Abschnitt 5.1.3 aufgrund fehlender Daten geschätzten Verlustleistung.

## 6.2. Unterspannungserkennung

Zunächst wird die Abschaltung des DA-Umsetzers mittels eines digitalen Signals am Pin XSMT überprüft. Hierfür wird der GPIO Pin 5 des Raspberry Pi (entspricht Pin 29 an X101) mittels Zugriff über das Dateisystem von high auf low umgeschaltet<sup>2</sup>. Der Übergang von einer 1 auf eine 0 (entsprechend high zu low) wird als digitale Stummschaltung vom DA-Umsetzer erkannt. Dieser Vorgang ist für die Samplerate 48 kHz und einem Testsignal von 1 kHz exemplarisch in Abbildung 6.1 dargestellt. Die auf dem Bild sichtbare Dauer für die Abschaltung beträgt ca 0.8 ms, anschließend ist das Signal so klein, dass es vom Oszilloskop nicht mehr aufgelöst wird. Die tatsächliche Dauer beträgt laut Datenblatt 104 Samples für die Rampe, entsprechend 2,2 ms bei 48 kHz Abtastrate.

Im nächsten Schritt wird die Unterspannungserkennung durch das Reset-IC (K400) geprüft. Um diese, sowie die Variante mit Spannungsteiler, separat prüfen zu können, ist Diode R406 nicht bestückt. Daher hat das Auslösen des IC keinen Einfluss auf den DA-Umsetzer. Getestet wird die Auslöseschwelle durch Versorgen des HiFi-HAT mittels regelbarem Labornetzteil, ohne dass die Platine auf dem Raspberry Pi montiert ist. Gleichzeitig wird die Versorgungsspannung mit einem Multimeter gemessen. Das Umschalten des IC wird mittels Oszilloskop beobachtet. Für beide bestückten Platinen beträgt die Schwelle 4,6 V. Mit dem vorhandenen Netzteil lässt sich die Spannung nicht fein genug einstellen, um eine weitere Nachkommastelle zu ermitteln.

Anschließend wird der Spannungsverlauf der 5 V-Schiene des Raspberry Pi an Pin 2 von X101 und der 3,3 V-Schiene des HiFi-HAT an Pin 2 von X104 im Ausschaltmoment gemessen. Dabei sind die beiden Umsetzer konfiguriert und arbeiten, der DA-Umsetzer wird per Jumper S700 direkt vom AD-Umsetzer mit Daten versorgt. Das Betriebssystem des Raspberry Pi wird zuvor heruntergefahren, sodass der Zusammenbruch der Betriebsspannung keine

<sup>1</sup>Goobay, Modell 43651, Ausgang: 5,25 V, max. 2,1 A

<sup>2</sup>Vgl. Abschnitt 2.6

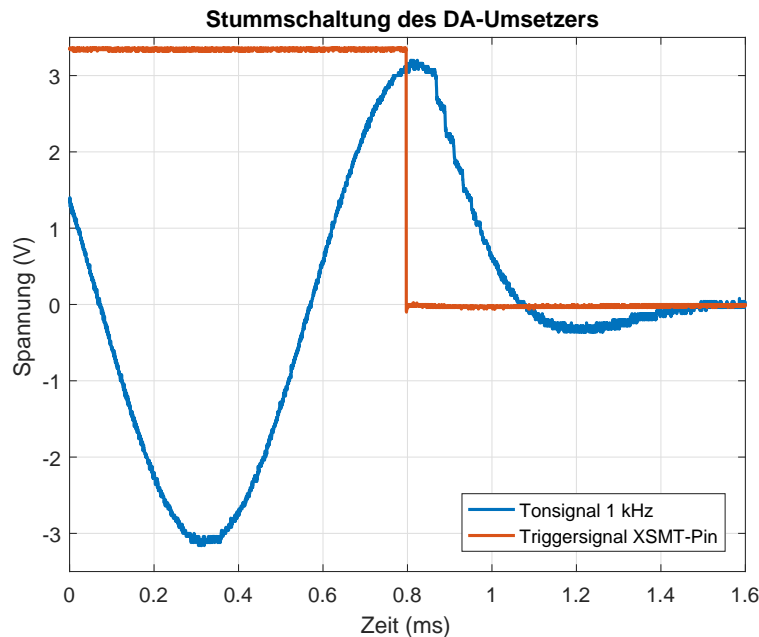


Abbildung 6.1.: Stummschaltung des DA-Umsetzers durch ein digitales Steuersignal.

Gefahr für das Dateisystem darstellt. Der Versuch wird in zwei Varianten durchgeführt. Zunächst erfolgt die Trennung des Netzteils vom 230 V-Netz, der Micro-USB Stecker bleibt mit dem Raspberry Pi verbunden. Das Ergebnis ist in Abbildung 6.2 dargestellt. Die Zeit von Auslösung des Reset-ICs bis Einbruch der 3,3 V-Schiene beträgt 4,25 ms, damit erhält der DA-Umsetzer ausreichend Zeit für eine Abschaltung. Diese Zeitspanne ist jedoch abhängig vom verwendeten Netzteil und der vom Raspberry Pi erzeugten Systemlast.

Für die zweite Messung wird das System wieder in Betrieb genommen (AD- und DA-Umsetzer aktiviert, Raspberry Pi anschließend heruntergefahren) und der Micro-USB Stecker vom Raspberry Pi abgezogen. Diese Messung ist in Abbildung 6.3 dargestellt. Die verfügbare Zeit ohne Netzteil von 1,3 ms ermöglicht bei niedrigen Abtastraten keine sichere Abschaltung des DA-Umsetzers, da die benötigte Zeit für die Rampe deutlich unterschritten wird.

Abschließend soll geprüft werden, ob die Unterspannungserkennung mittels Spannungsteiler einen Ausweg bietet. Hierzu werden von beiden bestückten Platinen die beiden analogen Schaltschwellen der XSMT-Pins der DA-Umsetzer ermittelt. Hierzu kann der GPIO 4 des DA-Umsetzers genutzt werden, der mit der Status-LED P700 verschaltet ist. So kann wahlweise für die obere oder für die untere Schaltschwelle deren Überschreitung angezeigt werden. Zunächst wird die Schaltung in Betrieb genommen, d.h. die Umsetzer werden mittels Software auf Jumper-Betrieb konfiguriert. Anschließend wird per I<sup>2</sup>C Kommando die Funktion

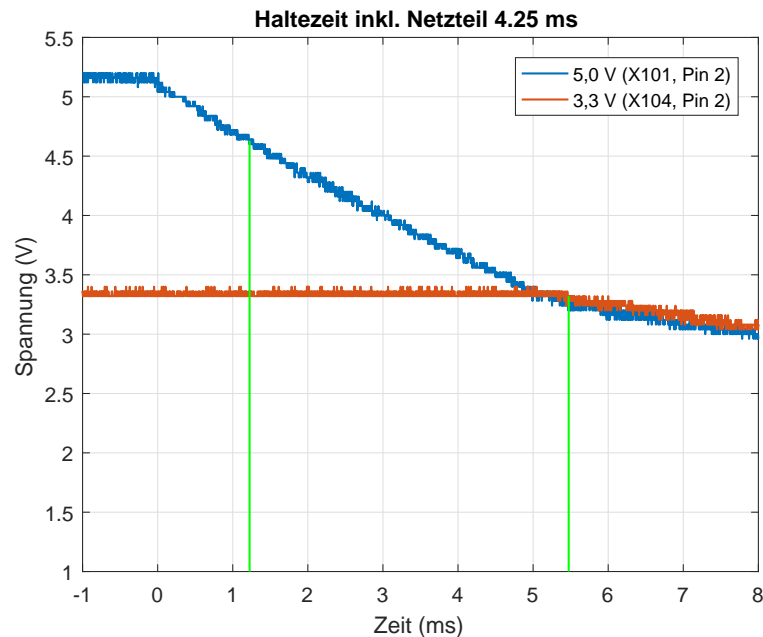


Abbildung 6.2.: Spannungverlauf der 5 V-Schiene des Raspberry Pi und der 3,3 V-Schiene des HiFi-HAT bei Abschalten der 230 V Versorgung des Netzteils. Grün eingezeichnet sind die Auslöseschwelle des Reset-IC und der Beginn des Einbruchs der 3,3 V-Schiene.

des GPIO Pins auf die Anzeige von unterer (0x0F) oder oberer (0x0E) Schwelle eingestellt [25, S. 77 und S. 92 f] und per weiterem Kommando der Pin auf Ausgabe umgeschaltet:

```
i2cset -y 1 0x4c 0x53 0x0F
i2cset -y 1 0x4c 0x08 0x08
```

Anschließend kann der XSMT-Pin z.B. mittels eines Potentiometers langsam auf Bezugspotential gezogen werden, durch die hohen Widerstandswerte von R403 und R405 fließt dabei nur ein minimaler Strom. Die Spannung am XSMT-Pin bei Umschalten der LED wird mittels Multimeter gemessen. Für beide bestückten Platinen ergeben die in Tabelle 6.2 dargestellten Werte. Sie liegen für beide Schwellen und ICs jeweils leicht oberhalb der typischen Werte laut Datenblatt.

Eine Simulation des Spannungsverlaufs am XSMT-Pin wird in die Daten aus Abbildung 6.3 eingefügt<sup>3</sup> und ist in Abbildung 6.4 dargestellt. Es ist erkennbar, dass die Spannung viel zu

<sup>3</sup>Für die Messung steht nur ein Zweikanal-Oszilloskop zur Verfügung, die Spannung am XSMT-Pin ergibt sich durch den Spannungsteiler (innerhalb der Grenzen durch die Schutzdioden) und kann so einfach berechnet werden.

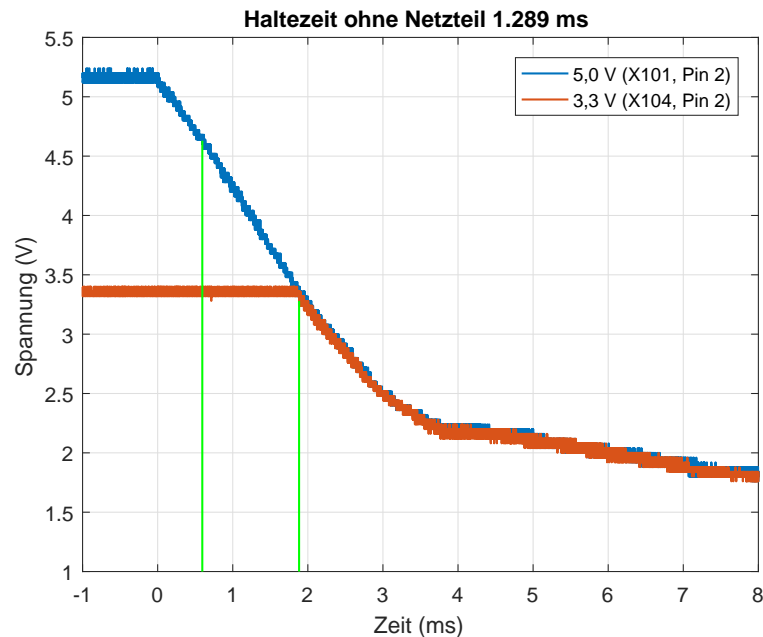


Abbildung 6.3.: Spannungsverlauf der 5 V-Schiene des Raspberry Pi und der 3,3 V-Schiene des HiFi-HAT bei Abziehen des Micro-USB Steckers am Raspberry Pi. Grün eingezeichnet sind die Auslöseschwelle des Reset-IC und der Beginn des Einbruchs der 3,3 V-Schiene.

Tabelle 6.2.: Analoge Schaltschwellen XSMT-Pin

	<b>Platine 1</b>	<b>Platine 2</b>
Messung obere Schwelle	2,35 V	2,35 V
Datenblattangabe typisch	2.2 V	
Datenblattangabe Bereich	2 V .. 0.9*DVDD (= 2,97 V)	
Messung untere Schwelle	1,00 V	1,05 V
Datenblattangabe typisch	0.9 V	
Datenblattangabe Bereich	0.1*DVDD (= 0,33 V) .. 1.2 V	

spät den Schwellwert erreicht. Der Spannungsteiler muss für den per Messung ermittelten Schwellwert angepasst werden, um die gewünschte Funktion sicherzustellen. Da sich die Werte von Umsetzer zu Umsetzer ändern können, ist dies keine sinnvolle Lösung.

Allerdings schaltet der DA-Umsetzer auch bei Vorliegen eines Bipolar-Null-Signals seine Ausgänge selbstständig ab. Im Regelbetrieb versorgt der Raspberry Pi den DA-Umsetzer. Wird er geplant herunter gefahren, schaltet automatisch auch der DA-Umsetzer vor Abschalt-

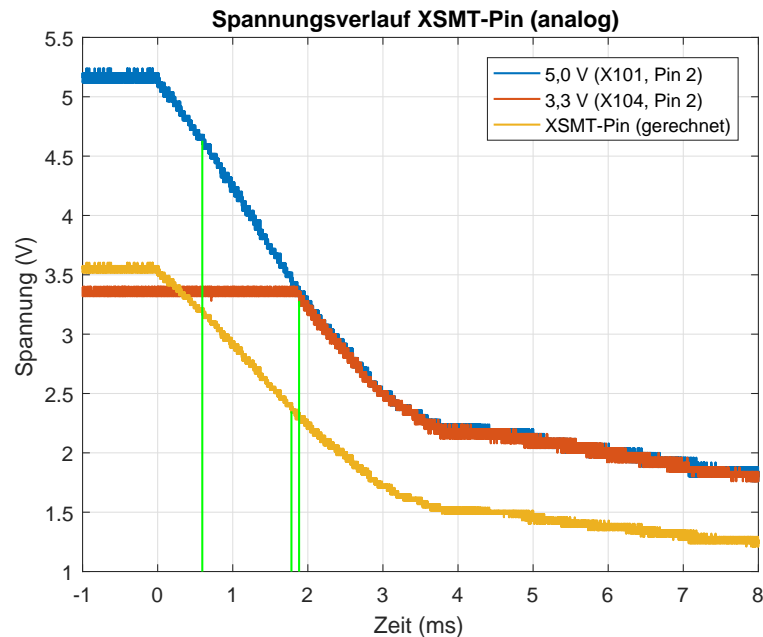


Abbildung 6.4.: Spannungsverlauf des XSMT-Pins sowie der 5 V-Schiene des Raspberry Pi und der 3,3 V-Schiene des HiFi-HAT bei Abziehen des Micro-USB Steckers am Raspberry Pi. Grün eingezeichnet sind die Auslöseschwelle des Reset-IC, die Auslöseschwelle des XSMT-Pins und direkt daneben der Beginn des Einbruchs der 3,3 V-Schiene. Zwischen XSMT-Schwelle und Einbrechen der 3,3 V-Schiene liegen 0,1 ms.

ten der Versorgungsspannung ab. Für den Fall einer nicht geplanten Spannungsunterbrechung reicht je nach Netzteil die Pufferzeit für das digitale Abschalten per Reset-IC. Andernfalls besteht die Möglichkeit, einen Abschaltknacks zu hören. Während der Messungen ist dies ohne jegliche Unterspannungsüberwachung bei mehreren Abschaltvorgängen nur einmal leicht hörbar aufgetreten, sodass hier kein weiterer Handlungsbedarf gesehen wird. Andernfalls muss ein größerer Elektrolyt-Kondensator mit Werten um  $2000\mu\text{F}$  in den Schaltung integriert werden<sup>4</sup>. Hierfür ist jedoch kein ausreichender Platz auf der Platine vorhanden.

Die Empfehlung lautet, das Reset-IC als alleinige Abschaltquelle mit der beschriebenen Einschränkung zu nutzen. Die Bauteile R400, R401, R403 bis R405 sowie R407 können entfallen und R406 wird durch einen Brückenwiderstand mit  $0\ \Omega$  ersetzt.

<sup>4</sup>Vgl. Formel 5.3, bei  $2000\mu\text{F}$  und  $94\ \text{mA}$  fällt die Spannung auf  $3,14\ \text{V}$  nach  $3,325\ \text{ms}$ , sodass genügend Zeit für die Abschaltung mittels Reset-IC bleibt.



### 6.3. Audioperformance

Für die Audiomessungen der Teilsysteme und des Gesamtsystems wird primär der R&S UPV Audio Analyzer verwendet. Die durchzuführenden Messungen orientieren sich dabei an dem Standard AES17 [2]. Hieraus wird eine Auswahl getroffen, mit der die zentralen Anforderungen aus dem Abschnitt 3 überprüft werden können.

Die Umsetzer werden bei allen Messungen mit 48 kHz Abtastrate betrieben. Die Verbindung erfolgt mit den angefertigten Adapterkabeln aus Abschnitt 5.8. Die I<sup>2</sup>S Schnittstelle des Raspberry Pi ist passiv geschaltet, für Messungen des Gesamtsystems (d.h. AD- und DA-Umsetzer zusammen) werden die Daten vom AD-Umsetzer über den Jumper S700 direkt zum DA-Umsetzer geleitet.

Für alle Messungen wird im DA-Umsetzer die Funktion zum Abschalten der analogen Ausgänge bei Fehlen des Eingangssignals deaktiviert. Insbesondere für die Messung der Rauschspannung ist dies von Bedeutung. Alle übrigen Einstellungen wie Anti-Alias und Anti-Imaging Filter werden mit Standardeinstellungen laut den Datenblättern betrieben.

Der Raspberry Pi wird für die Messungen mit dem Steckernetzteil betrieben, testweise auch mit einem Akku-Pack. Dies führt jedoch zu keinen Änderungen der Messergebnisse. Der Computer ist für Einstell- und Konfigurationszwecke über WLAN in ein Netzwerk eingebunden. Bei Nutzung eines Netzkabels sind Kabel ohne Schirmung (U/UTP) sinnvoll, da durch diese keine Masse-Schleife entsteht. Bei Nutzung eines geschirmten Kabels (z.B. F/FTP) kann der Rauschteppich hingegen ansteigen.

#### 6.3.1. Maximale Amplitude

In [2, Kapitel 5.4, 5.5 und 6.3] sind Messungen der maximalen Eingangs- und Ausgangsamplitude beschrieben. Diese werden mit einem 997 Hz Sinus-Signal durchgeführt. Bei einem AD-Umsetzer ermittelt Messung 5.4 den Effektivwert eines analogen Signals, dessen Spitzenwert den größten positiven Digitalwert (digital full scale) erreicht. Messung 5.5 ermittelt den Effektivwert eines analogen Signals, welches zu einer Verzerrung von 1 % THD+N führt. Entsprechend liefert Messung 6.3 den analogen Effektivwert bei Ansteuerung des DA-Umsetzers mit einem digitalen Full-Scale Signal.

Die Ergebnisse sind in Tabelle 6.3 wiedergegeben. Laut Datenblatt liegen die Werte der Vollaussteuerung bei genau 2,1 V für beide Umsetzer. Der AD-Umsetzer weist einen gemessenen maximalen Fehler von 0,7 % bzw. 0,06 dB (Platine 1, Kanal 1) auf, der DA-Umsetzer von 2,7 % oder 0,23 dB (Platine 1, Kanal 1). Alle weiteren Spannungswerte der folgenden Messungen beziehen sich auf die Datenblatt-Angaben von 2,1 V für 0 dBFS.

Tabelle 6.3.: Signalamplituden

Messung	Platine 1		Platine 2	
	Kanal 1	Kanal 2	Kanal 1	Kanal 2
AD-Umsetzer				
5.4: 0 dBFS erreicht bei	2,08570 V	2,09235 V	2,08820 V	2,09720 V
5.5: 1 % THD+N erreicht bei	2,15210 V	2,14530 V	2,14815 V	2,15730 V
DA-Umsetzer				
6.3: Spannung bei 0 dBFS	2,1563 V	2,1470 V	2,1235 V	2,1287 V

### 6.3.2. Filter

Die Dämpfung von Aliasfrequenzen bei der AD-Umsetzung oberhalb von 24 kHz ist insbesondere von dem digitalen Tiefpassfilter abhängig. Es soll geprüft werden, ob die angegebene Dämpfung von 65 dB bei  $0,583 \cdot f_{\text{abtast}}$  erreicht wird [22, S. 12]. Hierfür wird ein Sinussignal mit  $1 V_{\text{eff}}$  in den Eingang eingespeist und der Effektivwert des digitalen Signals mittels Matlab bestimmt. Als Bezugspegel wird der Wert bei 997 Hz genutzt (1,0057 V). Bei 26 kHz wird eine Dämpfung von 48 dB erreicht und bei 27 kHz von 68 dB. Die laut Datenblatt spezifizierte Sperrdämpfung von 65 dB bei 28 kHz wird erreicht. Der Durchlassbereich soll eine Welligkeit von 0,05 dB aufweisen. In Abbildung 6.6 ist erkennbar, dass dieser Wert eingehalten wird (blaue Messreihe). Der Welligkeit des digitalen Filters im Durchlassbereich ist jedoch ein weiterer Effekt überlagert, dies wird im folgenden Kapitel beschrieben.

Das Anti-Image Filter des DA-Umsetzers dämpft die Bildfrequenzen bis ca. 358 kHz [25, S. 23], das Rekonstruktionsfilter dämpft die vom digitalen Filter durchgelassenen Frequenzen oberhalb seiner Grenzfrequenz. Um dies zu untersuchen, wird ein 20 kHz Sinussignal mit  $1 V_{\text{eff}}$  durch den DA-Umsetzer ausgegeben und das Ausgangsspektrum mittels FFT untersucht. Es sind die erwarteten Signalanteile bei 20 kHz, 364 kHz und 404 kHz sowie bei 748 kHz und 788 kHz erkennbar. Wird vor dem Rekonstruktionsfilter gemessen, liegen die Amplituden bei 364 kHz und 404 kHz um ca. 8 dB höher als hinter dem Filter. Dies entspricht der berechneten Dämpfung aus Abschnitt 5.1.7.

### 6.3.3. Amplitudengang

Der Amplitudengang ist in Abschnitt 7.1.1 des AES17-Standards beschrieben. Das Testsignal besteht aus einem Signal variabler Frequenz und einer Amplitude von -20 dBFS. Die Darstellung erfolgt in dBr, wobei der Bezugspegel 0 dBr dem Messwert bei der Frequenz

997 Hz entspricht. Diese Werte sind in Tabelle 6.4 dargestellt, der Amplitudengang des AD-Umsetzers der Platine 1 wird hier exemplarisch gezeigt (Abbildung 6.5), die übrigen sind auf der DVD abgelegt.

Tabelle 6.4.: Referenzwerte Amplitudengang (0 dB)

Platine 1		Platine 2	
Kanal 1	Kanal 2	Kanal 1	Kanal 2
AD-Umsetzer			
-19,969 dBFS	-19,942 dBFS	-19,953 dBFS	-19,990 dBFS
DA-Umsetzer			
216,05 mV	214,84 mV	212,60 mV	213,10 mV
Gesamtsystem			
216,90 mV	216,31 mV	214,15 mV	213,74 mV

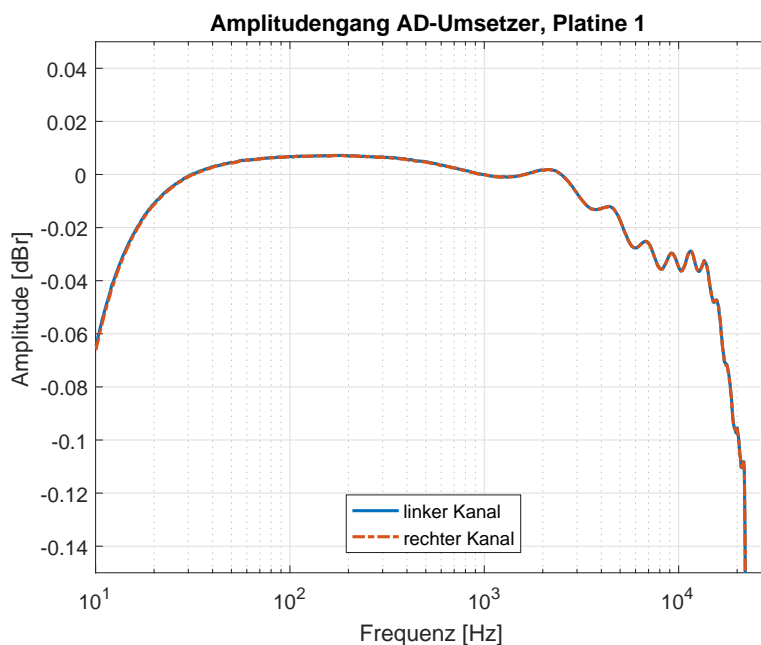


Abbildung 6.5.: Amplitudengang, AD-Umsetzer, Platine 1

Erkennbar ist die Wirkung des Hochpassfilters bei Frequenzen unter 20 Hz. Die Grenzfrequenz liegt unterhalb der Messgrenze von 10 Hz. Bei den DA-Umsetzern ist kein Hochpassverhalten sichtbar, da sie gleichspannungsgekoppelt sind.

Alle gemessenen Frequenzgänge weisen zu höheren Frequenzen hin einen leichten Abfall der Amplitude auf, außerdem fällt eine leichte Welligkeit auf. Bei linearer Frequenzachse ist dieser Effekt deutlicher zu erkennen, er wird in Abbildung 6.6 am Beispiel des Amplitudengangs über das Gesamtsystem gezeigt. Die Welligkeit wird von den digitalen Tiefpassfiltern erzeugt. Wird die Abtastrate erhöht, wird der Effekt auseinander gezogen und fällt somit im betrachteten Bereich nicht mehr so stark auf.

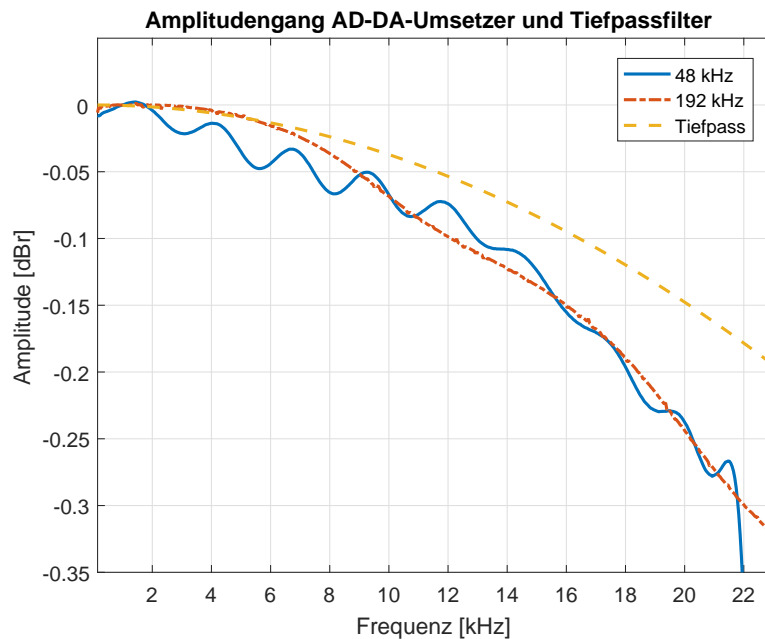


Abbildung 6.6.: Amplitudengang, AD-DA-Umsetzer, Platine 1, lineare Frequenzachse. Messung bei 48 und 192 kHz, simulierter Amplitudengang von Antialias- und Rekonstruktionsfilter.

Der zweite sichtbare Effekt, die abfallende Amplitude, ist durch den glatteren Verlauf bei der hohen Abtastrate besonders gut zu erkennen. Eine Erklärung hierfür liefern die Amplitudengänge des analogen Anti-Alias-Filters und des Rekonstruktionsfilters. In die Darstellung ist ein berechneter Amplitudengang von beiden in Reihe geschalteten Filtern eingezeichnet<sup>5</sup>. Der Innenwiderstand von  $5 \Omega$  des Audio Analyzers wurde zusätzlich berücksichtigt. Eine vollständige Übereinstimmung der Kurven kann erreicht werden, wenn die Widerstandswerte der berechneten Tiefpasskurve um einige Dutzend Ohm vergrößert werden. Für diese Größenordnung kann jedoch keine Erklärung gefunden werden: Die Messkabel weisen einen ohmschen Widerstand von unter einem Ohm auf, die Leiterbahnen auf der Platine von ca. 2

<sup>5</sup>Werte der Filterelemente entsprechen den verbauten Komponenten laut Kapitel 5.1.6 und 5.1.7.

Ohm. Dennoch lässt sich der systematische Fehler durch die beiden Tiefpassfilter in Teilen erklären.

### 6.3.4. Gesamtklirrfaktor und Rauschen

Es existieren verschiedene Varianten, Verzerrungen eines Signals anzugeben. In den Datenblättern zu den Umsetzern wird der Parameter THD+N angegeben, der AES17-Standard behandelt ihn in Abschnitt 8.5.2. Er wird im Folgenden als Funktion der Signalamplitude von  $-80$  dBFS bis  $0$  dBFS gemessen. Es werden alle Signalkomponenten (Oberwellen, Rauschen) innerhalb des Frequenzbandes von  $10$  Hz bis  $20$  kHz, ohne die Grundwelle, bewertet. Zum besseren Vergleich werden alle Diagramme mit der gleichen Achsenskalierung abgedruckt. Das Diagramm für die AD-Umsetzer in beiden Bestückungsvarianten (Abbildung 6.7) sowie für die DA-Umsetzer (Abbildung 6.8) sind im Folgenden dargestellt, die übrigen Diagramme sind auf der DVD wiedergegeben.

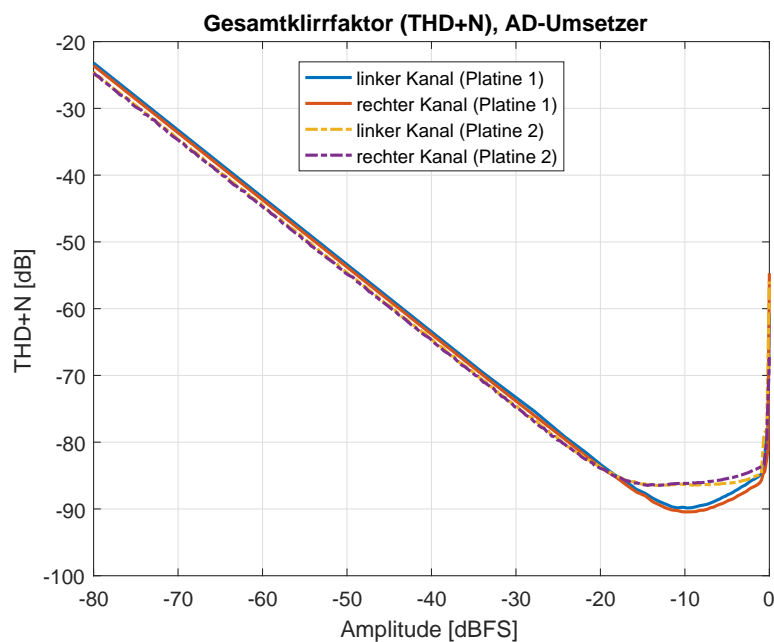


Abbildung 6.7.: THD+N Messung, AD-Umsetzer, Vergleich Platine 1 und 2

Bei den AD-Umsetzern ist ein Unterschied zwischen den verwendeten Bauteilen ersichtlich. Auffällig ist, dass für niedrige Signale von  $-80$  dBFS bis  $-20$  dBFS die Werte der Platine mit den einfachen Bauteilen um ca.  $1$  dB besser ausfallen, für größere Signale liefert die Platine mit den hochwertigeren Bauteilen bis knapp  $5$  dB bessere Ergebnisse.

Bei den DA-Umsetzern sind solche Unterschiede nicht erkennbar. Eine mögliche Erklärung hierfür ist, dass die bei Platine 2 verwendeten Keramikcondensatoren NP0-Typen sind. Diese sind, ähnlich den Foliencondensatoren, verzerrungsarm.

Zwischen ca. -20 dBFS und -5 dBFS zeigt der linke Kanal des DA-Umsetzers von Platine 2 ca. 4 dB schlechtere Messwerte im Vergleich zu den übrigen drei Messungen. Da nur eine von beiden Platinen betroffen ist, scheint kein generelles Problem mit dem Platinenlayout vorzuliegen. Eventuell wurde ein Bauteil beim Einlöten zu stark erhitzt und ist beschädigt. Eine weitere Untersuchung dieses Ergebnisses wäre ratsam.

Der generelle Verlauf der Messkurven ist bei niedrigen Pegeln bis ca. -20 dBFS durch das Rauschen bestimmt. In diesem Bereich führt eine Erhöhung des Pegels um 10 dB zu einem ebenfalls um 10 dB besseren Messwert. Im Bereich von ca. -20 dBFS bis ca. -3 dBFS steigen die Verzerrungen durch die Bauteile an, sodass die Messkurve hier nicht mehr linear ist. Noch höhere Pegel führen zusätzlich zu Verzerrungen in den Umsetzern, sodass die Messwerte in diesem Bereich sehr schlecht werden.

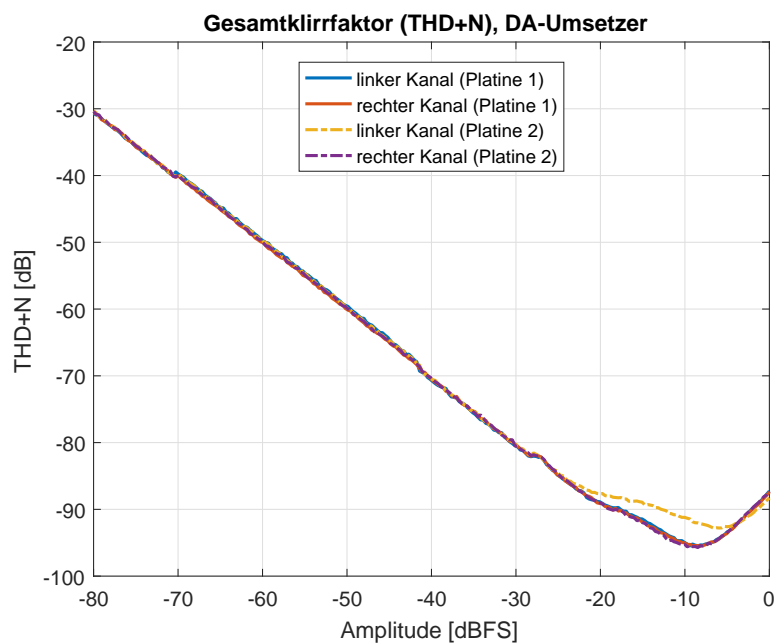


Abbildung 6.8.: THD+N Messung, DA-Umsetzer, Vergleich Platine 1 und 2, Anomalie linker Kanal Platine 2

### 6.3.5. Rauschspannung und SNR

Neben dem Amplitudengang ist die Rauschspannung eines Systems eine wichtige Messgröße. Sie wird in Abschnitt 9.1 des AES17-Standards beschrieben. Die maximale Signalamplitude bezogen auf die Rauschspannung ergibt den Signal-zu-Rauschabstand. Bewertet wird die Rauschspannung laut Standard mit einem Filter nach ITU-R 468 (CCIR 468), jedoch um ca. 5,6 dB gedämpft<sup>6</sup>. Der UPV Audio Analyzer bietet dieses Filter unter der Option CCIR 2k wtd [16, S. 656]. Die Messwerte sind in Tabelle 6.5 wiedergegeben.

Tabelle 6.5.: Rauschspannung und SNR

Messung	Platine 1		Platine 2	
	Kanal 1	Kanal 2	Kanal 1	Kanal 2
AD-Umsetzer				
Rauschspannung	-103,5 dBFS	-102,9 dBFS	-103,9 dBFS	-103,9 dBFS
SNR (1 V Signal)	97,1 dB	96,4 dB	97,5 dB	97,5 dB
Differenz zu Datenblatt *)	2,5 dB	3,2 dB	2,1 dB	2,1 dB
DA-Umsetzer				
Rauschspannung **)	6,8 $\mu$ V	6,7 $\mu$ V	6,7 $\mu$ V	6,9 $\mu$ V
SNR (1 V Signal)	103,3 dB	103,4 dB	103,4 dB	103,2 dB
Differenz zu Datenblatt ***)	2,3 dB	2,2 dB	2,2 dB	2,4 dB
Gesamtsystem				
Rauschspannung	15,5 $\mu$ V	14,9 $\mu$ V	14,3 $\mu$ V	14,5 $\mu$ V
SNR (1 V Signal)	96,2 dB	96,5 dB	96,9 dB	96,8 dB

\*) Datenblattwert: 106 dB bei 2,1 V Signal, entsprechen 99,6 dB bei 1 V Signal.

\*\*\*) Die Automute-Funktion der DA-Umsetzer ist deaktiviert. Wird sie eingeschaltet, reduziert sich die Rauschspannung auf zirka die Hälfte der angegebenen Werte.

\*\*\*\*) Datenblattwert: 112 dB bei 2,1 V Signal, entsprechen 105,6 dB bei 1 V Signal.

Bei beiden Umsetzern wird der jeweilige Datenblattwert nicht erreicht, es ergeben sich Differenzen im Vergleich zu den Datenblattwerten von 2,1 dB bis 3,2 dB. Hierfür können vielfältige Gründe vorliegen, z.B. zu viel Rauschen auf der Versorgungsspannung durch weitere digitale Bausteine wie den Taktgeneratoren oder Einstreuungen von digitalen Signalen in die analogen Leitungen.

<sup>6</sup>Vgl. Abbildung 2.2

Die Werte für den AD-Umsetzer liegen um ca. 6 dB unter denen der DA-Umsetzer. Da die DA-Umsetzer laut Datenblatt einen um 6 dB besseren Signal-zu-Rauschabstand besitzen, ist dieses Ergebnis erklärbar.

Auffällig ist, dass die Werte des AD-Umsetzer von Platine 2 ca. ein halbes Dezibel besser ausfallen im Vergleich mit Platine 1. Dieses Ergebnis deckt sich mit dem Ergebnis der Messung aus Abschnitt 6.3.4. Dort schneidet bei niedrigen Pegeln, wo Verzerrungen gegenüber dem Rauschen einen geringeren Anteil am Ergebnis ausmachen, die Platine 2 ebenfalls etwas besser ab. Eine mögliche Erklärung ist, dass die mechanisch großen Bauteile, d.h. die Folienkondensatoren, mehr Störstrahlung aufnehmen im Vergleich zu den kleinen SMD-Keramikkondensatoren. Bei den DA-Umsetzern ist dieser Effekt nicht zu beobachten. Die Folienkondensatoren hinter dem DA-Umsetzer sind im Vergleich zur AD-Seite mechanisch recht klein und es ist pro Kanal nur ein Kondensator vorhanden.

Da die Abweichung bei den AD-Umsetzern mit einem halben Dezibel jedoch recht gering ist, besteht die Möglichkeit, dass die Ursache auch in Fertigungstoleranzen der Umsetzer-ICs zu suchen ist. Es werden weitere bestückte Platinen benötigt, um jeweils einen Erwartungswert und die Standardabweichung für die Rauschspannung beider Bestückungsalternativen zu ermitteln.

Wird bei dieser Messung ein Netzkabel an den Raspberry Pi angeschlossen, welches eine Schirmung besitzt, steigt der Rauschwert leicht an. Die Höhe ist dabei u.a. von der Positionierung des Kabels und der Wahl der Steckdose des verbundenen Netzwerk-Gerätes abhängig. Es wurden für das Gesamtsystem Werte bis 29  $\mu\text{V}$  gemessen. Das Verhalten wird auf Masseschleifen zurückgeführt, die über die Schirmung des Netzkabels und die Audiokabel gebildet werden.

Eine weitere Möglichkeit, das Signal-zu-Rauschverhältnis zu ermitteln, ist in Abschnitt 9.3 des AES17-Standards beschrieben. Hierzu wird ein 997 Hz Signal mit -60 dBFS eingespeist, am Ausgang mit einem Kerbfilter<sup>7</sup> herausgefiltert und die übrige Spannung mit dem Bewertungsfiler gemessen. Durch das kleine Signal wird verhindert, dass das zu messende Objekt Teile seiner Komponenten ab- bzw. stumm schaltet und so ein zu guter Signal-zu-Rauschabstand entsteht. Eine solche Vorrichtung besitzt der DA-Umsetzer, jedoch ist sie im Rahmen dieser Messungen deaktiviert. Daher unterscheiden sich die Messwerte nach Abschnitt 9.3 kaum von den diskutierten Werten nach Abschnitt 9.1 und sind daher nur im Anhang wiedergegeben (Tabelle A.1, Seite 106).

---

<sup>7</sup>Aktives Filter, eine sehr schmalbandige Bandsperre.



### 6.3.6. Spektrum

Die Darstellung des Spektrums erfolgt für die einzelnen Umsetzer und für verschiedene Amplituden eines Eingangssignals. Gewählt werden 0 V Eingangssignal, um die Verteilung der Rauschanteile erkennen zu können, 1 V für ein gewöhnliches Signal sowie 1,95 V und 2,1 V um das Spektrum bei sehr hohen Pegeln zu untersuchen. Alle Diagramme weisen für eine bessere Vergleichbarkeit die gleiche Achsenskalierung auf. Da die Umsetzer mit 48 kHz betrieben werden und die AD-Umsetzer in der digitalen Ebene ausgelesen werden, reicht das Spektrum dort nur bis knapp 24 kHz.

Insgesamt ergeben sich 24 Diagramme (zwei Bestückungsalternativen, separate Messung von AD- und DA-Umsetzer sowie Gesamtsystem bei jeweils 4 Spannungswerten). Die Diagramme sind auf der DVD abgelegt, exemplarisch sollen hier zwei Diagramme gezeigt werden.

Insbesondere bei den AD-Umsetzern treten bei sehr hohen Amplituden Oberwellen im Spektrum auf und der Rauschteppich steigt um ca. 20 dB an (was zusammen auch schon in der Gesamtklirrfaktor-Messung durch einen Anstieg der Kurven in der Nähe von 0 dBFS deutlich wurde). Beispielhaft sei hier das Diagramm 6.9 genannt. Es ist demnach sinnvoll, die Umsetzer nicht bis zum theoretisch maximalen Pegel auszusteuern. Aus Tabelle 6.3 (Seite 78) geht hervor, dass die Volllaussteuerung schon bei knapp unter 2,1 V erreicht wird, demnach kann ein Sinussignal mit 2,1 V Effektivwert nicht mehr verzerrungsfrei gewandelt werden, sodass Oberwellen entstehen. Eine Erklärung für das hohe Grundrauschen findet sich in einem Application Report des Umsetzer-Hersteller. Dort wird beschrieben, dass die Umsetzer ab ca. 2 dB vor Volllaussteuerung beginnen instabil zu arbeiten, wodurch der Rauschteppich ansteigt. Als Lösung wird empfohlen, den einstellbaren Verstärker des AD-Umsetzers anzupassen, sollten Pegel nahe der Aussteuergrenze genutzt werden [23, S. 2].

Das zweite Diagramm (Abbildung 6.10) zeigt das Gesamtsystem aus AD- und DA-Umsetzer bei 0 V Eingangssignal. Es sind bei 6 kHz und 15,4 kHz Störungen im Spektrum erkennbar. Die Störung bei 15,4 kHz tritt auf, wenn am Raspberry Pi das Funkmodul für WLAN und Bluetooth aktiviert ist.

Weiterhin ist erkennbar, dass ab ca. 24 kHz der Rauschteppich um ca. 5-7 dB sinkt. Unterhalb von 24 kHz überlagert sich das Rauschen beider Umsetzer, ab 24 kHz ist nur noch das Rauschen des DA-Umsetzers wirksam.

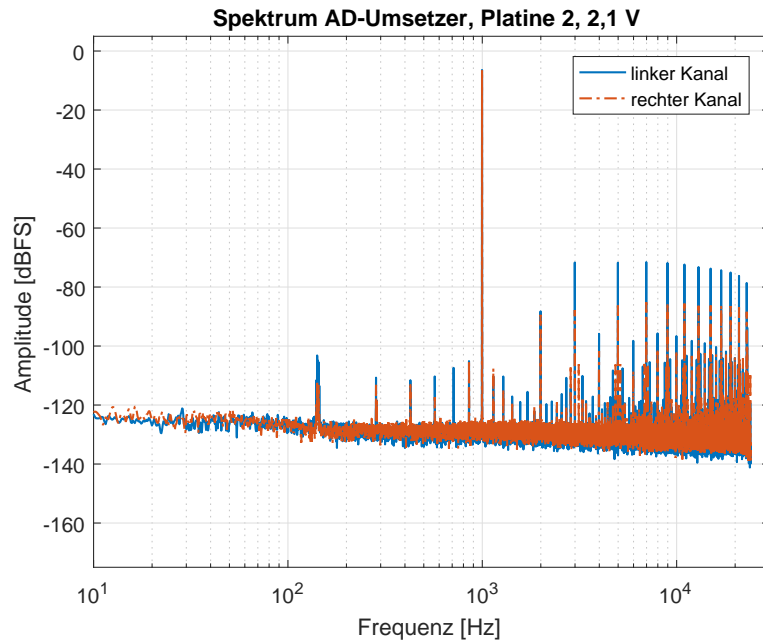


Abbildung 6.9.: Spektrum, AD-Umsetzer, Platine 2 bei 2,1 V Eingangssignal (1 kHz).

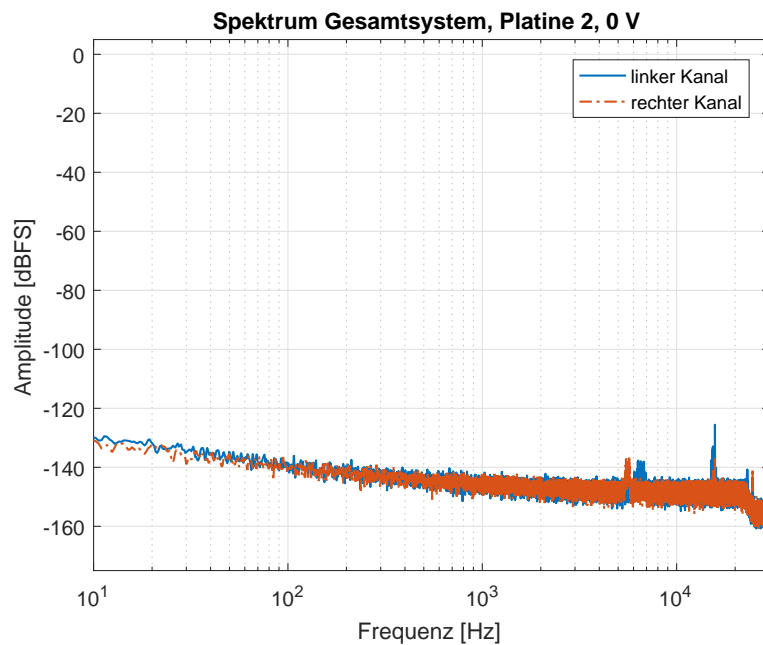


Abbildung 6.10.: Spektrum, Gesamtsystem, Platine 2 bei 0 V Eingangssignal.

### 6.3.7. Phasengang und Gruppenlaufzeit

Eine weitere Messung betrachtet den Phasengang und die Gruppenlaufzeit. Der verwendete Spektrumanalysator bietet die Möglichkeit, die Phase zwischen zwei Audiokanälen zu messen. Um die Phase zwischen Ein- und Ausgang zu messen, muss daher ein Kanal direkt mit dem Generator verbunden werden. Diese Option lässt sich nur für den analogen Messeingang wählen, weshalb eine Messung der einzelnen Umsetzer nicht möglich ist und nur das Gesamtsystem untersucht wird.

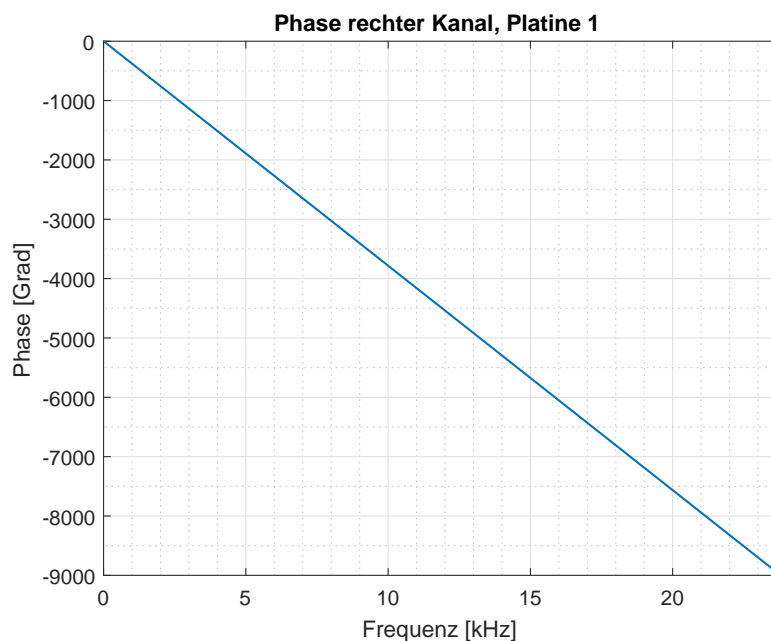


Abbildung 6.11.: Phasenmessung, rechter Kanal gegen Generator, Übersicht

In Abbildung 6.11 ist der Phasenverlauf des rechten Kanals des Gesamtsystems zu sehen, bezogen auf die Phase des Generators. Erkennbar ist, dass die Phase über weite Bereiche linear verläuft. Einzig bei sehr niedrigen Frequenzen unter 500 Hz, besonders stark ab 25 Hz und darunter, ist sie nicht linear (Abbildung 6.12).

Die Gruppenlaufzeit als Ableitung der Phase ist demnach ebenfalls über weite Bereiche konstant, die Messung wird mit dem Audio Analyzer durchgeführt und ist im Anhang ab Seite 107 dargestellt. Bei Frequenzen unter 500 Hz steigt sie leicht von 1,051 ms auf 1,5 ms bei 25 Hz, bei noch niedrigeren Frequenzen steigt sie stark auf bis zu 35,5 ms bei 4 Hz.

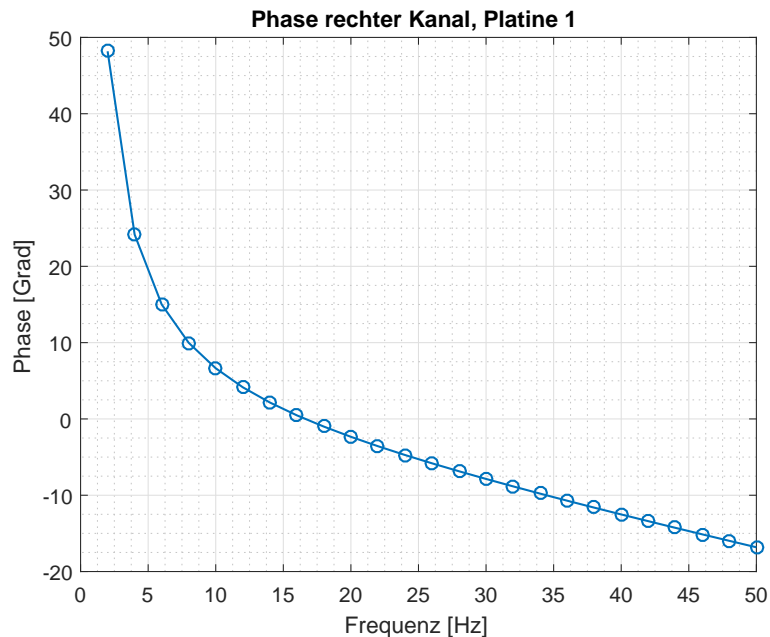


Abbildung 6.12.: Phasenmessung, rechter Kanal gegen Generator, Detail

Die nichtlineare Phase bei niedrigen Frequenzen kann möglicherweise von dem im AD-Umsetzer vorhandenen digitalen Hochpassfilter zum Entfernen von Gleichspannungsanteilen und dem analogen Hochpassverhalten der Filterschaltung her rühren.

Um mit einfacheren Mitteln zu überprüfen, ob das System einen linearen Phasengang aufweist, besteht die Möglichkeit, das System mit einem Rechteck-Impuls anzuregen. Ist am Ausgang die steigende Flanke symmetrisch zur fallenden Flanke, besitzt das System für die im Impuls vorkommenden Frequenzen einen linearen Phasengang [19, Abbildung 19-7, f. und i.]. Dies wird für das Gesamtsystem aus AD- und DA-Umsetzer mit einem Funktionsgenerator und einem Oszilloskop überprüft. In Abbildung 6.13 ist an Kanal 1 der Eingang und an Kanal 2 der Ausgang des HiFi-HAT angeschlossen (rechter Kanal, Platine 2). Es ist zu sehen, dass der Impuls symmetrische Flanken aufweist.

Aufgrund dieser Erkenntnis kann auch die Gruppenlaufzeit mit einfacheren Mitteln bestimmt werden, denn bei linearphasigen Systemen entspricht die Gruppenlaufzeit der Phasenlaufzeit und damit der zeitlichen Latenz bzw. Verschiebung des Signals vom Ein- zum Ausgang<sup>8</sup>. Die Phasenlaufzeit lässt sich durch Ansteuerung des Eingangs mit einem Sinussignal ermit-

<sup>8</sup><http://www.eit.hs-karlsruhe.de/mesysto/teil-a-zeitkontinuierliche-signale-und-systeme/grundlagen-des-filterentwurfs/zielsetzung-fuer-den-filterentwurf/forderungen-an-den-phasengang-eines-filters.html?type=1>, Tag des letzten Abrufs: 1.3.2017

tern. Dieses wird zugleich auf Kanal 1 des Oszilloskops dargestellt, auf Kanal 2 wird das Ausgangssignal des HiFi-HAT dargestellt. Da die Verschiebung mehr als  $2\pi$  betragen kann, wird der Funktionsgenerator zunächst ausgeschaltet, das Oszilloskop auf Einzelsequenz gestellt und die Triggerung auf das Ausgangssignal eingestellt. Wird nun der Ausgang des Funktionsgenerators eingeschaltet, ergibt sich das in der Abbildung 6.14 dargestellte Bild. Für die Zeitmessung wird, wie in dem Diagramm ersichtlich, nicht der Einschaltmoment verwendet, da dieser nicht den Nulldurchgang trifft und so Sprünge im Signal entstehen, die vom System nicht korrekt übertragen werden.

Mit dieser Methode wird zudem die Gruppenlaufzeit des Gesamtsystems inklusive Raspberry Pi untersucht, d.h. anders als bei den bisherigen Messungen wird das Signal vom AD-Umsetzer an den Raspberry Pi gesendet, dort im FIFO zwischengespeichert und anschließend zum DA-Umsetzer weitergeleitet. Die Demonstrations-Software füllt im Durchleitungsmodus zunächst den Sende-FIFO mit 31 vollständigen I<sup>2</sup>S Frames, sodass zu der oben gemessenen Laufzeit von 1,05 ms nun noch  $31 \cdot T_s$  hinzukommen, bei 48 kHz Abtastrate sind dies 646 ns, sodass eine Laufzeit von 1,696 ms erwartet wird. Die Messung (Seite 108 im Anhang) bestätigt diesen Wert.

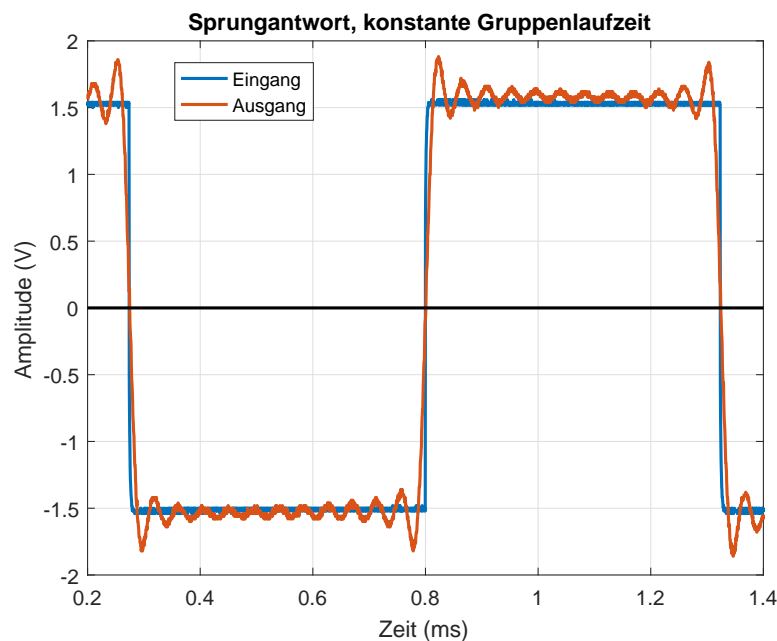


Abbildung 6.13.: Nachweis eines linearen Phasengangs, Rechtecksignal. Ein- und Ausgangssignal manuell übereinander gelegt. Die steigende und fallende Flanke ist identisch,

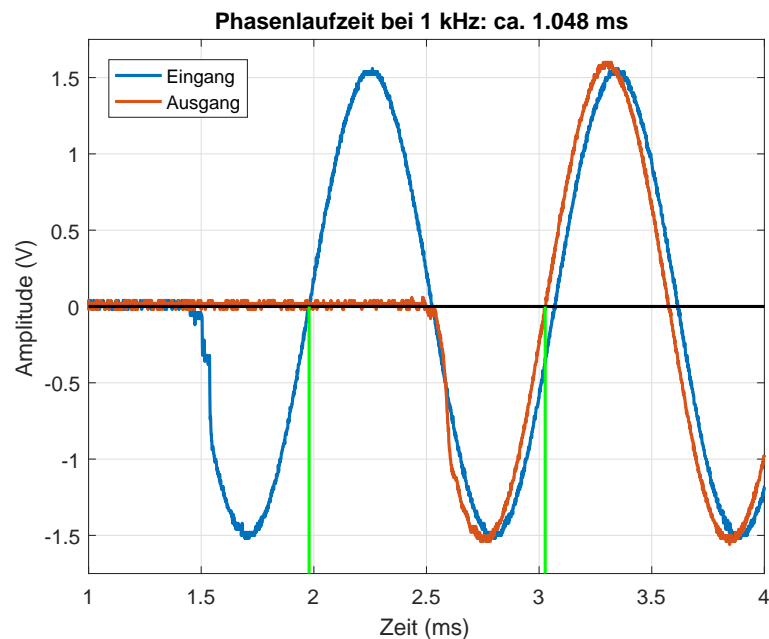


Abbildung 6.14.: Messung der Gruppenlaufzeit über die Phasenverschiebung

## 6.4. Signalverarbeitung

### 6.4.1. FIR-Filter mit Raspberry Pi

Die entwickelte Software ermöglicht, den Raspberry Pi zur Filterung des Signals einzusetzen. Diese Funktion ist in der Abbildung 6.15 exemplarisch für einen Bandpass dargestellt. Die Koeffizienten sind auf der DVD abgelegt, ebenso das zugehörige Matlab-Skript zum Erstellen der Koeffizienten. Die Parameter des Equiripple-Filters sind in Tabelle 6.6 wiedergegeben. Beachtet werden muss bei der im Skript verwendeten Funktion `firpmord()`, dass diese laut zugehöriger Dokumentation unter bestimmten Bedingungen eine nicht ausreichende Anzahl Koeffizienten für die gewünschten Filterparameter ermittelt<sup>9</sup>. Daher wird mit der Funktion `freqz()` der fertige Filterentwurf untersucht und die Anzahl der Koeffizienten um 55 erhöht, sodass die vorgegebenen Parameter eingehalten werden.

Der gemessene Amplitudengang stimmt mit der Simulation gut überein. Nur die starken Einbrüche im Sperrbereich sind in der Messung nicht vorhanden. Hier muss die Anzahl der Stützstellen bei der Messung erhöht werden, beispielsweise durch Verkleinerung des Messbereichs auf den Bereich eines Minimums unter Beibehaltung der Anzahl der Messpunkte.

<sup>9</sup>Matlab 2016b, 'doc firpmord', Abschnitt 'Description'

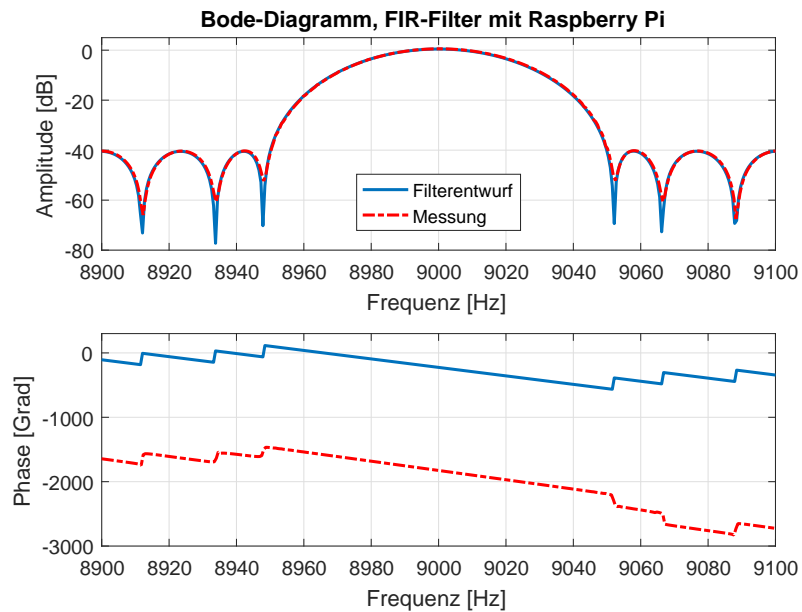


Abbildung 6.15.: FIR-Filter, Raspberry Pi. Blau: Simulation Matlab, rot: Messung.

Tabelle 6.6.: Parameter FIR-Filter

Parameter	Bandpass
untere Grenzfrequenz Sperrbereich [Hz]	8950
untere Grenzfrequenz Durchlassbereich [Hz]	8990
obere Grenzfrequenz Durchlassbereich [Hz]	9010
obere Grenzfrequenz Sperrbereich [Hz]	9050
Dämpfung Sperrbereich [dB]	40
Welligkeit Durchlassbereich [dB]	1
Anzahl Koeffizienten (berechnet)	1702
Anzahl Koeffizienten (genutzt)	1757

Während gemessener und berechneter Amplitudengang übereinstimmen, liefert die Phasemessung abweichende Ergebnisse. Die Differenz von ca. 1700 Grad stammt aus den Laufzeiten von AD- und DA-Umsetzer sowie FIFO des Raspberry Pi. Zudem fällt die gemessene Phase schneller als die berechnete Phase. Der Grund hierfür ist, dass der Entwurf nur das Filter berücksichtigt. Bei der Messung hingegen ist auch der Phasengang der Gesamtsystems wirksam und vergrößert somit die Phase. Beispielsweise liefert der Entwurf zwischen 8990 kHz und 9010 kHz ein  $\Delta\varphi = 131$  Grad, die Messung hingegen 144 Grad. Eine weitere Abweichung besteht bei den Phasensprüngen im oberen Sperrbereich, innerhalb des für die

Nutzung relevanten Durchlassbereichs verhält sich der gemessene Filter jedoch wie in der Simulation.

Der Raspberry Pi kann mit dem realisierten Algorithmus aus Abschnitt 5.4 einen FIR Filter mit ca. 4500 Koeffizienten (für einen Kanal oder aufgeteilt auf zwei Kanäle) realisieren. Ein Versuch mit ca. 6000 Koeffizienten scheitert an einem leerlaufenden Empfangs-FIFO.

### 6.4.2. DSP des DA-Umsetzers

Der im DA-Umsetzer eingebaute DSP ermöglicht, einfache Filteranwendungen mittels der vom Chiphersteller Texas Instruments bereitgestellten Designsoftware zu realisieren. Dies soll abschließend in einer einfachen Messung dargestellt werden. In Abbildung 6.16 ist der Signalfluss grafisch dargestellt. I2S\_In\_1 stellt den I<sup>2</sup>S Eingang des DA-Umsetzers dar, anschließend wird der linke Kanal durch eine Sektion aus 5 Biquad Filtern geleitet, von denen jedoch nur einer genutzt wird, um einen Butterworth Tiefpass erster Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 1 kHz zu erstellen. Anschließend wird das Signal über einen Splitter geleitet, um sowohl den analogen als auch den digitalen Ausgang des IC anzusteuern, für die Messung wird der analoge Ausgang genutzt.

Eingespeist wird ein analoges Signal, welches nach der AD-Umsetzung direkt per Jumper S700 an den DA-Umsetzer weitergeleitet wird. Das Ergebnis ist in Abbildung 6.17 dargestellt. Die rote Kurve wurde nach Anpassen der Achsenskalierung manuell über das gemessene Signal (blau) gelegt und stammt aus der Konfigurationsansicht des Tiefpassfilters der DSP-Software. Die Kurven sind deckungsgleich, der Filter arbeitet wie vom Programm berechnet.

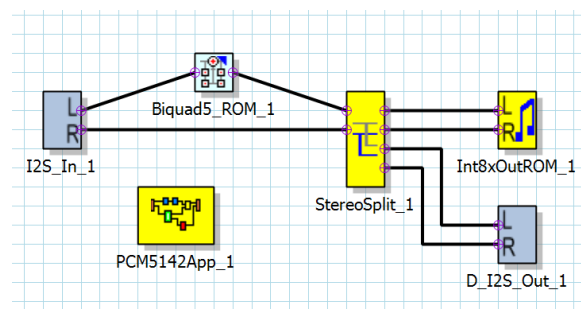


Abbildung 6.16.: DSP DA-Umsetzer, Konfigurationsbeispiel



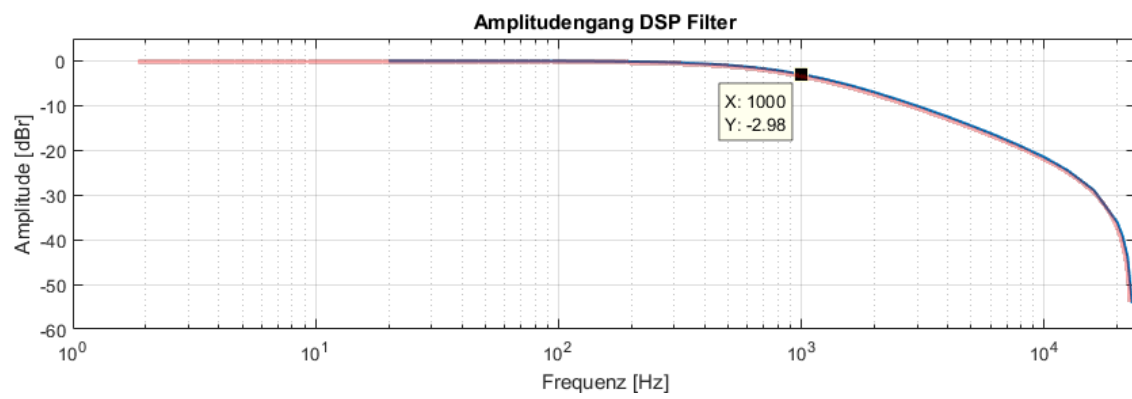


Abbildung 6.17.: DSP DA-Umsetzer, Messergebnis. Blau: Messung, rot: Berechnung der DSP-Software, 3 dB Grenze bei 1 kHz.

## 7. Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurde eine Aufsteckplatine für den Raspberry Pi in Form eines HAT entwickelt, aufgebaut und gemessen. Die Schaltung ermöglicht die Umsetzung zwischen analogen und digitalen Signalen in einer der Aufgabenstellung entsprechenden Form. Umgesetzt als Aufsteckplatine für die GPIO-Schnittstelle nutzt sie den I<sup>2</sup>S Bus des Raspberry Pi, um seine analoge Audioschnittstelle um hochwertige analoge Ein- und Ausgänge zu erweitern. Aufgrund des geringen verfügbaren Platzes werden hochintegrierte Umsetzer-Bausteine eingesetzt, die zu einem Kompromiss bei der Audioperformance führen. Der analoge Eingang verfehlt, bewertet mit dem ITU-Filter (2k), mit ca. 97 dB knapp die geforderten 100 dB SNR bei einer Signalspannung von 1 V. Unter Ausnutzung des vollständigen Dynamikumfangs liegt der SNR bei über 100 dB. Der DA-Umsetzer ist etwas leistungsfähiger und erreicht die geforderten Werte damit auch bei niedriger Signalspannung.

Die Aufsteckplatine bietet weiterhin die Möglichkeit, Abtastraten bis zu 192 kHz zu nutzen. Für eine spätere Implementierung eines Linux-Treibers steht mit der HAT-Identifikation eine spezifikationsgerechte Möglichkeit zur automatischen Treiberkonfiguration bereit. Das gesamte System aus Raspberry Pi und HiFi-HAT findet in einem Gehäuse Platz und kann durch ein einziges Netzteil versorgt werden.

Die Unterschiede zwischen den beiden Bestückungsvarianten sind nur gering. Das Signal-Rausch-Verhältnis ist bei Bestückung mit den einfachen SMD Bauteilen minimal besser, der Gesamtklirrfaktor etwas schlechter. Unter Berücksichtigung des höheren Preises und größeren Platzbedarfs der Folienkondensatoren lautet die Empfehlung, die Bestückung auf keramische SMD Kondensatoren zu beschränken und die Footprints entsprechend anzupassen. Damit entsteht die Möglichkeit, die Leitungslängen zwischen Tiefpassfilter und Eingang des AD-Umsetzers wie im Datenblatt gefordert, zu reduzieren [[22, S. 55]] und eventuell das SNR weiter zu verbessern.

Von den beiden untersuchten Lösungen für eine Unterspannungserkennung arbeitet die Variante mit Reset-IC unter der Bedingung eines größeren verbauten Kondensators zuverlässig. Da jedoch ohne Unterspannungserkennung nur sehr selten Knackgeräusche beim Abschalten auftreten und dies auch nur dann, wenn die Audiowiedergabe zuvor nicht beendet wurde, kann auch vollständig auf den Schaltungsteil verzichtet werden. Hierfür ist der XSMT Pin mit +3,3 V Betriebsspannung zu verbinden. Soll die Option einer Unterspannungserkennung bestehen bleiben, kann die Teilschaltung mit Spannungsteiler entfernt werden

und der freigewordene Platz, zusammen mit dem Platzgewinn durch Verwendung von SMD-Kondensatoren bei den Filtern, für einen größeren Kondensator mit ca. 2000  $\mu\text{F}$  verwendet werden.

Eine weitere Optimierung bietet der Spannungsregler. Er wird als Festspannungstyp oder mit variabel einstellbarer Spannung sowie in verschiedenen Gehäusevarianten angeboten. Die eingesetzte Variante nutzt ein Gehäuse vom Typ DCQ, welches im Vergleich mit der alternativen Gehäusevariante DBV höhere Verlustleistungen abführen kann, jedoch nicht als Festspannungstyp verfügbar ist. Es wurde aufgrund der fehlenden Datenblattangaben zu der maximalen Stromaufnahme bei 48 kHz Abtastrate sowie zu der typischen und maximalen Stromaufnahme bei höheren Abtastraten gewählt. Im Rahmen der Messungen hat sich herausgestellt, dass die Stromaufnahme deutlich weniger stark ansteigt, als angenommen und die Verlustleistung unter dem maximal erlaubten Wert des Gehäusetyps DBV bleibt. In dieser Gehäusevariante ist ein 3,3 V Festspannungstyp verfügbar, sodass auf den Spannungsteiler zur Spannungseinstellung verzichtet werden kann. Hierdurch ergibt sich ein einfacheres Layout und mehr Platz im Bereich des Spannungsreglers, der als Kupferfläche zur Wärmeabfuhr genutzt werden kann.

Die genannten Anpassungen sind optional, auch ohne sie funktioniert das HiFi-HAT und bietet hochwertige analoge Audioschnittstellen. Für eine optimale Nutzbarkeit der Hardware sollte in einem weiteren Schritt eine passende Treibersoftware entwickelt werden. Für den DA-Umsetzer bietet der Chiphersteller einen einfachen Linux-Treiber an. Dieser muss jedoch um die Ansteuerung der Taktquellenauswahl erweitert werden, ebenso muss ein Treiber für den AD-Umsetzer entwickelt werden. Mit diesen Erweiterungen der Software ergibt sich ein für vielfältige Zwecke einsetzbares Gesamtsystem.

# Literaturverzeichnis

- [1] ANALOG DEVICES: *Technical Article MS-2275: Common Inter-IC Digital Interfaces for Audio Data Transfer*. 2012
- [2] AUDIO ENGINEERING SOCIETY: *AES17-1998 (r2004), AES standard method for digital audio engineering, Measurement of digital audio equipment*. 2015
- [3] BROOKS, Doug: *Transmission Line Terminations: It's the End That Counts*. 2002. – URL <http://www.ultracad.com/mentor/transmission%20line%20terminations.pdf>
- [4] ELWELL, Phil ; SCHELLER, Andrew ; ADAMS, James: *B+ ADD-ON board / HAT design guide*. 2015. – URL <https://github.com/raspberrypi/hats/blob/master/designguide.md>
- [5] GÖRNE, Thomas: *Tontechnik*. Hanser, 2015. – ISBN 978-3-446-43964-1
- [6] IPC ASSOCIATION CONNECTING ELECTRONICS INDUSTRIES: *IPC-2221A: Generic Standard on Printed Board Design*. 2015
- [7] KESTER, Walt: Which ADC Architecture Is Right for Your Application? In: *Analog Dialogue* 39 (2005), Juni, Nr. 06
- [8] KYOCERA: *KC3225K Datenblatt*. 2016. – URL [http://www.kyocera-crystal.jp/eng/wp-content/uploads/2016/10/clock\\_k\\_e.pdf](http://www.kyocera-crystal.jp/eng/wp-content/uploads/2016/10/clock_k_e.pdf)
- [9] MAXIM INTEGRATED PRODUCTS: *Maxim Application Note 3171: Do Passive Components Degrade Audio Quality in Your Portable Device?* 2004. – URL <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/3171>
- [10] ON SEMICONDUCTOR: *CAT23C32 CMOS Serial EEPROM Datenblatt*. Juni 2015
- [11] OSRAM: *LG L29K Datenblatt*. 2012. – URL [http://www.osram-os.com/Graphics/XPic0/00167682\\_0.pdf/LG%20L29K%20-%20SMARTLED%200603.pdf](http://www.osram-os.com/Graphics/XPic0/00167682_0.pdf/LG%20L29K%20-%20SMARTLED%200603.pdf)
- [12] OSRAM: *LO L29K Datenblatt*. 2012. – URL [http://www.osram-os.com/Graphics/XPic0/00077105\\_0.pdf/LO%20L29K%20-%20SMARTLED%200603.pdf](http://www.osram-os.com/Graphics/XPic0/00077105_0.pdf/LO%20L29K%20-%20SMARTLED%200603.pdf)

- [13] PHILIPS SEMICONDUCTORS: *I2S bus specification*. 1986
- [14] PORR, Bernd: *FIR filter implementation*. 2013. – URL <https://github.com/berndporr/fir1>
- [15] RASPBERRY PI FOUNDATION: *Raspberry Pi 3 Model B (Reduced Schematics) Rev. 1.2*. 2016. – URL [https://www.raspberrypi.org/documentation/hardware/raspberrypi/schematics/RPI-3B-V1\\_2-SCHEMATIC-REDUCED.pdf](https://www.raspberrypi.org/documentation/hardware/raspberrypi/schematics/RPI-3B-V1_2-SCHEMATIC-REDUCED.pdf)
- [16] ROHDE&SCHWARZ: *R&S UPV Audio Analyzer Bedienhandbuch*. 2015
- [17] SELF, Douglas: *Small Signal Audio Design*. Focal Press, 2010. – ISBN 978-0-240-52177-0
- [18] SELF, Douglas: *Audio Power Amplifier Design Handbook*. Taylor and Francis Ltd, 2013. – ISBN 978-0-240-52613-3
- [19] SMITH, Steven W.: *Digital Signal Processing*. Newnes, 2003. – URL <http://www.dspguide.com>. – ISBN 978-0-7506-7444-7
- [20] STORM, Ingo T.: HiFi-Sound statt Himbeergrütze. In: *c't magazin für computer technik* 7 (2015), S. 72–74
- [21] TEXAS INSTRUMENTS: *TPS7360x Datenblatt*. 2009. – URL <http://www.ti.com/lit/gpn/tps73601-ep>
- [22] TEXAS INSTRUMENTS: *PCM1863 Datenblatt*. 2014. – URL <http://www.ti.com/lit/gpn/pcm1863>
- [23] TEXAS INSTRUMENTS: *Application Report SLAA662: Optimizing Signal Chain Noise on PCM186x Devices*. 2015
- [24] TEXAS INSTRUMENTS: *Application Report SLVA689: I2C Bus Pullup Resistor Calculation*. 2015
- [25] TEXAS INSTRUMENTS: *PCM5142 Datenblatt*. 2016. – URL <http://www.ti.com/lit/gpn/pcm5142>
- [26] THÜRINGER, Rainer: *Vorlesungsskript: Aufbau und Verbindungstechnik (AVT)*. 2005. – URL <https://homepages.thm.de/~hg7313/lehre/avt.htm>
- [27] ZICKERT, Gerald: *Leiterplatten*. (2015). ISBN 978-3-446-44289-4
- [28] ZÖLZER, Udo: *Digitale Audiosignalverarbeitung*. B. G. Teubner, 2005. – ISBN 3-519-26180-4

# A. Anhang

## A.1. Schaltplan und Bestückungsplan

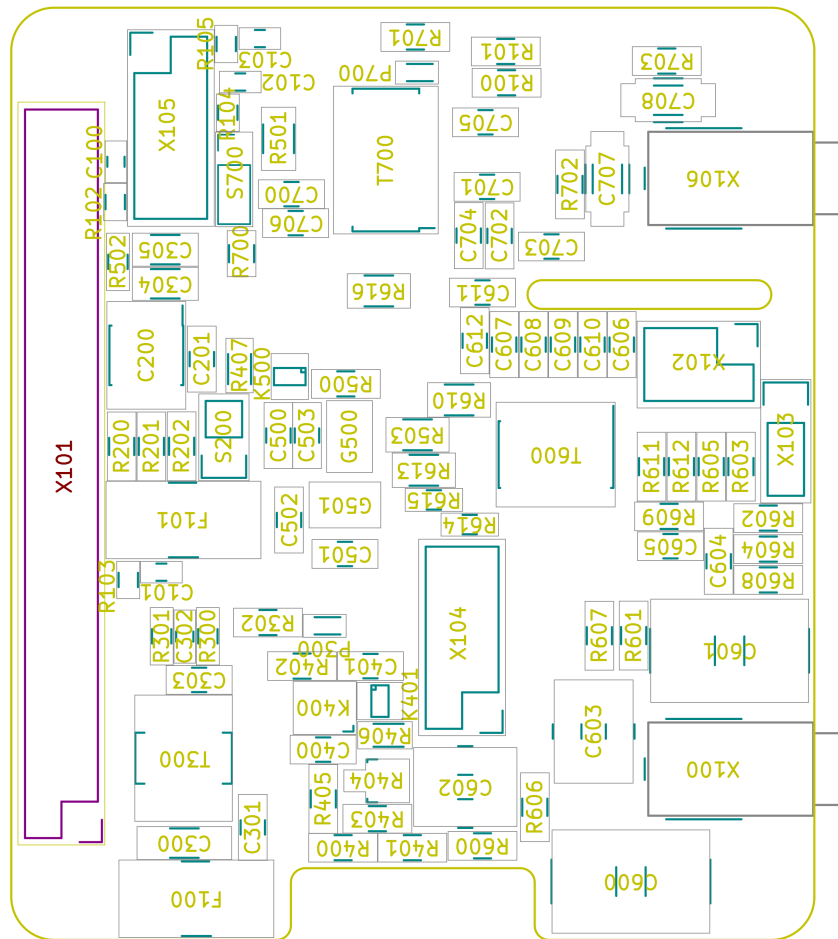


Abbildung A.1.: Bestückungsplan

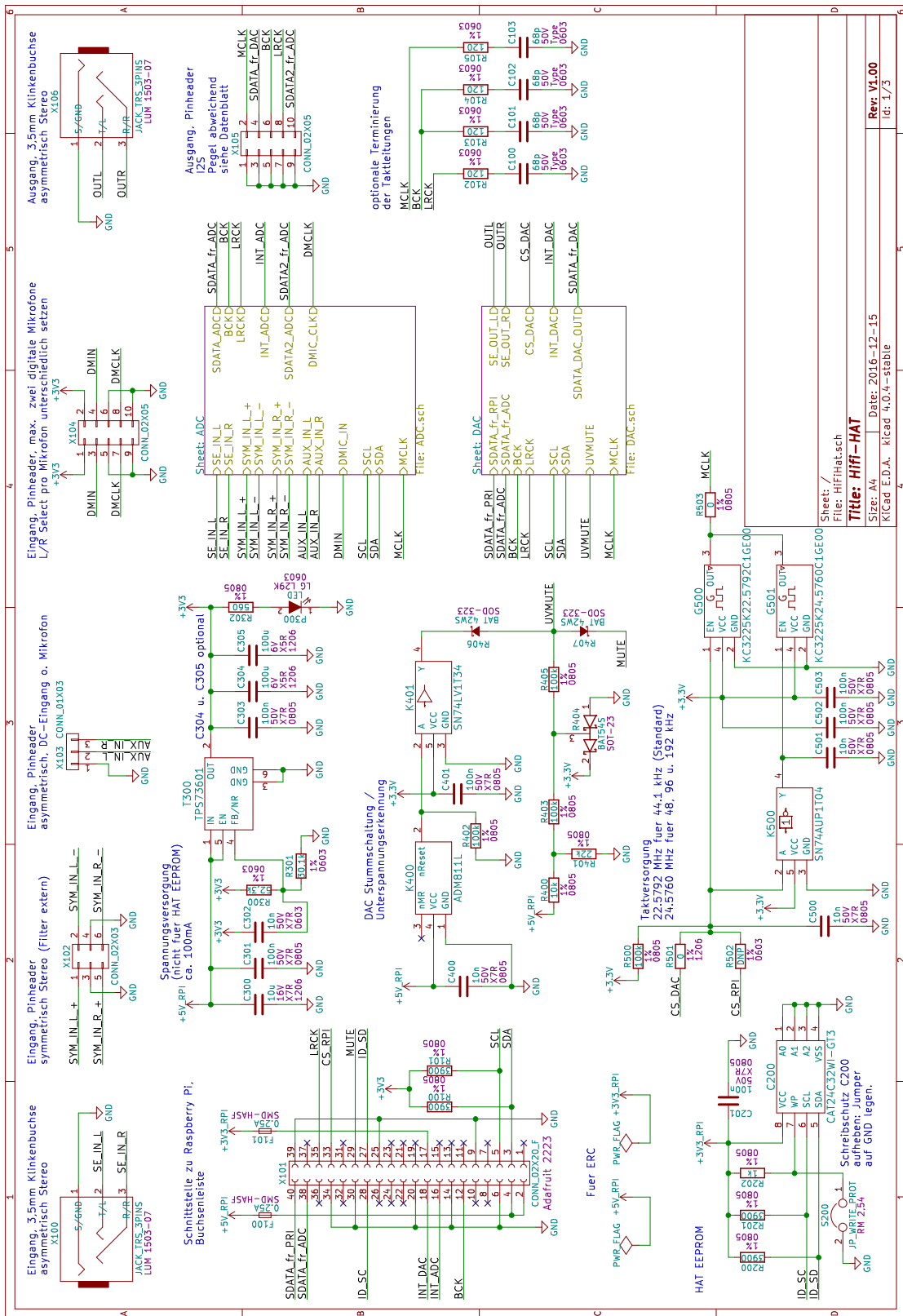
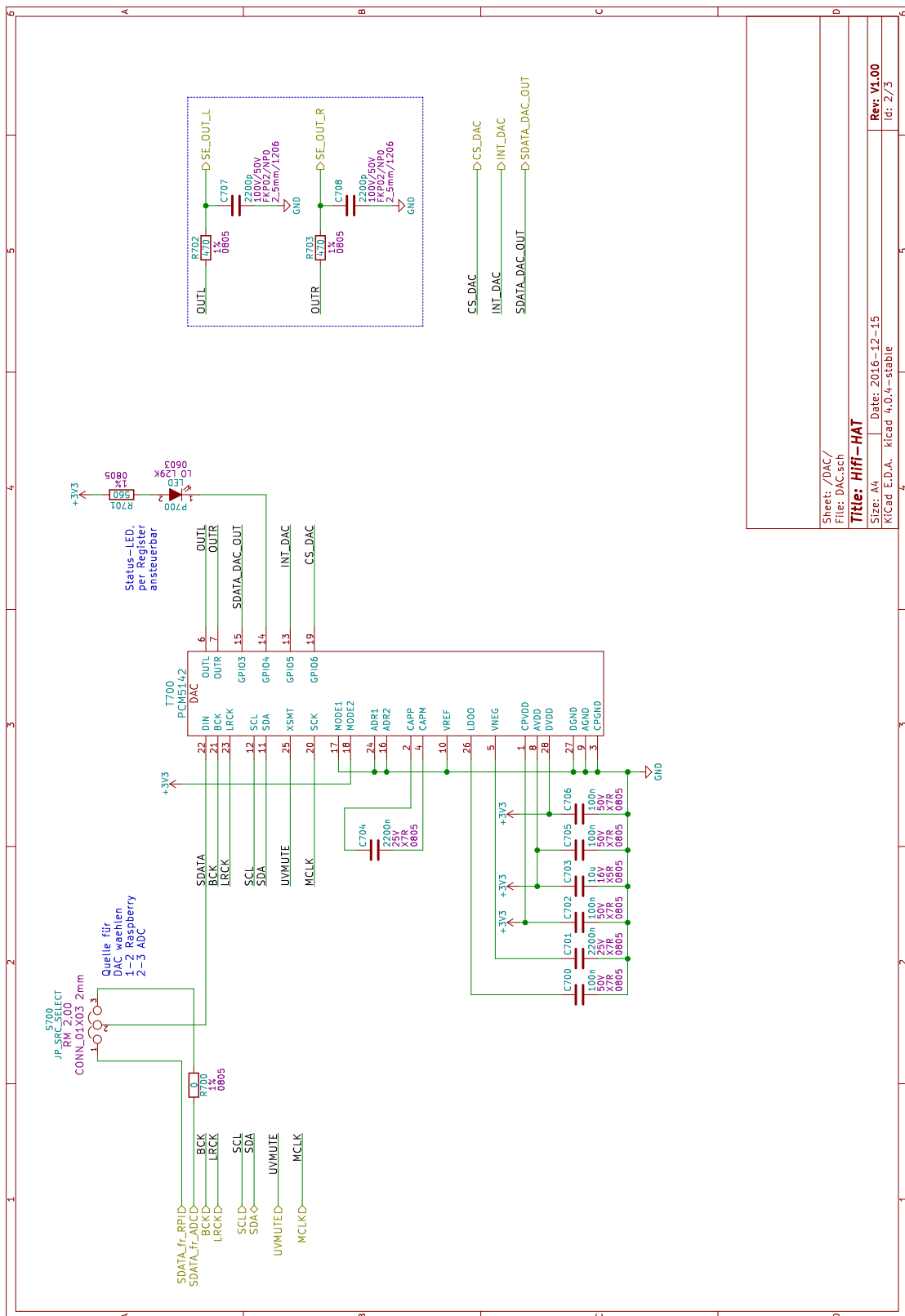


Abbildung A.2.: Schaltplan, Seite 1 von 3



Sheet: /DAC/ File: DAC.sch
<b>Title: Hifi-HAT</b>
Size: A4   Date: 2016-12-15
KiCad E.D.A. KiCad 4:0.4--stable
Rev: V1.00 id: 273

Abbildung A.3.: Schaltplan, Seite 2 von 3



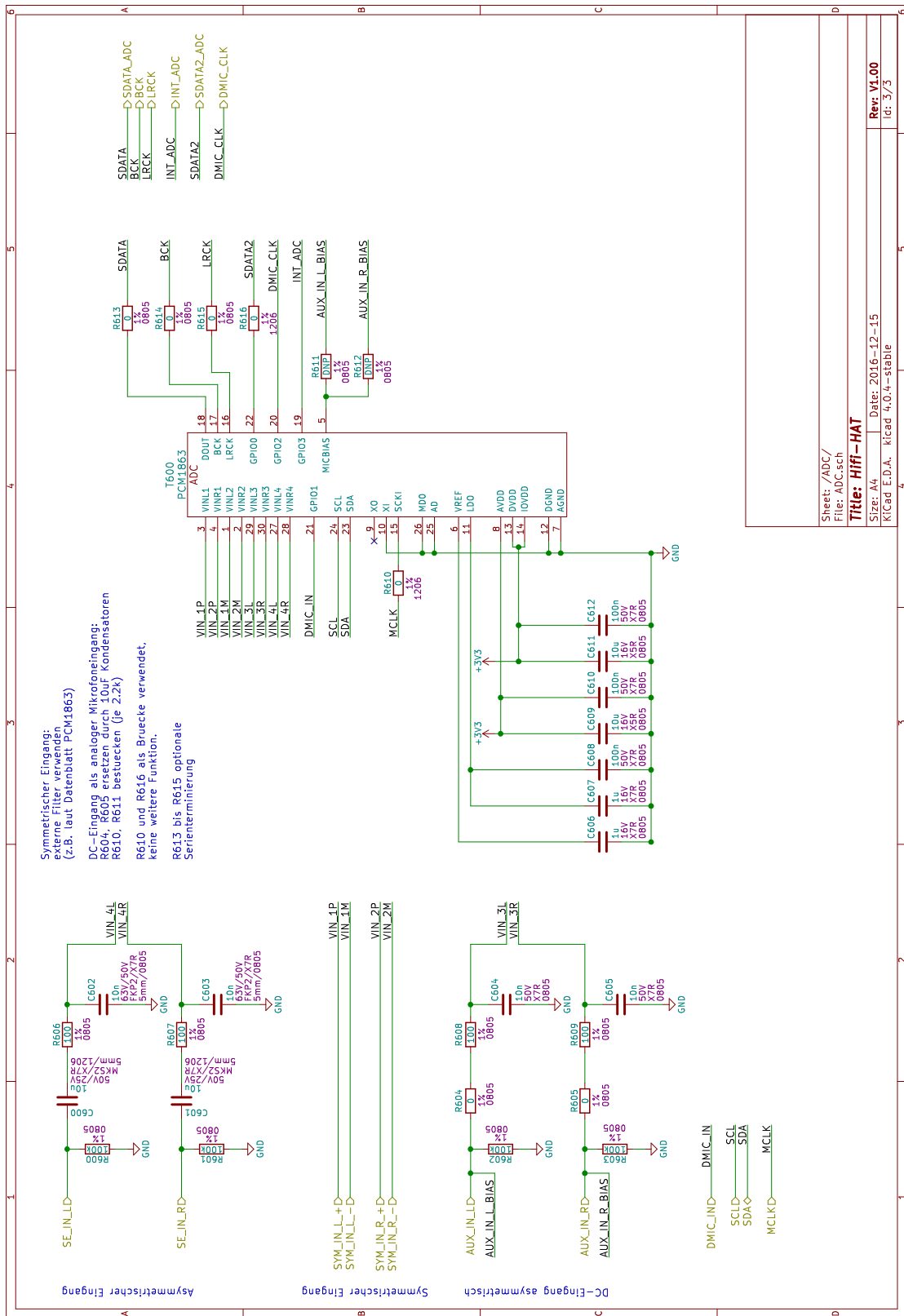


Abbildung A.4.: Schaltplan, Seite 3 von 3

Sheet: /ADC/ File: ADC.sch
<b>Title: HiFi-HAT</b>
Size: A4
Date: 2016-12-15
KiCad E.D.A. KiCad 4.0.4-stable
<b>Rev: V1.00</b> id: 373

## A.2. Aktivitätsdiagramme

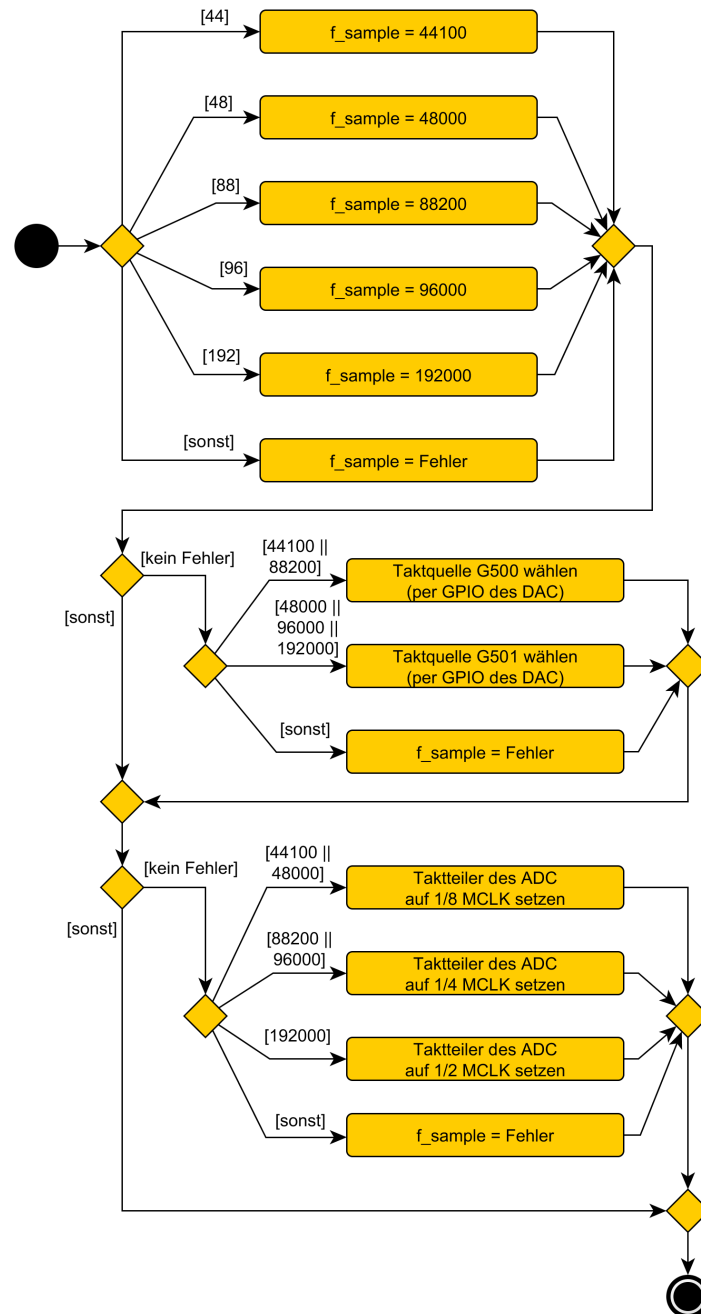


Abbildung A.5.: Aktivitätsdiagramm setSamplerate()-Funktion

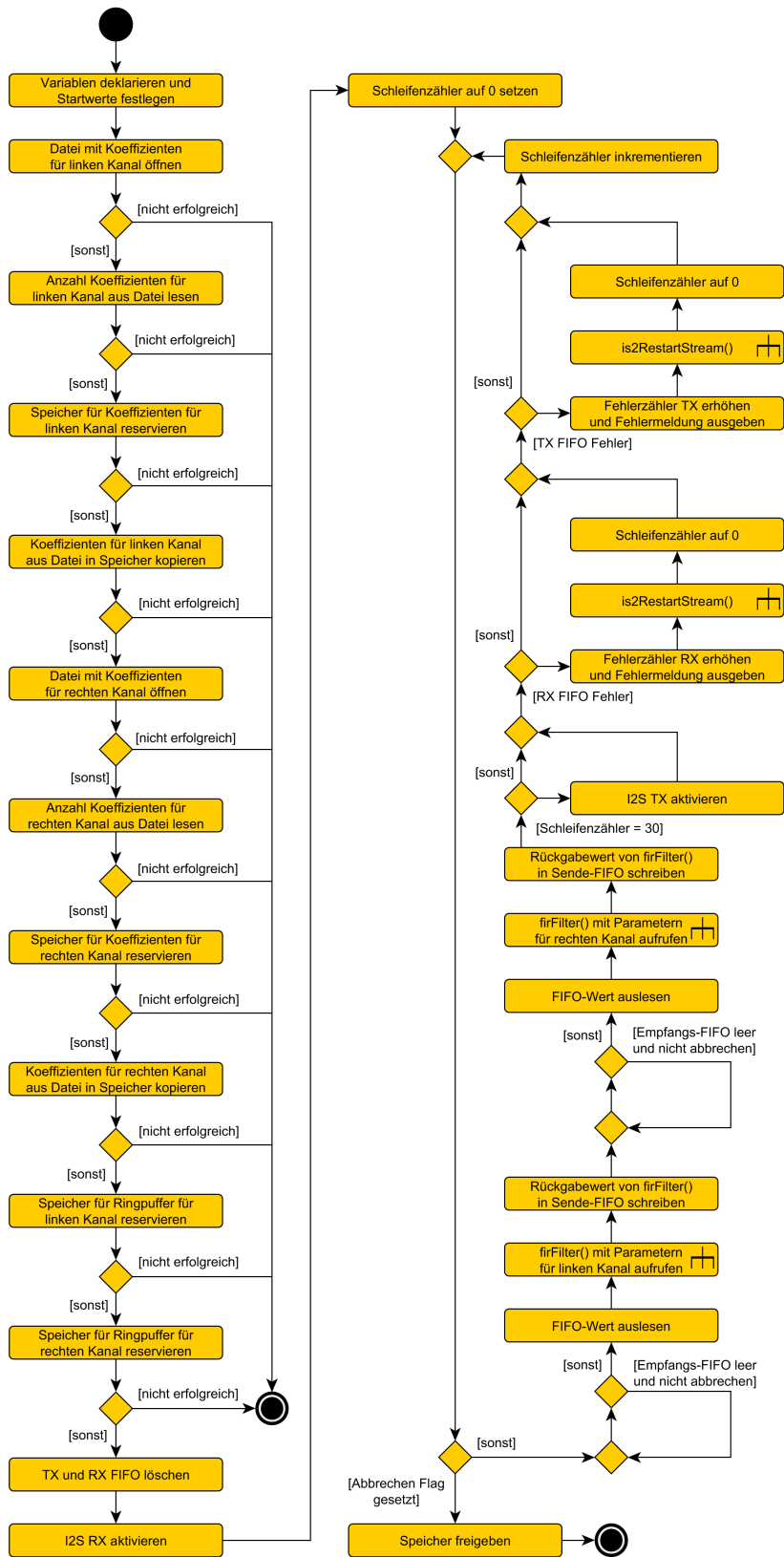


Abbildung A.6.: Aktivitätsdiagramm i2sFilter()-Funktion

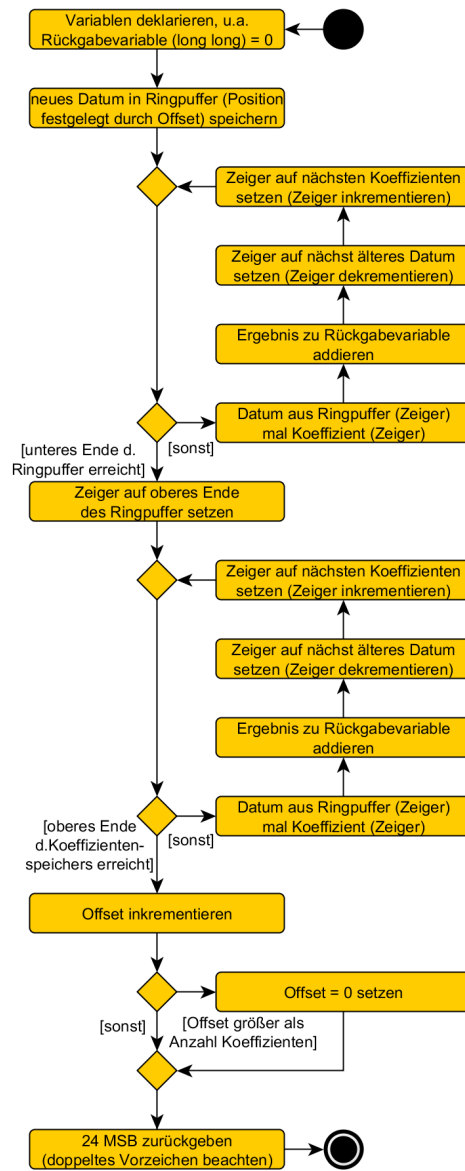


Abbildung A.7.: Aktivitätsdiagramm firFilter()-Funktion

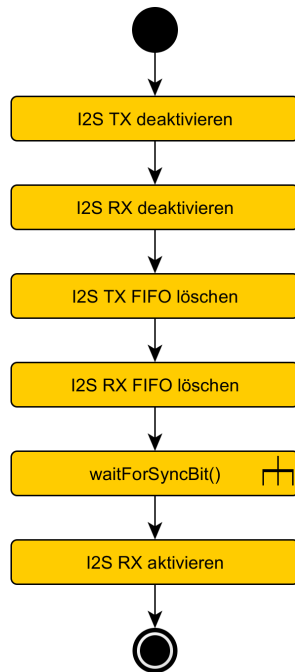


Abbildung A.8.: Aktivitätsdiagramm restartStream()-Funktion

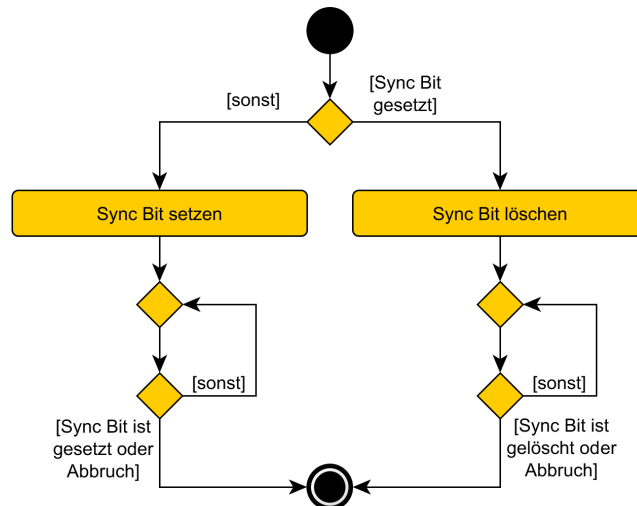


Abbildung A.9.: Aktivitätsdiagramm waitForSyncBit()-Funktion

### A.3. Rauschspannung und SNR

Tabelle A.1.: Rauschspannung und SNR bei Messung mit -60 dBFS Signal nach AES17, Abschnitt 9.3

Messung	Platine 1		Platine 2	
	Kanal 1	Kanal 2	Kanal 1	Kanal 2
AD-Umsetzer				
Rauschspannung	-103,4 dBFS	-103,3 dBFS	-104,1 dBFS	-103,9 dBFS
SNR (1 V Signal)	97,0 dB	96,9 dB	97,7 dB	97,5 dB
DA-Umsetzer				
Rauschspannung*)	7,4 $\mu$ V	6,9 $\mu$ V	7,5 $\mu$ V	7,2 $\mu$ V
SNR (1 V Signal)	102,6 dB	103,2 dB	102,5 dB	102,9 dB
Gesamtsystem				
Rauschspannung	15,9 $\mu$ V	15,4 $\mu$ V	14,4 $\mu$ V	14,5 $\mu$ V
SNR (1 V Signal)	96,0 dB	96,2 dB	96,8 dB	96,8 dB

\*) Die Automute-Funktion der DA-Umsetzer ist deaktiviert. Wird sie eingeschaltet, ändern sich die Werte nicht, da ein Signal vorhanden ist.

## A.4. Phasengang und Gruppenlaufzeit

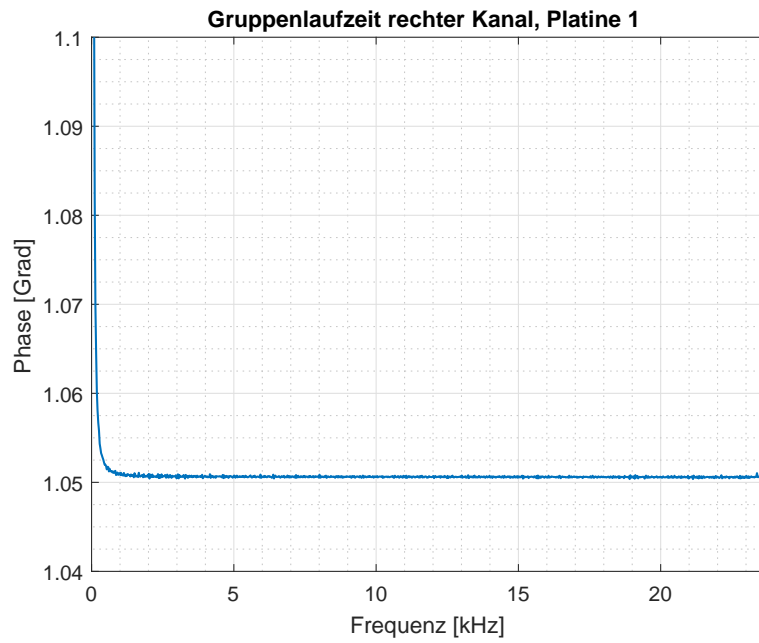


Abbildung A.10.: Messung der Gruppenlaufzeit, rechter Kanal gegen Generator, Übersicht

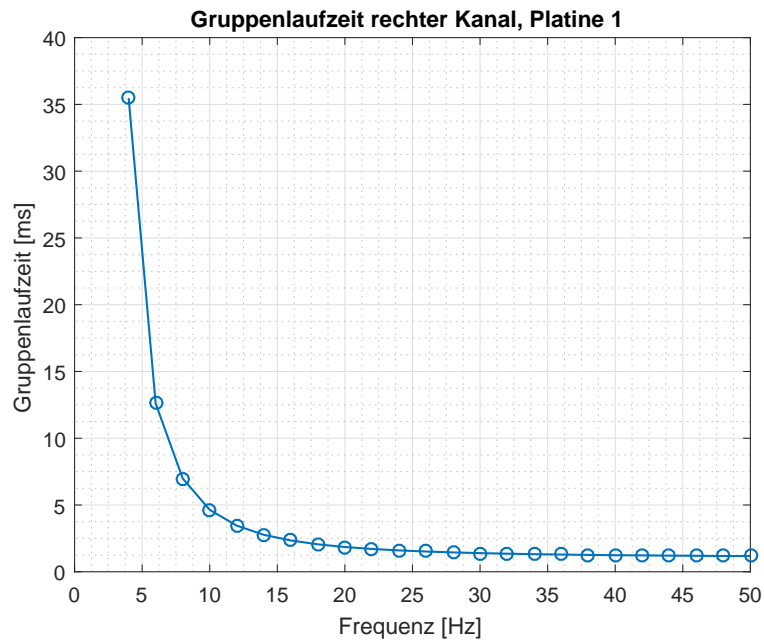


Abbildung A.11.: Messung der Gruppenlaufzeit, rechter Kanal gegen Generator, Detail

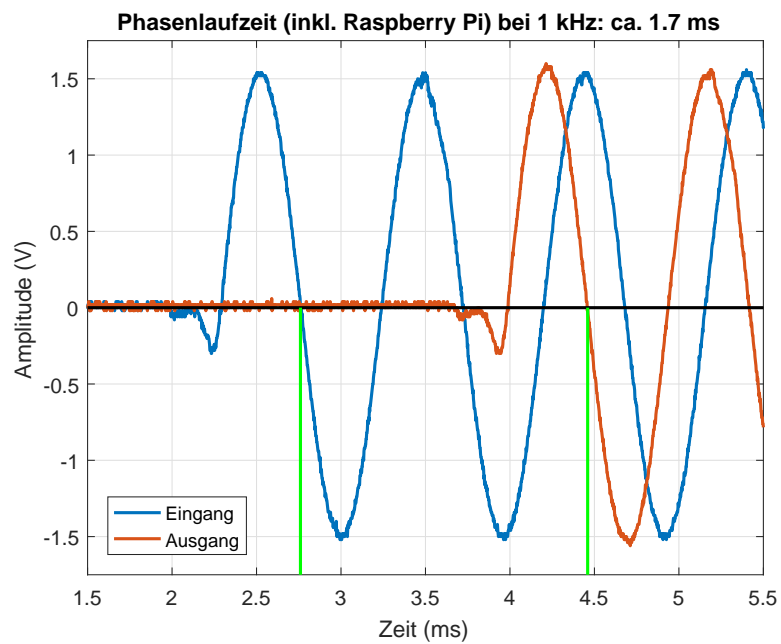
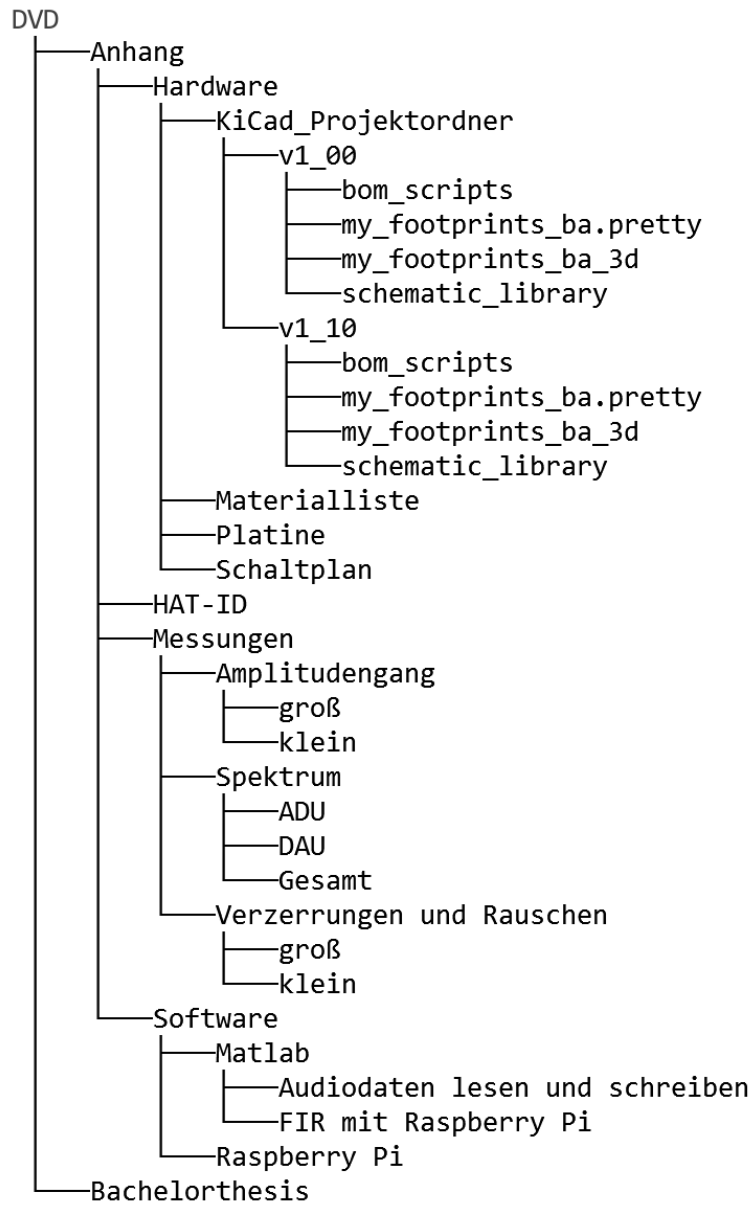


Abbildung A.12.: Messung der Gruppenlaufzeit über die Phasenverschiebung, Raspberry Pi zwischengeschaltet.



## A.5. Inhalt DVD

Die DVD ist bei Prüfer Prof. Dr. Robert Heß einzusehen und enthält die folgende Verzeichnisstruktur.



# Versicherung über die Selbstständigkeit

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit im Sinne der Prüfungsordnung nach §16(5) APSO-TI-BM ohne fremde Hilfe selbstständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen habe ich unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

Hamburg, 22. März 2017

Ort, Datum

Unterschrift