



Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg
Hamburg University of Applied Sciences

Bachelorthesis

Julius Rauscher

Frequenzgangkompensation eines
Aktivlautsprechers mittels Einplatinencomputer

Julius Rauscher
Frequenzgangkompensation eines
Aktivlautsprechers mittels Einplatinencomputer

Bachelorthesisbased on the study regulations
for the Bachelor of Engineering degree programme
Information Engineering
at the Department of Information and Electrical Engineering
of the Faculty of Engineering and Computer Science
of the Hamburg University of Applied Sciences

Supervising examiner : Prof. Dr. Robert Heß
Second Examiner : Prof. Dr. Ulrich Sauvagerd

Day of delivery May 8, 2018

Julius Rauscher

Title of the Bachelorthesis

Frequency Response compensation of an active loudspeaker using a single board computer

Keywords

loudspeaker, speaker enclosures, sound transducer, digital signal processing, discrete fourier transform, FIR-Filter, Raspberry Pi

Abstract

The goal of this thesis is to construct an active loudspeaker with digital frequency response compensation. The main topics include the dimensioning of the speaker enclosure, measuring the speakers frequency response as well as the design of a digital compensation filter to enhance the speakers impulse behaviour.

Julius Rauscher

Titel der Arbeit

Frequenzgangkompensation eines Aktivlautsprechers mittels Einplatinencomputer

Stichworte

Lautsprecher, Gehäuse, Schallwandler, digitale Signalverarbeitung, diskrete Fourier Transformation, FIR Filter, Kompensationsfilter, Raspberry Pi

Kurzzusammenfassung

Im Zuge dieser Arbeit soll ein aktiver Lautsprecher mit digitaler Frequenzgangkompensation konzipiert werden. Die Aufgabenstellung umfasst dabei die Konstruktion des Lautsprechergehäuses, die Ausmessung des Lautsprechers sowie die Entwicklung eines digitalen Kompensationsfilters zur Verbesserung des Impulsverhaltens.

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	6
2. Theoretische Grundlagen	7
2.1. Akustik und Schall	7
2.2. Lautsprecher	10
2.2.1. Chassis	11
2.2.2. Frequenzweiche	13
2.2.3. Gehäuse	14
2.3. Digitale Signalverarbeitung	18
2.3.1. Systemtheorie	18
2.3.2. Digitale Filter	22
2.4. Raspberry Pi und HiFi-HAT	25
2.5. Frequenzgangmessung eines Lautsprechers	27
3. Anforderungen	29
4. Design	30
4.1. Aufbau	30
4.2. Komponenten	31
4.3. Kompensationsfilter	34
4.3.1. Voraussetzungen	34
4.3.2. Frequenzgang des Filters	35
4.3.3. Filterkern	36
4.4. Bedienung	36
5. Realisierung	38
5.1. Bau des Lautsprechers	38
5.1.1. Chassis	38
5.1.2. Gehäuse	39
5.1.3. Endstufe	42
5.1.4. Spannungsversorgung	42
5.1.5. Anschlüsse	43
5.1.6. Frontpanel	43

5.2. Schaltplan	44
5.3. Kompensationsfilter	46
5.3.1. Angestrebter Frequenzgang	46
5.3.2. Frequenzgang des Filters	47
5.3.3. Generieren der Koeffizienten	47
5.3.4. Umsetzung auf Raspberry Pi	48
5.3.5. Verwendetes Programm	49
6. Ergebnisse	51
6.1. Kompensationsfilter	51
6.1.1. Amplitudengang	52
6.1.2. Phasengang	54
7. Zusammenfassung	57
7.1. Ausblick	57
Literaturverzeichnis	60
A. Anhang	62
A.1. Matlab	62
A.2. Zusätzliche Messungen	65
A.3. Konstruktionstabelle für Bassreflexgehäuse	65

1. Einleitung

Zur Wiedergabe von akustischen Signalen wie Musik oder Tonspuren werden Lautsprecher in der Medien- und Unterhaltungsindustrie verwendet. Ein Lautsprecher wird benötigt, wenn aus elektrischer Energie Schallenergie erzeugt werden soll und ist dabei stets das letzte Glied in der Signalübertragungskette.

Lautsprecher existieren je nach Anwendungsprofil in verschiedensten Ausführungen, ein Vergleich zwischen einem Küchenradio und eines PA-Systems zur Beschallung einer Veranstaltung zeigt die große Bandbreite von verfügbaren Lautsprechern.

Für eine originalgetreue Wiedergabe ist es essentiell, jede Frequenz mit dem selben Pegel ohne Zeitverzögerung wiederzugeben. Daraus resultiert mathematisch gesehen ein flacher Amplitudengang sowie eine lineare Phase im Frequenzbereich.

Ein idealer Lautsprecher ist in der Lage jede vom menschlichen Gehör wahrnehmbare Frequenz mit der selben Intensität wiederzugeben. Dies ist in der Realität jedoch nicht gegeben, weshalb jeder Lautsprecher je nach Bauart frequenzabhängige Pegelabweichungen aufweist.

Die Kompensation dieser Pegelabweichungen mit digitaler Signalverarbeitung ist ein Schwerpunkt dieser Thesis. Mit Hilfe eines digitalen Filters kann das eingehende Signal in den Lautsprecher auf die Abweichungen des Lautsprechers abgestimmt werden.

Diese Thesis begleitet den Prozess der Entwicklung und Herstellung eines Lautsprechers. Basierend auf Messergebnissen des Frequenzgangs dieses Lautsprechers soll ein digitaler Kompensationsfilter entwickelt werden um die Impulsantwort des Lautsprechers zu verbessern.

2. Theoretische Grundlagen

In diesem Kapitel werden grundlegende Inhalte näher beschrieben, die für das Verständnis dieser Thesis wichtig sind. Zu den zentralen Themen gehören Akustik und Schallwellen, der mechanische und elektrische Aufbau eines Lautsprechers sowie die digitale Signalverarbeitung und die Implementierung von Filtern mit endlicher Impulsantwort.

2.1. Akustik und Schall

Jegliche Töne oder Geräusche, die wir wahrnehmen, werden mittels Schallwellen von einer Quelle durch das Medium Luft zu unserem Gehör als Empfänger übertragen.

Schall entsteht durch eine mechanische Schwingung der Quelle, welche anliegende Atome im Medium in Schwingung versetzt. Diese Schwingung breitet sich als Longitudinalwelle, d.h. in Ausbreitungsrichtung im Medium aus und erzeugt eine Druckschwankung, welche als Schalldruck p bezeichnet wird. "Die grundlegende Größe zur Beschreibung der physikalischen Stärke eines Schallvorgangs ist der Schalldruckpegel L_P und wird mit folgender Formel mathematisch beschrieben:"[11, S.306]

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

wobei $p_0 = 20 \mu\text{Pa}$.

p_0 entspricht der unteren Hörschwelle des menschlichen Gehörs und dient als Bezugsgröße. Da ein Druck von bis zu 20 Pa immer noch wahrnehmbar ist, ergibt sich ein logarithmisches Verhältnis zwischen Pegel und Bezugsgröße, um anschauliche Zahlenwerte zu erhalten.

Tabelle 2.1 zeigt einige Schallquellen und dessen Schalldruckpegel in Entfernung von 1 Meter.

Zusätzlich zum Schalldruck kann die Wahrnehmung einer Schallwelle durch ihre Frequenz und ihre Ausbreitungsgeschwindigkeit bestimmt werden.

Die Geschwindigkeit einer Schallwelle ist neben der Umgebungstemperatur hauptsächlich abhängig vom Medium in dem sie sich ausbreitet. Da der von einem Lautsprecher erzeugte

Tabelle 2.1.: Schalldruckpegel von verschiedenen Schallquellen [12]

Schallquelle	Schalldruckpegel in dB
Ruhige Bücherei	40
normale Sprache	60
Staubsauger	70
Disco	100
Kettensäge	110
Schmerzschwelle	130

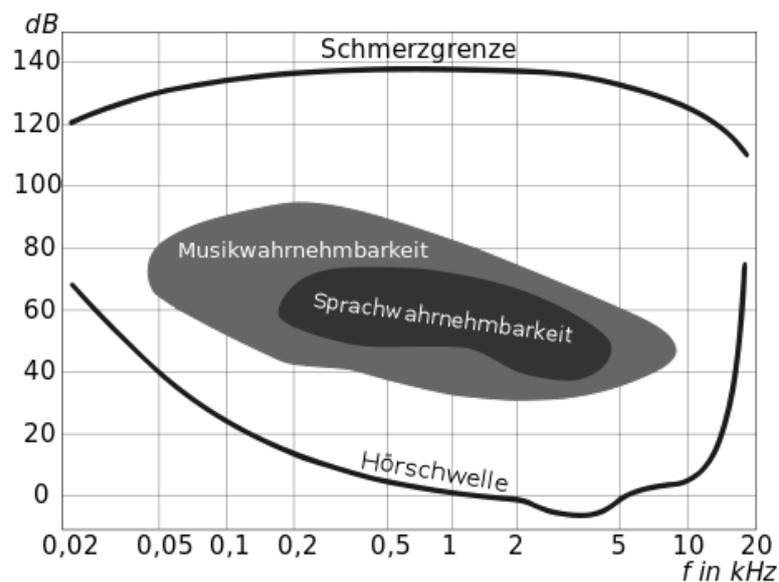


Abbildung 2.1.: Hörfläche des menschlichen Gehörs

1

Schall von der umliegenden Luft aufgenommen wird, wird im Verlauf dieser Thesis stets der Wert $343,2 \frac{m}{s}$ (bei 20 Grad C°) [11, S.313] für die Schallgeschwindigkeit angenommen.

Eine Frequenz beschreibt die Anzahl periodischen Ereignissen in einer bestimmten Zeit. Die wissenschaftliche Einheit Hz leitet sich durch den Kehrwert von der Periodendauer in Sekunden ab. Wie in Abbildung 2.1 sichtbar, kann das menschliche Gehör Luftschwingungen zwischen 16 Hz und 16 kHz wahrnehmen [11, S.135], wobei mit fortschreitendem Lebensalter der Wahrnehmungsbereich von hohen Frequenzen abnimmt. Dieser Bereich ist zugleich der Anwendungsbereich eines Lautsprechers, da dieser idealerweise in der Lage ist, alle hörbaren Frequenzen originalgetreu wiederzugeben.

¹URL: <https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Hoerflaeche.svg>, zuletzt aufgerufen: 12.04.2018

Neben der Frequenz kann eine Welle auch mit Ihrer Wellenlänge (λ) angegeben werden. Diese definiert sich in Meter durch den Abstand von 2 Punkten mit Phasengleichheit.

$$\lambda = \frac{c = 343 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{f} \quad (2.2)$$

Innerhalb der menschlichen Hörfläche ergeben sich Wellenlängen zwischen 21,4 m (16 Hz) und 2,1 cm (16 kHz).

In der Musik werden Frequenzen in Noten festgehalten. Noten sind ein periodisches System zur Angabe von Tonhöhen und unterteilen sich in 12 verschiedene Stufen. Eine Frequenzverdopplung entspricht einem Intervall von 12 Tönen, auch als Oktave bezeichnet. Als Referenzwert wird 440 Hz dem sogenannten Kammerton A zugeordnet.

Stehende Wellen

Ein besonderes Phänomen ereignet sich bei der Ausbreitung von Wellen zwischen parallelen Wänden. Ist der Abstand der Wände gleich eines Mehrfachen der Hälfte der Wellenlänge, überlagert sich die ursprüngliche mit der reflektierten Welle. Es kommt zu einem Pegelanstieg bzw. Abfall abhängig von der Hörposition im Raum. Jede stehende Welle erzeugt an ihren Nullstellen Moden, in denen kaum Teilchen bewegt werden und somit kein Schalldruck entsteht, sowie Bäuche bei ihren Maxima, in denen ein erhöhter Pegel wahrgenommen wird.

Die Grundschwingung einer stehenden Welle in einem gegebenen Raum lässt sich mit der Formel zur Berechnung der Wellenlänge ermitteln.

$$f_1 = \frac{c \cdot n}{2 \cdot L} \quad (2.3)$$

c = Schallgeschwindigkeit = 343 m/s

n = (n-1)te Oberschwingung

L = Abstand der parallelen Wände [m]

2.2. Lautsprecher

In Lautsprechersystemen werden mehrere Schallwandler, oder auch Chassis genannt, unterschiedlicher Auslegung kombiniert, um einen linearen Frequenzgang über den gesamten hörbaren Bereich zu erreichen. Die Anzahl der Schallwandler bestimmt die Systemklasse des Lautsprechers (2 Schallwandler = 2-Wege System).

Wenn ein Verstärker in das System integriert ist wird dieses als aktiver Lautsprecher bezeichnet. Einheiten, die an einem externen Verstärker betrieben werden nennt man passiv.

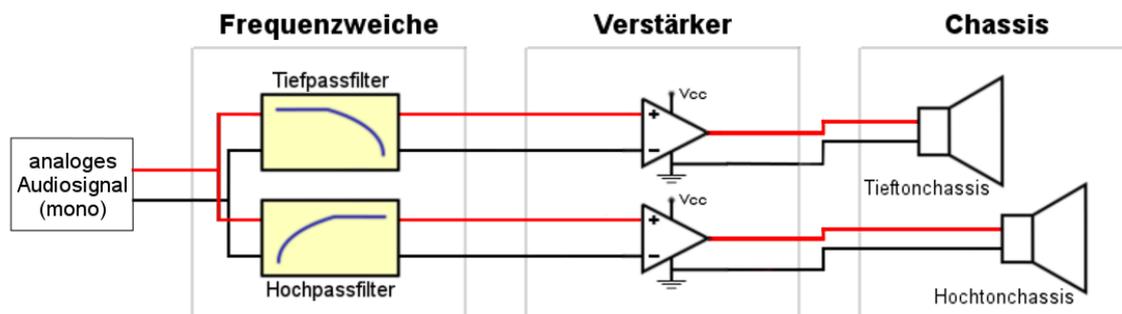


Abbildung 2.2.: Signaldiagramm eines 2-Wege Aktivlautsprechers

Abbildung 2.2 beschreibt das Zusammenspiel der Komponenten eines aktiven 2-Wege Lautsprechers. Aus einem elektrischen Eingangssignal wird mittels einer Frequenzweiche ein hochpass- sowie ein tiefpassgefiltertes Signal erzeugt. Diese beiden Signale werden durch Endstufen auf einen hörbaren Pegel verstärkt und anschließend an die Chassis weitergegeben.

Die Chassis versetzen ihre Membranen durch das angelegte Signal in Schwingung und übertragen diese Schwingungen an die anliegenden Luftmoleküle.

Da ein Verstärker in das System integriert ist wird dieser Lautsprecher als aktiv bezeichnet. Lautsprecher die von einem externen Verstärker abhängig sind nennt man passiv.

Die folgenden Abschnitte befassen sich intensiver mit den in Abbildung 2.2 verwendeten Bauteilen.

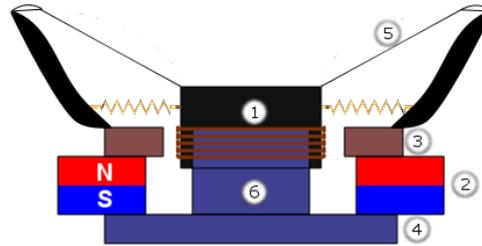


Abbildung 2.3.: Aufbau einer elektro-dynamischen Lautsprecherchassis mit Konusmembran

2.2.1. Chassis

Lautsprecherchassis agieren als finales Glied der Übertragungskette und wandeln elektrische Energie in Schwingungsenergie um. Abbildung 2.3 zeigt den Querschnitt einer herkömmlichen Chassis mit Konusmembran. Das zentrale Antriebssystem der Chassis bildet sich aus der Schwingenspule (1), dem Magneten (2) und den beiden Polplatten (3 & 4). Zwischen Polkern (6) und der vorderen Polplatte befindet sich durch die Wirkung des Magneten ein starkes Magnetfeld. Die Schwingenspule wird innerhalb dieses Magnetfelds positioniert und reagiert somit mit einem mechanischen Hub bei angelegter Wechselspannung.

Die Membran (5) der Chassis wird an der Schwingenspule befestigt und folgt jeder Bewegung der Schwingenspule. Die erzeugten Druckschwankungen vor der Membran erzeugen einen Schalldruck. Die Form der Membran hat dabei entscheidenden Einfluss auf die Schallausbreitung. Für die Wiedergabe von tiefen Frequenzen werden hauptsächlich konusförmige Membranen verwendet. Da sich höhere Frequenzen nicht mehr kugelförmig sondern gerichtet ausbreiten, eignet sich eine Kalotte als Membranform besser um den Abstrahlwinkel der Chassis zu verbessern.

Thiele-Small Parameter

Um verschiedene Lautsprecherchassis charakterisieren und differenzieren zu können, werden diese in sogenannten Thiele-Small Parametern beschrieben. Nach ihren Erfindern Albert Neville Thiele und Richard H. Small benannt, sind diese Parameter essenziell zum Errechnen eines Lautsprechergehäuses. Die wichtigsten und für diese Arbeit notwendigen Parameter werden im folgenden Abschnitt beschrieben. [3, S.27]

Äquivalentvolumen V_{as} (L)

"Luftvolumen mit gleicher akustischer Nachgiebigkeit wie die Membranaufhängung." [3, S. 27] Das physikalisch benötigte Gehäusevolumen für die Wiedergabe von tiefen Frequenzen verhält sich proportional zum Äquivalentvolumen.

Resonanzfrequenz F_s (Hz)

Freiluft-Resonanzfrequenz des Chassis. Oberhalb dieser Frequenz erreicht das Chassis ihren Referenzwirkungsgrad. Chassis mit tiefen F_s Werten eignen sich zur Basswiedergabe.

Elektrische Güte Q_{es}

Gütefaktor zur Beschreibung des elektrischen Systems, bestehend aus Schwingspule und Magnet innerhalb der Chassis.

Mechanische Güte Q_{ms}

Gütefaktor zur Beschreibung der mechanischen Aufhängung des Systems, bestehend aus Sicke und Zentrierspinne.

Gesamtgüte Q_{ts}

Die Gesamtgüte eines Chassis errechnet sich aus der elektrischen sowie mechanischen Güte.

$$Q_{ts} = \frac{Q_{es} \cdot Q_{ms}}{Q_{es} + Q_{ms}} \quad (2.4)$$

Membranfläche S_d (cm²)

Effektive Oberfläche der Lautsprechermembran. [3, S. 27]

maximale Auslenkung X_{max} (mm)

SSpitzenwert der linearen Membranauslenkung, bei der noch eine konstante Zahlen an Spulenwindungen im Luftspalt verbleibt. [3, S. 13f]

Verschiebevolumen V_d (cm³)

Errechnet sich aus der Membranfläche und der maximalen Auslenkung. [3, S. 97]

$$V_d = S_d \cdot X_{max} \quad (2.5)$$

Tabelle 2.2.: Flankensteilheit von Frequenzweichen

Filterordnung	Flankensteilheit (dB/Okt)	F_l (Hz)	F_u (Hz)
1	6	1500	6000
2	12	2121,32	4242,64
3	18	2381,10	3779,76
4	24	2522,63	3567,62

Impedanz

Die Impedanz beschreibt das elektrische Ersatzschaltbild der Chassis. Die meist verbreiteten Werte sind mit $4\ \Omega$ beziehungsweise $8\ \Omega$ angegeben. $4\ \Omega$ Chassis eignen sich für Anwendungen in denen eine begrenzte Versorgungsspannung, zum Beispiel bei einem KFZ mit einer 12 V Autobatterie, gewährleistet ist.

2.2.2. Frequenzweiche

Da ein Lautsprecher meist aus mehr als nur einer Chassis aufgebaut ist, ist es notwendig das eingehende Signal in Teilfrequenzbereiche aufzuteilen. Eine Frequenzweiche beschreibt ein System von elektrischen Filtern, die unterschiedliche Filterstrukturen bei einer identischen Trennfrequenz umsetzen. Analoge Frequenzweichen bestehen aus LC-Gliedern realisieren bei einer Trennung zwischen zwei Chassis je einen Tiefpass und einen Hochpassfilter um das eingehende Signal bei einer festgelegten Frequenz trennen. Die Ordnung N der Weiche klassifiziert die Anzahl der Glieder sowie die Flankensteilheit der Weiche, welche entweder in $N \cdot 6\ \text{dB Oktav-}$ oder $N \cdot 20\ \text{dB Dekadabständen}$ angegeben werden kann.

Frequenzverdopplungen sind in der Akustik als Harmonische der Grundschwingung von Bedeutung, weshalb die Angabe in Oktaven bei Frequenzweichen herkömmlich ist. Bei der Trennfrequenz erfahren beide Signale eine Dämpfung von 3 dB. Bei korrektem Phasenverlauf addieren sich beide Schallquellen und ergeben zusammen den Ursprungspegel.

Tabelle 2.2 zeigt den Zusammenhang der Filterordnung und der resultierenden unteren und oberen Trennfrequenzen f_l und f_u für eine Trennung bei 3 kHz. Ein Hochtonchassis sollte bis zur unteren Frequenz einen konstanten Schalldruckpegel aufweisen, für ein Tieftonchassis gilt dies für die obere Frequenz.

In dieser Thesis ein digitaler Signalprozessor verwendet und die Frequenzweiche kann ohne zusätzliche passive Bauteile digital realisiert werden.

2.2.3. Gehäuse

Mit jedem Hub einer Lautsprechermembran entsteht ein Überdruck vor dem Chassis, da Luft durch die Bewegung der Membran verdichtet wird. Analog dazu bildet sich hinter dem Chassis ein Unterdruck. In einem System mit freistehender Chassis gleichen sich diese Druckgebiete gegenseitig aus, indem die verdichtete Luft vor dem Chassis nach hinten strömt. Dieser Druckausgleich führt zu einer erheblichen Schallpegelminderung und wird als akustischer Kurzschluss bezeichnet, da trotz hoher elektrischer Energie kaum akustische Leistung erzeugt wird. Um diesen Effekt zu verhindern, ist es notwendig, die Luftmassen vor und hinter der Lautsprechermembran mittels einer sogenannten Schallwand zu trennen. Im idealen Falle ist die Wand größer als die Wellenlänge der erzeugten Schallwelle. Besonders für tiefe Frequenzen mit großen Wellenlängen ist dies schwer zu realisieren, weshalb die Luft hinter der Membran in einem Gehäuse eingeschlossen wird. Deshalb werden Lautsprecherchassis in geschlossene Gehäuse eingebaut um die rückseitige Schallabstrahlung zu unterbinden.

Ein Gehäuse charakterisiert sich durch Material, Bauform sowie Typ und Volumen.

Material

Das Gehäusematerial soll den rückseitig abgestrahlten Schall bestmöglich zu isolieren. Daher empfehlen sich Materialien mit hoher Dichte und innerer Dämpfung. Da Holz einfach zu verarbeiten ist und gleichzeitig vergleichsweise gute Dämpfungseigenschaften bietet, wird es bevorzugt im Lautsprecherbau verwendet. Andere Materialien, wie zum Beispiel Schiefer oder Beton, weisen zwar eine bessere Schalldämmung auf, sind allerdings deutlich komplexer zu verarbeiten.

Bauform

Die meisten Lautsprechersysteme werden aufgrund einfacher Konstruktionsweise sowie guter Handlichkeit in einem quaderförmigen Design konzipiert. Nachteilig sind dabei die parallel stehende Wände, welche die Entstehung von stehenden Wellen fördern, wie bereits im Kapitel Akustik und Schall erläutert. Tabelle 2.3 vergleicht verschiedene Gehäuseformen und dessen Auswirkung auf die Wiedergabe des Lautsprechers. Allerdings sind diese Auswirkungen in der Regel eher messbar als hörbar, zudem können die Auswirkungen von stehenden Wellen durch die Verwendung von Füllmaterial vermindert werden und zusätzlich mit Hilfe von digitaler Signalverarbeitung gezielt kompensiert werden.

Tabelle 2.3.: Auswirkung der Gehäuseform auf die Wiedergabekurve[3, S. 155]

Form	Abweichung
Kugel	+/- 0.5 dB
Abgeschrägter Quader	+/- 1.5 dB
Quader	+/- 3 dB
Würfel	+/- 5 dB

Gehäusetyp und -Volumen

Es wird im allgemeinen zwischen geschlossenen und ventilierten Gehäusen unterschieden.

Die optimale Größe eines Lautsprechergehäuses ist abhängig von dem verwendeten Chassis, zudem ergeben sich für verschiedene Gehäusearten unterschiedliche Volumengrößen. Die Errechnungen für einen geschlossenen Lautsprecher sowie für ein Bassreflexgehäuse werden dabei hier aufgeführt.

Geschlossene Gehäuse

Bei dieser am weitesten verbreiteten Gehäuseform ist das Gehäuse komplett luftdicht gestaltet und der gesamte von der Rückseite der Membran abgestrahlte Schall wird im Gehäuse eingeschlossen.

Zur Errechnung des benötigten Gehäusevolumens wird zusätzlich zu den Thiele-Small-Parametern (siehe 2.2.1) der Gehäuse-Gütefaktor Q_{tc} hinzugezogen, welcher auf Basis der gewünschten Tiefbass-Wiedergabe gewählt werden kann. Abbildung 2.4 dokumentiert die Auswirkungen dieses Faktors.

Mithilfe des Chassisgütefaktors Q_{ts} sowie des Gehäusegütefaktors Q_{tc} erhält man ein Verhältnis von Nachgiebigkeiten α , welches für die Bestimmung des Volumens benötigt wird[3, S.39]:

$$\alpha = \frac{Q_{tc}^2}{Q_{ts}} - 1 \quad (2.6)$$

Mithilfe dieses Faktors lässt sich das benötigte Gehäusevolumen V_b mit folgender Formel aus dem Äquivalentvolumen V_{as} bestimmen:

$$V_b = \frac{V_{as}}{\alpha} \quad (2.7)$$

Wichtig für diese Gehäuseform ist das Abdichten des Gehäuses, da Leckverluste sich negativ auf die Wiedergabe im unteren Bassbereich auswirken.

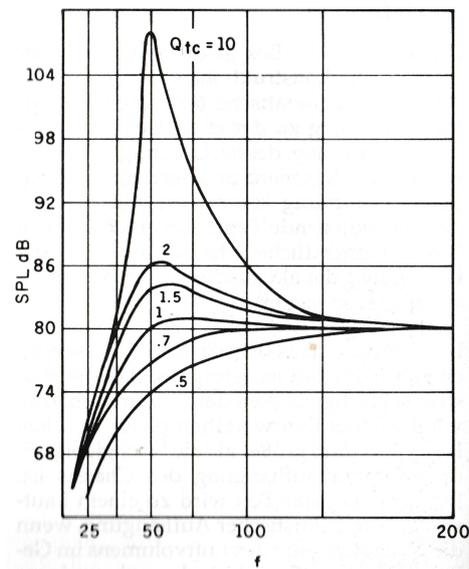


Abbildung 2.4.: Schalldruckwiedergabe geschlossener Systeme bei verschiedenen Gütefaktoren[3, Bild 2.1]

Ventilierte Gehäuse

Neben dem klassischen Gehäuse existieren Gehäuseformen, welche durch die Verwendung von diversen Öffnungen ihren Wirkungsgrad verbessern. Zu solchen Formen zählen zum Beispiel Transmissionline, Horn, Bandpass und Bassreflexgehäuse. Im Rahmen dieser Thesis wird dabei lediglich auf das Bassreflexgehäuse eingegangen.

Bei Bassreflexgehäusen wird eine meist rohrförmige Öffnung im Gehäuse genutzt um den Wirkungsgrad im unteren Frequenzbereich zu verbessern.

Die Öffnung bildet zusammen mit der Luftmasse im Gehäuse ein Feder-Masse System, auch bekannt als Helmholtz-Resonator, bei welchem die Luft im Rohr die Masse representiert und das Gehäusevolumen die Feder. Durch den Hub der Membran bilden sich Druckschwankungen in der Luftmasse im Gehäuse. Ein Überdruck drückt die Luftmasse im Reflexrohr nach außen, während ein Unterdruck diese Masse ins Gehäuse zieht.

Im Reflexrohr entsteht eine zur Membranschwingung um 180° versetzte Schwingung, deren Resonanzfrequenz im Gesamtsystem einen Pegelanstieg verursacht.

Mathematisch lässt sich diese Frequenz wie folgt berechnen: [11, S.126]

$$f_0 = \frac{c}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{S}{V \cdot L}} \quad (2.8)$$

wobei: c = Schallgeschwindigkeit = 343m/s

S = Öffnungsfläche [m^2]

V = Hohlraumvolumen [m^3]

L = Länge des Öffnungshalses [m]

"Da nahezu die gesamte akustische Energie bei der Frequenz f_0 aus dem Reflextunnel abgestrahlt wird, ist eine gewisse Mindestgröße bei dem Tunnelquerschnitt zur Vermeidung von Kompressionseffekten erforderlich. Der minimal mögliche Durchmesser d_v kann als Annäherung gefunden werden über:"[3, S.104]

$$d_v \geq \sqrt{\frac{411,25 \frac{1}{m \cdot s^2} \cdot V_d}{\sqrt{f_b}}} \quad (2.9)$$

Nicht jede Chassis ist für den Einsatz in Bassreflexgehäusen geeignet. Das Wirkungsgrad-Bandbreitenprodukt (EBP = Efficiency Bandwith Product) ist bei der Entscheidung, ein ventiliertes Gehäuse zu verwenden, hilfreich. Chassis mit Werten um 50 eignen sich eher in einem geschlossenen Gehäuse, während Werte um 100 ein ventiliertes Gehäuse empfehlen. [3, S. 33]

$$EBP = \frac{f_s}{Q_{es}} \quad (2.10)$$

Generell bieten Chassis mit Gütewerten zwischen 0.2 - 0.5 eine befriedigende Wiedergabe in ventilierten Gehäusen. [3, S.92]

Die Volumenberechnung eines ventilierten Gehäuses gestaltet sich ähnlich im Vergleich zu geschlossenen Gehäusen. Es wird ebenfalls Formel XX verwendet, allerdings richtet sich α nach der Gesamtgüte des verwendeten Chassis sowie dem Verlustfaktor des Gehäuses Q_L . Dabei gibt es verschiedene Abstimmungen, bei welchen diese Werte in Konstruktions-tabellen festgehalten werden.[3, S.98] Für den Lautsprecher dieser Thesis wurde dabei das "Quasi Third Order"(QB₃) verwendet. Die Weert für die verwendete Abstimmung sind im Anhang beigefügt.

2.3. Digitale Signalverarbeitung

Im Allgemeinen dienen Signale der Übertragung von Informationen von einer Quelle zu einem Empfänger. Natürlich vorkommende Signale, zum Beispiel ein Gespräch zwischen zwei Personen sind analog, d.h. wert- sowie zeitkontinuierlich. Solche Signale müssen vor einer Verarbeitung mit digitalen Systemen zuerst digitalisiert und anschliessend wieder in Analogwerte zurückgewandelt werden. Dazu dient ein Analog-Digital-Umsetzer (ADC) beziehungsweise ein Digital-Analog-Umsetzer (DAC). Ein ADC tastet ein analoges Signal mit einer festgelegten Frequenz ab und erzeugt eine Folge von diskreten Abtastwerten (Samples). Ein DAC bildet aus den diskreten Samples durch Mittelung ein kontinuierliches analoges Signal. Die digitale Signalverarbeitung beschäftigt sich mit der Repräsentation, Transformation sowie Manipulation dieser diskreten Signale in Echtzeit. [10] Abbildung 2.5 zeigt ein übliches Verarbeitungsschema zur digitalen Signalverarbeitung.

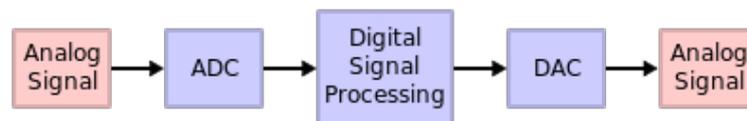


Abbildung 2.5.: Verarbeitungsschema der digitalen Signalverarbeitung

2

2.3.1. Systemtheorie

Der zu konzipierende Lautsprecher erhält ein analoges Audiosignal, welches nach digitaler Filterung und Verstärkung durch die Chassis als akustisches Signal ausgegeben wird. Im folgenden Abschnitt werden die Grundlagen des digitalen Systems des Kompensationsfilters im speziellen dargestellt.

Ein System S transformiert ein Eingangssignal $x(t)$ mit einer mathematischen Abhängigkeit in ein Ausgangssignal $y(t)$.

$$y(t) = S\{x(t)\} \quad (2.11)$$

Dabei wird zwischen kontinuierlichen und diskreten Systemen unterschieden. Eine Lautsprecherchassis beschreibt ein kontinuierliches System, arbeitet zeit- und wertkontinuierlich. In

²URL:https://de.wikipedia.org/wiki/Datei:DSP_block_diagram.svg, zuletzt aufgerufen: 28.04.2018

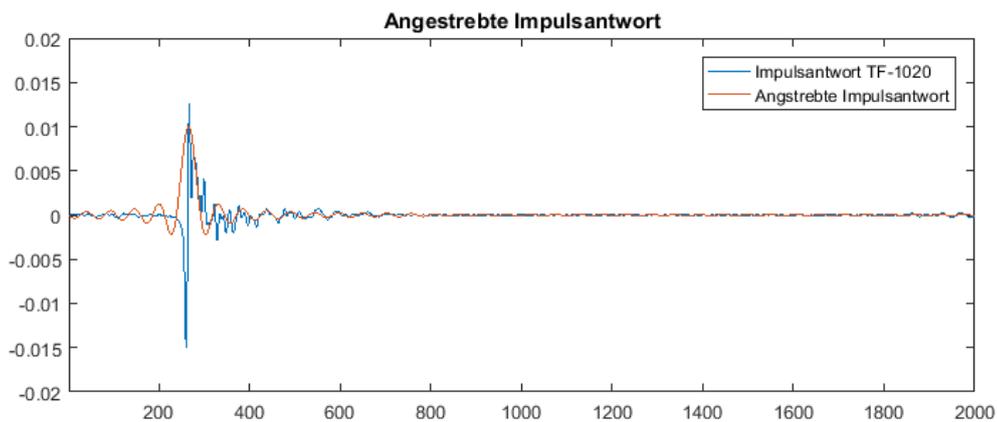


Abbildung 2.6.: Impulswiedergabe einer Tieftonchassis

der digitalen Domäne existieren nur diskrete Werte. Dabei wird ein analoges Signal mit einer festgelegten Abtastfrequenz F_S mit diskreten Samples repräsentiert.

Da die Implementierung eines FIR-Filters im Vordergrund dieser Thesis steht werden die Eigenschaften und Repräsentierungen von diskreten Systemen erläutert.

Impulsantwort

Die Reaktion eines Systems auf einen Dirac Impuls $\delta[n]$ wird als Impulsantwort $h[n]$ eines Systems bezeichnet. Die Impulsantwort enthält dabei alle Informationen über das System in der Zeitdomäne. Die ideale und in dieser Thesis angestrebte Impulswiedergabe eines Übertragungssystems ist eine sinc Funktion, wie in Abbildung 2.6 als angestrebte Impulsantwort angedeutet.

diskrete Fourier Transformation (DFT)

Mithilfe der Fourier Transformation lassen sich Signale aus der Zeitdomäne in die Frequenzdomäne umformen. Die diskrete Fourier Transformation verwendet dabei ein endliches Eingangssignal und kann somit digital mit einem Signalprozessor verarbeitet werden.

$$X(e^{jn\Omega}) = \sum_{n=0}^{N-1} x_N[n] e^{-jn\Omega} \quad (2.12)$$

$\Omega = k \cdot \frac{2\pi}{N}$ beschreibt die komplexe Kreisfunktion welchen den Frequenzbereich in linearen, äquidistanten Schritten zwischen 0 und 2π abdeckt.[5, S.187] Die Bandbreite des nutzbaren

Frequenzbereiches wird hierbei je nach Abtastrate F_s durch die Nyquist Frequenz $f_{Nyquist} = \frac{F_s}{2}$ begrenzt.

Die Fourier Transformation ist zudem die mathematische Verbindung zwischen der Impuls-wiedergabe und dem Frequenzgang eines Systems.

Besteht das zu transformierende Signal ausschließlich aus reelwertigen Elementen, ergibt sich eine Spiegelung des transformierten Signal um den Wert $\frac{N-1}{2}$, welches als Hermitische Form bezeichnet wird. Die Werte zwischen $N=0$ bis $N-1$ beschreiben hierbei den Frequenz-gang des Systems bis zur Nyquistfrequenz.

Übertragungsfunktion

Die Übertragungsfunktion oder auch Frequenzgang eines Systems ist der mathematische Bezug zwischen Eingangs- und Ausgangssignal im Frequenzbereich.

Transformiert man die Impulswiedergabe eines digitalen Systems mittels Diskreter Fourier Transformation (DFT), erhält man eine komplexe Funktion der Frequenz.

$$H(e^{j\Omega}) = \sum_{N-1}^{n=0} h[n] \cdot e^{-jn\Omega} \quad (2.13)$$

$$\Omega = k \frac{2\pi}{N}$$

$$k = 0, 1, 2, \dots (N-1)$$

Diese Funktion wird als Frequenzgang $H(e^{j\Omega})$ des Systems bezeichnet und beschreibt die Amplitude sowie die Phase des Systems im Bezug auf die Frequenz. Betrachtet man $H(e^{j\Omega})$ in polarer Form wird dieser Zusammenhang deutlich:

$$H(e^{j\Omega}) = |H(e^{j\Omega})| \angle H(e^{j\Omega}) \quad (2.14)$$

Z-Transformation

Die Übertragungsfunktion eines Systems kann ebenfalls mit der Z-Transformation beschrieben werden. Die Z-Transformation ist als Erweiterung der diskreten Fourier Transformation zu sehen. "Während die zeitdiskrete Fourier Transformation ein diskretes Signal in Form einer Zahlenfolge als gewichtete Summe von komplexen Exponentialfunktionen der Form $e^{j\Omega}$ darstellt, verwendet die Z-Transformation komplexe Exponentialfunktionen $z = r e^{j\Omega}$.

Die Z-Transformierte einer Folge ist daher eine analytische Fortsetzung der zeitdiskreten Fourier-Transformierten vom Einheitskreis in die komplexe Zahlenebene." [5, S. 175]

Die Z-Transformation eines kausalen Signals beschreibt sich mathematisch mit folgender Formel.

$$H(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h[n]z^{-n} \quad (2.15)$$

$$z = e^{(\sigma + j\omega)T}$$

Die z-Transformation ist dabei eine Methode mit Hilfe eines Pol-Nullstellen-Diagramms Systeme hinsichtlich Kausalität und Stabilität zu untersuchen.

Systeme mit Polstellen außerhalb des Einheitskreises sind instabil, da ihre Summe nicht konvergiert. Befinden sich neben den Polstellen auch alle Nullstellen innerhalb des Einheitskreises, spricht man von einem System mit minimaler Phase. Solche Systeme verfügen über eine Inversfunktion $H_I(z) = \frac{1}{H_z}$, die wie das Ursprungssystem kausal und stabil ist. [10, S. 240]

Diskrete, lineare, zeitinvariante Systeme wie Filterstrukturen werden mit ihrer Z-Transformation beschrieben, da die Notierung als Differenzgleichung auf Signalprozessoren effizient umgesetzt werden können.

Eine Zeitverzögerung in der Zeitdomäne entspricht einer Frequenzverschiebung.

$$h[n - n_0] \leftrightarrow z^{-n_0} * H(Z) \quad (2.16)$$

Gruppenlaufzeit

Die Gruppenlaufzeit $\tau(\omega)$ beschreibt die Zeitverzögerung des Eingangssignals im Vergleich zum Ausgangssignal, da jedes System eine gewisse Verarbeitungszeit benötigt. Sie ist mathematisch als negative Differenzierung des Phasengangs definiert. [5, S.67]

$$\tau(\omega) = -\frac{d}{d\omega} \cdot \varphi(\omega) \quad (2.17)$$

Aus dieser mathematischen Verbindung wird erkenntlich, dass ein linearer Phasengang eine konstante Gruppenlaufzeit bedingt. Jede Frequenz soll von einem Lautsprecher zur selben Zeit wiedergegeben werden, daher wird eine konstante Gruppenlaufzeit angestrebt.

Faltung von Signalen

Eine der wichtigsten Verknüpfungen zweier Signale in der Systemtheorie ist die Faltung. So ist zum Beispiel die Antwort eines linearen zeitinvarianten Systems auf eine Erregung $h[t]$ durch die Faltung von $h[t]$ mit der Antwort desselben Systems auf den δ -Impuls gegeben. "[5, S.11]

Die Implementierung von FIR-Filtern basiert auf der Faltung eines Eingangssignals mit den Koeffizienten in der Zeitdomäne, was im nächsten Abschnitt ausführlicher beschrieben wird.

$$y[n] = x[n] * h[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[n-k] \cdot h[k] \quad (2.18)$$

Die Faltung zweier Signale in der Zeitdomäne entspricht einer Multiplikation der beiden Fourier Transformierten Representationen im Frequenzbereich.

2.3.2. Digitale Filter

Ein digitales Filter beschreibt ein digitales Übertragungssystem, welches diskrete Eingangswerte in digitale Ausgangswerte transformiert. Das Ausgangssignal des Filters errechnet sich dabei durch eine Faltung des Eingangssignals mit der Impulswiedergabe des Filters, welche in ihrer Z-Transformation mit Koeffizienten abgebildet ist. Die Koeffizienten werden neben der Impulswiedergabe auch als Filterkern bezeichnet. Generell lassen sich digitale Filter mit folgender Differenzengleichung ausdrücken:

$$H(z) \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0 + b_1 \cdot z^{-1} + b_2 \cdot z^{-2} + b_3 \cdot z^{-3} + \dots + b_N \cdot z^{-N}}{1 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2} + a_3 \cdot z^{-3} + \dots + a_N \cdot z^{-N}} \quad (2.19)$$

wobei a_k und b_k die Polynomkoeffizienten des Filters repräsentieren.

Filter werden mit einer festgelegten Abtastrate F_s implementiert. Das Nyquist-Shannon-Abtasttheorem besagt dass keine Frequenzen oberhalb der Nyquist Frequenz originalgetreu rekonstruiert werden können, daher beschränkt sich der Anwendungsbereich eines Filters auf den Frequenzbereich zwischen 0 und $\frac{F_s}{2}$.

Die zeitliche Auflösung eines Filters ist durch die Abtastrate und der Anzahl der Filterkoeffizienten gegeben und Berechnet sich durch

$$T_{Filt} = \frac{N}{F_s} \quad (2.20)$$

Eine halbe Wellenlänge der Frequenz muss von einem Filter abgedeckt werden um diese filtern zu können, daher ergibt sich eine minimal filterbare Frequenz von

$$F_{min} = \frac{F_s}{2N} \quad (2.21)$$

Die gängigsten Filtertypen sind Tiefpass, Hochpass, Bandpass sowie Bandstopfilter. Diese Filter können in zwei prinzipiellen Filtertypen realisiert werden:

FIR Filter

FIR (Finite Impulse Response) Filter sind Filter mit einer endlichen Impulswiedergabe. Sie zeichnen sich durch eine lineare Phase aus und sind immer stabil da sie außer bei $z=0$ keine Polstellen aufweisen.[10, S.313] Hiermit reduziert sich die oben verwendete allgemeine Formel zu folgender vereinfachter Form:

$$y[n] = \sum_{k=0}^{M-1} b_k x[n-k] \quad (2.22)$$

Ein FIR-Filter mit linearer Phase resultiert bei einer ungeraden Koeffizientenanzahl in einer symmetrischen Impulsantwort, ist die Koeffizientenanzahl gerade ergibt sich eine antisymmetrische Impulsantwort. Abbildung 2.7³ zeigt die FIR Filterstruktur der Direkten Form, welche in vielen Hardware Implementierungen von FIR Filtern verwendet wird.

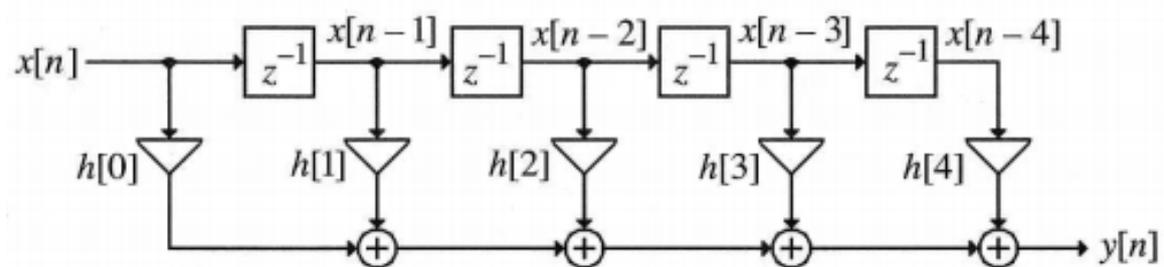


Abbildung 2.7.: Direkte Form eines FIR Filters

IIR Filter

IIR (Infinite Impulse Response) Filter sind rekursive Filter, welche zur Berechnung des Ausgangssignals über ein Feedbacksystem verfügen. Gegenüber FIR Filtern benötigen sie we-

³Quelle: DSP Lecture Material, Ulrich Sauvagerd

niger Filterkoeffizienten um den selben Frequenzgang abzubilden. Allerdings besitzen IIR Filter keinen linearen Phasengang und sind nicht zwangsweise stabil da sie über Polstellen verfügen. Da in dieser Thesis ein FIR Filter implementiert werden soll werden IIR Filterstrukturen nicht weiter behandelt.

2.4. Raspberry Pi und HiFi-HAT

Um oben aufgeführte Filter realisieren zu können, ist ein echtzeitfähiger Signalprozessor notwendig.

In dieser Thesis wird für diesen Zweck ein Raspberry Pi inklusive HiFi-HAT ADC/DAC-Aufsteckplatine als Signalprozessor verwendet. [1]

Raspberry Pi

Ein Raspberry Pi ist ein kompakter Einplatinencomputer, entwickelt von der Raspberry Pi Foundation mit dem Ziel eine kostengünstige Lernplattform für Elektrotechnik- und Programmierkenntnisse bereitzustellen. Die aktuellste Version zur Zeit der Erarbeitung dieser Thesis ist der Raspberry Pi Model 3, der mit einem Broadcom BCM2837 System on Chip (SoC) mit 1.2 GHz Quad Core Prozessor und 1GB Arbeitsspeicher ausgestattet ist.[9] Der Raspberry kann mittels SD Karte mit verschiedensten Betriebssystemen operiert werden. Das herkömmlichste ist das Linux basierte Raspbian Stretch welches auch in dieser Thesis Anwendung findet. Das Betriebssystem erlaubt viele Funktionalitäten, ist allerdings in Echtzeit kritischen Systemen wie der Verarbeitung von Audiosignalen ein erheblicher Nachteil, da die Rechenleistung des Prozessors permanent beansprucht wird.

Im Leerlauf beansprucht das verwendete Modell 3B eine Leistung von 2 W, unter Vollast steigt die Leistungsaufnahme auf bis zu 4,7 W an. [13]

HiFi-HAT

Es besteht die Möglichkeit, über ein HAT (Hat Attached on Top) die Funktionalität des Raspberry Pi zusätzlich zu erweitern. Durch Aufstecken auf den 40-Pin Headers des Raspberry kann auf die GPIO Pins zugegriffen werden.

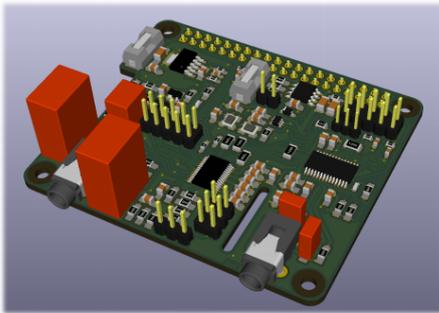


Abbildung 2.8.: Raspberry Pi

4

⁴URL:<https://www.raspberrypi.org/app/uploads/2017/05/Raspberry-Pi-3-462x322.jpg>, zuletzt aufgerufen: 26.04.2018

Ein solches HAT wurde von Sebastian Albers im Rahmen seiner Bachelorthesis entworfen, um hochqualitative analoge Audioschnittstellen anzubinden. Die digitalen Audiodaten werden mittels I2S Protokoll vom Prozessor des Raspberry verarbeitet. Mithilfe dieser Umsetzter kann der Raspberry Pi im Rahmen seiner Möglichkeiten als Signalprozessor fungieren und eine Faltung des Eingangssignals mit bis zu 4500 Koeffizienten bei einer Abtastrate von 48 kHz durchführen.



Für diese Arbeit wurde ein Exemplar des HiFi-HAT mithilfe von Schalt- und Bestückungsplänen aus [1] eine Platine selbst hergestellt. Die verwendete Version des HiFi-HAT 1.2 ist aktueller als die in der Thesis dokumentierte, auch wenn nur kleine Modifizierungen vorgenommen wurden. Der Schaltplan der verwendeten Version ist auf der beigelegten DVD verfügbar.

Abbildung 2.9.: HiFi-HAT
5

⁵Abbildung 5.9 aus [1]

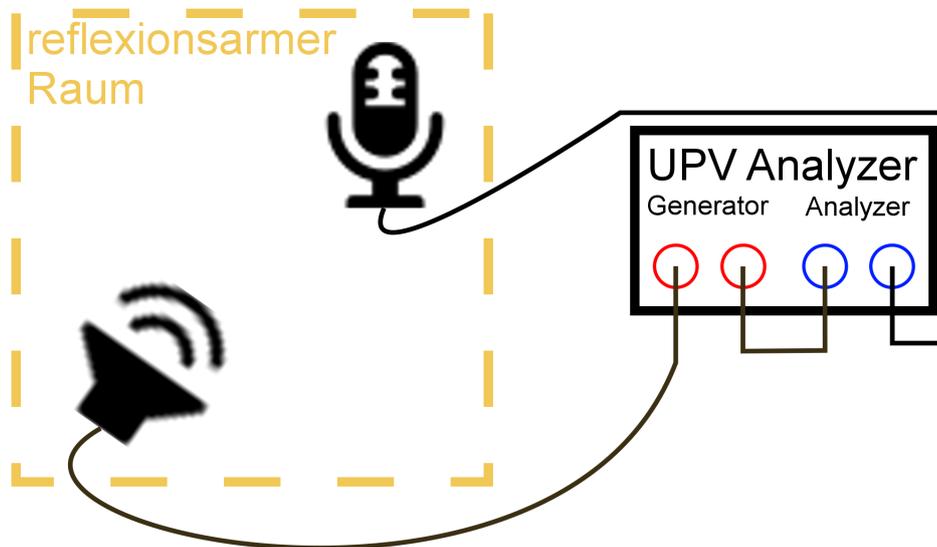


Abbildung 2.10.: Messaufbau für Frequenzgangmessungen

2.5. Frequenzgangmessung eines Lautsprechers

Wie in (2.3.1) bereits erwähnt beschreibt der Frequenzgang über eine komplexe Funktion der Frequenz die Amplitude und Phase eines Systems. Für einen Lautsprecher sind dabei Frequenzwerte innerhalb der menschlichen Hörfläche (16Hz-16kHz) von Bedeutung.

Die Messung des Frequenzgangs eines Lautsprechers ist zum besseren Verständnis in Abbildung 2.10 aufgezeigt. Wichtig ist dabei die Umgebung in welchem die Messung stattfindet. Da Schallreflexionen von Gegenständen und Wänden ebenfalls vom Mikrofon aufgenommen werden, ist ein reflexionsarmer Raum für genaue Messungen unabdingbar. Abbildung 2.11 zeigt den entwickelten Lautsprecher im reflexionsarmen Raum der HAW Hamburg.

Die Messung unterteilt sich dabei in eine Amplituden und Phasenmessung. Bei beiden Messungen wird ein reines Sinussignal als Eingangssignal verwendet. Die Frequenz wird in equidistanten Schritten inkrementiert, um die Messergebnisse für den Filterentwurf ohne Interpolation verwenden zu können. Bei jedem Frequenzschritt wird für die Amplitude die Spannung des Mikrofons gemessen. Die Phase berechnet sich als zeitliche Differenz des Ausgangssi-



Abbildung 2.11.: Lautsprecher im reflexarmen Raum

gnals in Relation zum Eingangssignal, daher ist es wichtig, dem Analyzer neben dem Mikrofonsignal zusätzlich das Eingangssignal zuzuführen.

Als Messinstrument wurde der Rohde und Schwarz UPV Audio Analyzer verwendet. Im Frequenzbereich zwischen 1 - 24 kHz wurde mit 1000 Punkten die Amplitude und Phase gemessen.

Das verwendete Messmikrofon ist das Brüel und Kjaer 4190 mit einer Mikrofonsensibilität von 50 mV/Pa und wird mit einer Entfernung von einem Meter zum Lautsprecher aufgestellt. Die Verstärkerleistung wird so eingestellt, dass jedes Chassis mit 1 W belastet wird.

Das Mikrofon misst die Luftschwingungen, welche vom Analyzer in mV angegeben werden. Für die Umrechnung in SPL ist die Mikrofonsensitivität S_M in $\frac{mV}{Pa}$ erforderlich. [14]

$$SPL = 20 \cdot \log\left(\frac{V}{20 \cdot 10^{-6} \cdot S_M}\right) \quad (2.23)$$

3. Anforderungen

Dieses Kapitel befasst sich mit den Anforderungen an den zu konstruierenden Lautsprecher.

Ziel dieser Arbeit ist es, einen Aktivlautsprecher für die Audiowiedergabe im Bereich der Hörfläche zu konzipieren und herzustellen. Die Wiedergabe von Frequenzen am unteren Ende der Hörfläche erfordern große Gehäusekonstruktionen und enorme elektrische Leistungen, daher beschränkt sich die Anforderung auf einen konstanten Amplitudengang im Bereich von 70 Hz - 15 kHz. Die Konstanz des Lautsprechers definiert sich durch einen maximalen Ripple von ± 1 dB im definierten Frequenzbereich. Zudem soll ein linearer Phasengang erreicht werden. Somit soll eine konstante Gruppenlaufzeit des gesamten Systems mit einer maximalen Abweichung von ± 1 mS erreicht werden.

Um diese Ziele zu verwirklichen wird nach der Konstruktion des Lautsprechers ein digitales Filter entworfen werden, welches auf Basis von Messwerten die Abweichungen des Frequenzgangs kompensiert. Als Hardware soll ein Raspberry Pi mit integriertem HiFi-HAT als digitaler Signalprozessor verwendet werden.

Der Wirkungsgrad des Systems sollte möglichst effizient gestaltet werden, weshalb eine Klasse-D Endstufe als Verstärker eingesetzt werden soll um einen maximalen Schalldruckpegel von 110 dB zu generieren.

Die Stromversorgung soll in das Lautsprechergehäuse integriert werden, so dass lediglich ein Kaltgerätestecker mit integriertem Schalter für die Spannungszufuhr äußerlich sichtbar ist.

Als Signaleingang dient ein low-Pegel Eingang an einem 3,5mm Klinkestecker, um den Lautsprecher mit herkömmlichen Signalquellen, wie zum Beispiel Computer oder Handy, betreiben zu können.

Um den Lautsprecher manuell regulieren zu können, soll ein Bedienpanel mit An/Aus Knopf und Lautstärkereglern realisiert werden. Zudem soll ein weiterer Knopf zur Demonstration des Kompensationsfilters vorhanden sein, über welchen die Filterkoeffizienten geändert werden können.

Zusätzlich soll der integrierte Raspberry über die Netzwerkumgebung erreichbar sein um die Eigenschaften des digitalen Filters modifizieren zu können.

4. Design

In diesem Kapitel werden die verschiedenen Herangehensweisen zum Erreichen der im Anforderungsprofil festgehaltenen Kriterien beschrieben und gegenübergestellt.

Zuerst wird der Aufbau des zu konstruierenden Aktivlautsprechers erläutert. Im Verlauf wird auf die Komponenten und im Besonderen auf die zu verwendende digitale Filterung genauer eingegangen.

4.1. Aufbau

Wie in Kapitel 2 bereits beschrieben, besteht ein aktiver Lautsprecher neben dem Chassis, dem Gehäuse und der Frequenzweiche aus einer integrierten Endstufe sowie einer Spannungsversorgung. Jeder folgende Abschnitt befasst sich separat mit den Anforderungen an die verschiedenen Komponenten.

Zur Erzeugung von Schall ist eine Chassis notwendig. Der in den Anforderungen festgehaltene Frequenzbereich ist mit einer Breitbandchassis mit den vorgegebenen Abweichungskriterien nicht zu realisieren, daher wird ein 2-Wege System mit je einer Hoch- und Tieftonchassis vorgesehen. Die Wiedergabe von tiefen Frequenzen macht ein Gehäuse, in dem das Tieftonchassis aufgehängt ist, unverzichtbar. Da eine digitale Kompensation vorgesehen ist entfällt die Frequenzweiche als physikalische Komponente, da dieser Vorgang ebenfalls von einem digitalen Signalprozessor ausgeführt werden kann. Um den vorgegeben Schallpegel von 110 dB zu erreichen, muss das analoge Ausgangssignal mittels einer Endstufe verstärkt werden. Zudem ist eine Spannungsversorgung für die elektronischen Komponenten notwendig.

Abbildung 4.1 fasst die oben erwähnten Schritte in einem Signaldiagramm grafisch zusammen:

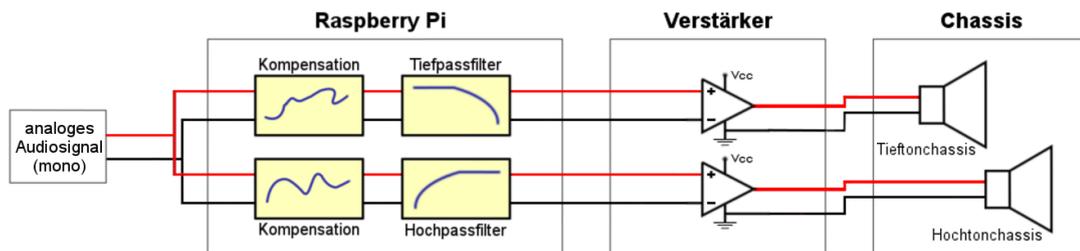


Abbildung 4.1.: Signaldiagramm des Designs

4.2. Komponenten

Chassis

Als das letzte Glied der elektrischen Kette des Lautsprechers haben die Chassis entscheidende Auswirkungen auf die Qualität des Lautsprechers.

Die untere Grenzfrequenz der Tieftonchassis begrenzt den Frequenzgang und sollte deshalb für den Tieftöner unterhalb der geforderten 70 Hz liegen.

Große Membranen sind in der Lage, größere Luftmengen zu verschieben. Um die Größe des Lautsprechers möglichst kompakt zu halten, beschränkt sich das Design auf einen Durchmesser von 10 Zoll für das Tieftonchassis.

Tabelle 4.1 zeigt verschiedene 10" Tiefmitteltöner und dessen Thiele Small Parameter im mittleren Preissegment (70-120 €) sowie die notwendige Verstärkerleistung um den in den Anforderungen festgehaltenen Schalldruckpegel zu erreichen.

Tabelle 4.1.: Auswahl erhältlicher Tieftonchassis

Chassis	F_s (Hz)	V_{as} (L)	Q_{ts}	SPL (dB/W/m)	Verstärkerleistung (W)
Monacor SP-250PA	48	72	0,78	92	63,1
Celestion TF-1020	60,9	37,45	0,32	97	19,95
Visaton W250-S	31	121	0,32	90	100

Da das Hochtonchassis in der Gehäuseberechnung keinen Einfluss hat sind viele Thiele-Small Parameter nicht vorhanden. Entscheidend ist die Resonanzfrequenz sowie der Schalldruckpegel. In einem Mehrwegesystem ist die Abstimmung sowie die Trennfrequenz der Chassis von zentraler Bedeutung für ein optimales Klangbild. Beide Chassis sollten in einem Frequenzband von mindestens 2 Oktaven einen geradlinigen Amplitudengang aufweisen, um einen glatten Übergang zu gewährleisten. Die zu verwendende Hochtonchassis sollte

daher eine Resonanzfrequenz mindestens 2 Oktaven unter der obersten Übertragungsfrequenz des Tieftöners liegen, und ab dort den oberen Frequenzbereich bis 15 kHz abdecken. Der Schalldruckpegel sollte dem Pegel der Tieftonchassis angepasst sein, um über einen breiten Frequenzbereich einen Kompensationspegel definieren zu können.

Tabelle 4.2 zeigt eine Auswahl von verfügbaren Hochtonchassis.

Tabelle 4.2.: Auswahl erhältlicher Tieftonchassis

Chassis	Fs (Hz)	SPL (dB/W/m)	Abstrahlwinkel (°)	Verstärkerleistung (W)
Visaton DT 94	1900	90	84	100
IMG Stage Line HT-88	2500	99	60	12,59
Eminence APT:80	1500	102,3	80	5,88

Gehäuse

Wegen der Wirkungsgrad-Verbesserung im unteren Frequenzbereich soll ein ventiliertes Gehäuse mit einem Bassreflexrohr vorgesehen werden. Die Verwendung einer Bassreflexöffnung hat neben einem verbesserten Wirkungsgrad den entscheidenden Vorteil, ein im unteren Frequenzbereich schwächeres Chassis verstärken zu können.

Das Gehäusevolumen ist abhängig vom verwendeten Tieftonchassis. Für die Berechnung werden die Formeln aus Kapitel 2.2.3 verwendet. Um Schwankungen im Amplitudengang durch stehende Wellen zu minimieren, empfiehlt es sich auf parallele Gehäusewände zu verzichten, zusätzlich sind solche Schwankungen durch die verwendende Kompensation auszugleichen. Um die Handhabung und Verarbeitung des Lautsprechers einfach zu halten soll ein rechteckiges Gehäuse aus Holz konstruiert werden. Neben der Luftkammer für das Chassis wird noch eine zusätzliche Kammer eingeplant. Diese dient der Unterbringung der Elektronik und muss nicht luftdicht verschlossen werden. Um die Filtereigenschaften und die Lautstärke kontrollieren zu können, soll ein Bedienungspanel an der Frontseite des Lautsprechers verfügbar sein. Die Audioschnittstelle und die Buchse für die Spannungsversorgung sollen von vorne nicht sichtbar sein und werden daher auf der Rückseite der Elektronikammer platziert.

Endstufe

Die Endstufe hat die Aufgabe, das Eingangssignal originalgetreu so verstärken zu können, so dass der vorgegebene Schalldruckpegel erreicht wird. Tabelle 4.1 vergleicht die oben aufgeführten Chassis hinsichtlich der benötigten Verstärkerleistung um den im Anforderungska-

pitel festgelegten Wert von 110dB zu erreichen. Folgende Formel wird zum errechnen der in Watt benötigten Leistung verwendet:

$$P(W) = 10^{\frac{110 - SPL(dB)}{10}} \quad (4.1)$$

Höhere Verstärkerleistungen erzeugen zusätzliche Wärme in der Elektronikammer, weshalb die Verstärkung möglichst effizient gestaltet werden sollte. Aufgrund der kompakten Bauweise, der hohen Effizienz und geringen Wärmeentwicklung ist ein Verstärker der Klasse-D in dieser Anwendung zu bevorzugen. Klasse-D Verstärker sind Schaltverstärker welche bei einer hohen Schaltfrequenz mittels Pulsweitenmodulation Leistungsverstärker ansteuern. Der Schaltbetrieb steuert den Leistungsverstärker sehr effizient und es entsteht im Vergleich zu anderen Klassen (A, AB) welche die Verstärker permanent besteuern sehr geringe Verlustleistungen.

Stromversorgung

Da es sich bei dieser Thesis um einen aktiven Lautsprecher handelt ist eine interne Stromversorgung notwendig, um die für den Betrieb der Endstufe und des Raspberry erforderlichen Gleichspannungen aus der Netzspannung erzeugen. Es ergibt sich eine Stromversorgung mit zwei verschiedenen Spannungen, da für die Endstufe üblicherweise 12 V oder 24 V und für den Raspberry zusätzlich 5 V benötigt werden.

Diese 5 V bei gut 2 A können mittels DC-DC Wandler aus der Endstufenversorgung abgeleitet werden. Hierzu bieten sich entweder ein Linearregler oder ein Schaltregler an. Linearregler überzeugen durch geringes Rauschen der Ausgangsspannung und die Verwendung von weniger Bauteilen. Allerdings wird die nicht verwendete Spannung vom Regler in Wärme umgesetzt, weshalb Linearregler über einen schlechten Wirkungsgrad verfügen. Ein Schaltregler arbeitet wesentlich effizienter, allerdings werden zusätzliche Komponenten und eine komplexere Schaltung notwendig. [8, S.374] Im Falle einer 24V Spannungsversorgung für die Endstufe würde ein Linearregler $(24 - 5 \text{ V}) \cdot 2 \text{ A} = 38 \text{ W}$ Leistung Wärme abgeben, daher ist im Design ein Schaltregler für die Spannungsversorgung des Raspberry vorgesehen.

4.3. Kompensationsfilter

Betrachtet man eine Lautsprecherchassis als Übertragungsglied einer Signalkette, ist sein Frequenzgang als Übertragungsfunktion zu sehen. Jegliche Amplituden und Phasenabweichungen erzeugen eine Verzerrung des Signals am Ausgang. Ziel dieses Kompensationsfilters ist es, ein System zu konstruieren, welches die Abweichungen der Chassis so ausgleicht, dass Filter und Chassis zusammen eine neutrale Übertragungsfunktion ergeben.

4.3.1. Voraussetzungen

Die Umsetzung eines digitalen Filters erfordert einen Signalprozessor. Der Filterentwurf richtet sich nach den Möglichkeiten des verwendeten Signalverarbeitungssystem. Der in dieser Thesis verwendete Raspberry Pi mit HiFi-HAT ist in der Lage FIR Filter mit verschiedenen Abtastraten zu realisieren. Mit einer Abtastrate von 48 kHz lassen sich bis zu ca. 4500 Koeffizienten zu realisieren. [1, S. 92]

Für die Kompensation ist eine genaue Messung des Frequenzgangs des Lautsprechers notwendig. Solche Messungen können nur in reflexarmen Räumen durchgeführt werden, um die Aufnahme der Schallreflexionen von Wänden und Objekten zu minimieren.

Abtastrate und Länge des Filterkerns

Die zeitliche Auflösung eines digitalen Filters definiert sich durch die verwendete Abtastrate sowie die Länge des Filterkerns. Bei einem Filter mit einer Abtastrate von $F_s = 48$ kHz und $N = 2000$ Koeffizienten ergibt sich eine zeitliche Auflösung von 20,8 mS sowie

$$T = \frac{N}{F_s} = \frac{2000}{48000} = 20,8 \text{ mS} \quad (4.2)$$

Am Signaleingang des Lautsprechers wird ein Audiosignal angelegt. Um alle vom menschlichen Gehör wahrnehmbaren Frequenzen übertragen zu können, muss die Abtastrate mehr als doppelt so groß wie die höchste zu übertragende Frequenz gewählt werden. Im Audiobereich ist 44,1kHz als die Abtastrate von Audio-CDs ein weit verbreitetes Format, in Verbindung mit Videosamples wird bevorzugt 48 kHz verwendet.

Da die Transformierung der Koeffizienten in den Frequenzbereich in linear equidistanten Schritten definiert ist, ergibt sich die zweite Stütze als minimal abzudeckende Frequenz des Filters. Unterhalb dieser Frequenz ist keine Filterung möglich.

$$F_{min} = \frac{F_s/2}{N} = \frac{24000}{2000} = 12 \text{ Hz} \quad (4.3)$$

Die untere Grenzfrequenz des Filters sollte unter den geforderten 70 Hz liegen, um eine Filterung bis zu dieser Frequenz zu garantieren.

4.3.2. Frequenzgang des Filters

Nach dem Auswerten der Messdaten wird für jedes Chassis ein Wunschverlauf der Amplitude definiert. Zwischen der unteren (70 Hz) und oberen Grenzfrequenz (15 kHz) und des Übergangsbereiches soll sich die Amplitude für beide Chassis konstant verhalten, im Übergangsbereich wird die Frequenzweiche implementiert.

Um Verwechslungen vorzubeugen wird die Übertragungsfunktion des Filters der Tieftonchassis als $H_L(z)$, sowie die des Hochtonfilters als $H_R(z)$ bezeichnet.¹ Die Übertragungsfunktion der Lautsprechermessungen werden mit $M_L(z)$ und der Wunschverlauf als $W_L(z)$ gekennzeichnet.

Eine Division des Wunschverlaufs mit der Messung der Lautsprecherchassis ergibt den Frequenzgang des Filters.

$$H[n] = \frac{W[n]}{M[n]} \quad (4.4)$$

Frequenzweiche

"Das Ziel jeder Anstrengung bei der Konstruktion von Frequenzweichen ist es, einen flachen Übergang zwischen den zwei Chassis für verschiedene Frequenzbereiche zu schaffen, die zu einem Vollbereichslautsprecher kombiniert wurden. Die Art und Weise, in der sich zwei unabhängige Schallquellen kombinieren, hängt von der Phasenlage zwischen den Quellen ab." [3, S. 174]

Innerhalb des Übergangsbereiches tragen beide Chassis zum Klangbild bei. Mit steigender Frequenz nimmt die Amplitude des Tieftonchassis im Wunschverlauf linear ab, während die Amplitude des Hochtonchassis zunimmt.

¹Die Bezeichnungen L (Links) und R (Rechts) beziehen sich dabei auf den jeweils verwendeten Kanal der Endstufe.

Bevorzugt wird der Bereich in einer Anzahl von ganzzahligen Oktaven realisiert, um harmonische Oberschwingungen im selben Verhältnis zu dämpfen. Die Flankensteilheit der Frequenzweiche richtet sich nach der Größe des definierten Übergangsbereiches. Hierbei können im Vergleich zu einer analogen Frequenzweiche nachträglich Veränderungen vorgenommen werden.

Um Teilauslöschungen von Frequenzen im Übergangsbereich zu vermeiden, sollten beide Chassis hinsichtlich ihrer Phase synchronisiert werden.

4.3.3. Filterkern

Der Frequenzgang des Filters ist in linearen äquidistanten Abständen von 0 bis einen Schritt unter $F_s/2$ definiert. Um eine inverse diskrete Fourier Transformation (IDFT) durchzuführen, muss das Spektrum in hermitesche Form bis zur Abtastfrequenz erweitert werden.

$$H(f) = \overline{H(-f)} \quad (4.5)$$

Grundvoraussetzung ist ein reelwertiger Zahlenwert an erster Stelle sowie bei $\frac{F_s}{2}$ des Vektors. Hierfür wird der Frequenzgang komplex-konjugiert gespiegelt und an den bisherigen Frequenzgang angehängt. Da das reelwertige erste Element durch die Spiegelung an der letzten Stelle steht muss die komplex-konjugierte Hälfte um eins nach rechts verschoben werden um bei $\frac{F_s}{2}$ real definiert zu sein. Abbildung 4.2 visualisiert dieses Vorgehen exemplarisch für den Amplitudenverlauf des linken Kanals.

Die hermitesche Form des Frequenzgangs kann nun in die Zeitdomäne transformiert werden und resultiert in der Impulsantwort des Filters, welche mit dem Eingangssignal gefaltet werden kann.

4.4. Bedienung

Frontpanel

An der Vorderseite des Lautsprechers sollen alle Schnittstellen zur Benutzerinteraktion umgesetzt werden. Wie bei Lautsprechern üblich, soll ein Drehregler zur Lautstärkeregelung vorhanden sein. Zusätzlich soll der Effekt des Kompensationsfilters veranschaulicht werden. Über einen Schalter soll die Filterung mit anderen Koeffizienten durchgeführt werden. Dies vereinfacht die Unterscheidung verschiedener Wiedergabepprofile.

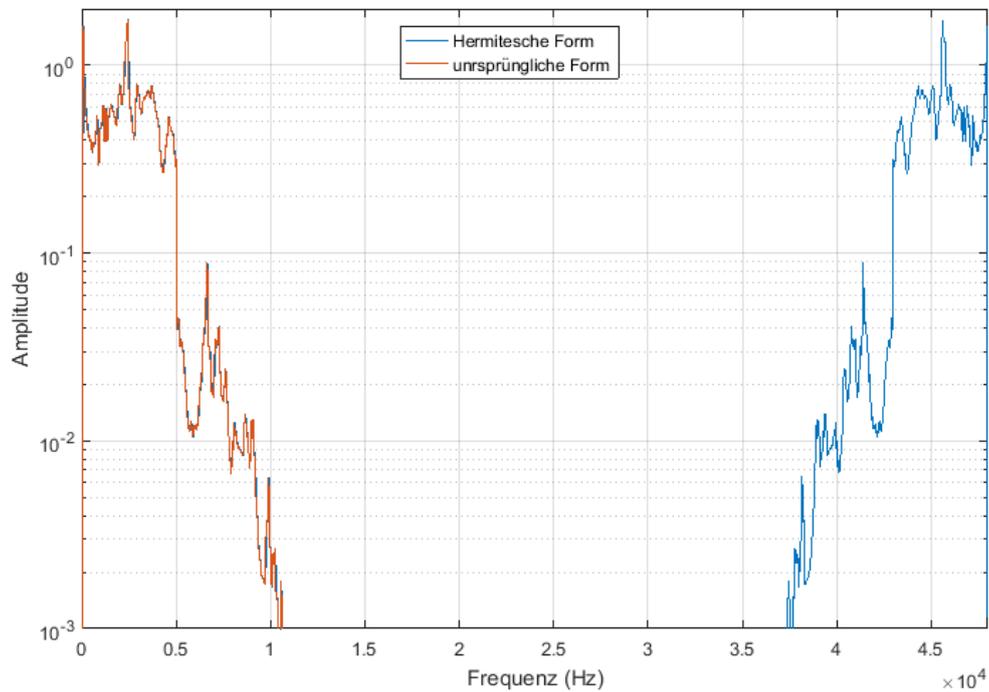


Abbildung 4.2.: Hermitesche Form des Frequenzgangs

Netzwerkzugang

Der Raspberry ist in der Lage, neben der Filterung andere Prozesse auszuführen. Je nach Rechenintensität dieses Prozesses beeinträchtigt dies die Umsetzung des Filters in Echtzeit und sollte daher möglichst vermieden werden.

Dennoch sind dadurch zusätzliche Funktionen realisierbar, wie zum Beispiel die Steuerung des Raspberry mit einem SSH client. Mit der Vergabe einer statischen IP-Adresse ist es möglich mit einem externen Computer Zugriff auf die Konsole des Rasperrys zu erlangen. Damit kann die Filterung gestartet und gestoppt werden. Zusätzlich können die Koeffizienten geändert werden.

5. Realisierung

Die Realisierung beschreibt die gewählte Herangehensweise und unterteilt sich in das Auswählen sowie Verbauen der Komponenten, dem daraus resultierenden Schaltplan des gesamten Systems sowie die Umsetzung des digitalen Kompensationsfilters.

5.1. Bau des Lautsprechers

5.1.1. Chassis

Da der Fokus dieser Arbeit eher auf der Kompensation der Unzulänglichkeiten als auf der Auswahl der optimalen Komponenten liegt, werden PA Chassis gegenüber vergleichbaren HiFi Chassis bevorzugt. Die höheren Schwankungen im Frequenzgang können durch die digitale Kompensation geglättet werden, wodurch der bessere Wirkungsgrad (95 dB im Vergleich zu 88 dB) der PA Chassis einen entscheidenden Vorteil bringt.

Daher ist die Wahl für den Tieftöner auf den TF-1020 Treiber von der Marke Celestion gefallen. Mit einer Resonanzfrequenz von 60,9 Hz erfüllt er das Kriterium hinsichtlich der unteren Grenzfrequenz und weist bis 3 kHz akzeptable maximale Schwankungen von ± 5 dB im Frequenzgang auf. [2] Sein geringes Äquivalentvolumen ermöglicht zudem eine kompakte Bauweise für das Gehäuse.

Um einen problemlosen Übergang von Tiefton zu Hochtonchassis realisieren zu können ist es erforderlich, dass die Resonanzfrequenz der Hochtonchassis 1-2 Oktaven unter der oberen Grenzfrequenz des Tieftöners liegt. [2] verspricht einen Schalldruckpegel von über 90 dB bis etwa 5800 Hz für den Tieftöner, daher sollte die Resonanzfrequenz des Hochtöners nicht über 2900 Hz liegen und den Frequenzbereich bis 15 kHz mit einem vergleichbaren Pegel abdecken.

Der Eminence APT80 Hochtöner erfüllt diese Voraussetzungen [4] und wurde als Hochtöner für diese Thesis selektiert.

Tabelle 5.1.: Werte zur Berechnung des Gehäusevolumens

Variable	Wert
Thiele Small Parameter der Chassis	
F_s	60,9 Hz
V_{as}	37,45 L
Q_{ts}	0,32
X_{max}	2 mm
S_d	408 mm ²
Werte aus der Konstruktionstabelle	
H	1,2376
α	2,3367
$\frac{f_3}{f_s}$	1,4439

5.1.2. Gehäuse

Das EBP der ausgewählten Chassis ergibt 168, womit es sich als Treiber in einem Bassreflexsystem qualifiziert.

$$EBP = \frac{f_s}{Q_{es}} = 168.69 \quad (5.1)$$

Um das benötigte Volumen zu berechnen, wird Formel 2.7 aus Kapitel 2 verwendet und mit den Werten der Chassis ergänzt. Es wurde dabei die QB₃ (Quasi Thrid Order) Abstimmung gewählt, "da es kleinere Gehäuse und geringere Grenzfrequenzen für gegeben Gütefaktoren der Chassis ergibt. Das Impulsverhalten ist jedoch nicht so gut verglichen mit anderen Alignments." [3, S.93]

Als Verlustfaktor wird ein mittlerer Wert $Q_L = 7$ angenommen, somit ergeben sich die in Tabelle 5.1 eingetragenen Werte zur Berechnung des Gehäusevolumens:

$$V_b = \frac{V_{as}}{\alpha} = \frac{37,45}{2,3667} = 15,82 \text{ L} \quad (5.2)$$

Reflexrohrabstimmung

Um Luftgeräusche und Kompressionseffekte zu verhindern, muss der Durchmesser des Reflexrohrs größer dimensioniert werden als der mit Formel 2.9 berechnete Wert.

$$d_v \geq \sqrt{\frac{411,25 \frac{1}{\text{m} \cdot \text{s}^2} \cdot V_d}{\sqrt{f_b}}} = \sqrt{\frac{411,25 \cdot 8,16 \cdot 10^{-5}}{\sqrt{60,9 \cdot 1,4439}}} = 0,059 \text{ m} \quad (5.3)$$

Um das Reflexrohr vorne am Gehäuse zu platzieren, wurde der Entschluss gefasst, 2 Rohre zu verwenden. Wichtig dabei ist, dass sich das Gesamtluftvolumen innerhalb des Rohres nicht ändert.

Bei 2 Rohren mit identischen Abmessungen beträgt der Mindestdurchmesser 4,17 cm. Das verwendete Bassreflexrohr Monacor MBR-50 misst einen Innendurchmesser von 5,1 cm. Daraus ergibt sich ein Gesamtdurchmesser von

$$d_t = \sqrt{d_1^2 + d_2^2} = \sqrt{5,1^2 + 5,1^2} = 7,21 \text{ cm} \quad (5.4)$$

Durch die Länge des Rohres kann die Resonanzfrequenz des Helmholtz Resonators variiert werden. "Wenn der Tunnel so lang ist, daß zwischen der Innenseite der Rückwand und Tunnelende weniger als 7,5 cm Abstand bleiben, dann sollte ein Kniestück zum Abwinkeln des Tunnels eingesetzt werden." [3, S.110] Die Tunnellänge wurde demnach auf 11,5 cm festgelegt um die tiefstmögliche Abstimmfrequenz zu erhalten, nach Formel 2.7 ergibt sich demnach 79,42 Hz. Durch Verkürzen des Rohres lässt sich die Resonanzfrequenz nachträglich erhöhen.

$$f_0 = \frac{343}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{0,03606^2 \cdot \pi}{0,01678 \cdot 0,115}} = 79,42 \text{ Hz} \quad (5.5)$$

Konstruktion des Gehäuses

Als Gehäusematerial wurde eine mitteldichte Holzfaserverplatte (MDF) mit einer Materialstärke von 2,2 cm verwendet. Eine solche Platte besteht aus kleinen verleimten und gepressten Holzfasern. Die Mikrostruktur der Fasern bedingt eine hohe Dämpfung.

Abbildung 5.1 zeigt die Frontseite des Gehäuses, eingezeichnet darauf sind die Ausmaße der Ausschnitte für die Komponenten.

Eine Tiefe von 18 cm ergibt ein Volumen von **16,7 L**. Das Gehäuse wurde dabei bewusst größer dimensioniert, um bei einer ungenauen Abstimmung das Gehäuse nachträglich verkleinern zu können. Oberhalb der Akustikkammer ist eine 5 cm hohe Kammer vorgesehen, in der Raspberry, Endstufe und Spannungsversorgung zu platziert sind.

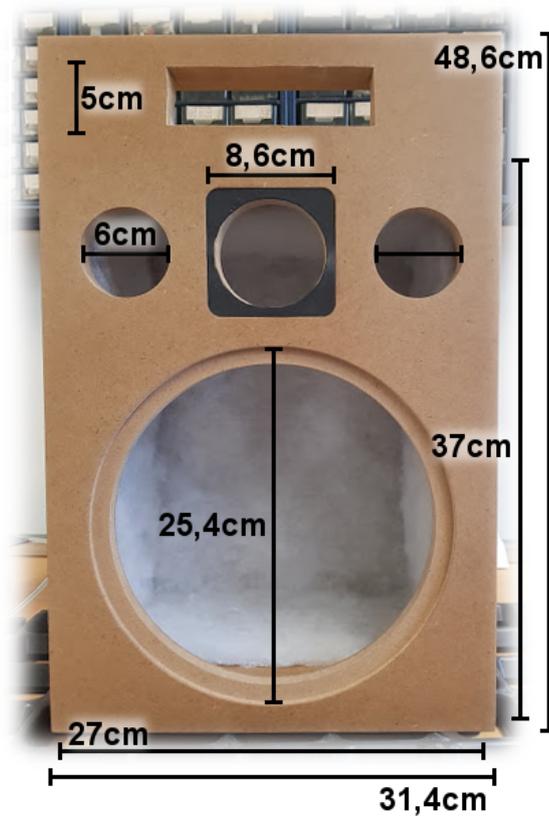


Abbildung 5.1.: Frontseite des Gehäuses

Stehende Wellen

Da ein rechteckiges Gehäuse konstruiert wurde können je nach Frequenz stehende Wellen im Gehäuse entstehen. Die verwendeten Innenmaße von 37 cm x 27 cm x 18 cm ergeben die in Tabelle 5.2 festgehaltenen Grundschwingungen sowie die erste Oberschwingung.

Die Innenwände des Gehäuses wurden zur Dämmung mit Watte bekleidet.

Tabelle 5.2.: Frequenzen potenzieller stehender Wellen

Dim	Abstand (m)	f_1 (Hz)	f_2 (Hz)
H	0,37	463,51	927,03
B	0,27	635,19	1270,37
T	0,18	952,78	1905,55

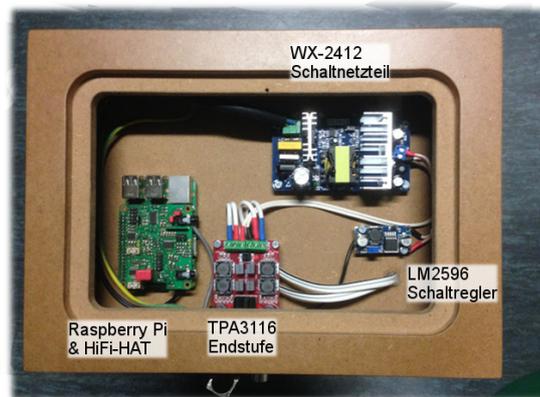


Abbildung 5.2.: Elektronikammer inklusive Komponenten

5.1.3. Endstufe

Um den in den Anforderungen festgelegten Schalldruckpegel von 110 dB mit den ausgewählten Chassis zu erreichen, ist nach Formel 4.1 eine Verstärkung von mindestens 13 dB erforderlich, was einer Leistung von 20 W entspricht.

Die ADC und DAC Schnittstellen erreichen ein Signal-Rausch-Verhältnis von knapp 100 dB. Das Gesamtverhältnis der kompletten Übertragungskette ist abhängig vom schwächsten Übertragungsglied, daher sollte die verwendete Endstufe ein vergleichbares Signal-Rausch-Verhältnis aufweisen.

Der TPA3116 ist ein 2-Kanal Klasse-D Verstärker mit 30 W Leistung pro Kanal bei einer Impedanz von 8Ω . Die SNR ist mit 102 dB angegeben, weshalb sich dieser Schaltkreis für die Anwendung in diesem Design eignet.

5.1.4. Spannungsversorgung

Um aus 230V Wechselspannung eine Gleichspannung für die Endstufe zu wandeln, wird ein Schaltnetzteil verwendet. Die Endstufe benötigt eine Versorgungsspannung von 4,5 - 24 V. Mit steigender Versorgungsspannung sinkt die Total Harmonic Distortion (THD), zudem steigt die Ausgangsleistung.[7] Daher werden 24 V für das Netzteil vorgesehen, bei welcher der TPA3116 bis zu 30 W pro Chassis liefern kann. Das verwendete Netzteil ist das WX-2412, welches eine Gleichspannung von 24 V mit einer Stromstärke von bis zu 4 A liefert.

Um 5 V für den Raspberry zu generieren empfiehlt sich ein Schaltregler aufgrund seiner deutlich höheren Effizienz und der resultierenden reduzierten Wärmeentwicklung. Für diese

Anwendung eignet sich der LM2596 Schaltregler, welcher eine Spannung von bis zu 45 V auf eine gewünschte niedrigere Spannung regelt. [6]

5.1.5. Anschlüsse

An der Rückseite des Lautsprechers wurde ein 5cm x 12cm Metallblech verschraubt. Daran befestigt sich ein 3,5mm Stereo Klinkenanschluss sowie eine Kaltgerätesteckerbuchse mit integriertem Schalter. Der Schalter unterbricht die Zufuhr der 230V Wechselspannung und macht das gesamte System spannungslos. Da dies ebenso den Raspberry inklusive Betriebssystem und Dateienverzeichnis betrifft wurde am Frontpanel ein Schalter integriert um den Raspberry vorher herunterzufahren und Datenverluste zu vermeiden.

5.1.6. Frontpanel

Über einen Knopf an der Vorderseite des Lautsprechers ist es möglich den Kompensationsfilter ein- und auszuschalten. Ein zweiter Schalter fährt den Raspberry Pi ordnungsgemäss runter und verhindert Datenverluste. Beide Knöpfe verfügen über eine integrierte LED. Ist die Kompensation aktiviert, leuchtet die LED des Filterungsknopfes. Ein Potentiometer mit Schalter regelt komfortabel die Verstärkung der Endstufe und kann diese zusätzlich komplett abschalten.

5.2. Schaltplan

Aus den oben aufgeführten Komponenten ergibt sich folgender Schaltplan:

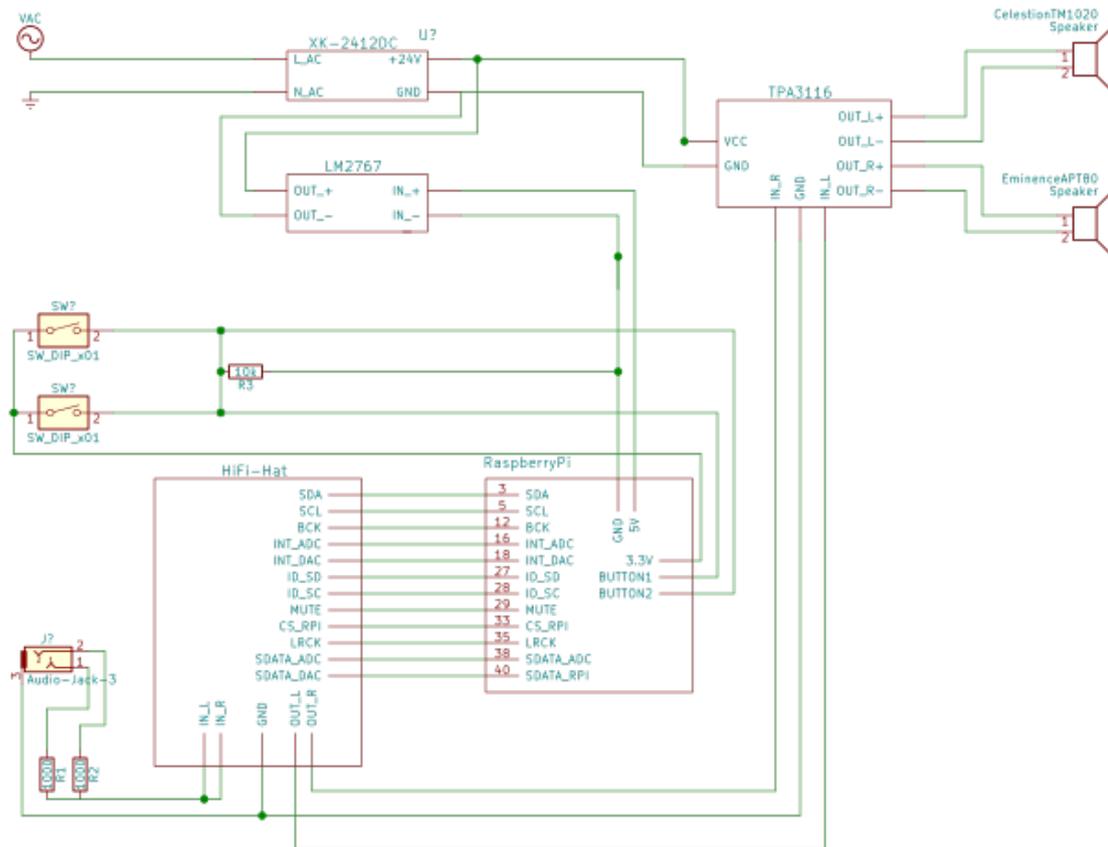


Abbildung 5.3.: Schaltplan des Lautsprechers

Spannungsverlauf

Über den an der Lautsprecherrückseite angebrachten Kaltgerätesteckeranschluss wird dem Schaltnetzteil WX-2412 230 V Netzspannung zugeführt. Ein anliegender Schalter öffnet und schließt dabei die Verbindung zum Außenleiter, und entzieht so dem gesamten System den Strom. Das Netzteil wandelt 230 V Wechselfspannung in 24 V Gleichspannung bei bis zu 4 A Stromstärke. Diese 24 V dienen als Versorgungsspannung für die Endstufe TPA3116 und den 5 V Schaltregler LM2596, welcher wiederum den Raspberry Pi und den HiFi-HAT mit Spannung versorgt.

Signalverlauf

Neben dem Kaltgerätesteckeranschluss befindet sich ein 3,5 mm Stereo-Klinkenanschluss. Die beiden Signalleitungen sind über je einen $1\text{ k}\Omega$ Widerstand zusammengeführt und erzeugt so ein Monosignal. Dieses Monosignal wird dem AD Wandler des HiFi-HAT zugeführt. Das resultierende digitale Signal wird mit den Filterkernen der Kompensationsfilter gefaltet und mittels DA Wandler für die Endstufe analog wieder ausgegeben. Die Endstufe vertärkt die Signale für den Celestion TM-1020 Tieftöner und Eminence APT80 Hochtöner, dabei ist der linke Kanal dem Tieftöner und der rechte dem Hochtöner zugeordnet. Dies muss bei der Filterkonzeption beachtet werden.

5.3. Kompensationsfilter

Die Grundlage eines Kompensationsfilters ist die Messung des zu kompensierenden Systems, nur mit präzisen und akuraten Daten lässt sich eine erfolgreiche Kompensation durchführen.

Abbildung 5.4 zeigt die Ergebnisse der in Kapitel 2 beschriebenen Vorgehensweise zur Messung eines Frequenzgangs.

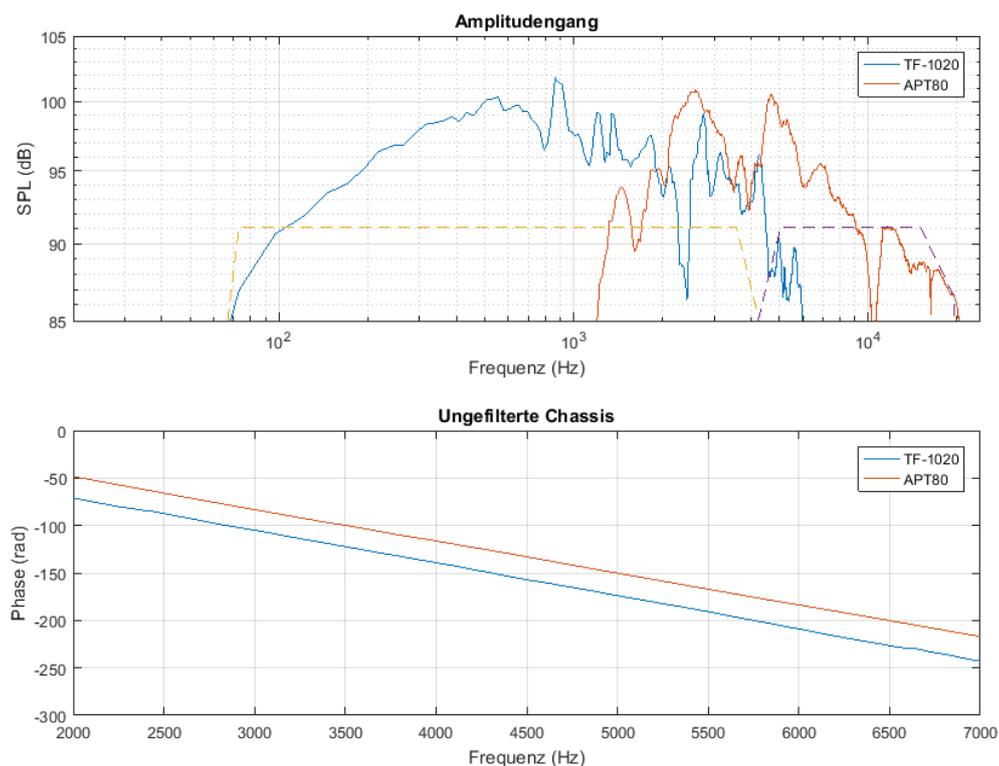


Abbildung 5.4.: Gemessener Frequenzgang der Chassis

Im folgenden Kapitel wird für beide dieser Kurven ein Filterobjekt entworfen, welches das Ziel hat die Abweichungen der Chassis bestmöglich zu kompensieren.

5.3.1. Angestrebter Frequenzgang

Beide Chassis zeigen in ihrem Arbeitsbereich Spitzenpegel über 100 dB auf. Der Wunschverlauf und ist durch gestrichelte Linien in Abbildung 5.4 sichtbar. wurde auf 91 dB angesetzt,

die größte Pegeldifferenz ergibt 5 dB am unteren Rand des geforderten Frequenzbands bei 70 Hz. Zwischen 2 kHz - 5 kHz überschneiden sich die Amplituden der beiden Chassis und bilden einen Übergangsbereich von einer Oktave. Da der Hersteller des Hochtonchassis einen Arbeitsbereich von 3,5 kHz - 20 kHz empfiehlt, [4] wurde ein Übergangsbereich von einer Oktave zwischen 3 kHz - 6 kHz gewählt. Mit einer Trennung von 12 dB/Oktave ergibt sich eine Trennfrequenz von 4242 Hz. Außerhalb des Übergangsbereichs und ihres Arbeitsbereiches werden die Chassis mit 60 dB/Oktave gedämpft.

5.3.2. Frequenzgang des Filters

Um den Wunschverlauf aus Abbildung 5.4 für beide Chassis realisieren zu können, bedarf es einen Filter, dessen Übertragungsfunktion ($H[n]$) die Spiegelung des Frequenzgangs des Lautsprechers ($M[n]$) entlang der Wunschlinie ($W[n]$) darstellt.

Die Division der Wunschlinie mit dem gemessenen Frequenzgang der Chassis ergibt den Frequenzgang des Chassis. Eine Division komplexer Zahlen in Polarform resultiert in einer Subtraktion der Phasenwinkel, woraus sich ein Vorzeichenwechsel der Phase ergibt.

Für eine korrekte Abstimmung zwischen Schallquellen ist ein gleicher Phasenwinkel der beiden Quellen erforderlich. Daher müssen Hochtöner und Tieftöner im Übergangsbereich den selben Phasenwinkel aufweisen. Aus Abbildung 5.4 ist ein Phasenunterschied zwischen den Chassis ersichtlich.

$$H_{L,Phase}(e^{j\Omega}) = H_L(e^{j\Omega}) \cdot e^{-j \cdot (-\phi_R - \phi_L) \cdot n\Omega} \quad (5.6)$$

Abbildung 5.5 zeigt die berechneten Frequenzgangs des Filters für Hoch sowie Tieftöner.

5.3.3. Generieren der Koeffizienten

Da die Messung von 1 Hz - 24 kHz mit 1000 equidistanten Punkten durchgeführt wurde, ist keine Interpolation der Daten notwendig, um eine Rücktransformation durchführen zu können. Zuerst muss der Vektor allerdings in hermitesche Form gebracht werden.

$$h[n] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H(e^{j\Omega}) \cdot e^{jn\Omega} \quad (5.7)$$

Abbildung 5.6 zeigt den Filterkern für beide Chassis.

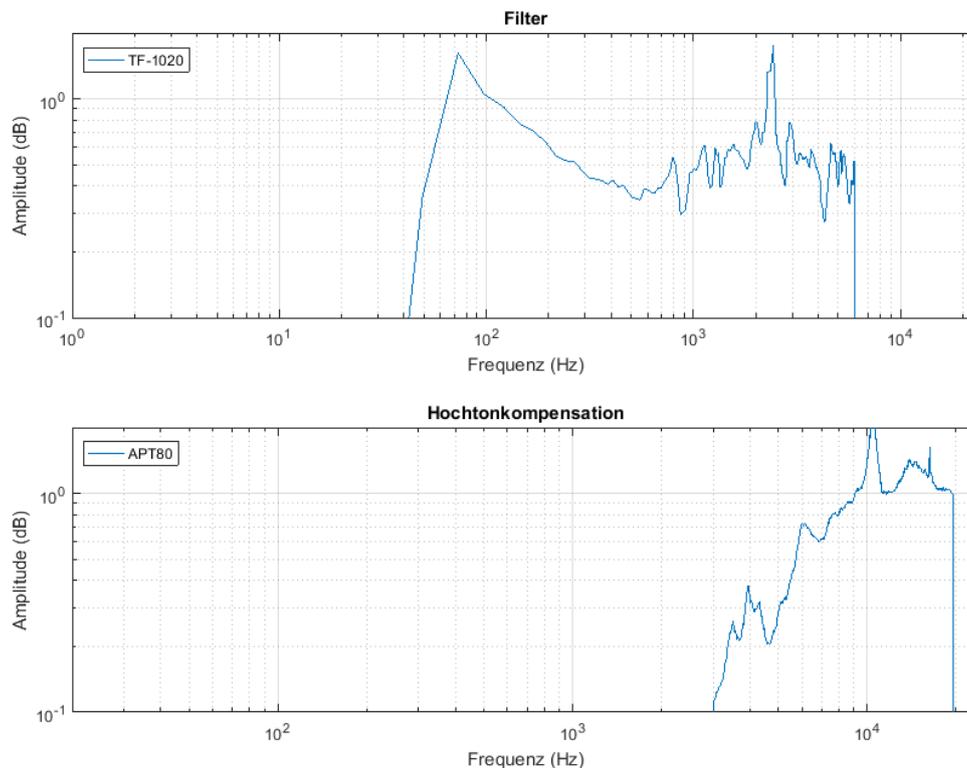


Abbildung 5.5.: Kompensationsfilter

Die verwendeten Koeffizienten wurde mit Hilfe von MATLAB generiert. Das Skript zum Erstellen der Koeffizienten ist im Anhang und zusätzlich auf der beigelegten DVD zu finden.

5.3.4. Umsetzung auf Raspberry Pi

Der folgende Abschnitt befasst sich mit der Implementierung der Filterkoeffizienten auf den Raspberry.

Ansteuerung des HiFi-HAT

Zur Bedienung des HiFi-HAT hat Sebastian Albers ein C-Programm geschrieben, welches die Funktionalität des HiFi-HAT demonstriert. [1, S. 60] Dieses Programm wird als Grundlage für die Realisierung in dieser Thesis verwendet. Die Initialisierung der Platine, der Umsetzer sowie der Filteralgorithmus sind diesem Programm entnommen.

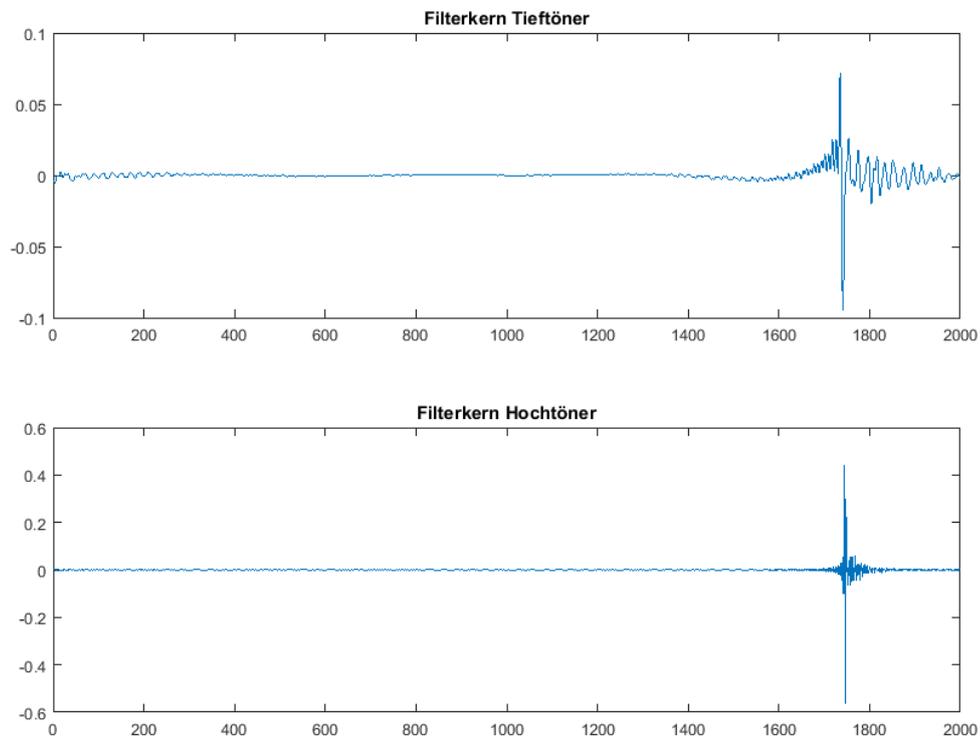


Abbildung 5.6.: Filterkerne

Über den an der Vorderseite des Gehäuses angebrachten Knopf kann der Lautsprecher zwischen verschiedenen Filterkoeffizienten wechseln und somit den Klang des Lautsprechers beeinflussen. Um die Auswirkung des Kompensationsfilters zu demonstrieren, kann zwischen den oben hergeleiteten Filterkoeffizienten und einer gewöhnlichen Frequenzweiche mit 12 dB/Oktave Flankensteilheit gewechselt werden.

5.3.5. Verwendetes Programm

Der Ablauf des entwickelten Programms ist im folgenden Abschnitt näher beschrieben:

Zu Beginn werden die verwendeten GPIO-Pins initialisiert. Pin0¹ und Pin 1 sind mit den Schaltern verbunden und werden als Interrupts konfiguriert. Pin 3 wird als Status-LED für die Filterung und Pin 12 für den Raspberry Schalter verwendet und wird daher als Output deklariert. Zu Beginn des Programms leuchten beide LEDs.

¹WiringPi Notation der GPIO Pins

Anschließend wird der HiFi-HAT wie in [1, S. 60] initialisiert. Die Samplingrate wird auf 48 kHz eingestellt und die I2C Kommunikation zu den Wandlern wird gestartet.

Als nächstes werden die Koeffizienten zur Filterung aus den in der Headerdatei angegebenen Pfaden ausgelesen und gespeichert. Hierbei sind zwei Pfade angegeben. Über ein Drücken des Filterknopfs wird zwischen diesen beiden Pfaden gewechselt. Für jeden Kanal wird ein Ringbuffer reserviert um die Faltung des eingehenden Signals mit den Koeffizienten ausführen zu können. Solange kein Interrupt angefordert wird läuft werden die Daten vom Eingangs-FIFO mit den Filterkoeffizienten gefaltet und in den Ausgangs-FIFO geschrieben. Wird der Filterknopf gedrückt wird die Filterung unterbrochen und es werden neue Koeffizienten aus dem anderen Pfad ausgelesen und die LED am Knopf leuchtet nicht mehr. Das Drücken des Shutdown Knopfs beendet das Programm und fährt den Raspberry runter.

Die Datei zum Kompilieren dieses Programms sowie die verwendeten Koeffizienten sind auf der DVD hinterlegt.

Konfiguration von Raspberry

Als Betriebssystem für den Raspberry wird Raspbian verwendet. Bei Systemstart wird auf ein grafisches Interface verzichtet und stattdessen lediglich die Kommandozeile gestartet, dadurch wird die CPU-Auslastung von anderen Prozessen minimiert.

Das Filterprogramm wird durch eine Exekution in der Datei rc.local beim Systemstart ausgeführt. [8, S. 206]. Nach dem Einschalten ist das System nach ca. 15 Sekunden operationsbereit und filtert.

Die Ethernet-Schnittstelle der in der Thesis verwendeten Version von Raspbian Stretch wurde mit der statischen IP 169.154.1.100/24 versehen, über den Benutzernamen *pi* und das Passwort *BachelorBox* kann mit einem Netzkabel eine Verbindung zur Konsole hergestellt werden.

Über den Aus Knopf kann der Raspberry heruntergefahren werden.

6. Ergebnisse

Folgendes Kapitel befasst sich mit der Bewertung des kompensierten Frequenzgangs des Lautsprechers auf Grundlage der durchgeführten Messungen. Die erneute Ausmessung des Frequenzgangs hilft, die Funktionalität des entwickelten Kompensationsfilters zu analysieren.

6.1. Kompensationsfilter

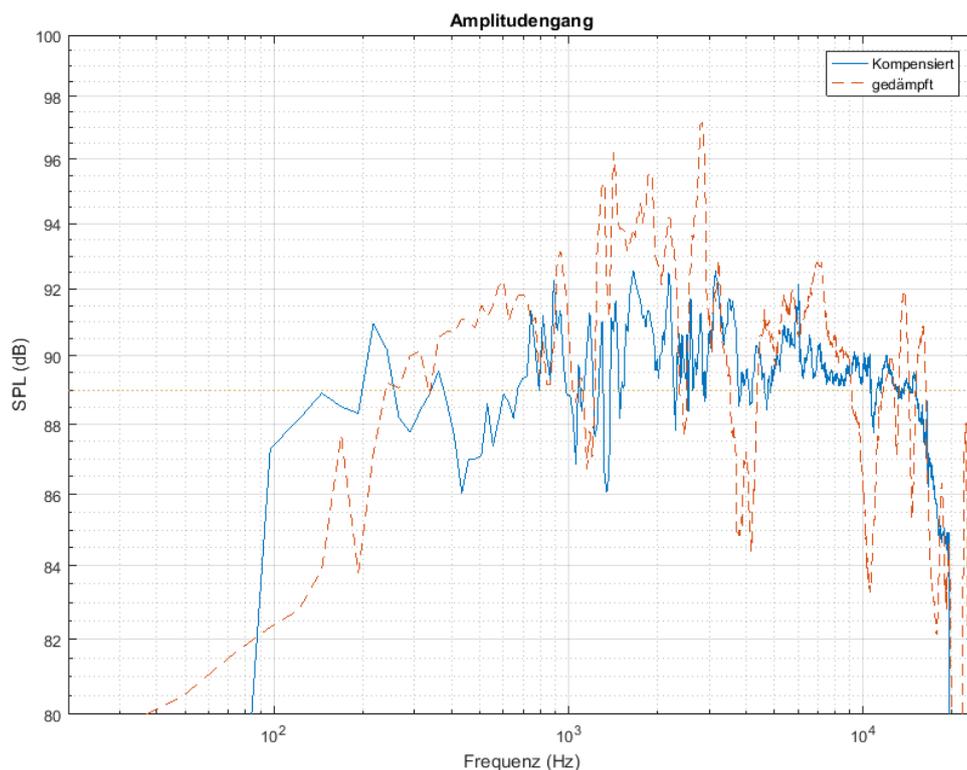


Abbildung 6.1.: Gemessener Frequenzgang des Lautsprechers

6.1.1. Amplitudengang

Abbildung 6.1 zeigt den gemessenen Frequenzgang mit angewendetem Kompensationsfilter. Zur besseren Übersicht wurde eine Messung mit implementierter Frequenzweiche und Dämpfungsfaktor hinzugefügt. Der Vergleich der beiden Kurven bestätigt eine Verbesserung der Wiedergabe. Während die unkompensierte Messung Schwankungen von mehr als ± 5 dB im Mitteltonbereich aufweist, konnten diese auf $\pm 3,5$ dB reduziert werden. Dennoch wurde das angestrebte Ziel von ± 1 dB verfehlt. Da die Abweichungen dominanten im Bereich des Tieftöners auftreten ist es hilfreich die Chassis einzeln zu betrachten.

Um den Frequenzgang zusätzlich hinsichtlich seiner unteren Grenzfrequenz zu untersuchen, empfiehlt sich eine Messung mit logarithmischen Schritten, welche in Abbildung 6.2 dargestellt ist. Aus der Kurve wird ersichtlich, dass die untere Grenzfrequenz von 70 Hz erreicht wurde. Die Resonanzfrequenz des Chassis ist durch ein Tal bei 60 Hz klar zu erkennen.

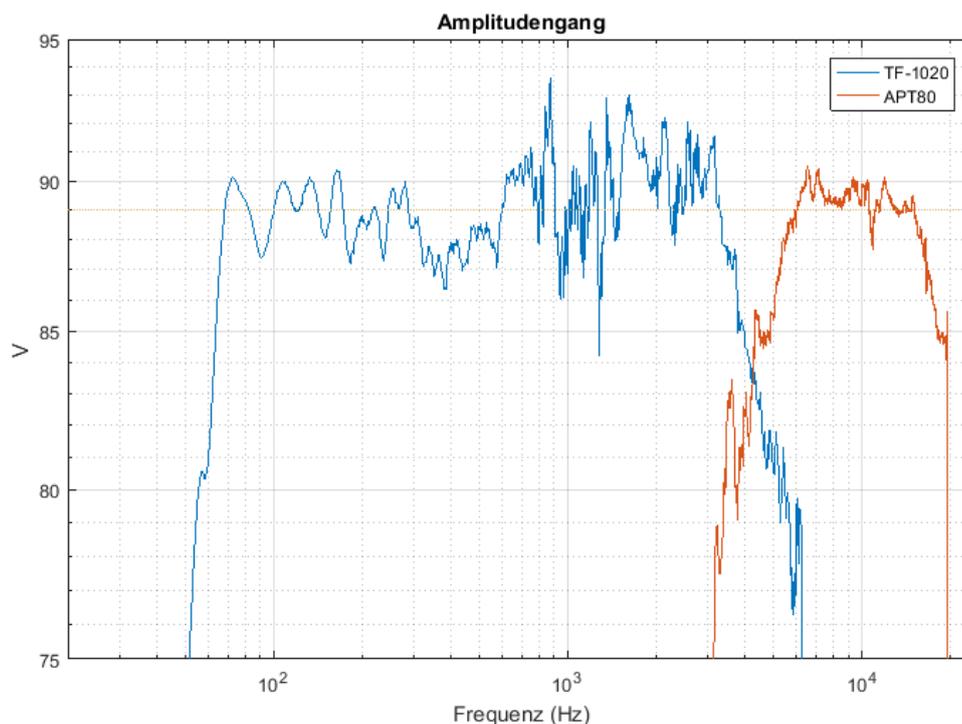


Abbildung 6.2.: Kompensierte Chassis

Der Bereich zwischen 400 Hz - 800 Hz weist den niedrigsten Schalldruckpegel auf. Bei 800 Hz sowie 1600 Hz befinden ebenfalls extreme spitze Abweichungen. Grund hierfür sind die in der Tabelle 5.2 in der Implementierung erwähnten stehenden Wellen. Die Grundschwingung in der Gehäusetiefe (952,78 Hz) sowie die erste Oberschwingung in der Höhe

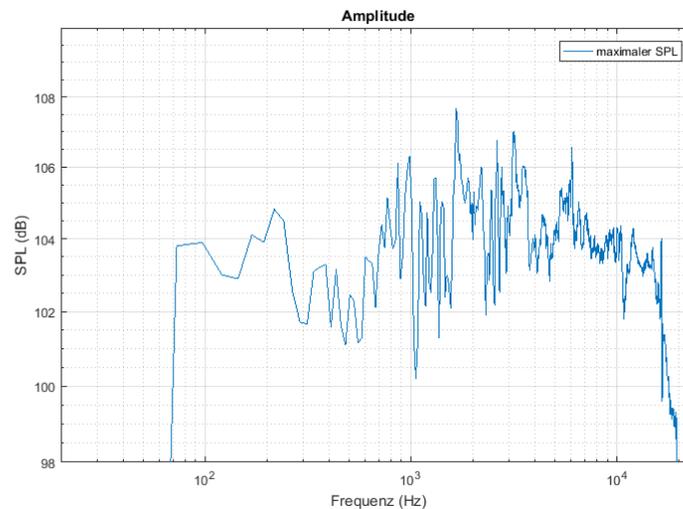


Abbildung 6.3.: Maximaler Schalldruckpegel des Lautsprechers

(927,03 Hz) liegen dicht beieinander und legen eine Pegelabweichung nahe. Selbiges lässt sich bei der ersten Oberschwingung der Breite (1270 Hz) und der zweiten Oberschwingung der Höhe (1390 Hz) beobachten.

Die Verwendung von zusätzlichem Dämmmaterial im Gehäuse könnte zu einer Glättung dieser Bereiche beitragen. Da das Gehäusevolumen etwas größer als der errechnete Wert dimensioniert wurde besteht zusätzlich die Möglichkeit mit Verstreubungen im Gehäuse die stehenden Wellen zu eliminieren.

Aufgrund der begrenzten Filterstützen im unteren Frequenzbereich sind schmale Abweichungen schwer zu kompensieren. Trotz einer Auflösung von 12 Hz scheint die Kompensation nicht in der Lage den Pegel akkurat auszugleichen.

Die Eckfrequenzen des Übergangsbereich sind mit 3 kHz und 6 kHz durch Pegelerhöhungen ersichtlich. Im Bereich der Frequenzweiche weist die Wiedergabekurve maximale Schwankungen von ± 1.5 dB auf. Im Vergleich zur unkompensierten Kurve ist allerdings eine erhebliche Verbesserung erkenntlich. Messungen mit anderen Frequenzweichen brachte keine großen Verbesserungen, weshalb die Frequenzweiche mit 12 dB/Oktave Trennung umgesetzt wurde. Die Messungen der anderen Frequenzweichen sind im Anhang zu finden.

Die Kompensation des Hochtöners ist deutlich flacher gelungen als die des Tieftöners. Mit Ausnahme eines spitzen Einbruchs bei 10800 Hz ist die Amplitude mit einem Ripple von ± 1 dB konstant bis zu der geforderten Obergrenze von 15 kHz.

Bei voller Ansteuerung der Endstufe ergibt sich die in Abbildung 6.3 dokumentierte Kurve. Mit einem einen Pegel von 105 dB SPL bei 1 kHz wurde der geforderte Schalldruckpegel nicht

erreicht. Aufgrund der allgemeinen Dämpfung des Frequenzgangs durch die Kompensation verringert sich der maximale Schalldruckpegel. Um den geforderten Pegel dennoch zu erreichen, besteht neben zusätzlicher Verstärkerleistung die Möglichkeit das Eingangssignal zur Endstufe vorzuverstärken. Dazu wird im Kapitel Ausblick zusätzlich Stellung genommen. Zu lasten der unteren Grenzfrequenz könnte die Kompensierung der Chassis auf einem höheren Pegel durchgeführt werden.

6.1.2. Phasengang

Im folgenden Abschnitt wird der gemessene Phasengang des kompensierten Lautsprechers untersucht, welcher in Abbildung 6.4 abgebildet ist.

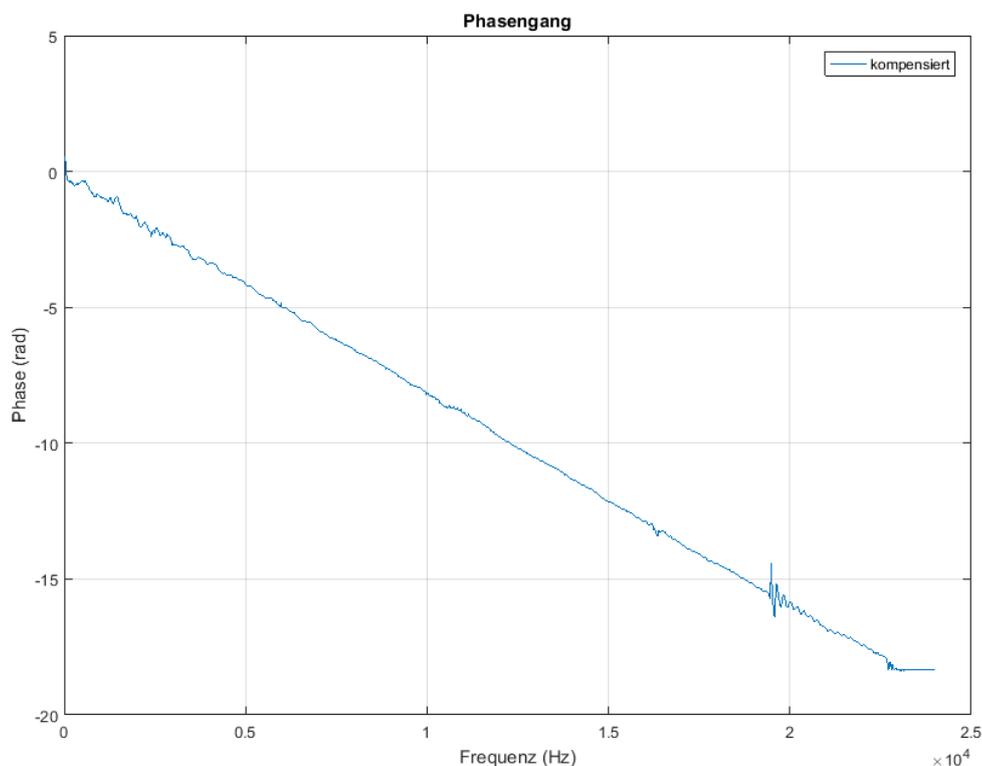


Abbildung 6.4.: Gefilterter Phasengang

Die Kurve zeigt einen linearen Verlauf der Phase mit leichten Abweichungen, bei welcher im Hochtonbereich weniger Abweichungen als im Tieftonbereich feststellbar sind. Dies ist ebenfalls auf die höhere Auflösung des Filters im Hochtonbereich zurückzuführen. Da im Übergangsbereich kaum Abweichungen von der Linearität festzustellen sind deutet dies auf

eine Phasengleichheit der beiden Chassis. Abbildung 6.5 analysiert separat den Phasengang der Hochtון- und Tieftonchassis.

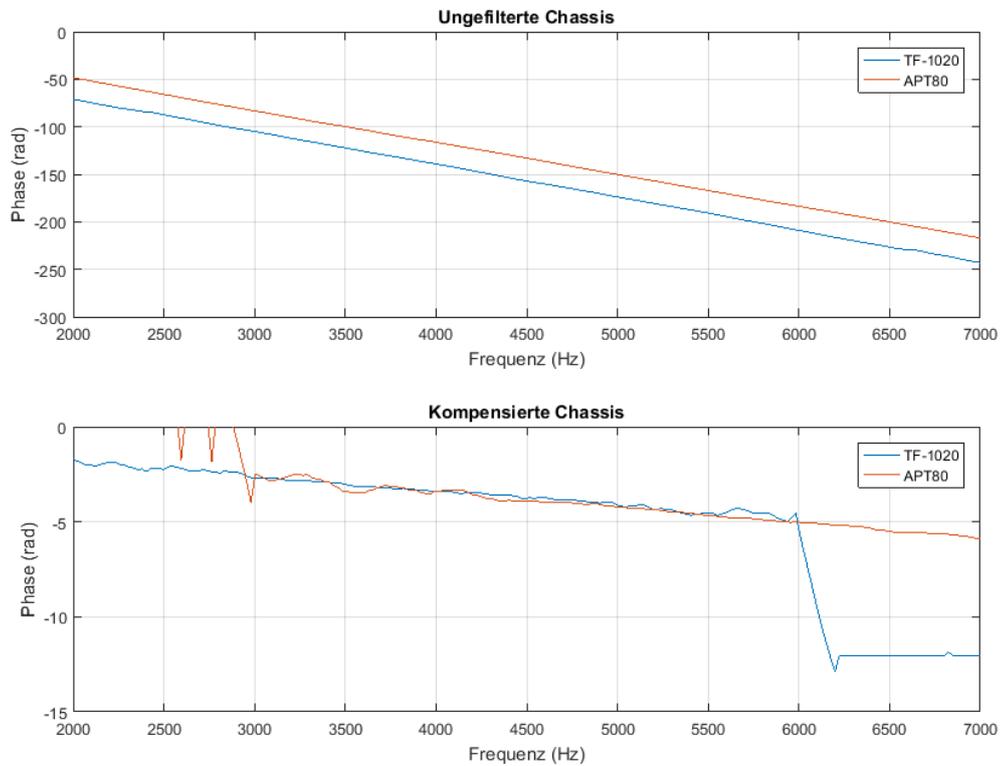


Abbildung 6.5.: Phasengang der Chassis im Übergangsbereich

Da Chassis nur im Übergangsbereich einen gemeinsamen Arbeitsbereich haben ist dieser Bereich hervorgehoben. Klar ersichtlich ist eine Phasendifferenz zwischen Hochtוןchassis und Tieftonchassis ohne Kompensationsfilter. Nach Anwendung der Kompensation ist dieser Winkel auf ± 0.3 Rad gesunken und beide Phasen. Außerhalb des Arbeitsbereiches der Chassis ist nun noch ein Chassis für die Schallabgabe verantwortlich, daher ist die Phase des nichtaktiven Chassis wegen der geringen Amplitude nicht relevant.

Gruppenlaufzeit

Die Gruppenlaufzeit des Systems errechnet sich aus der negativen Differenzierung der Phase und ist in Abbildung 6.6 dargestellt.

Die gestrichelten Linien beschreiben eine Abweichung des Durchschnittswertes um ± 1 mS. Aus dem Graph geht hervor dass die Abweichung der Gruppenlaufzeit in den Anforderungen

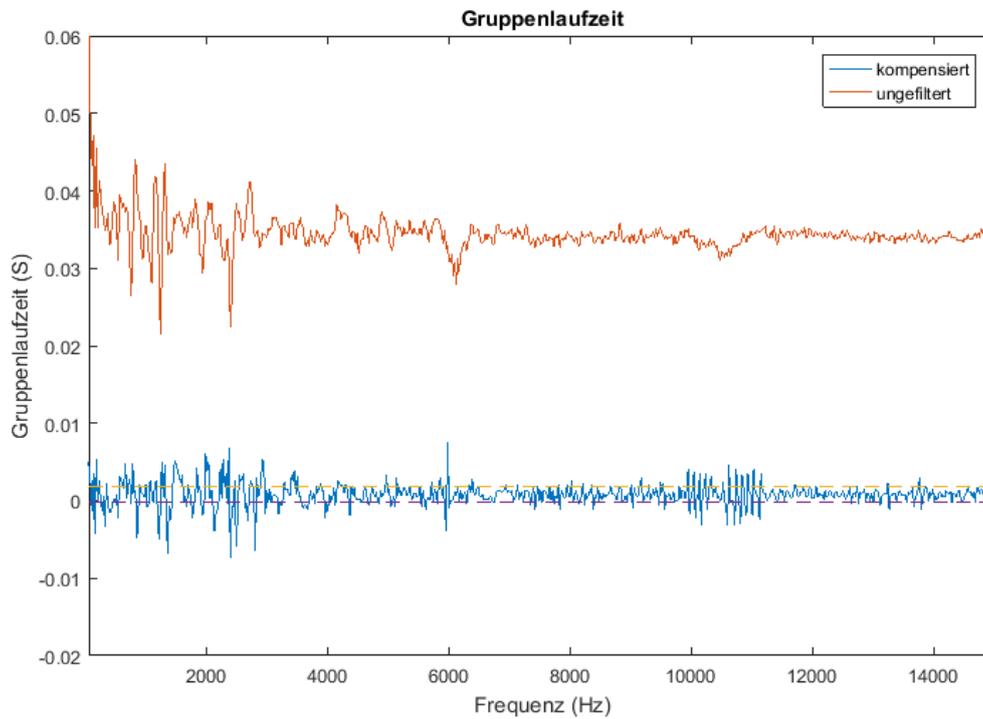


Abbildung 6.6.: Gruppenlaufzeit des kompensierten Lautsprechers

im Tieftonbereich nicht erreicht wurden, allerdings dort deutliche Verbesserungen vorzuweisen sind. Im Bereich von 6 k Hz sowie 10,8 k Hz sind frequenzabhängige Laufzeitdifferenzen erfolgreich kompensiert worden. Interessant zu beobachten ist dass die Gruppenlaufzeit des kompensierten Systems geringer ist als die des unkompensierten Lautsprechers. Hierbei handelt es sich bei der kompensierten Kurve um ein System mit minimaler Phase, wessen Inversfunktion ebenfalls kausal und stabil ist.

7. Zusammenfassung

Die Kompensation hat zu einer messbaren sowie hörbaren Verbesserung des Lautsprechers geführt, auch wenn die Anforderungen hinsichtlich des minimalen Amplitudenripples und maximalen Schalldruckpegels nicht erreicht wurden. Die stehenden Wellen erzeugen größere Komplikationen als zu Beginn der Konzipierung des Lautsprechers angenommen. Die Verwendung von zusätzlichem Dämmmaterial oder die Verwendung von zusätzlichen Filterkoeffizienten sind als Gegenmaßnahmen im Kapitel Ergebnisse bereits dokumentiert worden. Für ein zukünftiges Konzept könnte eine andere, nicht rechteckige Gehäuseform die Auswirkungen dieses Problems minimieren.

Digitale Kompensation ist in der Lage den Frequenzgang eines Lautsprechers zu korrigieren und somit die Impulswiedergabe zu verbessern. Aufgrund der linearen diskreten Verteilung der Punkte im Frequenzbereich sind die Ergebnisse der Filterung im Hochtonbereich am besten.

Durch Änderung von den Filterkoeffizienten lassen sich zwischen 70 Hz - 15 kHz je nach Anforderung verschiedene Frequenzverläufe realisieren. In dieser Thesis wurde sich dabei auf einen flachen Amplituden- sowie linearen Phasengang konzentriert. Andere Verläufe lassen sich ebenfalls umsetzen, im Abschnitt Raumkompensierung wird darauf genauer eingegangen.

7.1. Ausblick

Um das Potenzial des Lautsprechers zu optimieren sind im Verlauf der Konstruktion und Messung diverse Entdeckungen und Probleme aufgetreten. Die Implementierung dieser Konzepte übersteigt den Umfang dieser Thesis, dennoch wird in diesem Kapitel kurz dazu Stellung genommen.

Pegelloptimierung

Der Digital-Analog-Umsetzer PCM5142A des HiFi-HAT liefert eine Ausgangsspannung von $2,1 V_{RMS}$. [1, S. 52] Laut Datenblatt ist die verwendete Endstufe in der Lage, Eingangs-

signale von bis zu $4,24 V_{RMS}$ zu verarbeiten[7, S. 4]. Ein Operationsverstärker zwischen HiFi-HAT und Endstufe wäre eine Möglichkeit, das volle Potenzial der Endstufe auszureizen und den maximalen Schalldruckpegel zu erhöhen.

Raspberry Pi

Solange der Raspberry keine anderen Prozesse ausführt, ist eine fehlerfrei Filterung gewährleistet. Aufgrund des Betriebssystems kann es allerdings jederzeit passieren, dass ein anderer Prozess ausgeführt wird. Um eine zuverlässige Filterung in Echtzeit durchführen zu können wäre ein DSP ohne Betriebssystem die bevorzugte Wahl.

Zudem ist ein Signalprozessor ohne Betriebssystem mit Datenstrukturen weniger empfindlich gegenüber Spannungsverlusten. Im schlimmsten Fall beschädigt ein abrupter Spannungsverlust während eines Schreibvorgangs die SD-Karte, auf der das Betriebssystem abgespeichert ist. Der für die Abschaltung des Raspberry vorgesehene Schalter könnte einen anderen Zweck erfüllen.

Einschaltverzögerung der Endstufe

Nach Anschalten des Lautsprechers vergehen circa 15 Sekunden bis der Raspberry hochgefahren ist und das Filterprogramm läuft. In diesem Zeitraum werden Störsignale welche während des Hochfahrens und der Konfiguration auftreten. Diese Störgeräusche können mit einer Schaltung eliminiert werden, welche die Ausgänge der Endstufe erst beschaltet wenn der Raspberry filtert.

Wärmeentwicklung

In der Elektronikammer befinden sich Bauteile, welche eine gewisse Wärmeentwicklung aufweisen. Da die Kammer verschlossen ist kann diese Wärme nicht aus dem Gehäuse entweichen und kann bei langer und intensiver Belastung zu Schäden der Komponenten führen. Eine Lösung dieses Problems wäre die Ventilierung der Elektronikammer um eine Luftzirkulation zu ermöglichen.

Raumkompensierung

Das Klangverhalten des Lautsprechers ist abhängig von den räumlichen Umständen im Umfeld des Lautsprechers, die im reflexarmen Messraum herrschenden Verhältnisse sind im normalen Betrieb zu keinem Zeitpunkt vorhanden. Hochwertige Endstufen verfügen meist über verschiedene Equalizerfunktionen um die Klangänderungen von verschiedenen Räumlichkeiten auszugleichen. Solche lassen sich durch eine Änderung des Wunschverlaufs im Frequenzbereich ebenfalls mit einem FIR-Filter realisieren.

Literaturverzeichnis

- [1] S. Albers. Entwicklung und realisierung einer raspberry pi-aufsteckplatine zur bereitstellung von hochwertigen analogen audioschnittstellen. Bachelorthesis, Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg, 2017.
- [2] Celestion. Celestion tf-1020 datenblatt. <https://celestion.com/productpdf.php?id=107>.
- [3] V. Dickason. *Lautsprecherbau - Bewährte Rezepte für den perfekten Sound*. Elektor, 1996.
- [4] Eminence. Eminence apt80 datenblatt. http://www.eminence.com/pdf/Eminence_HF_Components.pdf.
- [5] N. Fliege and M. Gaida. *Signale und Systeme - Grundlagen und Anwendungen mit MATLAB*. J. Schlembach Fachverlag, 2008.
- [6] T. Instruments. Lm2596 datenblatt. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2596.pdf>.
- [7] T. Instruments. Tpa3116d2 datenblatt. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tpa3118d2.pdf>.
- [8] M. Kofler, C. Kühnast, and C. Scherbeck. *Raspberry Pi - Das umfassende Handbuch*. Galileo Press, 2014.
- [9] T. M. Magazine. Raspberry pi 3 specifications. <https://www.raspberrypi.org/magpi/raspberrypi-3-specs-benchmarks/>.
- [10] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer. *Discrete-Time Signal Processing*. Prentice Hall, 1989.
- [11] M. M. Rieländer. *Reallexikon der Akustik*. Erwin Bochinsky, 1982.
- [12] Sengpielaudio. Dezibel-tabelle spl. <http://www.sengpielaudio.com/TabelleDerSchallpegel.htm>.

-
- [13] I. T. Storm. C't labs: Raspberry pi 3: Leistungsaufnahme und coremark-vergleich. <https://www.heise.de/ct/artikel/Raspberry-Pi-3-Leistungsaufnahme-und-CoreMark-Vergleich-3121139.html>.
- [14] B. und Kjaer. Type 4190 mikrofon datenblatt. <https://www.bksv.com/en/Products/transducers/acoustic/microphones/microphone-cartridges/4190.aspx>.

A. Anhang

A.1. Matlab

```
1 %% Variabeldeklaration
2
3 FS = 48000;
4 N = 2000; %%# of coefficients
5
6 flank = 4; % 1 = -6dB, 2 = -12dB, 3 = -18dB, 4 = -24dB /Oct
7 f3db = 4242; % Trennfrequenz
8
9
10 Fpass = f3db/(2^(1/flank)); %Untere Frequenz des Übergangsbereichs
11 Fstop = f3db*(2^(1/flank)); %Obere Frequenz des Übergangsbereichs
12
13 equal = 0.06; % Kompensationswert
14
15
16 %% Einlesen der Messdaten
17
18 frve = xlsread('measure.xlsx','A3:A2051')/10^(12);
19 amp_l = xlsread('measure.xlsx','B3:B2051')/10^(12);
20 ima_l = xlsread('measure.xlsx','C3:C2051')/10^(12);
21
22 amp_r = xlsread('measure.xlsx','F3:F2051')/10^(12);
23 ima_r = xlsread('measure.xlsx','G3:G2051')/10^(12);
24
25 F = length(frve);
26
27
28 %% Generierung des Wunschverlaufs
29
30 % Wunschverlauf des Tieftöners
```

```

31 W_l = ones(length(frve),1);
32 for i = 1:length(frve)
33     if frve(i) < 65 %&& frve(i)
34         W_l(i) = (frve(i) / 65)^(10);
35     elseif frve(i) > Fpass && frve(i) <= Fstop
36         W_l(i) = (Fpass / frve(i))^(flank); % Frequenzweiche
37     elseif frve(i) > Fstop && frve(i) < FS/2
38         W_l(i) = (Fpass / frve(i))^(10);
39     elseif frve(i) >= FS/2
40         W_l(i) = 0;
41     end
42 end
43
44 % Wunschverlauf des Hochtöners
45 W_r = ones(length(frve),1);
46 for i = 1:length(frve)
47     if frve(i) <= Fpass
48         W_r(i) = amp_r(i)/1000;
49     elseif frve(i) > Fpass && frve(i) < Fstop
50         W_r(i) = (frve(i) / (Fstop))^(flank); % Frequenzweiche
51     elseif frve(i) >= Fstop && frve(i) < 15000
52         W_r(i) = 1;
53     elseif frve(i) >= 15000 && frve(i) < 19500
54         W_r(i) = (15000 / frve(i))^2;
55     elseif frve(i) >= 19500 && frve(i) < FS/2
56         W_r(i) = (19500 / frve(i))^3*amp_r(i);
57     elseif frve(i) >= FS/2
58         W_r(i) = 0;
59     end
60 end
61
62 % normierung des Wunschverlaufs auf den Kompensationswert
63 W_l = W_l .* equal;
64 W_r = W_r .* equal;
65
66
67 %% Komplexer Frequenzgang der Filter
68
69 M_l = times(amp_l,exp(1i*ima_l));
70 %rel_l = rel_lo;%.*exp(-1i);

```

```
71
72 M_r = times(amp_r,exp(1i*ima_r));
73 %rel_r = rel_ro;
74
75
76 %% Komplexe division und Phasensynchronisation
77
78 %Twiddle Faktor für die Multiplikation mit dem Phasenwinkel
79 dl = exp(-1i*(0:(F-1))/(F)).';
80
81 H_l = W_l ./ M_l;%.*exp(-1i);
82 H_r = W_r ./ M_r;%.*exp(-1i);
83
84 % Kompensierung des Phasenwinkels zwischen den Chassis
85 dif = min(phase(M_l.*H_l)-min(phase(M_r.*H_r)));
86 H_l = H_l.*dl.^(dif);
87
88 %Filterkern des Referenzverlaufs ohne Kompensation
89 w_l = ifft(hermetic(W_l*(1/mean(abs(H_l(3:207))))),N);
90 w_r = ifft(hermetic(W_r*(1/mean(abs(H_l(3:207))))),N);
91
92 %Filterkern der Kompensationsfilter
93 h_l = (ifft(hermetic(H_l),N));
94 h_r = (ifft(hermetic(H_r),N));
```

A.2. Zusätzliche Messungen

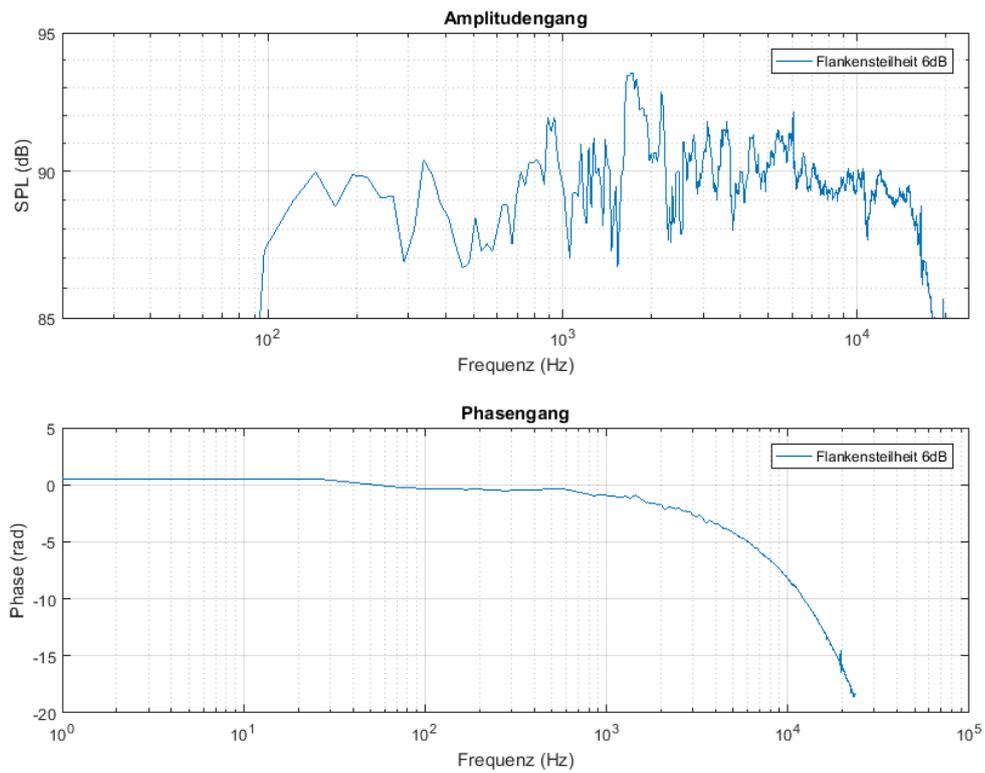


Abbildung A.1.: Kompensierter Lautsprecher mit 6dB/Okt Frequenzweiche

A.3. Konstruktionstabelle für Bassreflexgehäuse

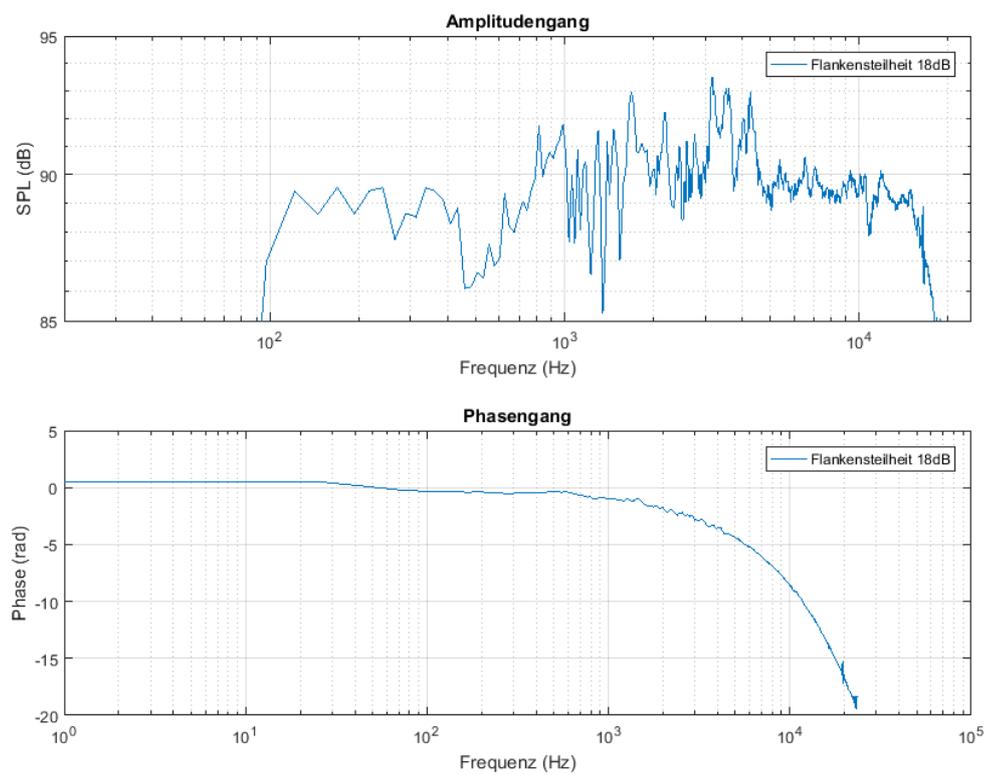


Abbildung A.2.: Kompensierter Lautsprecher mit 18dB/Okt Frequenzweiche

Tabelle 3.5
 $Q_L = 7$
 QB_3 und SQB_3

Q_{ts}	H	α	f_3/f_s	Peak-dB
0.1000	3.8416	34.3925	5.2233	0
0.1100	3.4947	28.2341	4.7386	0
0.1200	3.2058	23.5499	4.3337	0
0.1300	2.9615	19.9046	3.9902	0
0.1400	2.7525	17.0150	3.6949	0
0.1500	2.5712	14.6784	3.4381	0
0.1600	2.4129	12.7685	3.2126	0
0.1700	2.2743	11.1855	3.0128	0
0.1800	2.1495	9.8589	2.8345	0
0.1900	2.0388	8.7361	2.6741	0
0.2000	1.9393	7.7775	2.5289	0
0.2100	1.8494	6.9524	2.3968	0
0.2200	1.7678	6.2372	2.2759	0
0.2300	1.6935	5.6132	2.1647	0
0.2400	1.6254	5.0655	2.0620	0
0.2500	1.5629	4.5822	1.9667	0
0.2600	1.5054	4.1535	1.8778	0
0.2700	1.4522	3.7714	1.7946	0
0.2800	1.4029	3.4295	1.7165	0
0.2900	1.3571	3.1223	1.6429	0
0.3000	1.3145	2.8421	1.5732	0
0.3100	1.2748	2.5944	1.5070	0
0.3200	1.2376	2.3667	1.4439	0
0.3300	1.2028	2.1594	1.3836	0
0.3400	1.1702	1.9699	1.3258	0
0.3500	1.1395	1.7964	1.2702	0
0.3600	1.1106	1.6371	1.2167	0
0.3700	1.0834	1.4905	1.1651	0
0.3800	1.0578	1.3552	1.1153	0
0.3900	1.0335	1.2300	1.0674	0
0.4000	1.0106	1.1141	1.0214	0
0.4100	0.9889	1.0065	0.9776	0
0.4200	0.9682	0.9064	0.9362	0.01

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, 8. Mai 2018

Ort, Datum

Unterschrift