



Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg
Hamburg University of Applied Sciences

Bachelorarbeit

Heiko Herzog

**Entwicklung einer rausch- und verzerrungsarmen,
analogen Eingangsschaltung mit symmetrischem
Eingang für Audio- und Messanwendungen**

*Fakultät Technik und Informatik
Department Informations- und
Elektrotechnik*

*Faculty of Engineering and Computer Science
Department of Information and Electrical
Engineering*

Heiko Herzog

**Entwicklung einer rausch- und verzerrungsarmen,
analogen Eingangsschaltung mit symmetrischem
Eingang für Audio- und Messanwendungen**

Bachelorarbeit eingereicht im Rahmen der Bachelorprüfung

im Studiengang Bachelor of Science Elektro- & Informationstechnik
am Department Informations- und Elektrotechnik
der Fakultät Technik und Informatik
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer: Prof. Dr. Ralf Wendel
Zweitgutachter: Prof. Dr. Robert Heß

Eingereicht am: 29. August 2023

Heiko Herzog

Thema der Arbeit

Entwicklung einer rausch- und verzerrungsarmen, analogen Eingangsschaltung mit symmetrischem Eingang für Audio- und Messanwendungen

Stichworte

Audio-Analyzer, Messtechnik, Tonstudioteknik, Musikelektronik, Verstärker, Klirrfaktor, THD, THD+N, Rauschen, Frequenzgang, Analogschaltung

Kurzzusammenfassung

Diese Arbeit beinhaltet die Entwicklung einer rausch- und verzerrungsarmen analogen Eingangsschaltung mit symmetrischem Eingang für Audio- und Messanwendungen. Zunächst werden zum Verständnis wichtige Grundlagen beschrieben und die Anforderungen definiert. Anschließend wird die Entwicklung der Schaltung dargelegt und die Implementierung des Prototypen gezeigt. Zum Abschluss der Arbeit erfolgt ein Test der Schaltung und ein Ausblick auf zukünftige Prototypen.

Heiko Herzog

Title of the paper

Development of a low noise and low distortion input circuit with balanced input for audio and measurement purposes

Keywords

audio analyzer, measurement instrumentation, sound technology, music electronics, amplifier, THD, THD+N, noise, frequency response, analog circuitry

Abstract

This work contains the development of a low noise and low distortion input circuit with balanced input for audio and measurement purposes. At first some basic knowledge is described and the requirements are defined. After that the development of the circuit is described and the implementation of a prototype is shown. To conclude this work a test of the circuit takes place and an outlook regarding future prototypes is given.

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis	1
1. Einleitung	2
2. Grundlagen	4
2.1. Messgrößen und Standards	4
2.1.1. Klirrfaktor, Total Harmonic Distortion, THD	4
2.1.2. Total Harmonic Distortion Plus Noise, THD+N	4
2.1.3. Signal-Rausch-Abstand, Signal To Noise Ratio, SNR	5
2.1.4. Äquivalente Eingangs-Rauschdichte e_n	5
2.1.5. Absolute Spannungspegel in dBu	6
2.1.6. Bezugspegel	6
2.1.7. A-Bewertung	7
2.2. Eigenschaften und Parameter von Operationsverstärkern	8
2.2.1. Gleichtakt-Eingangswiderstand	8
2.2.2. Differenz-Eingangswiderstand	10
2.2.3. Äquivalente Eingangs-Fehlspannung	10
2.2.4. Temperaturdrift der Eingangs-Fehlspannung	12
2.2.5. Äquivalentes Eingangs-Rauschen	13
2.2.6. Äquivalentes Eingangs-Rauschen als Spektrum	14
2.2.7. Verzerrungen	15
2.3. Eigenschaften von Widerständen	18
2.3.1. Rauschen in Widerständen	18
2.3.2. Verzerrungen in Widerständen	19
2.4. Eigenschaften von Kondensatoren	20
2.4.1. Verzerrungen in Kondensatoren	20
2.5. Rauschen	21
2.5.1. Weißes Rauschen	21
2.5.2. Rosa Rauschen, 1/f-Rauschen	22
2.5.3. Physikalische Rauschprozesse	22
2.5.4. Addition von Rauschquellen	24
2.5.5. Reihenschaltung von Rauschspannungsquellen	25
2.5.6. Parallelschaltung von Rauschspannungsquellen	25

2.5.7.	Reihenschaltung von Rauschstromquellen	26
2.5.8.	Parallelschaltung von Rauschstromquellen	26
2.5.9.	Noise-Gain	27
2.6.	Die Eingangsimpedanz eines Differenzverstärkers	28
2.6.1.	Nicht erdfreie Signalquelle	28
2.6.2.	Erdfreie Signalquelle	31
2.7.	Verwendete Software	31
2.7.1.	LTspice	31
2.7.2.	Python	32
2.7.3.	KiCad	33
3.	Anforderungen	34
3.1.	Bandbreite	34
3.2.	Eingangsimpedanz	35
3.3.	Symmetrischer Eingang	35
3.4.	Eingangspegel	35
3.5.	Ausgangspegel	36
3.6.	Total Harmonic Distortion Plus Noise (THD+N)	36
3.7.	Dynamikbereich	37
3.8.	Filter	38
3.9.	Fehlspannung am Ausgang der Schaltung	38
4.	Design	39
4.1.	Konzept	39
4.1.1.	Erster Entwurf	39
4.1.2.	Zweiter Entwurf	41
4.2.	Auswahl der Bauteile	43
4.2.1.	Operationsverstärker	43
4.2.2.	Widerstände	47
4.2.3.	Kondensatoren	47
4.3.	Maximale Belastung des OPV	49
4.4.	Eingangsstufe	50
4.4.1.	Instrumentenverstärker, Instrumenten-Verstärker (INA)	50
4.4.2.	INA Super-Balanced	53
4.4.3.	INA Super-Balanced-Buffered	55
4.4.4.	Parallelschaltung	57
4.4.5.	Verstärkung	58
4.5.	Tiefpassfilter	62
4.5.1.	Sallen-Key- und Multiple-Feedback-Tiefpass im Vergleich	62
4.5.2.	Auslegung des Butterworth-Tiefpass-Filters	65

4.5.3.	Parallelschaltung der Tiefpassfilter	68
4.6.	AD-Wandler-Treiberstufe	71
4.7.	Erweiterung des Entwurfs: Kompensation der Fehlspannung	74
4.8.	Simulation der gesamten Schaltung	76
5.	Implementierung	78
5.1.	Übersichts-Schaltplan	78
5.2.	Schaltungsblöcke	80
5.2.1.	Eingangsschutz	80
5.2.2.	Kopplung	81
5.2.3.	INA, Gain	81
5.2.4.	DC-Servo, Tiefpass-Filter, ADC-Treiber	82
5.3.	Platine	82
5.4.	Aufbau des Prototyps	85
6.	Verifikation	87
6.1.	Frequenzgang und Ausgangsspannung	88
6.2.	THD+N und Ausgangsrauschen	90
6.2.1.	$L_e = 1,15 \text{ dBu}$, $V_u = 0 \text{ dB}$	90
6.2.2.	$L_e = 11,15 \text{ dBu}$, $V_u = 0 \text{ dB}$	91
6.2.3.	$V_u = 0 \text{ dB}$, $V_u = 40 \text{ dB}$	92
6.2.4.	Ausgangsrauschen	93
6.3.	Total Harmonic Distortion, Klirrfaktor (THD)	95
6.3.1.	$L_e = 1,15 \text{ dBu}$, $L_e = 11,15 \text{ dBu}$, $V_u = 0 \text{ dB}$	95
6.4.	Fehlspannung am Ausgang	96
6.5.	Anmerkung zu den Messungen	97
7.	Zusammenfassung und Ausblick	98
	Literatur	101
A.	Anhang	105
A.1.	Schaltplan, Bestückungsplan und Schaltungsvorschlag	106

Abkürzungsverzeichnis

THD Total Harmonic Distortion, Klirrfaktor

THD+N Total Harmonic Distortion Plus Noise

SNR Signal To Noise Ratio, Signal-Rausch-Abstand

e_n Äquivalente Eingangs-Rauschdichte

OPV Operationsverstärker

INA Instrumenten-Verstärker

UPV Rohde & Schwarz UPV Audio Analyzer

1. Einleitung

Trotz der voranschreitenden Digitalisierung in den Bereichen der Tonstudiotechnik und der Musikelektronik, findet die analoge Technik weiterhin ihre Anwendung. Ton-Signale von Quellen wie Mikrofonen, Gitarren, Orgeln und Synthesizern sind meist von analoger Natur und müssen vor ihrer Abtastung zunächst verstärkt werden.

Der Fokus vieler Studios liegt heute auf einer kreativen Klanggestaltung, welche häufig mit analogen, zum Teil über sechzig Jahre alten Geräten erfolgt. Hierzu zählen Mikrofone, Vorverstärker, Entzerrer, Hallgeräte, Kompressoren, Limiter und auch Bandmaschinen. Die Auswahl des Equipments ist dabei nicht zufällig, sondern kann ein wichtiges Alleinstellungsmerkmal eines Studios darstellen. Auch Musiker greifen häufig auf analoge Technik, wie z.B. Röhrenverstärker, analoge Synthesizer oder Bandechos zurück, da diese durch ihre Eigenheiten die kreative Arbeit unterstützen können.

Durch den verbreiteten Einsatz der genannten Technik, fällt ein gewisser Wartungs- und Reparaturaufwand an. Damit diese Arbeiten systematisch und effizient durchgeführt werden können, bedarf es einer passenden Messtechnik. Ein Teil dieser Messtechnik ist ein Audio-Analyzer, welcher zur Erfassung von Verzerrungen und Rauschen sowie zur Messung von Frequenzgängen eingesetzt werden kann. Die Anschaffungskosten liegen bei neuen Standalone-Geräten im fünfstelligen Bereich¹. Die Wartungs- und Reparatur-Arbeiten werden meist von kleinen Unternehmen und Einzelunternehmen durchgeführt, welche häufig nicht über die Mittel verfügen, einen Audio-Analyzer anzuschaffen.

¹SRS SR1 ab 14950 \$, Quelle: <https://www.thinksrs.com/products/sr1.html>, letzter Abruf am 19.08.2023; Keysight U8903B ab 19651,66 €, Quelle: <https://www.meilhaus.de/u8903b.htm?b2b=0>, letzter Abruf am 19.08.2023

1. Einleitung

Es gibt daher eine Zielgruppe für einen kostengünstigen Audio-Analyzer. Aktuell sind im Preissegment unter 2000 € einige wenige PC-gestützte Optionen vorhanden². Ein Nachteil dieser Geräte ist, dass die mitgelieferte Software nicht quelloffen ist und Linux-Betriebssysteme nicht berücksichtigt werden. Die Anwender sind somit davon abhängig, dass die Software weiter gepflegt wird.

Ein Ansatz zur Verbesserung dieser Situation ist die Entwicklung eines Open-Source-Produkts. Durch die Quelloffenheit kann eine Weiterentwicklung der Software, gestützt durch eine Community, schnell vorangetrieben und ein ausführliches Wiki angelegt werden. Das Produkt kann außerdem modular angelegt werden, sodass die Hardware des Geräts den Anforderungen des Nutzers angepasst werden kann. Kosten für ungenutzte Funktionen entfallen. Zudem wird eine sukzessive Erweiterung des Geräts für Anwender möglich. Soll ein Standalone-Gerät entwickelt werden, so kann dies beispielsweise auf einem Einplatinencomputer basieren.

Im Rahmen dieser Arbeit soll ein erster Teil der Hardware eines solchen, hypothetischen Open-Source-Audio-Analyzers entwickelt werden. Dieser Teil beinhaltet die analoge Eingangsschaltung, welche möglichst rausch- und verzerrungsarm sein soll. Da mit dem Analyzer hauptsächlich Tonstudioteknik gemessen wird, soll die Schaltung über einen symmetrischen Eingang verfügen. Ferner ist eine Spannungsverstärkung für Signale mit kleiner Amplitude vorzusehen.

Diese Arbeit erhebt nicht den Anspruch, ein serienreifes Gerät zu entwickeln. Es sollen vielmehr die Möglichkeiten eines Aufbaus einer Schaltung in Operationsverstärkertechnik evaluiert und ein Entwurf realisiert werden. Bei der so entstehenden Schaltung und Platine handelt es sich also um einen ersten Prototypen. Eine möglicherweise notwendige Optimierung bezüglich der Kosten kann in weiteren Prototypen erfolgen.

²MCD-Elektronik AudioAnalyzer 1680 €, Quelle: <https://shop.mcd-elektronik.de/Avidline/AudioAnalyzer-1HE-Einheit-analog-und-digital-Desktop-Variante.html>, letzter Abruf am 20.08.2023; QuantAsylum QA403 799,00 €, Quelle: <https://www.elektor.com/quantasylum-qa403-24-bit-audio-analyzer0>, letzter Abruf am 20.08.2023

2. Grundlagen

Dieses Kapitel soll die wichtigsten Grundlagen zum Verständnis dieser Arbeit vermitteln. Es umfasst Messgrößen und Standards, die Eigenschaften von Operationsverstärkern und passiven Elementen sowie Grundlagen zum Rauschen. Weiterhin wird auf die Eingangsimpedanz eines Differenzverstärkers eingegangen und die verwendete Software und Messtechnik kurz beschrieben.

2.1. Messgrößen und Standards

2.1.1. Klirrfaktor, Total Harmonic Distortion, THD

Der Klirrfaktor, auch Total Harmonic Distortion (kurz THD) genannt, gibt den Gehalt an Oberwellen an, welche bei der Verzerrung eines Sinus-Signals entstehen. Der Oberwellengehalt wird dabei auf das Gesamtsignal bezogen. Die Definition des Klirrfaktors zeigt Gl. 2.1 [1, S. 746].

$$THD = \frac{\sqrt{U_{2f_1}^2 + U_{3f_1}^2 + \dots + U_{kf_1}^2}}{U_{ges}} \quad (2.1)$$

2.1.2. Total Harmonic Distortion Plus Noise, THD+N

Bei der Total Harmonic Distortion Plus Noise, abgekürzt THD+N, handelt es sich um den Klirrfaktor inklusive aller Rauschkomponenten. Definiert ist diese Größe gemäß Gl. 2.2 [2].

$$THD + N = \frac{\sqrt{U_{2f_1}^2 + U_{3f_1}^2 + \dots + U_{kf_1}^2 + U_n^2}}{U_{ges}} \quad (2.2)$$

Bei dieser Größe wird das Rauschen über eine vorgegebene Bandbreite integriert. Damit die Messung aussagekräftig ist, muss die Bandbreite mit angegeben werden [2].

2.1.3. Signal-Rausch-Abstand, Signal To Noise Ratio, SNR

Die Signal To Noise Ratio, Signal-Rausch-Abstand (SNR) genannt, gibt das Verhältnis von Signalnutzspannung zur Rauschspannung an. Um Störgrößen generell zu beurteilen, wird das Verhältnis der Signalnutzspannung zur Störspannung gebildet. Dieser Wert wird als Fremdspannungsabstand oder Störabstand bezeichnet [3, S. 215]. Um den Anteil der Rauschspannung U_n aus der Störspannung zu erhalten, wird die Brummspannung herausgefiltert. Für den Signal-Rausch-Abstand, gilt die Definition nach Gl. 2.3 [3, S. 215].

$$SNR = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{U_{sig}}{U_n} \right) dB \quad (2.3)$$

2.1.4. Äquivalente Eingangs-Rauschdichte e_n

Bei der Äquivalente Eingangs-Rauschdichte (e_n) handelt es sich um das äquivalente Rauschspannungs-Dichtespektrum am Eingang eines Verstärkers. Diese Größe hat lediglich Modellcharakter und kann nicht am Eingang eines Verstärkers gemessen werden. Die Größe dient zur Angabe des Eigenrauschens eines Verstärkers über der Frequenz. Ermittelt werden kann die Eingangs-Rauschdichte durch die Messung des Rauschspannungs-Dichtespektrums am Ausgang eines Verstärkers. Werden die Messwerte auf das Noise-Gain bezogen, so ergibt sich die äquivalente Eingangs-Rauschdichte. Als Werte werden meist eine oder mehrere diskrete Frequenzstellen angegeben. Eine genauere Beschreibung dieser Größe findet sich in den Abschnitten 2.2.5 und 2.2.6 dieses Kapitels. In Abschnitt 2.5.9 befindet sich zudem eine Beschreibung des Noise-Gains.

2.1.5. Absolute Spannungspegel in dBu

Allgemein wird das Spannungsverstärkungsmaß v_u gemäß Gl. 2.4 angegeben [3, S. 212]. Hierbei handelt es sich um eine relative Angabe einer Pegeländerung.

$$v_u = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{U_2}{U_1} \right) \text{ dB} \quad (2.4)$$

Um einen absoluten Pegel zu erhalten, wird dieser auf eine feste Bezugsgröße normiert. Die Verwendung einer Bezugsgröße ermöglicht es, Übertragungsstrecken zu vergleichen [4, S. 43]. Solch ein standardisiertes Maß bildet das dBu. Es ist bezogen auf die Spannung, die ein 1mW-Sender an einem 600 Ω Widerstand erzeugt [4, S. 43]. Für Spannungspegel in dBu gilt die Definition nach Gl. 2.5 [4, S. 43].

$$L_u = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{U_{sig}}{U_{ref}} \right) \text{ dB} \quad (2.5)$$

$$\text{mit } U_{ref} = \sqrt{P_{ref} \cdot R_{ref}} = \sqrt{1 \text{ mW} \cdot 600 \Omega} \approx 0,7746 \text{ V}$$

2.1.6. Bezugspegel

Im Verlaufe der Zeit haben sich in verschiedenen Bereichen der Audio- und Studio-technik verschiedene Bezugspegel etabliert. Die wichtigsten zeigt Tabelle 2.1 [5].

Beschreibung	L_U [dBu]	U_{eff} [V]
Studiopegel ARD	6	1,546
Studiopegel International	4	1,228
Normpegel dBV	2,22	1,000
Normpegel dBu	0	0,775
Heimtechnik	-7,79	0,316

Tabelle 2.1.: Wichtige Bezugspegel

2.1.7. A-Bewertung

Um das subjektive Lautstärkeempfinden eines Menschen in grober Näherung nachzubilden, wird das A-Bewertungsfilter nach DIN 45 633 eingesetzt [6, S. 32]. Das Filter wird dabei auf das zu messende Signal angewandt. Geeignet ist dieses Filter zur gehörrichtigen Pegelmessung bei kleineren bis mittleren Pegeln [6, S. 32]. Abbildung 2.1 zeigt die entsprechende Bewertungskurve.

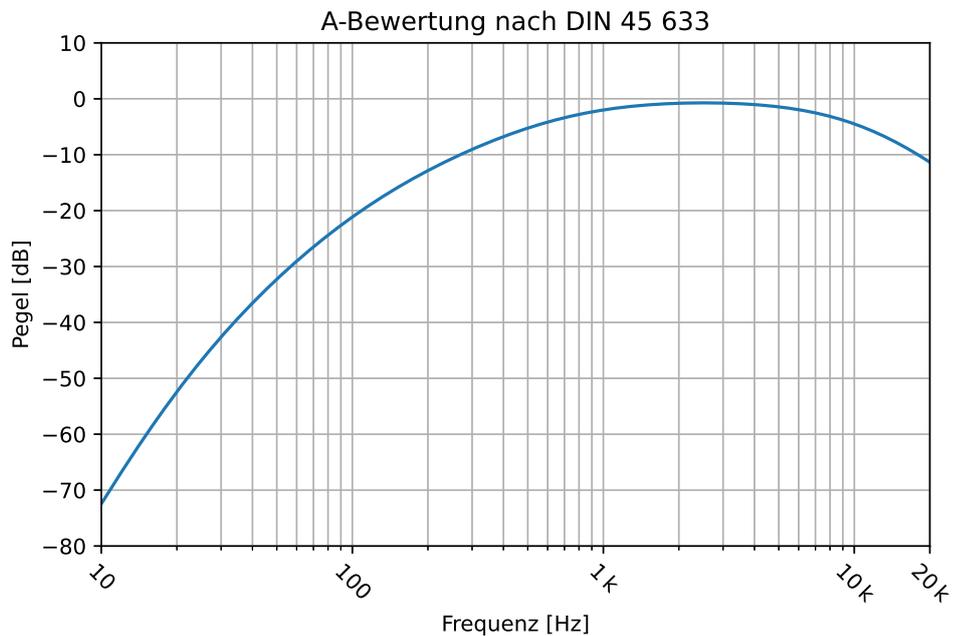


Abbildung 2.1.: A-Bewertungskurve nach DIN 45 633

Zur Bewertung der Rauscheigenschaften eines elektronischen Geräts ist dieses Filter nicht geeignet, da es den Dynamikumfang bei einem rein weißen Störsignal bei einer Bandbreite von 20 kHz um etwa 2 dB erhöht [7, S. 1139]. Dennoch wird das SNR eines Geräts von vielen Herstellern unter Verwendung des A-Bewertungsfilter angegeben.

2.2. Eigenschaften und Parameter von Operationsverstärkern

In diesem Abschnitt werden die wichtigsten Eigenschaften von Operationsverstärkern, welche zum Verständnis dieser Arbeit notwendig sind, kurz beschrieben. Grundlegende Schaltungen sowie nicht aufgeführtes Basiswissen werden als bekannt vorausgesetzt und können gegebenenfalls in einschlägiger Fachliteratur nachgelesen werden.

2.2.1. Gleichtakt-Eingangswiderstand

Beim Eingangswiderstand eines Operationsverstärkers wird unterschieden zwischen Gleichtakt- und Differenz-Eingangswiderstand. Der Gleichtakt-Eingangswiderstand gilt für Gleichtakt-Eingangssignale und liegt bei einem Operationsverstärker (OPV) mit Bipolar-Eingang im $M\Omega$ - bis $G\Omega$ -Bereich. OPV mit FET-Eingang erreichen einen Gleichtakt-Eingangswiderstand im $T\Omega$ -Bereich. Tabelle 2.2 zeigt den Gleichtakt-Eingangswiderstand R_{gt} einiger OPV.

OPV	Technologie	R_{gt} [Ω]	C_{gt} [pF]	R_d [Ω]	C_d [pF]
OPA1612	Bipolar	1 G	2	20 k	8
AD797	Bipolar	10 M	5	7,5 k	20
OPA1656	FET	6 T	1,9	100 M	9,1
TL071	FET	6 T	1	100 M	2

Tabelle 2.2.: Gleichtakt- und Differenz-Eingangswiderstände sowie Eingangskapazitäten einiger Operationsverstärker, Quellen: [8], [9], [10], [11]

Abbildung 2.2 zeigt das Ersatzschaltbild eines unbeschalteten OPV mit den Eingangswiderständen R_{gt+} , R_{gt-} und R_d .

Bei Beschaltung eines OPV als nicht invertierender Verstärker, verringert sich der effektive Gleichtakt-Eingangswiderstand näherungsweise gemäß Gl. 2.6 [12, S. 35, 36].

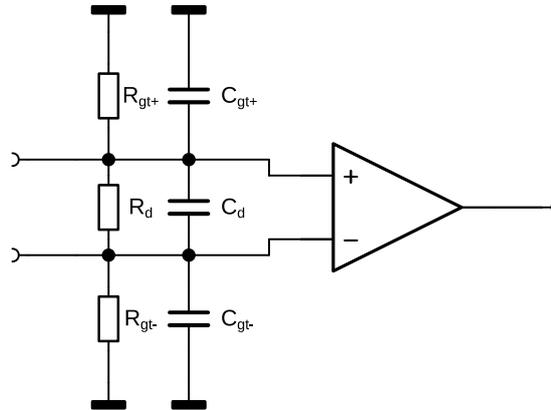


Abbildung 2.2.: Ersatzschaltbild mit Differenz- und Gleichtakt-Eingangswiderständen sowie Eingangskapazitäten [13, S. 158]

$$R'_{gt} = \frac{R_{gt+} \cdot R_d \cdot A_0 \cdot k}{R_{gt+} + R_d \cdot A_0 \cdot k} \quad \text{mit} \quad k = \frac{1}{A} \quad (2.6)$$

Es ist ersichtlich, dass sich der effektive Gleichtakt-Eingangswiderstand R'_{gt} in diesem Fall als Parallelschaltung der beiden Eingangswiderstände R_{gt+} und R_d ergibt, wobei der Differenz-Eingangswiderstand mit dem Übertragungsfaktor k und der endlichen Leerlaufverstärkung A_0 multipliziert wird [12, S. 36]. Der Übertragungsfaktor k entspricht der inversen geschlossenen Schleifenverstärkung A .

Durch Gegenkopplung wird der Gleichtakt-Eingangswiderstand R_{gt-} am invertierenden Eingang bei den meisten OPV-Schaltungen zu einem sehr niedrigen Wert herabgesetzt, sodass nur die Eingangswiderstände R_{gt+} und R_d relevant sind [14]. Der Eingangsscheinwiderstand eines nicht invertierenden Verstärkers wird also im wesentlichen durch den Gleichtakt-Eingangswiderstand R_{gt+} bestimmt [12, S.29].

Neben den Eingangswiderständen zeigt Abbildung 2.2 die Gleichtakt-Eingangskapazitäten des OPV. Diese verursachen eine Frequenzabhängigkeit der Gleichtakt-Eingangsimpedanz. Die dem Gleichtakt-Eingangswiderstand parallel liegende Gleichtakt-Eingangskapazität C_{gt} führt zu einem geringeren Gleichtakt-Eingangsscheinwiderstand bei höheren Frequenzen. Abbildung 2.3 zeigt die Simulation des Eingangsscheinwiderstands eines Spannungsfolgers mit einem OPA1612. Im Datenblatt sind die Werte

R_{gt} und C_{gt} meist unter dem Punkt *Input impedance* als *Common-mode input impedance* aufgeführt.

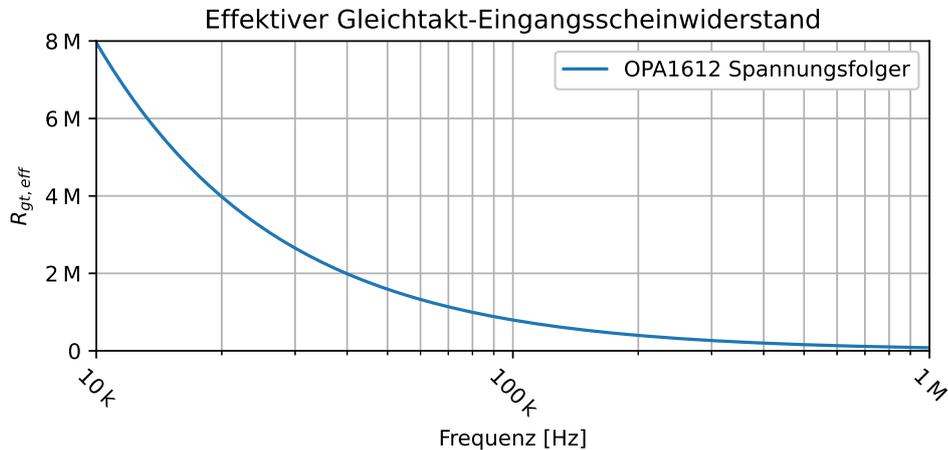


Abbildung 2.3.: Simulation des Eingangsscheinwiderstands eines Spannungsfolgers mit einem OPA1612

2.2.2. Differenz-Eingangswiderstand

Für Gegentakt-Eingangssignale werden der in Abbildung 2.2 eingezeichnete Differenz-Eingangswiderstand R_d und die Differenz-Eingangskapazität C_d wirksam. Der Widerstand R_d wird von Halbleiterwiderständen zwischen den beiden Eingangsklemmen gebildet, verringert die Leerlaufverstärkung A_0 [12, S. 34, 35] und bildet bei Betrieb des OPV ohne Gegenkopplung den Eingangswiderstand für differentielle Signale. Die Eingangskapazität C_d führt zu einem abfallenden Differenz-Eingangsscheinwiderstand bei höheren Frequenzen. Die Werte R_d und C_d finden sich im Datenblatt häufig als *Differential input impedance*.

2.2.3. Äquivalente Eingangs-Fehlspannung

An den beiden Eingangsklemmen eines OPV treten Eingangsruhestrome auf. Die Größe dieser Ströme hängt vom Ruhestrom der Eingangsstufe und von der verwendeten Transistorart ab. Bei Standard-Operationsverstärkern mit Bipolar-Transistoren

2. Grundlagen

liegen die Eingangsströme im Bereich von 20 nA bis 200 nA und bei Operationsverstärkern mit FET-Eingang im Bereich weniger pA [15, S. 98]. In Abbildung 2.4 sind die Eingangsströme I_{b+} und I_{b-} eingezeichnet. Sie bewirken an den Widerständen R_1 und R_2 jeweils einen Spannungsabfall. Für die Spannung zwischen den beiden Eingangsklemmen gilt die Beziehung gemäß Gl.2.7 [13, S. 156].

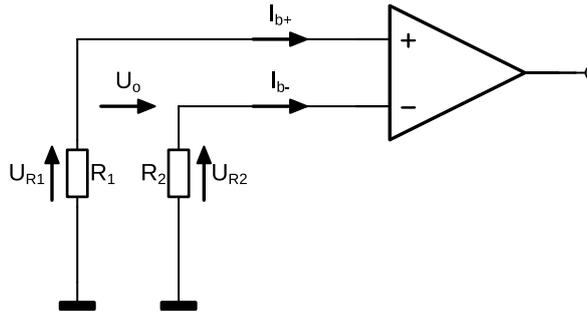


Abbildung 2.4.: Ersatzschaltbild Eingangsruhestrome [13, S. 156]

$$U_o = I_{b+} \cdot R_1 + I_{b-} \cdot R_2 \quad (2.7)$$

Aufgrund der nicht exakt gleichen Arbeitspunkte der Transistorpaare in den Differenzstufen eines OPV, unterscheiden sich die Eingangsströme voneinander. Der Betrag der Differenz zwischen den beiden Strömen bildet den Eingangsfehlstrom I_o . Es gilt der Zusammenhang nach Gl. 2.8 [15, S. 99].

$$I_o = |I_{b+} - I_{b-}| \quad (2.8)$$

Da die Eingangsströme verschieden voneinander sind, erscheint an den Eingangsklemmen des OPV die Eingangs-Fehlspannung U_o , welche am Ausgang um die Leerlaufverstärkung A_0 verstärkt auftritt. Bei einem realen OPV kann die Ausgangsspannung den Wert der Betriebsspannung nicht überschreiten. Die bisherigen Ausführungen beschreiben die Eingangs-Fehlspannung eines nicht gegengekoppelten OPV. Bei Gegenkopplung reduziert sich die Eingangs-Fehlspannung erheblich, da der OPV

diese ausregelt. Es stellt sich in diesem Fall die wirksame Eingangs-Fehlspannung U'_o gemäß Gl. 2.9 ein [12, S. 44].

$$U'_o = \frac{U_o}{A_0 \cdot k} \quad (2.9)$$

Im Datenblatt eines OPV ist der Eingangsruhe-Strom oft als *Input bias current* I_B und der Eingangsfehlstrom als *Input offset current* I_{OS} zu finden.

Zur einheitlichen Beschreibung des Fehlspannungsverhaltens eines OPV, dient das Modell der äquivalenten Eingangs-Fehlspannung. Dieses geht von der Annahme aus, dass der OPV selbst keine Fehlspannung erzeugt. Um dennoch eine Fehlspannung am Ausgang zu erhalten, wird an den Eingang der OPV-Schaltung eine Spannungsquelle mit einer äquivalenten Fehlspannung gedacht. Diese Spannung ist keine reale, messbare Größe, sondern dient lediglich der Beschreibung des Fehlspannungs-Verhaltens [12, S. 44, 45]. Die resultierende Ausgangsspannung ist von der geschlossenen Schleifenverstärkung A abhängig. Es gilt der Zusammenhang nach Gl. 2.10 [12, S. 43].

$$U_{o,a} = U'_o \cdot A \quad (2.10)$$

In Datenblättern wird die äquivalente Eingangs-Fehlspannung oft als *Input offset voltage* V_{OS} gelistet.

2.2.4. Temperaturdrift der Eingangs-Fehlspannung

Die Angabe der äquivalenten Eingangs-Fehlspannung gilt für eine bestimmte Umgebungstemperatur. Diese beträgt meist 25° Celsius [12, S. 47]. Da die Arbeitspunkte und Stromverstärkungen der Transistoren in Operationsverstärkern temperaturabhängig sind, gilt dies auch für die Eingangs-Fehlspannung. Der Temperaturdrift wird meist als Änderung der äquivalenten Eingangs-Fehlspannung pro Grad Celsius in einem spezifizierten Temperaturbereich in $\frac{\mu V}{^\circ C}$ angegeben.

2.2.5. Äquivalentes Eingangs-Rauschen

Um das Rauschen eines Operationsverstärkers zu beschreiben, wird ein Modell eingeführt, bei dem der OPV und alle anderen Bauelemente als ideal und damit auch als rauschfrei angenommen werden. Das Ausgangsrauschen wird durch die an den Eingang gedachten Rauschstrom- und Rauschspannungsquellen verursacht. Das Modell ist in Abbildung 2.5 zu sehen. Die Spannung $U_{n, amp}$ repräsentiert das Spannungsrauschen des Verstärkers, der Strom $I_{n, amp}$ das Stromrauschen des Verstärkers. Die Spannung U_{n, R_S} ist die Rauschspannung des Quellwiderstands R_S der Signalquelle. Es handelt sich hierbei um das thermische Rauschen des Widerstands. Zusätzlich wird durch den Strom $I_{n, amp}$ eine Rauschspannung über dem Widerstand R_S verursacht. Für das äquivalente Eingangs-Rauschen gilt demnach die Beziehung nach Gl 2.11 [16, S. 34].

$$U_{n, equi} = \sqrt{U_{n, amp}^2 + (I_{n, amp} \cdot R_S)^2 + U_{n, R_S}^2} \quad (2.11)$$

Da es sich beim Rauschen um einen unkorrelierten Zufalls-Prozess handelt, werden die Quadrate der Rauschspannungen unter der Quadratwurzel addiert [16, S. 34].

Aufgeführt wird das äquivalente Eingangs-Rauschen in Datenblättern meist als *Input voltage noise* unter dem Punkt *Noise*. Die Angabe gilt für eine spezifizierte Bandbreite.

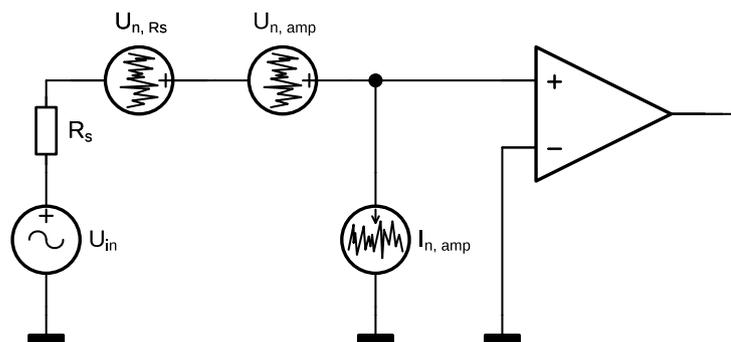


Abbildung 2.5.: Ersatzschaltbild äquivalentes Eingangs-Rauschen [17, S. 32]

2.2.6. Äquivalentes Eingangs-Rauschen als Spektrum

Das äquivalente Eingangs-Rauschen kann auch als Dichtespektrum dargestellt werden. Da es sich beim Rauschen um einen stationären, stochastischen Prozess handelt, existiert keine Fouriertransformierte im klassischen Sinne. Stattdessen wird die spektrale Leistungsdichte nach Gl. 2.12 definiert [18].

$$S_{xx}(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} |F(f_T)(\omega)|^2 \quad (2.12)$$

Die spektrale Leistungsdichte eines Signals ist die Leistung in einer bestimmten Bandbreite von Frequenzen, welche durch die Bandbreite dividiert wird. Die Bandbreite ist dabei möglichst schmal bzw. infinitesimal klein zu wählen [18]. Angegeben wird die spektrale Leistungsdichte in $\frac{\text{W}}{\text{Hz}}$. Die Quadratwurzel aus der spektralen Leistungsdichte führt zur spektralen Spannungsdichte mit der Einheit $\frac{\text{V}}{\sqrt{\text{Hz}}}$. Die Simulation der spektralen Spannungsdichte des äquivalenten Eingangsrauschens eines Spannungsfolgers mit einem OPA1612 ist in Abbildung 2.6 zu sehen. Ein solches Spektrum existiert auch für den äquivalenten Eingangs-Rauschstrom.

In Datenblättern werden beide Werte für bestimmte Frequenzstellen angegeben. Im Datenblatt ist die äquivalente Eingangs-Rausch-Spannungsdichte als *Input voltage noise density* e_n und die Eingangs-Rausch-Stromdichte als *Input current noise density* I_n zu finden.

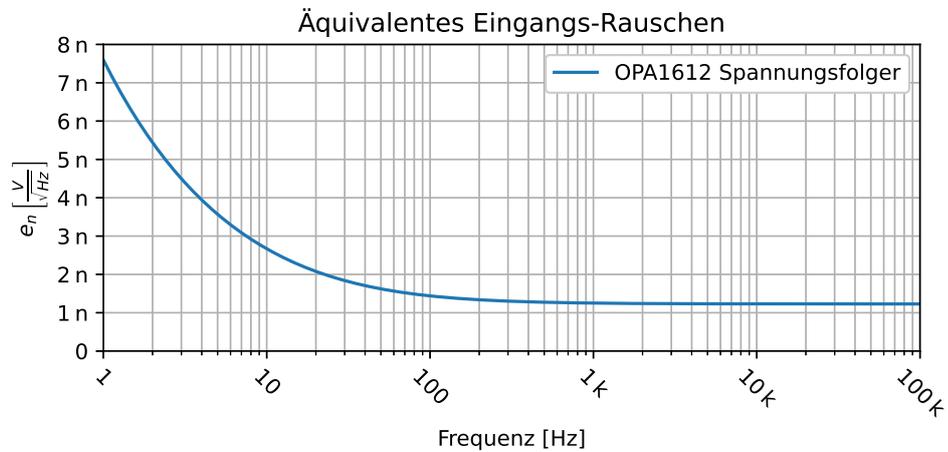


Abbildung 2.6.: Simulation des Eingangs-Rauschdichte-Spektrums eines Spannungsfolgers mit einem OPA1612

Tabelle 2.3 zeigt die beiden Werte einiger sehr rauscharmer OPV. Der extrem geringe Wert der äquivalenten Eingangs-Rausch-Stromdichte des OPA1656 kommt durch den FET-Eingang zustande. Die übrigen aufgeführten OPV sind mit Bipolar-Transistoren aufgebaut.

OPV	Frequenz [Hz]	e_n $\left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$	I_n $\left[\frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$
OPA1612	1 k	1,1	1,7
AD797	1 k	0,9	2,0
LT1028	1 k	0,85	1,0
OPA1656	1 k	4,3	0,006

Tabelle 2.3.: Äquivalente Rausch-Spannungs- und Rausch-Stromdichte einiger rauscharmer Operationsverstärker, Quellen: [8], [9], [19], [10]

2.2.7. Verzerrungen

Bei Verstärkung eines Signal mit einem OPV kommt es immer zu Verzerrungen des Signals durch den OPV. Der Grad an Verzerrungen hängt von verschiedenen Faktoren ab, die hier kurz beleuchtet werden sollen.

Verzerrungen durch Belastung

Die Endstufe eines realen OPV kann nur einen begrenzten Ausgangsstrom liefern. Wird ein OPV mit einer Komplementär-Endstufe stark belastet, kommt es zu erhöhten Übernahmeverzerrungen [20, S. 136]. Den typischen Spannungsverlauf solcher Verzerrungen zeigt Abbildung 2.7. Die Wahl des geringsten Lastwiderstandes hängt also davon ab, welcher Grad an Verzerrungen in der geplanten Schaltung erlaubt ist. Wird die erlaubte Belastung geringer gewählt, steigt das Rauschen beispielsweise durch das thermische Rauschen der erhöhten Gegenkopplungs-Widerstände. Die Auswahl der geringsten Last ist also ein Kompromiss zwischen Verzerrungen und Rauschen sowie weiteren Faktoren, wie z.B. den Kosten eines OPV mit hohem Ausgangsstrom [20, S. 136]. Einen Anhaltspunkt bezüglich der erlaubten Belastung liefert meist die Angabe *output drive capability* im Datenblatt des OPV. Zudem ist häufig ein Plot der Verzerrungen über der Frequenz bei bestimmten Lastwiderständen gegeben.

Verzerrungen durch Clipping

Die maximale Ausgangsspannung eines OPV ist begrenzt. Die höchstmögliche Ausgangsspannung liegt unterhalb der Versorgungsspannung und hängt vom Aufbau der Endstufe ab. Bei der häufig eingesetzten Komplementär-Endstufe wird die Amplitude des Signals durch die Sättigungsspannung $U_{CE, sat}$ zwischen Kollektor und Emitter der Ausgangstransistoren begrenzt [21]. Der maximale Betrag der Amplitude liegt daher um $U_{CE, sat}$ unter dem Betrag der Versorgungsspannung. Die Höhe der Sättigungsspannung ist abhängig vom Kollektorstrom. Für kleine Ströme unter $100 \mu\text{A}$ kann diese im Bereich von 5 mV bis 10 mV liegen, bei höheren Strömen hingegen bei einigen hundert mV [21]. Abbildung 2.8 zeigt das typische Aussehen eines Signals, das Verzerrungen durch Clipping aufweist. In Datenblättern wird die maximale Ausgangsspannung häufig als *Voltage output* V_{OUT} für verschiedene Lastwiderstände angegeben.

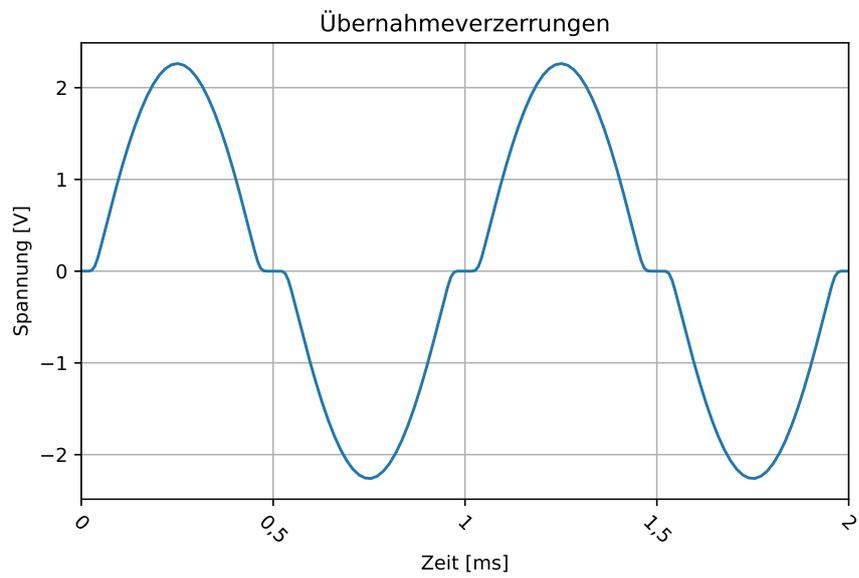


Abbildung 2.7.: Übernahmeverzerrungen

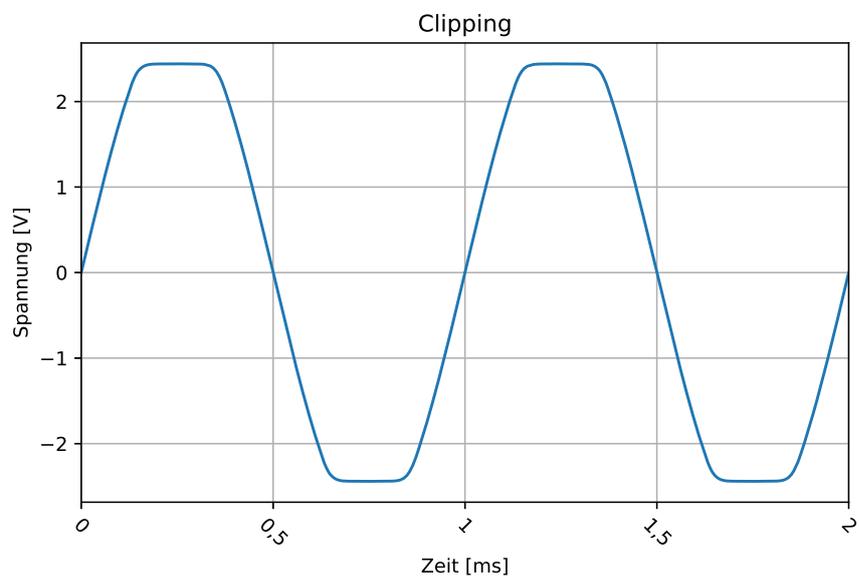


Abbildung 2.8.: Verzerrungen durch Clipping

Gleichtakt-Verzerrungen

Gleichtakt-Verzerrungen treten auf, wenn eine relativ hohe Gleichtaktspannung an den Eingängen des OPV anliegt [20, S. 136]. Bei Erhöhung des Quellwiderstands steigt der Anteil an Gleichtakt-Verzerrungen [20, S. 141]. Diese Art der Verzerrungen zeigt sich bei allen nicht invertierenden OPV-Schaltungen mit Gegenkopplung, da diese eine Gleichtaktspannung an den Eingangsklemmen aufweisen. Insgesamt ist der Beitrag der Gleichtakt-Verzerrungen zu den gesamten Verzerrungen eines OPV signifikant [20, S. 137]. Bei invertierender Beschaltung liegt keine Gleichtaktspannung an den Eingängen an, wodurch Gleichtakt-Verzerrungen kaum in Erscheinung treten.

Interne Verzerrungen

Auch unter Einhaltung aller Methoden zur Minimierung von Verzerrungen bei Verwendung eines OPV, treten intern entstehende Verzerrungen auf. Diese sind auch bei geringer Belastung vorhanden und können nur durch die Wahl eines verzerrungsärmeren OPV verringert werden [20, S. 135].

Im praktischen Aufbau kann der Grad an Verzerrungen höher liegen als im Datenblatt angegeben. Dies liegt meist in interner Instabilität und die dadurch verursachte Oszillationen im HF-Bereich begründet. Um diese Oszillationen zu verhindern, sollten die im Datenblatt empfohlenen Abblock-Kondensatoren so nah wie möglich am IC eingefügt werden [20, S. 135]. Des Weiteren kann die Stabilität eines OPV durch eine kapazitive Last gefährdet werden. Um dies zu verhindern, sollte die kapazitive Last nur über einen Isolationswiderstand getrieben werden [22].

2.3. Eigenschaften von Widerständen

2.3.1. Rauschen in Widerständen

Die zufällige Bewegung von Ladungsträgern in Materie verursacht ein Rauschen in Widerständen. Der resistive Part wirkt dabei als Quelle für thermisches Rauschen, welches auch Johnson Noise genannt wird [17, S. 35, 36]. Für die spektrale Rauschdichte gelten die Gleichungen 2.13 und 2.14 [17, S. 36]. Das Rauschen eines Widerstands wird

durch parasitäre Kapazitäten bandbegrenzt [20, S. 18]. Tabelle 2.4 zeigt die Rauschpegel einiger Widerstände bei einer Bandbreite von 22 kHz.

$$e_{n,R} = \sqrt{4kTRB} \quad (2.13)$$

$$i_{n,R} = \sqrt{\frac{4kTB}{R}} \quad (2.14)$$

$k = 1,38065 \cdot 10^{-23} \text{ VAsK}^{-1}$	Boltzmann Konstante
T [K]	Temperatur in Kelvin
R [Ω]	Widerstand in Ohm
B [Hz]	Bandbreite in Hz

Widerstand [Ω]	Rauschpegel [dBu]
1	-152,2
47	-135,5
100	-132,2
1 k	-122,2
1 M	-92,2

Tabelle 2.4.: Rauschpegel einiger Widerstände bei einer Temperatur von 25 °C und einer Bandbreite von 22 kHz, Quelle: [20, S. 18]

2.3.2. Verzerrungen in Widerständen

Reale Widerstände verursachen Verzerrungen durch nichtlineares Verhalten bei Anlegen einer Spannung. Ein wichtiger Parameter ist der Spannungskoeffizient eines Widerstands, welcher in *Parts per million (ppm)* angegeben wird. Diese Angabe sagt aus, um wie viel Millionstel sich der Widerstand bei einer angelegten Spannung von 1 Volt

ändert [23, S. 353]. Die Auswirkungen des Spannungskoeffizienten auf die Linearität zeigt Tabelle 2.5.

Spannungskoeffizient [ppm]	THD [%]
1	0,00019
3	0,00056
10	0,0019
30	0,0056
100	0,019

Tabelle 2.5.: Simulation der THD für einige Spannungskoeffizienten bei einem Eingangspegel von 20 dBu, Quelle: [23, S. 354]

Bei Dickschicht- und Dünnschicht-SMD-Widerständen wird die Nichtlinearität bei steigendem Widerstand größer. Ebenfalls größer wird die Nichtlinearität bei kleiner werdender Bauform [23, S. 354]. Insgesamt weisen Dickschicht-SMD-Widerstände eine größere Nichtlinearität auf als Dünnschicht-SMD-Widerstände [23, S. 354]. Weniger nichtlinear als die genannten SMD-Typen verhalten sich THT-Metallschichtwiderstände [23, S. 353]. Bei SMD-Widerständen kann das nichtlineare Verhalten durch die Reihenschaltung kleinerer Widerstandswerte vermindert werden [23, S. 354, 355].

2.4. Eigenschaften von Kondensatoren

2.4.1. Verzerrungen in Kondensatoren

Fällt an einem Kondensator Signalspannung ab, weist dieser nichtlineares Verhalten auf. Wird der Spannungsabfall gering gehalten, so sind die Nichtlinearitäten allerdings nicht mehr messbar [23, S. 359].

Eine ausführliche Messreihe verschiedenster Kondensatortypen wurde von Cyril Bateman durchgeführt. Es handelt sich hierbei um eine Artikelreihe, welche ausführlich die Messmethoden und Messergebnisse darlegt [24].

Koppelkondensatoren

Koppelkondensatoren formen zusammen mit der Eingangsimpedanz eines Verstärkers ein Hochpassfilter. Dies führt zu einem Signalspannungsabfall über dem Kondensator im Sperrbereich. Elektrolyt- und Polyester-Kondensatoren zeigen hier ein messbares nichtlineares Verhalten, welches durchaus mehr Verzerrungen generiert als ein OPV [23, S. 359], [20, S. 76, 81]. Wird der Koppelkondensator ausreichend groß gewählt, so fällt kaum Signalspannung an ihm ab und die Verzerrungen liegen nicht mehr im messbaren Bereich [20, S. 82, 83].

Kondensatoren in aktiven Filtern

In einem aktiven Filter fällt Signalspannung am Kondensator ab. Dies kann beispielsweise beim Hochpass zu Verzerrungen führen, wodurch unerwünschte Oberwellen im Durchlassbereich des Filters entstehen. Um diesen Effekt so gering wie möglich zu halten, muss ein Kondensator mit möglichst linearem Verhalten gewählt werden. Für diese Anwendung eignen sich Polystyren- und Polypropylen-Kondensatoren. Der Gehalt an Verzerrungen dieser Kondensatortypen ist nicht mehr messbar [23, S. 362, 363].

2.5. Rauschen

2.5.1. Weißes Rauschen

Ein mittelwertfreier Prozess mit einem konstanten Leistungsdichtespektrum und der der zweiseitigen Rauschleistungsdichte N_0 wird als weißes Rauschen bezeichnet. Für das Leistungsdichtespektrum gilt der Zusammenhang in Gl. 2.15 [25, S. 318]. Die Signalleistung pro Frequenzbandbreite ist also konstant [7, S. 12].

$$S_{xx}(\omega) = \frac{N_0}{2} \quad \forall \quad \omega \quad (2.15)$$

2.5.2. Rosa Rauschen, 1/f-Rauschen

Beim rosa Rauschen ist die Leistungsdichte umgekehrt proportional zur Frequenz [1, S. 9]. Die Signalleistung ist dabei pro relativem Frequenzintervall konstant [7, S. 12]. Die Steigung des Spannungsdichtespektrums des rosa Rauschens beträgt $\frac{1}{\sqrt{f}}$ [26]. Abbildung 2.9 zeigt das äquivalente Eingangs-Rauschspannungs-Dichtespektrum eines Verstärkers. Im unteren Frequenzbereich bis ca 100 Hz befindet sich die Region, in der das 1/f-Rauschen dominant ist. Die Steigung beträgt hier in etwa $\frac{1}{\sqrt{f}}$. Zu höheren Frequenzen flacht die Steigung gegen null ab und entspricht in guter Näherung der des weißen Rauschens.

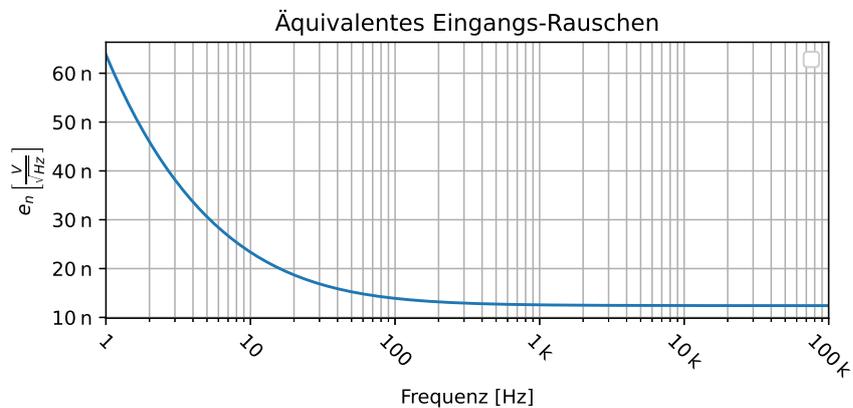


Abbildung 2.9.: Äquivalentes Eingangs-Rauschspannungs-Dichtespektrum eines Verstärkers mit 1/f-Rauschen und weißem Rauschen

2.5.3. Physikalische Rauschprozesse

Thermisches Rauschen, Johnson Noise

Beim thermischen Rauschen, auch Johnson Noise genannt, handelt es sich um ein weißes Rauschen. Alle Widerstände, wie auch resistive Anteile in Transistoren erzeugen thermisches Rauschen [20, S. 17]. Dies gilt auch für reale reaktive Bauteile wie Spulen, Kondensatoren und Transformatoren [20, S. 18]. Verursacht wird das thermische Rauschen durch Schwankungserscheinungen des Ladungstransports in elektronischen Bauelementen. Gitteratome übertragen ihre Bewegungsenergie auf

freie Leitungselektronen, sodass letztere eine unregelmäßige Bewegung ausführen [27, S. 584]. Weitere Einzelheiten zum thermischen Rauschen werden in Abschnitt 2.3.1 beschrieben.

Schrotrauschen, Shot Noise

Überwindet ein elektrischer Strom eine Potentialbarriere, bewirkt dies das sogenannte Schrotrauschen, auch Shot Noise genannt. Die Ladungsträger, die den Strom bilden, überqueren dabei einzeln und ungleichmäßig die Potentialbarriere. Es handelt sich um einen stochastischen Prozess [28]. Das Spannungs-Dichtespektrum des Schrotrauschens entspricht einem weißen Rauschen [20, S. 19]. Für den Rauschstrom gilt der Zusammenhang nach Gl. 2.16 [20, S. 19].

$$i_n = \sqrt{2qI_{dc}B} \quad (2.16)$$

$q = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$	Elementarladung
$I_{dc} [\text{A}]$	Mittelwert des Gleichstromes
$B [\text{Hz}]$	Bandbreite in Hz

Funkelrauschen, Flicker Noise

Das Funkelrauschen, auch Flicker Noise, ist eine Folge der Unvollkommenheit in Herstellungsprozessen von Bauelementen [20, S. 20]. Diese Art des Rauschens entsteht vorwiegend in integrierten Schaltungen, aber auch in einigen Widerstandstypen [20, S. 20]. Häufig tritt das Funkelrauschen bei großen Stromdichten bei nah aneinander liegenden Drahtbonden auf [29]. Im Frequenzbereich über 10 kHz ist das Funkelrauschen vernachlässigbar und wirkt sich vor allem bei sehr niedrigen Frequenzen aus [29]. Das Rauschspannungs-Dichtespektrum entspricht dem eines 1/f-Rauschens [20, S. 20, 21].

Burst Noise, Popcorn Noise

Kleine Spannungsänderungen, die in diskreten Stufen und zeitlich zufälligen Abständen auftreten, werden Burst Noise oder auch Popcorn Noise genannt. Meist finden die Spannungssprünge zwischen zwei oder drei diskreten Stufen statt. Diese Art des Rauschens findet sich hauptsächlich in integrierten Schaltungen. [20, S. 21].

2.5.4. Addition von Rauschquellen

Beim Rauschen handelt es sich um einen unkorrelierten Zufallsprozess. Die Amplituden der einzelnen Rauschquellen interferieren bei Überlagerung zufällig konstruktiv und destruktiv. Aufgrund der Unkorreliertheit werden die Quadrate der Rauschspannungen unter der Quadratwurzel gemäß Gl. 2.17 addiert [20, S. 21].

$$U_{n,ges} = \sqrt{U_{n1}^2 + U_{n2}^2 + \dots + U_{nk}^2} \quad (2.17)$$

Tabelle 2.6 zeigt den Beitrag einer zweiten Rauschquelle zum Gesamtrauschen. Es ist erkennbar, dass Quellen mit geringerem Rauschpegel nur kleine Beiträge zum Rauschen leisten. Ist der Pegel der zweiten Rauschquelle 6 dB unter dem Pegel der ersten Quelle, so liegt der Beitrag der zweiten Quelle bereits unter 1 dB. Bei einem Abstand der zweiten Rauschquelle von -20 dB ist der Beitrag mit 0,04 dB praktisch vernachlässigbar.

L_{n1} [dB]	L_{n2} [dB]	$L_{n,ges}$ [dB]
0	0	+3,01
0	-1	+2,54
0	-2	+2,12
0	-3	+1,76
0	-4	+1,46
0	-5	+1,19
0	-6	+0,97
0	-10	+0,41
0	-15	+0,14
0	-20	+0,04

Tabelle 2.6.: Beiträge einer Zweiten Rauschquelle zum Gesamtrauschen, Quelle: [20, S. 21]

2.5.5. Reihenschaltung von Rauschspannungsquellen

Wie bereits im letzten Abschnitt beschrieben, gilt für die Summation der Rauschspannungsquellen der Zusammenhang nach Gl. 2.17. Dies entspricht einer Reihenschaltung der Quellen. Für endlich viele Quellen mit der gleichen Rauschspannung gilt Gl. 2.18 [17, S. 37].

$$U_{n,ges} = U_n \sqrt{k} \quad (2.18)$$

mit $k =$ Anzahl der Quellen

2.5.6. Parallelschaltung von Rauschspannungsquellen

Den Zusammenhang für die Parallelschaltung von Rauschspannungsquellen zeigt Gl. 2.19 [17, S. 37]. Für die Parallelschaltung endlich vieler Quellen mit der gleichen Rauschspannung U_n gilt Gl. 2.20 [17, S. 38].

$$U_{n,ges} = \sqrt{\left(\frac{1}{U_{n1}^2} + \frac{1}{U_{n2}^2} + \dots + \frac{1}{U_{nk}^2}\right)^{-1}} \quad (2.19)$$

$$U_{n,ges} = \frac{U_n}{\sqrt{k}} \quad (2.20)$$

mit $k =$ Anzahl der Quellen

2.5.7. Reihenschaltung von Rauschstromquellen

Bei der Reihenschaltung von Rauschstromquellen werden die inversen Quadrate der Rauschströme addiert und dann invertiert. Die Quadratwurzel daraus ergibt den gesamten Rauschstrom. Es gilt Gl. 2.21 [17, S. 38].

$$I_{n,ges} = \sqrt{\left(\frac{1}{I_{n1}^2} + \frac{1}{I_{n2}^2} + \dots + \frac{1}{I_{nk}^2}\right)^{-1}} \quad (2.21)$$

Für Quellen mit dem gleichen Rauschstrom I_n gilt Gl. 2.22 [17, S. 39].

$$I_{n,ges} = \frac{I_n}{\sqrt{k}} \quad (2.22)$$

mit $k =$ Anzahl der Quellen

2.5.8. Parallelschaltung von Rauschstromquellen

Die Berechnung des gesamten Rauschstroms bei der Parallelschaltung von Rauschstromquellen erfolgt nach Gl. 2.23 [17, S. 38]. Für Quellen mit dem gleichen Rauschstrom I_n gilt Gl. 2.24 [17, S. 38].

$$I_{n, ges} = \sqrt{I_{n1}^2 + I_{n2}^2 + \dots + I_{nk}^2} \quad (2.23)$$

$$I_{n, ges} = I_n \sqrt{k} \quad (2.24)$$

mit $k = \text{Anzahl der Quellen}$

2.5.9. Noise-Gain

Die Verstärkung der äquivalenten Eingangs-Rauschspannung einer OPV-Schaltung wird als Noise-Gain bezeichnet. Zur Berechnung des Noise-Gains werden alle Rauschquellen, wie das Eigenrauschen des OPV und das thermische Rauschen des Quellwiderstands und der Gegenkopplungswiderstände zu einer äquivalenten Ersatz-Rauschquelle $U_{n, equi}$ zusammengefasst [30, S. 19]. Diese Rauschquelle liegt dabei per Definition am nicht invertierenden Eingang des OPV [30, S. 19]. Abbildung 2.10 zeigt das Ersatzschaltbild für den nicht invertierenden Verstärker (links) und den invertierenden Verstärker (rechts). Die Bauelemente selbst werden als rauschfrei angenommen.

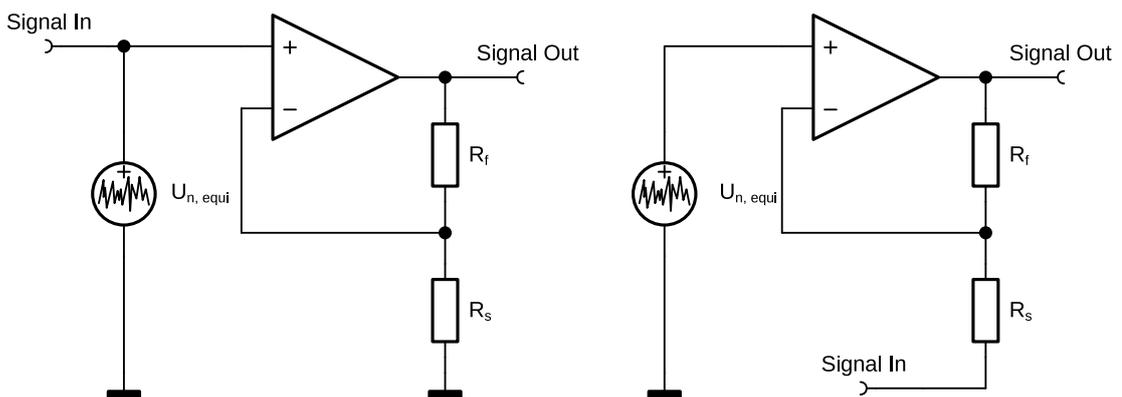


Abbildung 2.10.: Noise-Gain Ersatzschaltbild: Nicht invertierender Verstärker (links), invertierender Verstärker (rechts) [30, S. 20]

Das Ersatzschaltbild zeigt, dass die Ersatz-Rauschquelle $U_{n,ers}$ in beiden Schaltungen einen nicht invertierenden Verstärker sieht. Das Noise-Gain unterscheidet sich beim invertierenden Verstärker also von der Signalverstärkung. Für beide Schaltungen gilt das Noise-Gain nach Gl. 2.25 [30, S. 21].

$$A_{noise} = \frac{R_f}{R_s} + 1 \quad (2.25)$$

Für die Rauschspannung am Ausgang einer Operationsverstärkerschaltung gilt Gl. 2.26 [30, S. 23].

$$U_{n,out} = U_{n,eqi} \cdot A_{noise} \quad (2.26)$$

2.6. Die Eingangsimpedanz eines Differenzverstärkers

Bei der Eingangsimpedanz eines Differenzverstärkers muss zwischen zwei Fällen unterschieden werden: Im ersten Fall wird der Differenzverstärker von einer nicht erdfreien Signalquelle angesteuert. In diesem Fall liegen an Klemme U_{in-} und U_{in+} in Abbildung 2.11 jeweils eine massebezogene Spannungsquelle. Der zweite Fall bildet die Ansteuerung mit einer erdfreien Quelle. Hier liegt eine Quelle ohne Massebezug zwischen den beiden Eingangsklemmen.

2.6.1. Nicht erdfreie Signalquelle

Für den Eingangswiderstand der Schaltung in Abbildung 2.11 gilt Gl. 2.27 [31].

$$R_{in} = \frac{U_{in}}{I_{in}} \quad (2.27)$$

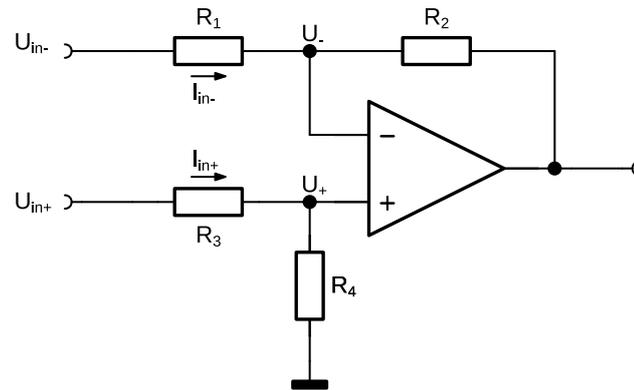


Abbildung 2.11.: Differenzverstärker

Am nicht invertierenden Eingang sieht die Quelle R_3 und R_4 als Reihenschaltung, sodass sich für die Eingangsimpedanz an diesem Eingang der Zusammenhang nach Gl. 2.28 [31] ergibt.

$$R_{in+} = R_3 + R_4 \quad (2.28)$$

Beim idealen Operationsverstärker beträgt die Spannungsdifferenz zwischen den Eingangsklemmen 0, sodass Gl. 2.29 [31] gilt.

$$U_+ = U_- \quad (2.29)$$

R_3 und R_4 bilden am nicht invertierenden Eingang einen Spannungsteiler, sodass für die Spannung U_+ die Beziehung nach Gl. 2.30 [31] gültig ist.

$$U_+ = U_{in+} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (2.30)$$

Der Eingangsstrom am invertierenden Eingang wird durch Gl. 2.31 [31] beschrieben.

$$I_{in-} = \frac{U_{in-} - U_-}{R_1} \quad (2.31)$$

Durch Einsetzen der Gl.2.31 [31] in Gl. 2.27 folgt für die Eingangsimpedanz am invertierenden Eingang die Beziehung in Gl 2.32. [31]

$$R_{in-} = \frac{U_{in-}}{I_{in-}} = \frac{R_1}{1 - \frac{U_-}{U_{in-}}} \quad (2.32)$$

Gl. 2.30 in Gl. 2.32 eingesetzt ergibt Gl. 2.33 für die die Eingangsimpedanz am invertierenden Eingang [31].

$$R_{in-} = \frac{U_{in-}}{I_{in-}} = \frac{R_1}{1 - \frac{R_4}{R_3+R_4} \cdot \frac{U_{in+}}{U_{in-}}} \quad (2.33)$$

Da bei der symmetrischen Signalübertragung die Spannungen U_{in+} und U_{in-} den gleichen Betrag haben, aber einen Phasenunterschied von 180° aufweisen, gilt für das Verhältnis der Spannungen Gl 2.34 [31].

$$\frac{U_{in+}}{U_{in-}} = -1 \quad (2.34)$$

Das Einsetzen von Gl. 2.34 in Gl. 2.33 ergibt den Eingangswiderstand des Differenzverstärkers für symmetrische Signale in Gl. 2.35 [31].

$$R_{in-} = \frac{R_1}{1 + \frac{R_4}{R_3+R_4}} \quad (2.35)$$

Wählt man $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, beträgt der Eingangswiderstand am invertierenden Eingang nur $\frac{1}{3}$ des Eingangswiderstands am nicht invertierenden Eingang [31].

2.6.2. Erdfreie Signalquelle

Im Falle der Ansteuerung mit einer erdfreien Signalquelle gilt für den Eingangswiderstand der Schaltung Gl. 2.36 [32, S. 47]. Die Spannungen U_+ und U_- sind gleich und liegen auf dem virtuellen Masse-Potential. Die erdfreie Spannungsquelle sieht also R_1 und R_3 als Reihenschaltung.

$$R_{in} = R_1 + R_3 \quad (2.36)$$

2.7. Verwendete Software

2.7.1. LTspice

LTspice ist eine kostenlos verfügbare Software zur Simulation von elektronischen Schaltungen. Wie der Name impliziert, basiert LTspice auf SPICE und wurde ursprünglich vom ehemaligen Halbleiterhersteller Linear Technology entwickelt. Der erste Release fand im Oktober 1999 statt, die neuste Version 17.1.9 wurde am 8. Juni 2023 veröffentlicht [33]. Die Software stellt einen Schaltplaneditor zur Eingabe der Schaltung, sowie einen Waveform-Viewer zur Ansicht der Simulationsergebnisse zur Verfügung. Durch die Kompatibilität zu SPICE können sowohl mitgelieferte als auch von verschiedenen Herstellern bereitgestellte Simulationsmodelle verwendet werden. Die möglichen Simulationen zeigt Tabelle 2.7.

Simulation	Beschreibung
Transient	Ströme und Spannungen im Zeitbereich
AC Analysis	Kleinsignal-Übertragungsverhalten für Sinussignale
DC Sweep	Gleichspannungssimulation mit variablen Quellen
Noise	Simulation des Rauschspannungs-Dichtespektrums
DC Transfer	Berechnung der DC-Übertragungsfunktion
DC op pnt	Gleichspannungs-Arbeitspunkte

Tabelle 2.7.: Mögliche Simulationen in LTspice

Zusätzlich kann in LTspice mit den Simulationsergebnissen eine breite Auswahl an Parametern berechnet werden. Beispielsweise können Impedanzen, THD, THD+N und das Integral des Rauschspannungs-Dichtespektrums berechnet werden. Außerdem kann in der AC-Analyse das Fourierspektrum mittels FFT dargestellt werden. Alle Simulationen in dieser Arbeit wurden mit LTspice durchgeführt.

2.7.2. Python

Python ist eine universelle Programmiersprache, welche objektorientiert, aspektorientiert, aber auch funktional programmiert werden kann [34]. Die erste Version erschien am 20. Februar 1991, die aktuellste Version 3.11.4 am 7. Juni 2023 [34]. Entwickelt wird die Sprache gemeinschaftsbasiert, gestützt durch die gemeinnützige Python Software Foundation. Die in der Arbeit genutzten Bibliotheken sind in Tabelle 2.8 aufgelistet.

Bibliothek	Beschreibung
pandas	schnelle, flexible, umfangreiche und leicht zu bedienende Funktionen zur Datenverarbeitung
numpy	Funktionen zur Handhabung von Vektoren, Matrizen und Arrays sowie zu numerischen Berechnungen
math	Mathematische, durch den C Standard definierte Funktionen
matplotlib	Funktionen zum Erstellen statischer, animierter und interaktiver Plots
PyLTSpice	Toolchain von Python-Utilities zur Steuerung und zum Auslesen von Simulationen in LTspice

Tabelle 2.8.: Verwendete Python Bibliotheken

Alle Plots in dieser Arbeit werden mit Python unter der Verwendung der Bibliothek *matplotlib* erstellt.

2.7.3. KiCad

KiCad ist ein ECAD-Programmpaket, welches frei verfügbar ist. Die neuste KiCad Version 7.0.5 erschien am 28. Mai 2023, die erste Version im Jahr 1992 [35]. Verwendet wird das Programmpaket zur Entwicklung von Leiterplatten und stellt hierzu einen Schaltplan-Editor, eine umfangreiche Symbolbibliothek sowie Footprints zur Verfügung. Des Weiteren sind ein Platinenlayout-Editor sowie ein Programm zur Ansicht der Fertigungsdateien vorhanden. Im Platinenlayout-Editor ist zusätzlich eine 3D-Ansicht eines Modells der Platine möglich. Das gesamte Softwarepaket aus dem sich KiCad zusammensetzt, zeigt Tabelle 2.9.

Programm	Beschreibung
KiCad	Projektverwaltung
EESchema	Schaltplan-Editor
PCBnew	Platinenlayout-Editor
Gerbview	Ansicht der Fertigungsdateien
Schematic library editor	Erstellung und Bearbeitung von Schaltplansymbolen
PCB footprint editor	Erstellung und Bearbeitung von Footprints
CVpcb	Verknüpfung der Schaltplansymbole mit Footprints
PCB Calculator	Sammlung kleiner Berechnungswerkzeuge für Elektronik und Platinendesign
PL-Editor	Bearbeitung des Zeichnungsrahmens
Bitmap2component	Werkzeug zum Erstellen von Footprints aus Bitmaps (experimentell)

Tabelle 2.9.: KiCad Softwarepaket [35]

Alle Schaltpläne in dieser Arbeit werden mit KiCad erstellt. Auch die Platine wird mit KiCad entwickelt.

3. Anforderungen

Die Anforderungen an die zu entwickelnde Schaltung werden aus drei Bereichen abgeleitet. Das menschliche Gehör und das daraus folgende Audioband bildet den ersten Bereich. Da die Schaltung als Teil eines Messgeräts an Messobjekte aus den Bereichen Tonstudioteknik und Musikelektronik angeschlossen werden soll, ergeben sich gewisse Forderungen an den Eingang der Schaltung. Dies stellt den zweiten Bereich dar. Am Ausgang der zu entwickelnden Eingangsschaltung soll ein Analog-Digital-Wandler zur Erfassung der Messdaten eingesetzt werden. Die technischen Daten des Wandlers geben die maximal erreichbaren Kennwerte wie z.B. die THD+N des Gesamtsystems vor. Aus diesem dritten Bereich werden die übrigen Forderungen an die Schaltung abgeleitet.

3.1. Bandbreite

Die geforderte Bandbreite lässt sich aus dem Hörbereich des menschlichen Gehörs ableiten. Der Hörbereich umfasst Frequenzen von 16 Hz bis 20 kHz [36, S. 121]. Für die Messung des Klirrfaktors bei einem Eingangssignal mit einer Frequenz 20 kHz, ist allerdings eine höhere Bandbreite nötig. Da der zu verwendende AD-Wandler bei einer Samplerate $f_s = 192$ kHz ein internes steiles Tiefpassfilter bei einer Frequenz von $\frac{f_s}{2}$ aufweist, können auch nur die Oberwellen bis maximal $\frac{f_s}{2}$ erfasst werden. Trotz der hohen Steilheit, dämpft das Filter schon in einem kleinen Frequenzbereich unterhalb von $\frac{f_s}{2}$. Um eine möglichst unverfälschte Erfassung der Oberwellen zu ermöglichen, wird die Nenn-Bandbreite der Schaltung auf 80 kHz festgelegt. Mit dieser Bandbreite kann bis zur vierten Harmonischen gemessen werden. Es soll daher die Forderung in Gl 3.1 gelten.

$$B = 80 \text{ kHz} \quad (3.1)$$

3.2. Eingangsimpedanz

Die zu messenden Geräte sollen durch die Eingangsschaltung nicht zu stark belastet werden. Da bei der Signalübertragung im Bereich der Tonstudioteknik und Musikelektronik Spannungsanpassung angewendet wird, muss die Eingangsimpedanz groß genug gewählt werden. Üblicherweise können Geräte aus der Tonstudioteknik Lasten unter $1 \text{ k}\Omega$ treiben. Bei Musikelektronik ist dies nicht der Fall. Hier sind die Geräte meist für eine Last über $1 \text{ k}\Omega$, z.B. $10 \text{ k}\Omega$ ausgelegt. Die zu entwickelnde Schaltung soll daher in der festgelegten Bandbreite einen Eingangsscheinwiderstand von mindestens $100 \text{ k}\Omega$ erreichen.

$$Z_{in} \geq 100 \text{ k}\Omega \quad (3.2)$$

3.3. Symmetrischer Eingang

Da in der Tonstudioteknik die symmetrische Signalübertragung als Standard gilt, soll die Schaltung einen symmetrischen Eingang haben. Der Eingang soll auch mit einem unsymmetrischen Messobjekt kompatibel sein.

3.4. Eingangspegel

Der internationale Studiopegel von 4 dBu und der ARD Studiopegel von 6 dBu sollen von der Schaltung optimal verarbeitet werden können. Um den Anwendungsbereich zu vergrößern, soll die Schaltung auch bei niedrigerem und höherem Eingangspegel optimal arbeiten. Insgesamt soll ein Bereich von -40 dBu bis $+40 \text{ dBu}$ abgedeckt werden.

$$L_{u_{in}, min} = -40 \text{ dBu} \quad (3.3)$$

$$L_{u_{in}, max} = +40 \text{ dBu} \quad (3.4)$$

3.5. Ausgangspegel

Die Höhe des maximalen Ausgangspegels wird durch den Full-Scale-Pegel des AD-Wandlers PCM4220 bestimmt. Der Full-Scale-Pegel beträgt 8,15 dBu [37], was einer Spannung von $5,6 V_{pp}$ entspricht. Um eine Aussteuerungsreserve des Wandlers beizubehalten, wird der Ausgangspegel der Schaltung bei Vollaussteuerung auf 6 dBu festgelegt. Dies führt zu einer Aussteuerungsreserve von 2,15 dB.

$$L_{u_{out}, nenn} = 6 \text{ dBu} \quad (3.5)$$

3.6. THD+N

Die maximal erlaubte THD+N wird ebenfalls von den Parametern des PCM4220 bestimmt. Die Kennwerte des AD-Wandlers zeigt Tabelle 3.1.

Bandbreite	f_s [kHz]	Eingangspegel [dBFS]	THD+N [dB]
22 Hz ... 20 kHz	48	-1	-108
22 Hz ... 40 kHz	96	-1	-108
22 Hz ... 80 kHz	192	-1	-106

Tabelle 3.1.: THD+N des AD-Wandlers PCM4220, $f = 997$ Hz, Quelle: [37]

Die sich daraus ergebenden Anforderungen zeigt Tabelle 3.2.

Bandbreite	THD+N [dB]
22 Hz ... 20 kHz	< -108
22 Hz ... 40 kHz	< -108
22 Hz ... 80 kHz	< -106

Tabelle 3.2.: Geforderte THD+N bei $f = 997$ Hz und $L_e = 1,15$ dBu

3.7. Dynamikbereich

Wie auch die THD+N, wird der geforderte Dynamikbereich der Schaltung aus den Daten des PCM4220 abgeleitet. Diese Daten zeigt Tabelle 3.3. Bei den Parameterangaben handelt es sich um die unbewerteten Messwerte. Die mit einem A-Bewertungsfilter gemessenen Kennwerte werden aufgrund der in Abschnitt 2.1.7 beschriebenen Verfälschung nicht herangezogen.

Bandbreite	f_s [kHz]	Eingangsspegel [dBFS]	Dynamikbereich [dB]
22 Hz ... 20 kHz	48	-60	121
22 Hz ... 40 kHz	96	-60	118
22 Hz ... 80 kHz	192	-60	112

Tabelle 3.3.: Dynamikbereich des AD-Wandlers PCM4220, Quelle: [37]

Der Dynamikbereich der Schaltung soll größer als der des AD-Wandlers sein. Die genauen Forderungen zeigt Tabelle 3.4.

Bandbreite	Dynamikbereich [dB]
22 Hz ... 20 kHz	> 121
22 Hz ... 40 kHz	> 118
22 Hz ... 80 kHz	> 112

Tabelle 3.4.: Anforderungen an den Dynamikbereich

3.8. Filter

Im Datenblatt wird ein Anti-Aliasing-Filter erster Ordnung als Minimalforderung angegeben [37]. Um eventuelle hochfrequente Störungen ausreichend zu unterdrücken, soll das Anti-Aliasing-Filter der Schaltung mindestens ein Filter zweiter Ordnung sein.

3.9. Fehlspannung am Ausgang der Schaltung

Die Amplitude der Ausgangsspannung der Schaltung schwankt um die Referenzspannung U_{ref} , welche vom AD-Wandler bereitgestellt wird. Aufgrund der in Abschnitt 2.2.3 beschriebenen äquivalenten Eingangsfehlspannung kommt es zu einer Fehlspannung am Ausgang der Analogschaltung. Dies führt zu einer unerwünschten Verfälschung der zu messenden Spannung am Eingang des AD-Wandlers. Daher soll die Fehlspannung am Ausgang kleiner als die Spannung U_{LSB} des untersten Bits sein. Da die THD+N des Wandlers mit -108 dB angegeben wird [37], wird von 18 effektiven Bits ausgegangen [20, S. 134]. Die Spannung U_{LSB} beträgt daher ca. $15,11 \mu\text{V}$. Die resultierende Forderung zeigt Gl. 3.6.

$$U_o < 15,11 \mu\text{V} \quad (3.6)$$

4. Design

4.1. Konzept

Zu Beginn der Schaltungsentwicklung wird zunächst ein Konzept entwickelt, welches die notwendigen Schaltungsblöcke enthält, sodass die Anforderungen erfüllt werden können. Insgesamt werden hierzu zwei Entwürfe erarbeitet.

4.1.1. Erster Entwurf

Den ersten Entwurf des Konzepts zeigt Abbildung 4.1. Die Schaltung ist hier in fünf Blöcke aufgeteilt.

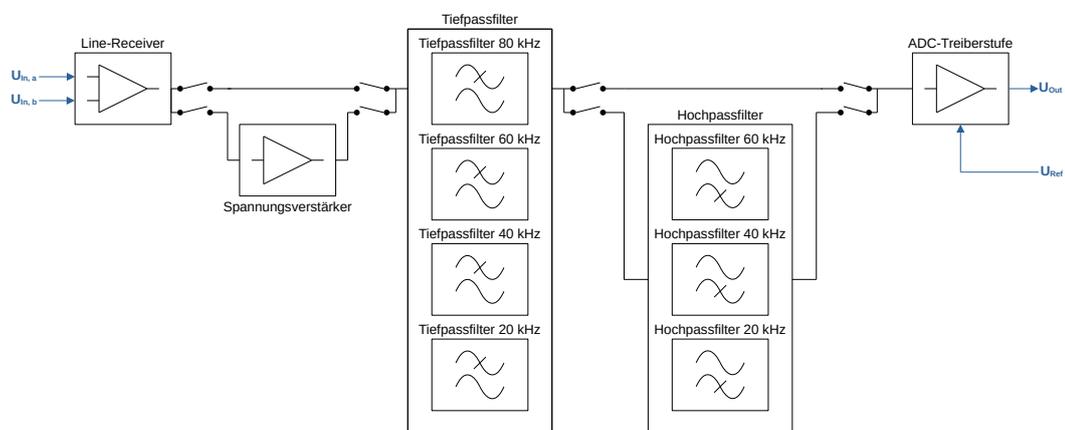


Abbildung 4.1.: Erster Entwurf

Der Line-Receiver stellt den ersten Block dar. In diesem wird das anliegende symmetrische Signal in ein unsymmetrisches, massebezogenes Signal umgewandelt. Des

Weiteren verfügt der Line-Receiver über eine ausreichend hohe Eingangsimpedanz von über 100 k Ω , wie in Abschnitt 3.2 gefordert. Dadurch wird die Quelle der Signalspannung nur gering belastet. Die Verstärkung des Line-Receiver beträgt 0 dB.

Den zweiten Block bildet ein rausch- und klirrarmer Spannungsverstärker. Für Eingangssignale mit einem Pegel von -10 dBu und niedriger, stellt dieser Verstärker eine Spannungsverstärkung bereit. Diese liegt im Bereich von 10 dB bis 40 dB und ist in 10dB-Schritten schaltbar. Wird keine Verstärkung benötigt, kann der Verstärker aus der Signalkette herausgeschaltet werden.

Die Tiefpass-Filter bilden den dritten Block. Der 80-kHz-Tiefpass stellt das standardmäßige Filter für breitbandige Messungen dar und dient neben der Begrenzung des Rauschens auch als Anti-Aliasing-Filter für den AD-Wandler. Insgesamt enthält der Schaltungsblock vier Tiefpass-Filter mit den Grenzfrequenzen 20 kHz, 40 kHz, 60 kHz und 80 kHz. Diese Filter können zusammen mit den entsprechenden Hochpass-Filtern, welche den vierten Schaltungsblock bilden, genutzt werden, um eine Bandpasscharakteristik zu erreichen. Hierzu werden die Tief- und Hochpassfilter durchgeschaltet, sodass sich stets eine Bandbreite von 20 kHz ergibt. Die nutzbaren Bänder zeigt Tabelle 4.1.

f_g Hochpass [kHz]	f_g Tiefpass [kHz]	Bandbreite [kHz]
/	20	20
20	40	20
40	60	20
60	80	20
/	80	80

Tabelle 4.1.: Bandbegrenzung durch Filter

Durch die Begrenzung der Bänder soll die Rauschleistung reduziert werden, sodass bei einer Klirrfaktormessung auch Oberwellen mit kleiner Amplitude erfasst werden können.

Der fünfte und letzte Block ist die ADC-Treiberstufe. Diese arbeitet als Impedanzwandler und stellt für den AD-Wandler eine niederohmige Signalquelle dar. Damit die Ausgangsspannung der Treiberstufe im für den AD-Wandler nutzbaren Spannungs-

4. Design

bereich liegt, wird die Referenzspannung U_{Ref} in diesem Schaltungsblock auf die Signalspannung addiert.

Der beschriebene Entwurf wird aus verschiedenen Gründen nicht realisiert. Das erste Problem stellt die Kombination aus Line-Receiver und Spannungsverstärker dar. Hier verstärkt der Spannungsverstärker das Rauschen des Line-Receiver mit. Das führt bei hohen Verstärkungen zu keinem zufriedenstellenden Signal-Rausch-Abstand, auch wenn der Spannungsverstärker an sich extrem rauscharm ist. Der Line-Receiver stellt in diesem Entwurf die dominante Rauschquelle dar. Das zweite Problem entsteht durch die Reihenschaltung von zwei Filtern zur 20-kHz-Bandbegrenzung. Die simulierten Filterpaare erzeugen mehr Rauschen, als durch Bandbegrenzung herausgefiltert wird. Der Signal-Rauschabstand wird also in diesem Fall nicht vergrößert. Abgesehen von der fraglichen Sinnhaftigkeit der Filter, führen diese zu einem hohen Schaltungsaufwand. Aus diesem ergeben sich hohe Kosten, welche das dritte Problem dieses Entwurfs sind. Durch die genannten Probleme ergab sich die Notwendigkeit, einen zweiten Entwurf zu erarbeiten.

4.1.2. Zweiter Entwurf

Abbildung 4.2 zeigt den zweiten Entwurf. Auffällig ist, dass das Konzept nur drei statt fünf Schaltungsblöcke enthält und nur über ein einziges 80-kHz-Tiefpassfilter verfügt.

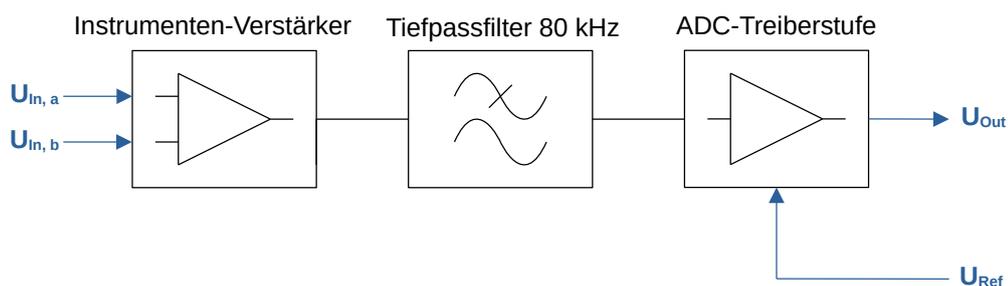


Abbildung 4.2.: Zweiter Entwurf

Der erste Block, der Instrumenten-Verstärker (INA), stellt für die Signalspannungs-Quelle eine ausreichend hohe Eingangsimpedanz von über $100\text{ k}\Omega$ gemäß der Forderung in Abschnitt 3.2 dar. Außerdem stellt der INA eine Spannungsverstärkung für Signale mit einem Pegel von -10 dBu und niedriger bereit und wandelt die symmetrische Eingangsspannung in eine unsymmetrische, massebezogene Spannung um. Die Verstärkung liegt, wie im ersten Entwurf, im Bereich von 10 dB bis 40 dB und ist in 10 dB -Schritten schaltbar. Der große Vorteil dieser Schaltung liegt darin, dass nur das äquivalente Eingangsrauschen des INA verstärkt wird und nicht das Rauschen eines vorhergehenden Line-Receiver. Tabelle 4.2 zeigt die Überlegenheit des INA bezüglich des Rauschens. Für die rechte Spalte wird der INA als Line-Receiver mit einer Verstärkung von 0 dB geschaltet und ein rauscharmer Spannungsverstärker nachgeschaltet. In der ersten Zeile wird der Spannungsverstärker aus der Schaltung entfernt. Die Rauschwerte stammen aus einer Simulation mit LTspice.

Verstärkung [dB]	$L_{n, INA}$ [dBu]	$L_{n, Rec}$ [dBu]
0	$-112,42$	$-112,42$
10	$-108,54$	$-102,04$
20	$-101,68$	$-92,31$
30	$-92,50$	$-82,52$
40	$-82,89$	$-73,46$

Tabelle 4.2.: Vergleich der Rauschspannungen am Ausgang bei 100 kHz Bandbreite, links: INA, rechts: Line-Receiver mit Spannungsverstärker, Simulation

Der Entwurf enthält als zweiten Block ein 80-kHz -Tiefpassfilter. Dieses Filter dient zur Bandbegrenzung des Rauschens und als Anti-Aliasing-Filter. Durch die Verwendung nur eines Filter, kann die Schaltung so ausgelegt werden, dass das Rauschen bei einer Bandbreite von 80 kHz unter dem Rauschen eines Bandpassfilters mit einer Bandbreite von 20 kHz liegt. Die ADC-Treiberstufe entspricht der Stufe im ersten Entwurf.

4.2. Auswahl der Bauteile

4.2.1. Operationsverstärker

Die zu entwickelnde Schaltung soll mit Operationsverstärkern aufgebaut werden. Um die Anforderungen bezüglich des Rauschens und der Verzerrungen zu erfüllen, müssen die verwendeten OPV sorgfältig ausgewählt werden. Parametrische Suchen auf den Webseiten der Hersteller und auf den Webseiten verschiedener Händler ergaben die Auswahl in Tabelle 4.3. Die Bedingungen, unter welchen die Angaben des THD+N in den Datenblättern erfolgen, zeigt Tabelle 4.4.

Es ist zu erkennen das der LT1028 mit $0,85 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$ die geringste äquivalente Eingangs-Rauschspannungsdichte aufweist. Die kleinste äquivalente Eingangs-Rauschstromdichte von $6 \frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}}$ weist der OPA1656 auf. Dies liegt darin begründet, dass der OPA1656 als einziger OPV in der Auswahl eine FET-Eingangsstufe hat. Außerdem ist der OPA1656 der kostengünstigste OPV dieser Zusammenstellung. Die geringste THD+N ist mit weniger als -124 dB beim OPA1612 zu finden.

	OPA1612	OPA1656	AD797	LT1028
$e_n \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] (1 \text{ kHz})$	1,1	2,9	0,9	0,85
$i_n \left[\frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] (1 \text{ kHz})$	1,7	0,006	2,0	1,00
THD+N [dB]	< -124	-120	-120	/
Preis ¹ [€]	7,19	2,64	12,94	12,88

Tabelle 4.3.: Erster Vergleich der Operationsverstärker, Quellen: [8], [9], [10]

Bedingungen der THD+N Angaben	
OPA1612	$U_{out} = 3 V_{rms}, R_L = 600 \Omega, f = 20 \text{ kHz}, B = 80 \text{ kHz}$
OPA1656	$U_{out} = 3,5 V_{rms}, R_L = 600 \Omega, f = 20 \text{ kHz}, B = 80 \text{ kHz}$
AD797	$U_{out} = 3 V_{rms}, R_L = 1 \text{ k}\Omega, f = 20 \text{ kHz}$

Tabelle 4.4.: Bedingungen der THD+N Angaben, Quellen: [8], [9], [10]

4. Design

Aufgrund der hohen Preise des AD797 und des LT1028, scheiden diese bei der Auswahl aus.

Im Folgenden findet ein Vergleich zwischen dem OPA1612 und dem OPA1656 statt. Hierzu wird der Schaltungsaufbau nach Abbildung 4.3 mit beiden OPV in LTspice simuliert

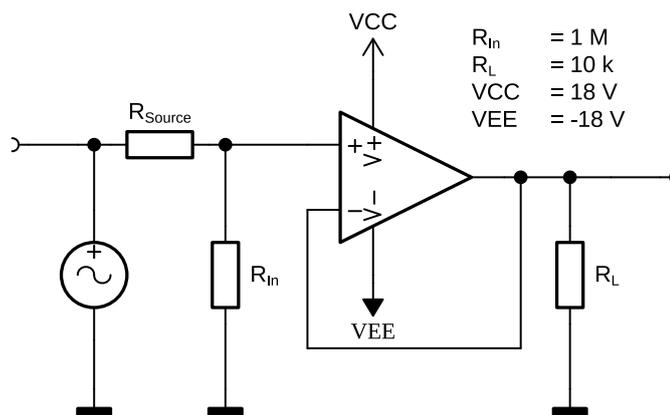


Abbildung 4.3.: Spannungsfolger Simulation

Abbildung 4.4 zeigt das simulierte Spektrum der äquivalenten Rauschspannungsdichte e_n am Eingang eines OPA1612 mit der obigen Beschaltung. Der obere Plot zeigt das Spektrum bei variierender, kleiner Quell-Impedanz. Es ist zu erkennen, dass sich die e_n bei steigender Quell-Impedanz erhöht. Hierfür gibt es zwei Gründe: Zum einen steigt das thermische Rauschen des Quellwiderstandes bei steigendem Widerstand, zum anderen führt der äquivalente Eingangs-Rauschstrom des OPV zu einem zusätzlichen Abfall einer Rauschspannung am Quellwiderstand (vgl. Abschnitt 2.2.5). In dieser Größenordnung des Quellwiderstands ist die e_n des OPV selbst die dominante Rauschquelle. Der untere Plot in Abbildung 4.4 zeigt das Verhalten bei höheren Quell-Impedanzen. In diesem Bereich steigt die e_n der Schaltung in den μV -Bereich. Die Dominante Rauschquelle ist bei hoher Quellimpedanz die durch den äquivalenten Eingangs-Rauschstrom des OPV erzeugte Rauschspannung am Quellwiderstand. Wie rauscharm ein mit einem OPA1612 aufgebauter Verstärker ist, hängt also vom Quellwiderstand ab.

¹Quelle: www.mouser.de, erste Preisstufe, zuletzt abgerufen am 08.08.2023

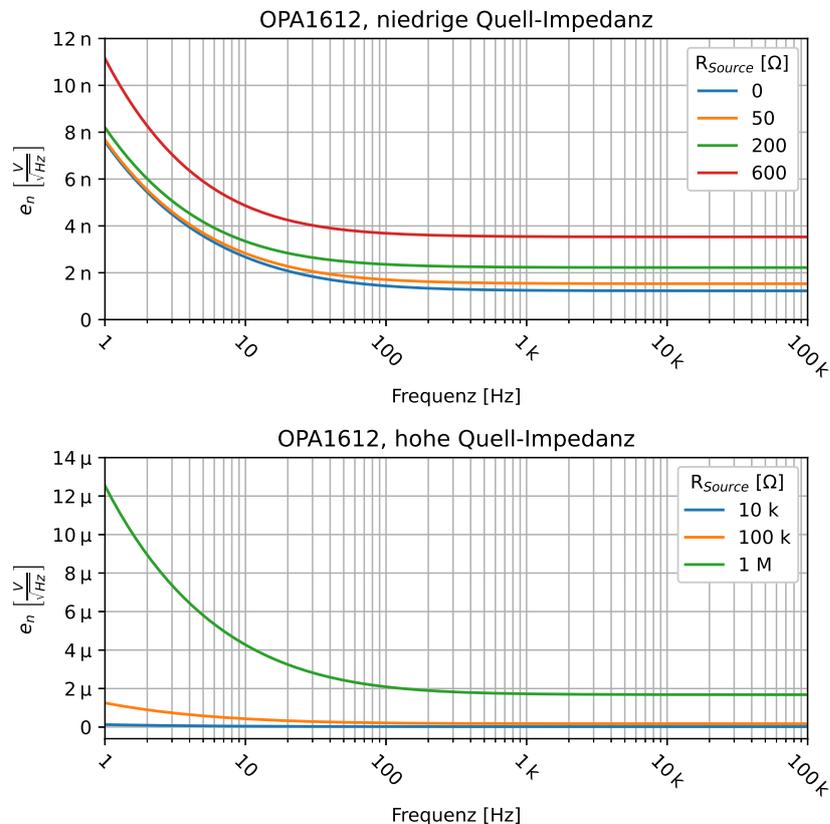


Abbildung 4.4.: Äquivalente Eingangs-Rauschspannungs-Dichte eines Spannungsfolgers mit einem OPA1612, Simulation

Das simulierte Spektrum der e_n der Schaltung mit einem OPA1656 zeigt Abbildung 4.5. Im oberen Plot für niedrige Quell-Impedanzen liegen die Kurven aufeinander. In diesem Fall ist eine Abhängigkeit der e_n vom Quellwiderstand kaum gegeben. Dies liegt in dem niedrigen äquivalenten Eingangs-Rauschstrom von 6 fA begründet. Die dominante Rauschquelle ist hier die e_n des OPV selbst. Im unteren Plot sind die Ergebnisse bei hohen Quellimpedanzen zu sehen. Hier zeigt sich wieder eine durch den äquivalenten Eingangs-Rauschstrom hervorgerufene Abhängigkeit vom Quellwiderstand. Diese fällt aber deutlich geringer aus, als beim OPA1612. Tabelle 4.5 zeigt die Simulationsergebnisse der e_n für die Schaltung mit beiden OPV bei 1 kHz. Es zeigt sich, dass der OPA1612 bezüglich des Rauschens dem OPA1656 bei geringen

Quellwiderständen überlegen ist. Bei höheren Quellwiderständen ist die Verwendung des OPA1656 sinnvoll, da dieser hier geringere Rauschwerte liefert.

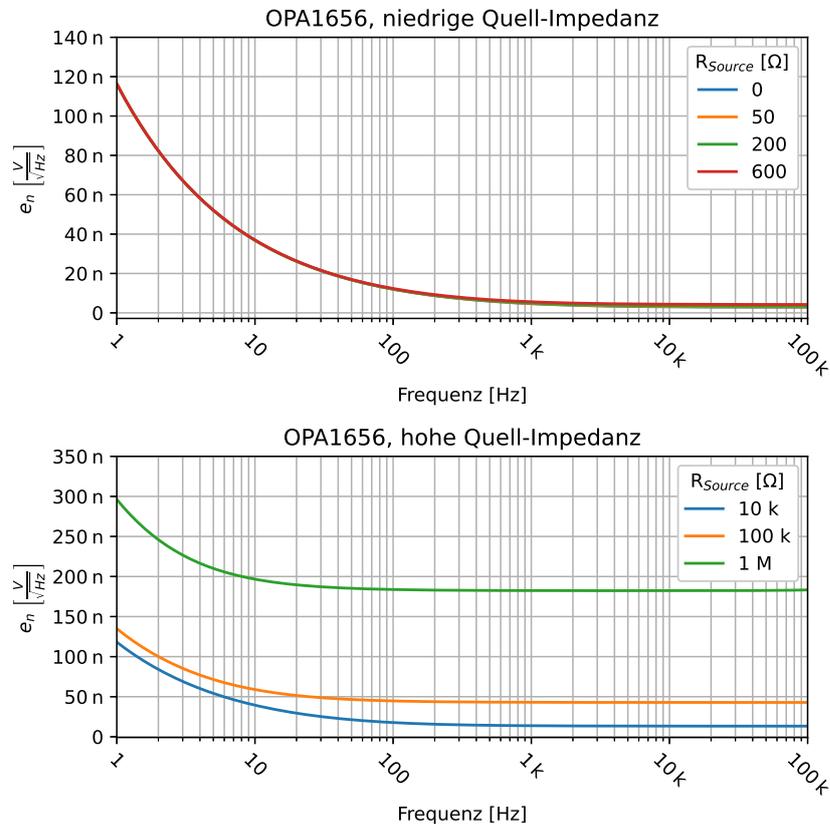


Abbildung 4.5.: Äquivalente Eingangs-Rauschspannungs-Dichte eines Spannungsfolgers mit einem OPA1656, Simulation

Da die zu entwickelnde Schaltung auf die Messung von Tonstudioteknik und Musikelektronik ausgelegt wird, soll der OPA1612 eingesetzt werden. Die Quell-Impedanzen liegen im Bereich der Tonstudioteknik meist unter 100Ω . Lediglich Mikrofone haben häufig eine Innen-Impedanz von 200Ω . Die immernoch häufig eingesetzte, mit Röhren aufgebaute Studioteknik aus den 1950er und 1960er Jahren kann zudem eine Innen-Impedanz von 600Ω aufweisen. Bei Musikelektronik ist ebenfalls häufig eine niedrige Innen-Impedanz gegeben, da es sich bei den Ausgangsstufen oft um diskrete Emitterfolger, diskrete Komplementär-Endstufen oder OPV-Schaltungen

handelt. Für Messungen an Verstärkerstufen mit hoher Innen-Impedanz ist ein OPV mit einer FET-Eingangsstufe, wie z.B. der OPA1656 vorzuziehen.

$R_{Source} [\Omega]$	$e_n \left[\frac{V}{\sqrt{Hz}} \right]$	
	OPA1612	OPA1656
0	1,25 n	4,63 n
50	1,55 n	4,72 n
200	2,24 n	4,97 n
600	3,55 n	5,60 n
10 k	21,52 n	13,76 n
100 k	176,82 n	100,20 n
1 M	1,73 μ	182,41 n

Tabelle 4.5.: e_n der Schaltung nach Abbildung 4.3 bei 1 kHz

4.2.2. Widerstände

Wie in Abschnitt 2.3.2 beschrieben, weisen Metallschichtwiderstände die geringsten Verzerrungen auf. Daher werden ebendiese in der Schaltung verwendet. Da es sich um einen Prototypen handelt, werden keine besonderen Ansprüche an den Platzbedarf gestellt. Deshalb werden bedrahte Widerstände der E24-Reihe in der Bauform 0207 mit einer Toleranz von 1 % und einer Nennbelastbarkeit von 0,6 W verwendet. Die Bauform ermöglicht zu dem eine einfache Bestückung der Platine von Hand und ist leicht zu beschaffen.

4.2.3. Kondensatoren

Kondensatoren im Tiefpassfilter

Aufgrund der Ausführungen in Abschnitt 2.4.1 werden im Tiefpassfilter Polypropylen-Kondensatoren verwendet. Um das berechnete Filter möglichst genau zu realisieren, werden Kondensatoren mit einer Toleranz von 2,5 % eingesetzt. Diese sind nur mit Werten der E6-Reihe verfügbar, sodass abweichende Werte durch Parallel-Schaltung

realisiert werden müssen. Ausgeführt sind die Kondensatoren in radialer, bedrahteter Bauform, was eine einfache Bestückung per Hand erlaubt.

Abblock-Kondensatoren

Als Abblock-Kondensatoren werden direkt an den ICs X7R Vielschicht-Keramik-Kondensatoren verwendet. Diese sind mit ausreichend hohen Kapazitäten verfügbar. Derartige Klasse-2-Kondensatoren weisen für diese Anwendung ausreichende Eigenschaften auf [38].

Zum Entkoppeln größerer Schaltungsteile werden Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren eingesetzt. Diese Bauart ist mit ausreichend großer Kapazität verfügbar, leicht zu beschaffen und kostengünstig. Um die im Kondensator entstehenden Verluste möglichst gering zu halten, werden Elektrolytkondensatoren mit einem geringen ESR-Wert eingesetzt. Der ESR-Wert ist ein Maß für die Summe der Verluste [39].

Kompensations-Kondensatoren

Zur Kompensation der OPV-Schaltungen werden NP0-Scheibenkondensatoren verwendet. Solche Klasse-1-Keramikkondensatoren haben eine sehr temperaturstabile Kapazität und weisen sehr geringe dielektrische Verluste auf [38]. Des Weiteren sind die Kondensatoren kostengünstig und leicht beschaffbar. Durch den NP0-Werkstoff wird zudem sichergestellt, dass die Kondensatoren mikrofoniearm sind. Die durch die NP0-Kondensatoren entstehenden Oberwellen liegen außerhalb des angestrebten Messbereichs, werden durch das Tiefpassfilter gedämpft und sind daher vernachlässigbar.

Koppel-Kondensatoren

In der Schaltung sind nur im Betrieb mit AC-Kopplung zwei Koppelkondensatoren am Eingang der Schaltung vorgesehen. Diese bilden mit dem Eingangswiderstand ein Hochpassfilter. Um Verzerrungen bei tiefen Frequenzen zu vermeiden, werden hier Polypropylen-Kondensatoren verwendet.

4.3. Maximale Belastung des OPV

Im Datenblatt des OPA1612 [8, S. 8] ist die THD+N eines Spannungsfolgers bei einer Last von $600\ \Omega$ und einer Ausgangsspannung von $3\ V_{RMS}$ angegeben. Die angegebene Bandbreite der Messung beträgt $80\ \text{kHz}$. Bei einer Frequenz von $20\ \text{kHz}$ wird eine THD+N von weniger als $-124\ \text{dB}$ angegeben. Um diesen Wert in der zu entwickelnden Schaltung einzuhalten, soll die maximale Belastung $600\ \Omega$ betragen.

Zur Überprüfung der Angaben im Datenblatt wird die Schaltung in Abbildung 4.6 aufgebaut. Die Abblock-Kondensatoren und Spannungsversorgungen sind nicht mit eingezeichnet. Die Messungen werden mit einem Pegeln von $20\ \text{dBu}$ durchgeführt. Die Belastung der Schaltung wird schrittweise durch das Zuschalten eines zusätzlichen, parallelen Lastwiderstands erhöht. Die Bandbreite der Messung beträgt $80\ \text{kHz}$.

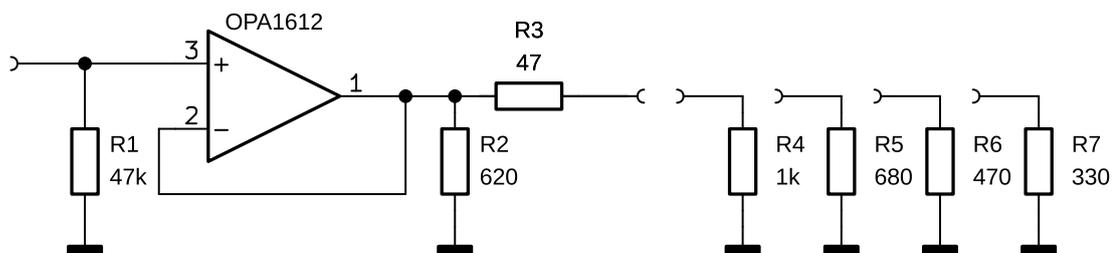


Abbildung 4.6.: OPA1612 Spannungsfolger Testschaltung

Die Messergebnisse zeigt Abbildung 4.7. Der obere Plot enthält die mit einem Eingangspegel von $20\ \text{dBu}$ gemessene THD+N. Deutlich zu sehen ist, dass bis auf die Messung bei einer Last von $234\ \Omega$, die Messergebnisse nahe beieinander liegen. Die THD+N steigt also im Bereich einer Belastung von $282\ \Omega$ bis $234\ \Omega$ stark an. Die übrigen Messwerte liegen fast auf der Kurve des Eigenrauschens und der Eigenverzerrungen des Rohde & Schwarz UPV Audio Analyzer (UPV). Die THD+N Angabe aus dem Datenblatt ist also mit den vorhandenen Messmitteln nicht nachmessbar. Um die Verzerrungen möglichst gering zu halten wird – wie bereits beschrieben – der niedrigste Lastwiderstand auf $600\ \Omega$ festgelegt.

Der untere Plot zeigt die Messung des THD ohne Rauschen. Hier liegen die Kurven, abgesehen von der Kurve bei einer Last von $234\ \Omega$, wieder nahe beieinander und nähern sich bei höheren Frequenzen dem Klirrfaktor des Generators an.

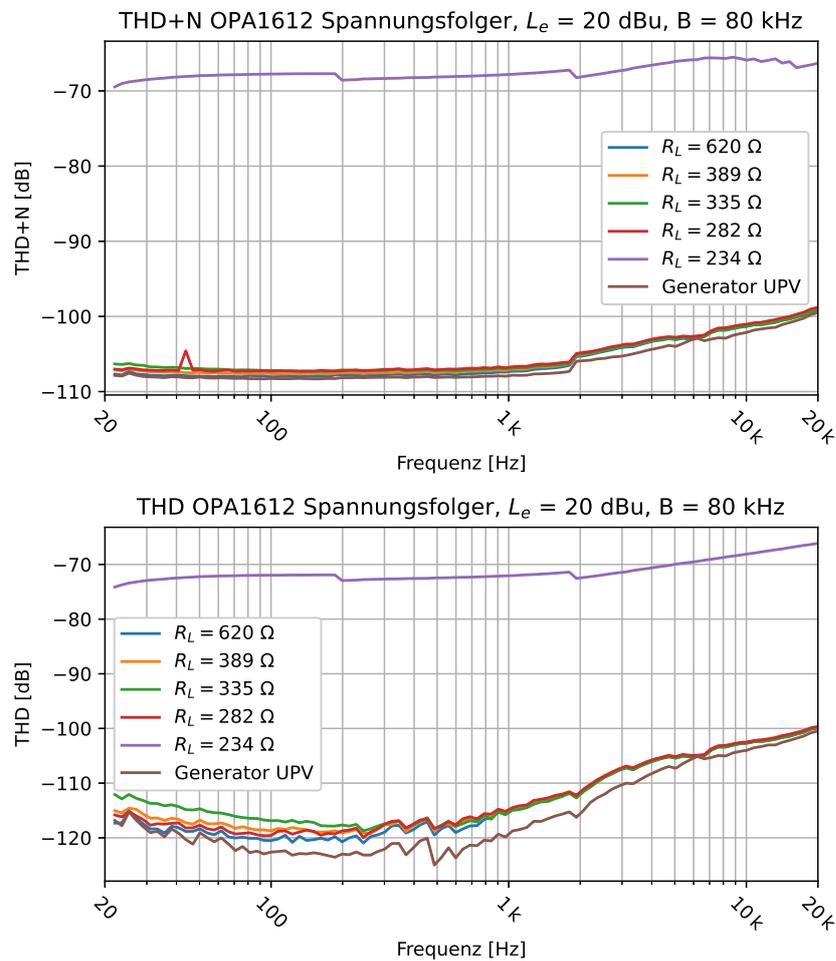


Abbildung 4.7.: Messung: THD+N und THD der Testschaltung nach Abbildung 4.6

4.4. Eingangsstufe

4.4.1. Instrumentenverstärker, INA

Wie im zweiten Entwurf in Abschnitt 4.1.2 beschrieben, soll als Eingangsstufe ein Instrumentenverstärker aufgebaut werden. Den grundlegenden Aufbau zeigt Abbildung 4.8. Die Widerstände R_{In} liegen den Eingangswiderständen der OPV parallel. Dadurch wird der frequenzabhängige, im wesentlichen vom Gleichtakt-Eingangswiderstand der OPV bestimmte Eingangswiderstand der Schaltung, auf den Wert $2R_{In}$

4. Design

für differentielle Quellen herabgesetzt. Pro Klemme nach Masse beträgt der Eingangswiderstand R_{In} . Bei unsymmetrischer Ansteuerung ergibt sich ein Eingangswiderstand der Größe R_{In} . Damit die bisherigen Ausführungen gelten, muss R_{In} klein gegenüber dem Eingangswiderstand des OPV sein. Durch diese Beschaltung wird sichergestellt, dass der Eingangswiderstand im interessierenden Frequenzbereich konstant ist.

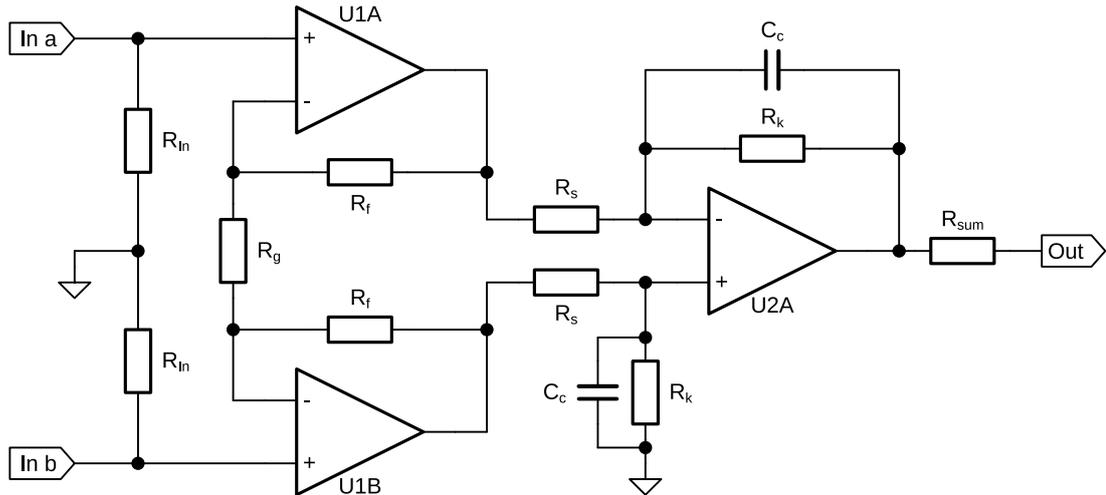


Abbildung 4.8.: Grundlegender Aufbau eines INA

Mit den Widerständen R_g und R_f wird die Verstärkung der Schaltung, bestehend aus U1A und U1B festgelegt. Für U1A ergibt sich die Verstärkung gemäß Gl. 4.1 und für U2B gilt Gl. 4.2. Für den gesamten ersten Schaltungsteil gilt für die Verstärkung Gl. 4.3.

$$A_{U1A} = 1 + \frac{R_f}{R_g} \quad (4.1)$$

$$A_{U1B} = -\frac{R_f}{R_g} \quad (4.2)$$

$$A_1 = 1 + \frac{2R_f}{R_g} \quad (4.3)$$

Der zweite Schaltungsteil besteht aus einem Differenzverstärker. Die Verstärkung lässt sich mit den Widerständen R_s und R_k festlegen. Für die Verstärkung gilt die Beziehung nach Gl. 4.4. Die Kondensatoren C_c dienen zur Unterdrückung der Schwingneigung und zu Begrenzung der Bandbreite. Bei Parallelschaltung mehrerer INA sorgt R_{sum} für die Entkopplung der OPV-Ausgänge.

$$A_2 = \frac{R_k}{R_s} \quad (4.4)$$

Für den gesamten Instrumentenverstärker ergibt sich für die Verstärkung der Zusammenhang in Gl 4.5.

$$A_{INA} = \left(1 + \frac{2R_f}{R_g}\right) \frac{R_k}{R_s} \quad (4.5)$$

Bei der Auslegung des Verstärkers muss besonders auf die in Abschnitt 2.6 beschriebenen Eigenschaften des Differenzverstärkers bezüglich des Eingangswiderstands Rücksicht genommen werden. Dieser beträgt am invertierenden Eingang des Differenzverstärkers nur ein Drittel des Eingangswiderstands am nicht invertierenden Eingang. Es gilt hier Gl. 4.6.

$$R_{in-} = \frac{R_s + R_k}{3} \quad (4.6)$$

Der OPV U1A wird mit der Parallelschaltung aus R_f und R_{in-} belastet. R_s und R_k müssen relativ hoch gewählt werden, damit die Last an U1A einen Wert von 600Ω nicht unterschreitet. Dies wirkt sich negativ auf das äquivalente Eingangsrauschen des Differenzverstärkers und damit des gesamten INA aus. Die Belastung von U1B ist weniger kritisch, da U1B mit der Reihenschaltung $R_s + R_k$ belastet wird. Der als Differenzverstärker beschaltete OPV U2A wird mit R_k belastet. Für hohe Frequenzen oberhalb des genutzten Frequenzbereichs sinkt die Belastung bei steigender Frequenz wegen des Kondensators C_c gegen den Eingangswiderstand des OPV.

4. Design

Abbildung 4.9 zeigt die Simulation der e_n eines INA nach Abbildung 4.8. Die Gegenkopplungswiderstände sind so ausgelegt, dass U1A mit 600Ω belastet wird und sich eine Verstärkung von 0 dB ergibt. Die Widerstandswerte können dem Plot entnommen werden.

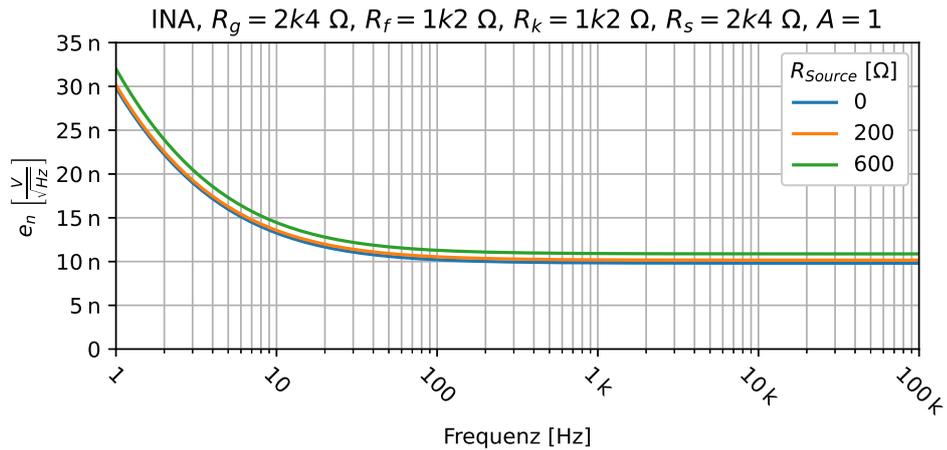


Abbildung 4.9.: Simulation der e_n des INA

Weitere Simulationsergebnisse sind in Tabelle 4.6 aufgeführt. Bezogen auf einen Pegel von 6 dBu am Ausgang der Schaltung, ergibt sich ein Dynamikumfang von 113,95 dB bei einem Quellwiderstand von 0Ω .

$R_{Source} [\Omega]$	$U_n [\mu V]$	$L_n [dBu]$	$e_n(1 \text{ kHz}) \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$	Dynamik [dB]
0	3,10	-107,95	9,85	113,95
200	3,21	-107,65	10,19	113,65
600	3,44	-107,06	10,91	113,06

Tabelle 4.6.: INA Simulation: Rauschwerte und Dynamik, B = 100 kHz

4.4.2. INA Super-Balanced

Im vorigen Abschnitt wurde beschrieben, dass die Gegenkopplungswiderstände des Differenzverstärkers relativ hoch gewählt werden müssen. Abbildung 4.10 zeigt eine

Erweiterung der INA-Schaltung, welche dieses Problem abmindert. Der OPV U2B ist als invertierender Verstärker geschaltet und treibt den Widerstand R_k des Differenzverstärkers. Durch diese sogenannte Super-Balanced-Schaltung ergibt sich an beiden Eingangsklemmen des Differenzverstärkers ein Eingangswiderstand der Größe R_s [20, S. 506]. Daraus folgt, dass U1A und U1B jeweils mit der Parallelschaltung aus R_f und R_s belastet werden. U2A wird mit $R_k \parallel R_{sb}$ belastet und U2B mit $R_k \parallel R_{kb}$. Die Widerstände R_f , R_s , R_k , R_{sb} und R_{kb} können somit auf 1,2 k Ω herabgesetzt werden, sodass alle OPV mit 600 Ω belastet werden.

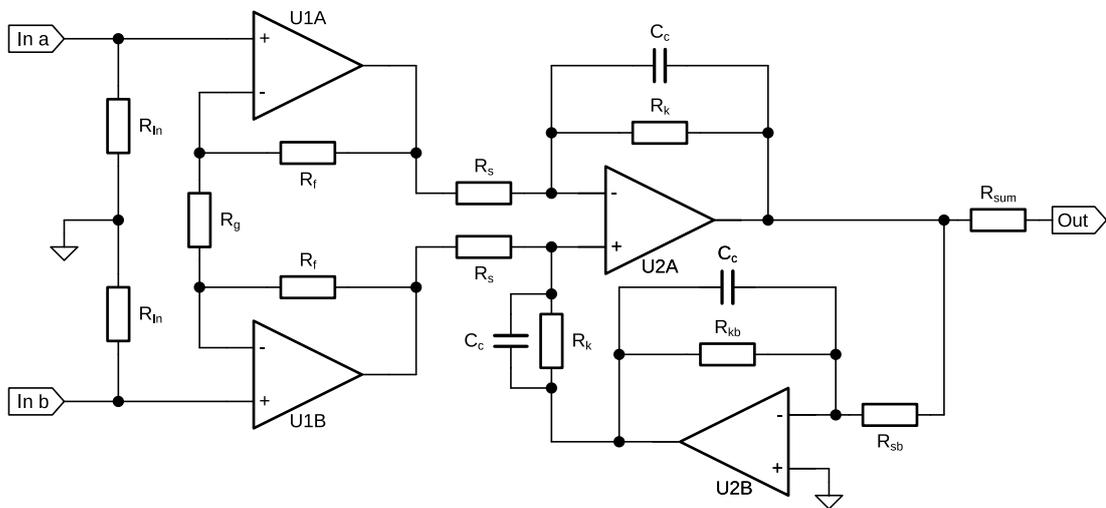


Abbildung 4.10.: INA Super-Balanced

Wird $R_{sb} = R_{kb}$ gewählt, so ergibt sich die Verstärkung des Differenzverstärkers gemäß Gl 4.7.

$$A_{2, SB} = \frac{R_k}{2R_s} \quad (4.7)$$

Für die Verstärkung des gesamten INA gilt daher Gl. 4.8.

$$A_{INA, SB} = \left(1 + \frac{2R_f}{R_g}\right) \frac{R_k}{2R_s} \quad (4.8)$$

4. Design

Die Simulationsergebnisse des erweiterten INA zeigen Abbildung 4.11 und Tabelle 4.7. Die Widerstände wurden so gewählt, dass sich eine Verstärkung von 0 dB ergibt. Die Werte können dem Plot entnommen werden.

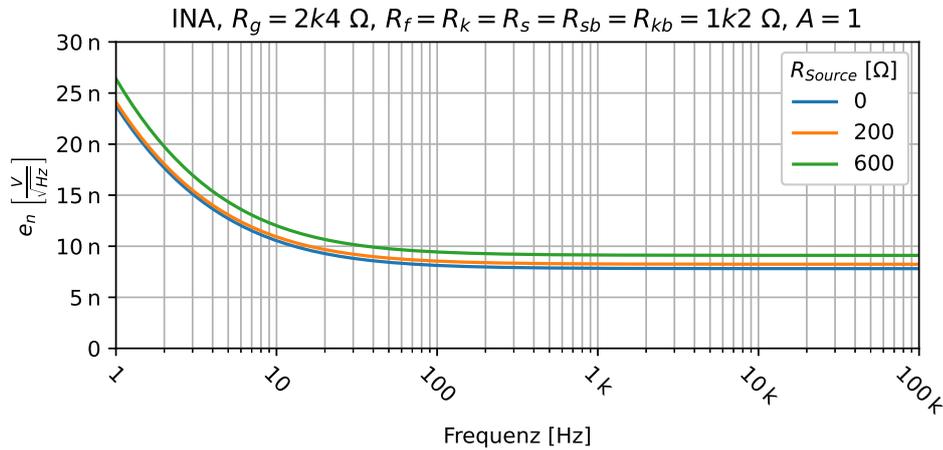


Abbildung 4.11.: Simulation der e_n des INA mit Super-Balanced Schaltung

Bezogen auf einen Pegel von 6 dBu am Ausgang der Schaltung, erhöht sich der Dynamikumfang bei einem Quellwiderstand von 0Ω von 113,95 dB auf 115,93 dB.

$R_{Source} [\Omega]$	$U_n [\mu V]$	$L_n [dBu]$	$e_n(1 \text{ kHz}) \left[\frac{nV}{\sqrt{Hz}} \right]$	Dynamik [dB]
0	2,47	-109,93	7,84	115,93
200	2,60	-109,47	8,27	115,47
600	2,88	-108,60	9,14	114,60

Tabelle 4.7.: INA mit Super-Balanced-Schaltung, Simulation der Rauschwerte und Dynamik, B = 100 kHz

4.4.3. INA Super-Balanced-Buffered

Um das Widerstandsrauschen weiter zu minimieren, werden zwischen den OPV-Stufen Spannungsfolger eingefügt. Die entsprechende Schaltung zeigt Abbildung 4.12. Der invertierende Verstärker im Gegenkopplungspfad des Differenzverstärkers erhält am

4. Design

Ausgang einen Spannungsfolger, sodass sich U4A und U4B die Last teilen. U1A und U1B werden nun jeweils mit R_f , U3A und U3B jeweils mit R_s belastet. U2A wird mit R_k belastet und U2B mit R_{sb} . Die Beschaltung von U4A und U4B erlaubt eine Belastung beider OPV durch $R_{kb} \parallel R_k$ von 300Ω . R_f , R_s , R_{sb} und R_{kb} werden daher auf 620Ω herabgesetzt.

Die Simulationsergebnisse der Super-Balanced-Buffered-Schaltung sind in Abbildung 4.11 und Tabelle 4.7 zu finden. R_g wurde mit $1,24 \text{ k}\Omega$ so gewählt, dass sich eine Verstärkung von 0 dB ergibt.

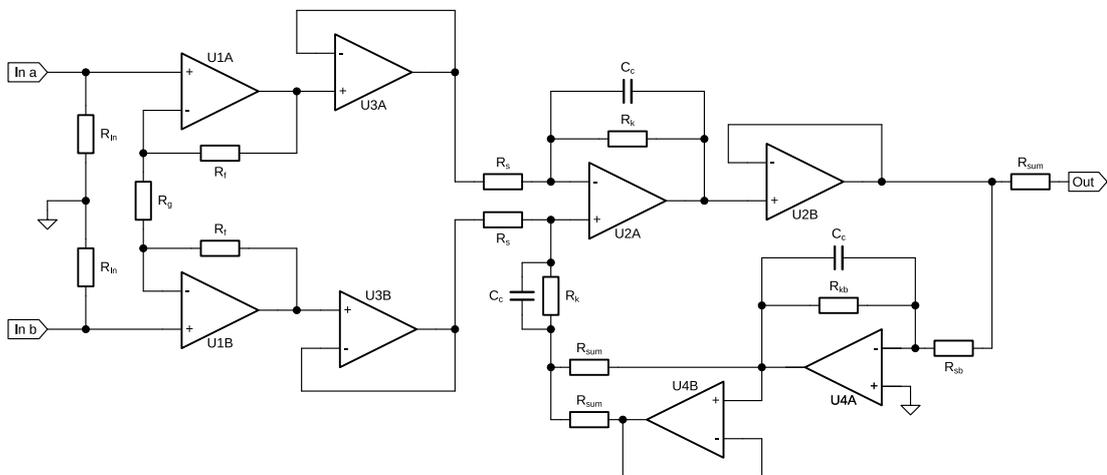
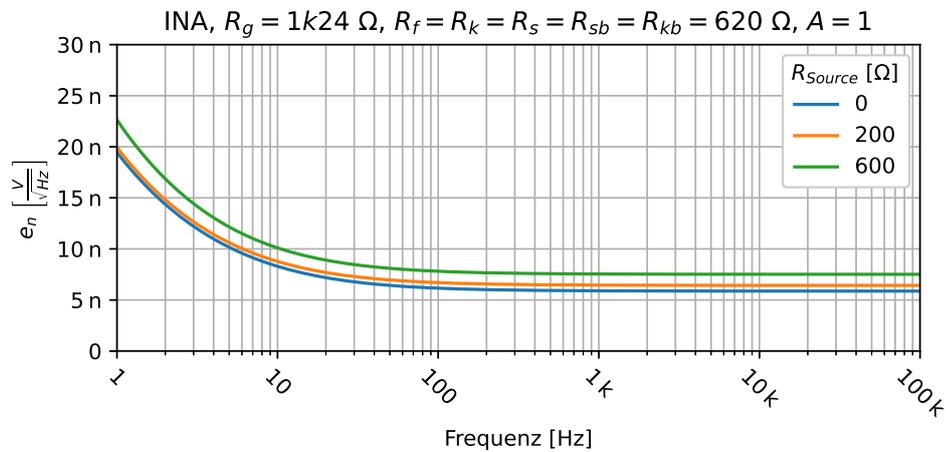


Abbildung 4.12.: INA Super-Balanced-Buffered

Abbildung 4.13.: Simulation der e_n des INA mit Super-Balanced-Buffered Schaltung

Bezogen auf einen Pegel von 6 dBu am Ausgang, erhöht sich der Dynamikumfang nochmals bei einem Quellwiderstand von 0 Ω von 115,93 dB auf 118,32 dB.

R_{Source} [Ω]	U_n [μV]	L_n [dBu]	$e_n(1 \text{ kHz})$ [$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$]	Dynamik [dB]
0	1,86	-112,38	5,90	118,32
200	2,04	-111,59	6,45	117,59
600	2,38	-110,24	7,54	116,24

Tabelle 4.8.: Simulation der Rauschwerte und Dynamik des INA in Super-Balanced, B = 100 kHz

4.4.4. Parallelschaltung

Die Parallelschaltung mehrerer INA in Super-Balanced-Buffered-Schaltung erlaubt eine weitere Reduktion des Rauschens. Um den Schaltungsaufwand und die Kosten im Rahmen zu halten, wird die maximale Anzahl parallel geschalteter INA auf 2 festgelegt. Abbildung 4.14 und Tabelle 4.9 zeigen die Simulationsergebnisse von 2 parallel geschalteten INA.

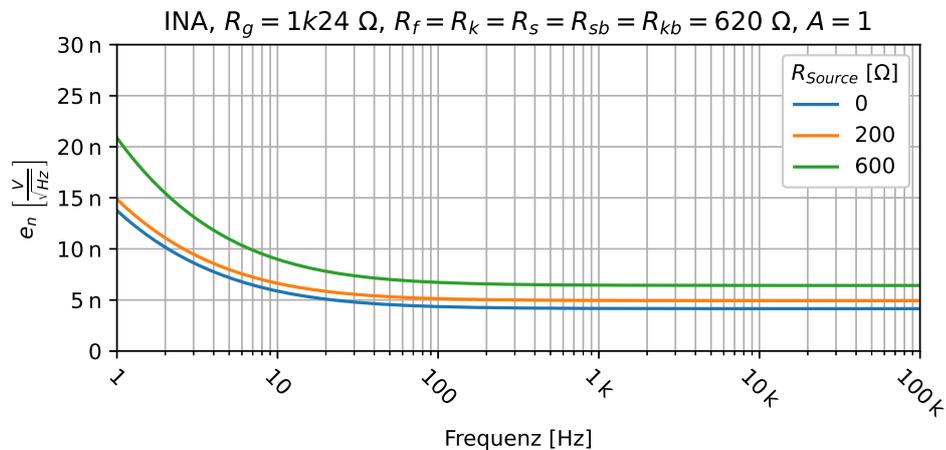


Abbildung 4.14.: Simulation der e_n von 2 parallel geschalteten INA mit Super-Balanced-Buffered-Schaltung

Der Dynamikumfang erhöht sich erneut um rund 3 dB von 118,32 dB auf 121,39 dB, bei einem Quellwiderstand von 0Ω .

$R_{Source} [\Omega]$	$U_n [\mu V]$	$L_n [dBu]$	$e_n(1 \text{ kHz}) \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$	Dynamik [dB]
0	1,32	-115,39	4,17	121,39
200	1,56	-113,90	4,95	119,90
600	2,04	-111,61	6,45	117,61

Tabelle 4.9.: 2 INA in Super-Balanced-Buffered-Schaltung parallel, Simulation der Rauschwerte und Dynamik, $B = 100 \text{ kHz}$

4.4.5. Verstärkung

Um die in Abschnitt 3.4 geforderten Pegel von -10 dBu und niedriger an den Dynamikbereich des AD-Wandler anzupassen, müssen diese Verstärkt werden. Bei Eingangspegeln von -10 dBu, -20 dBu, -30 dBu und -40 dBu, soll am Ausgang des INA ein Pegel von +6 dBu erscheinen. Eine Verdopplung der Spannung und damit ein Pegelhub von 6 dB, wird durch die Umwandlung des symmetrischen Signals in ein unsymmetrisches im Differenzverstärker erreicht. Die Einstellung der Verstärkung des gesamten INA

erfolgt durch Umschaltung des Gegenkopplungswiderstands R_g . Durch Umstellen von Gl. 4.8 ergibt sich die Vorschrift zur Berechnung von R_g nach Gl 4.9.

$$R_g = \frac{2R_f}{A_{INA, SB} \cdot \frac{2R_s}{R_k} - 1} \quad \text{mit} \quad A_{INA, SB} = 10^{\frac{A_{dB}}{20}} \quad (4.9)$$

Die berechneten Werte für R_g sind in Tabelle 4.10 zu finden. Den simulierten Frequenzgang der Schaltung mit zwei parallel geschalteten INA zeigt Abbildung 4.15. Die größte Abweichung von der definierten Verstärkung im Frequenzbereich bis 80 kHz, tritt bei einer Verstärkung von 40 dB auf. Hier fällt diese bei 80 kHz um ca. 0,15 dB ab. Im Sinne ausreichend großer Kompensations-Kondensatoren und damit einer hohen Stabilität des Verstärkers, ist diese Abweichung hinnehmbar.

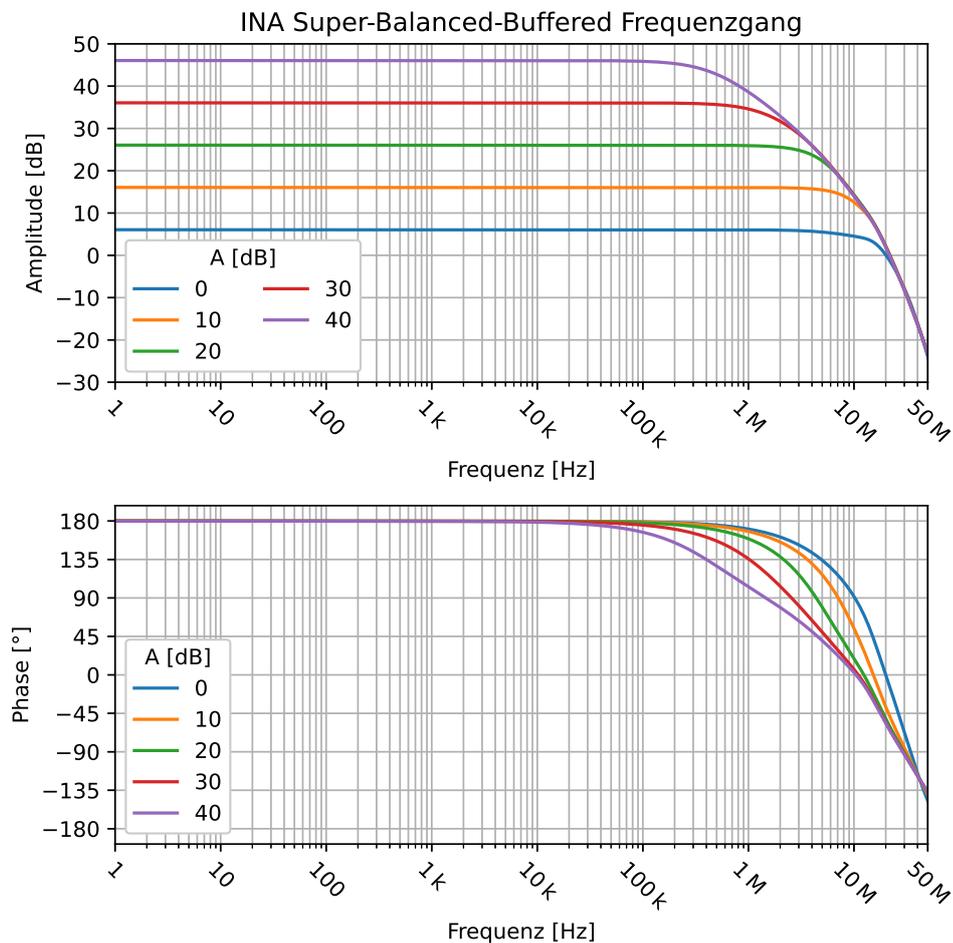


Abbildung 4.15.: Simulation des Frequenzgangs des INA bei verschiedenen Verstärkungen

Die Simulationsergebnisse des Rauschens der Schaltung bei verschiedenen Verstärkungen zeigen Abbildung 4.16 und Tabelle 4.10. Das e_n sinkt bei steigender Verstärkung, da R_g kleiner wird und damit das thermische Rauschen, sowie die durch den Rauschstrom der OPV hervorgerufene Rauschspannung an R_g kleiner werden. Weil bei hoher Signal-Verstärkung auch das Noise-Gain hoch ist, wird das e_n der INA entsprechend verstärkt. Der Rauschpegel am Ausgang erhöht sich damit und schränkt die Dynamik ein. Bei einer Verstärkung von 40 dB reduziert sich der Dynamikumfang bezogen auf einen Pegel von 6 dBu am Ausgang auf 91,86 dB. Wird die Bandbreite der Simulation

4. Design

auf die Audiobandbreite von 16 Hz bis 20 kHz begrenzt, so erhöht sich der Dynamikumfang bei 40 dB Verstärkung auf 98,76 dB. Das simulierte e_n der Schaltung liegt mit $1,27 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$ bei dieser Verstärkung nahe am simulierten e_n des OPA1612 mit $1,25 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$.

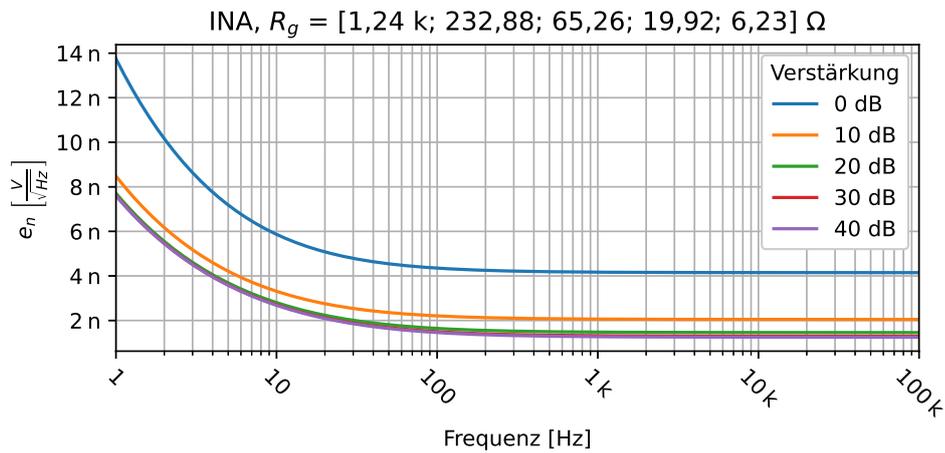


Abbildung 4.16.: Simulation des e_n von 2 INA mit Super-Balanced-Buffered-Schaltung parallel bei verschiedenen Verstärkungen

R_g [Ω]	V_u [dB]	U_n [μV]	L_n [dBu]	$e_n(1 \text{ kHz})$ [$\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$]	Dynamik [dB]
1,24 k	0	1,32	-115,39	4,17	121,39
232,88	10	2,06	-111,52	2,06	117,52
65,26	20	4,64	-104,45	1,48	110,45
19,92	30	13,04	-95,48	1,32	101,48
6,23	40	39,45	-85,86	1,27	91,86

Tabelle 4.10.: Zwei INA in Super-Balanced-Buffered-Schaltung parallel, Simulation der Rauschwerte und Dynamik bei verschiedenen Verstärkungen, B = 100 kHz

4.5. Tiefpassfilter

Da die mit der zu entwickelnden Schaltung verstärkten Signale von dem AD-Wandler PCM4220 weiterverarbeitet werden sollen, muss die Schaltung ein Anti-Aliasing-Filter enthalten. Zudem soll das Filter zur Begrenzung der Mess-Bandbreite dienen. In Abschnitt 3.8 wird ein Tiefpassfilter zweiter Ordnung gefordert. Bei der Entwicklung dieses Filters werden zunächst zwei Filter-Topologien in Betracht gezogen.

4.5.1. Sallen-Key- und Multiple-Feedback-Tiefpass im Vergleich

Abbildung 4.17 zeigt die Schaltung eines Multiple-Feedback-Filters. Durch die gezeigte Anordnung der Widerstände und Kondensatoren ergibt sich ein Tiefpassfilter zweiter Ordnung. Im Durchlassbereich arbeitet das Filter als invertierender Verstärker dessen Verstärkung mit R_a und R_b eingestellt wird. Aus der invertierenden Beschaltung folgt, dass der Eingangswiderstand der Schaltung im Durchlassbereich den Wert R_a annimmt. Um vorhergehende Stufen nicht unzulässig zu belasten, muss R_a einen Wert von mindestens 600Ω aufweisen. Der Widerstand R_c bildet eine zusätzliche Rauschquelle in der Schaltung. Der OPV in der Schaltung wird durch $R_b \parallel Z_{C_a}$ belastet. Im Durchlassbereich darf der Scheinwiderstand dieser Parallelschaltung 600Ω nicht unterschreiten.

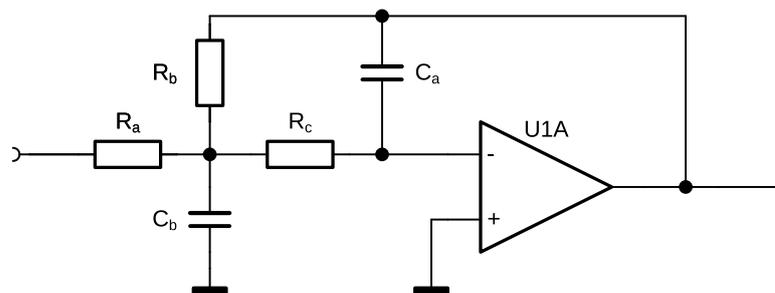


Abbildung 4.17.: MFP-Tiefpassfilter 2. Ordnung

Eine weitere mögliche Filtertopologie zeigt Abbildung 4.18. Bei der abgebildeten Schaltung handelt es sich um ein Sallen-Key-Tiefpass zweiter Ordnung. Im Durchlassbereich arbeitet die Schaltung als Spannungsfolger. Bei sehr hohen Frequenzen wird

C_b niederohmig, wodurch sich die Eingangsimpedanz hier auf den Wert R_a beläuft. Zusätzlich schließt C_a den nicht invertierenden Eingang nach Masse kurz. Zwischen den beiden beschriebenen Frequenzbereichen sinkt die Eingangsimpedanz bei steigender Frequenz wegen des sinkenden Scheinwiderstands von C_b . Die Schaltung muss so ausgelegt werden, dass die Belastung der vorhergehenden Stufe im erlaubten Bereich liegt. Zusätzlich darf C_b einen Scheinwiderstand von 600Ω im Durchlassbereich nicht unterschreiten.

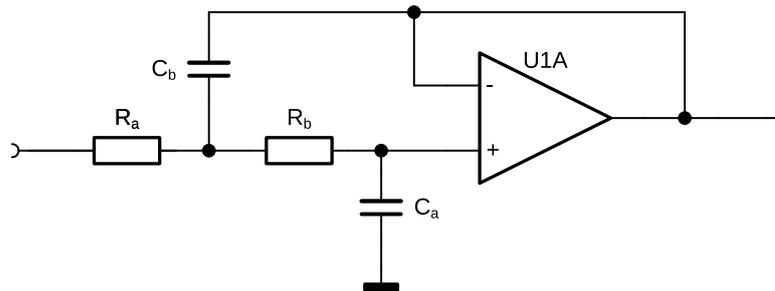


Abbildung 4.18.: Sallen-Key-Tiefpassfilter 2. Ordnung

Einen Vergleich der simulierten Rauschwerte zeigt Tabelle 4.11. Beide Schaltungen sind so ausgelegt, dass die oben beschriebenen Anforderungen an die Eingangsimpedanz und die Belastung des OPV erfüllt werden. Außerdem sind beide Schaltungen auf einen hohen Rauschabstand optimiert.

	U_n [μV]	L_n [dBu]	$e_n(1 \text{ kHz}) \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$	Dynamik [dB]
MFP	3,04	-108,12	9,41	114,12
Sallen-Key	1,47	-114,41	4,54	120,41

Tabelle 4.11.: Rauschwerte der MFP und Sallen-Key Butterworth-Tiefpassfilter 2. Ordnung im Vergleich

4. Design

	R_a [Ω]	R_b [Ω]	R_c [Ω]	C_a [nF]	C_b [nF]	f_g [kHz]
MFP	614,66	614,66	739,36	0,56	2,7	192
Sallen-Key	325,64	651,27	/	1,22	2,67	192

Tabelle 4.12.: Bauteilwerte beider Filter

Die Bauteilwerte beider Filter sind in Tabelle 4.12 zu finden. Ausgelegt werden beide Filter als Tiefpassfilter 2. Ordnung mit Butterworth-Übertragungscharakteristik und einer Grenzfrequenz von 192 kHz. Der simulierte Rauschabstand des Sallen-Key-Filters ist 6,29 dB größer als der des MFP-Filters. Damit ist die Sallen-Key-Topologie der MFP-Topologie bezüglich des Rauschens in dieser Anwendung überlegen.

Den Amplitudengang des MFP-Filters zeigt Abbildung 4.19. Die Dämpfung im Sperrbereich hat eine negative Steigung von 40 dB pro Dekade. Im Bereich zwischen ca. 10 MHz und 100 MHz weist die Steigung der Dämpfung eine Unregelmäßigkeit auf. Diese wird durch eine parasitäre Kapazität zwischen dem Ein- und Ausgang der Schaltung, sowie durch die Ausgangsimpedanz der Schaltung hervorgerufen [40, S. 17].

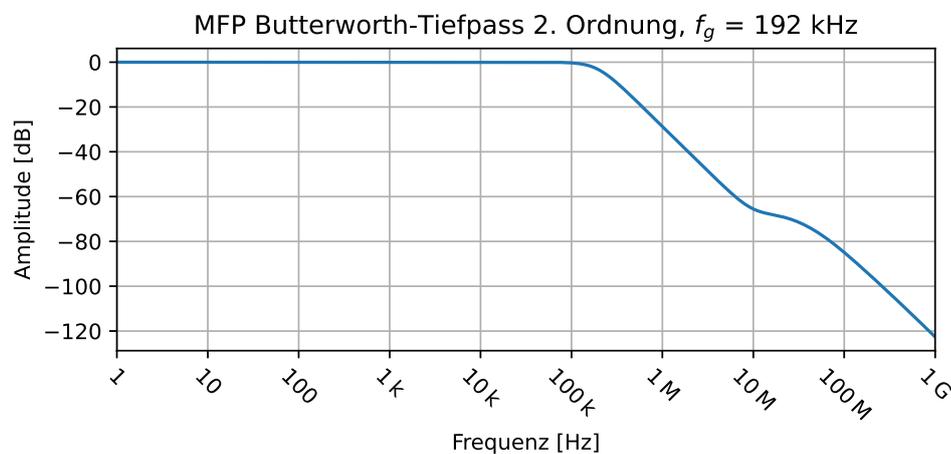


Abbildung 4.19.: Amplitudengang MFP Butterworth-Tiefpassfilter 2. Ordnung

Das Sallen-Key-Filter weist ebenfalls eine Unregelmäßigkeit im Sperrbereich auf. Den entsprechenden Amplitudengang zeigt Abbildung 4.20. Bei einer Frequenz von ca.

3,65 MHz kehrt sich die Steigung der Dämpfung um und sinkt bei ca. 42 MHz auf einen Wert von etwa $-21,8$ dB. Bei weiter steigender Frequenz nimmt die Dämpfung wieder zu. Verursacht wird diese Abweichung vom idealen Amplitudengang durch die Ausgangsimpedanz der Schaltung [40, S. 16].

Bezüglich der Dämpfung ist das MFP-Filter also dem Sallen-Key-Filter überlegen. Aufgrund des höheren Rauschabstands soll dennoch ein Sallen-Key-Filter verwendet werden. Zudem ist es möglich den Amplitudengang des Filters mit einem nachgeschalteten RC-Tiefpass zu korrigieren [40, S. 16].

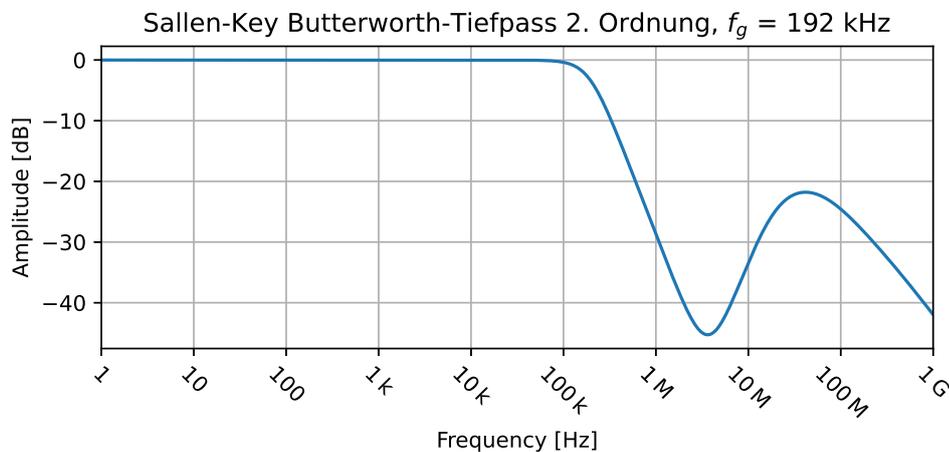


Abbildung 4.20.: Amplitudengang Sallen-Key Butterworth-Tiefpassfilter 2. Ordnung

4.5.2. Auslegung des Butterworth-Tiefpass-Filters

Die Auslegung des Tiefpassfilters erfolgt unter Einhaltung einer Eingangsimpedanz von mindestens 600Ω und einer Belastung des OPV mit 600Ω . Die Grenzfrequenz wird aus den Kennwerten des AD-Wandlers PCM 4220 abgeleitet. Die für Mess- und Audiozwecke am häufigsten eingesetzten Sample-Rates zeigt Tabelle 4.13. Außerdem ist das Oversampling des PCM4220 bei diesen Sample-Rates aufgeführt. Die rechte Spalte enthält die resultierende Abtastfrequenz, mit welcher der Sigma-Delta-Modulator betrieben wird. Aufgrund der Sigma-Delta-Architektur des AD-Wandlers, kann das Tiefpassfilter auf die Sample-Rate f'_s des Modulators ausgelegt werden. Die Grenz-

4. Design

frequenz f_g des Filters muss so gewählt werden, dass bei $\frac{f'_s}{2}$ eine möglichst hohe Dämpfung gegeben ist. Da die Bandbreite der Schaltung auf 80 kHz festgelegt wurde, wird die Grenzfrequenz so gewählt, dass die maximale Dämpfung bei 80 kHz 0,25 dB beträgt. Bei einer Grenzfrequenz von 192 kHz wird diese Bedingung eingehalten.

Sample-Rate f_s [kHz]	Oversampling	$\Sigma\Delta$ -Sample-Rate f'_s [MHz]
48	128	6,144
96	64	6,144
192	32	6,144

Tabelle 4.13.: Samplerate und Oversampling des PCM4220, Quelle: [37]

Die Berechnung der Bauteilwerte erfolgt unter Verwendung eines Online-Tools¹. In der Bedienoberfläche können die Filtercharakteristik, Filterordnung, Grenzfrequenz, Verstärkung sowie die gewünschte Größe der Widerstände gewählt werden. Zudem kann gewählt werden, ob die Werte der Kondensatoren aus der E6- oder der E12-Reihe verwendet werden sollen. Da die Kapazitäten nur die Werte der E-Reihen annehmen können, entsprechen die berechneten Widerstandswerte nicht exakt den Wunschwerten, sondern liegen in der Nähe dieser.

Zur Ermittlung der endgültigen Bauteilwerte wird zunächst mit dem Online-Tool eine Berechnung durchgeführt. Es wird dabei die Butterworth-Charakteristik ausgewählt, die Ordnung auf zwei festgelegt und die Grenzfrequenz auf 192 kHz eingestellt. Die Verstärkung wird auf 0 dB eingestellt und die Kondensatorwerte werden auf die E12-Reihe eingeschränkt. Die Widerstände werden zunächst leicht oberhalb von 600 Ω angesetzt. Mit diesen Werten wird anschließend eine Simulation der Eingangsimpedanz und der Belastung des OPV durchgeführt. Dieses Verfahren wird dann mit sinkenden Widerstandswerten wiederholt. Es findet dabei eine Annäherung an eine Eingangsimpedanz von 600 Ω und eine Belastung des OPV mit 600 Ω statt. Parallel wird bei jeder Iteration eine Simulation des Rauschens durchgeführt. Liegen die Rauschwerte im gewünschten Bereich, so kann das Verfahren beendet werden.

¹<https://www.beis.de/Elektronik/Filter/ActiveLPFilter.html>, zuletzt abgerufen am 13.08.2023

Das oben beschriebene Verfahren ergibt die Bauteil-Werte in Tabelle 4.14. Die resultierende Eingangsimpedanz und Belastung des OPV mit den berechneten Werten, zeigt Abbildung 4.21. Ebenfalls eingezeichnet sind die Impedanzen bei maximaler Abweichung. Wenn die durch die Toleranz der Bauteile bedingte Abweichung der Widerstände -1% und die der Kondensatoren $+2,5\%$ beträgt, dann ergeben sich die geringstmöglichen Impedanzen und damit die höchste Belastung. Die Abweichung der Impedanzen fällt allerdings gering aus und kann vernachlässigt werden. Eine weitere Wiederholung des Auslegungsverfahrens führt zu einem Sprung der Kapazitäten auf den nächsthöheren E-12 Wert und dadurch zu einer kritischen Belastung des OPV.

R_a [Ω]	R_b [Ω]	C_a [nF]	C_b [nF]	f_g [kHz]
325,64	651,27	1,2	2,7	192

Tabelle 4.14.: Bauteilwerte des Butterworth-Tiefpassfilters 2. Ordnung in Sallen-Key-Schaltung

Die Simulationsergebnisse des Rauschens mit den Bauteilwerten aus Tabelle 4.14 sind in Tabelle 4.15 zu finden. Es wird eine Dynamik von 120,41 dB erreicht, welche durch Parallelschaltung mehrerer Filter weiter erhöht werden kann.

U_n [μV]	L_n [dBu]	$e_n(1 \text{ kHz}) \left[\frac{nV}{\sqrt{Hz}} \right]$	Dynamik [dB]
1,47	-114,41	4,54	120,41

Tabelle 4.15.: Rauschwerte des Sallen-Key Butterworth-Tiefpassfilters 2. Ordnung, B = 100 kHz

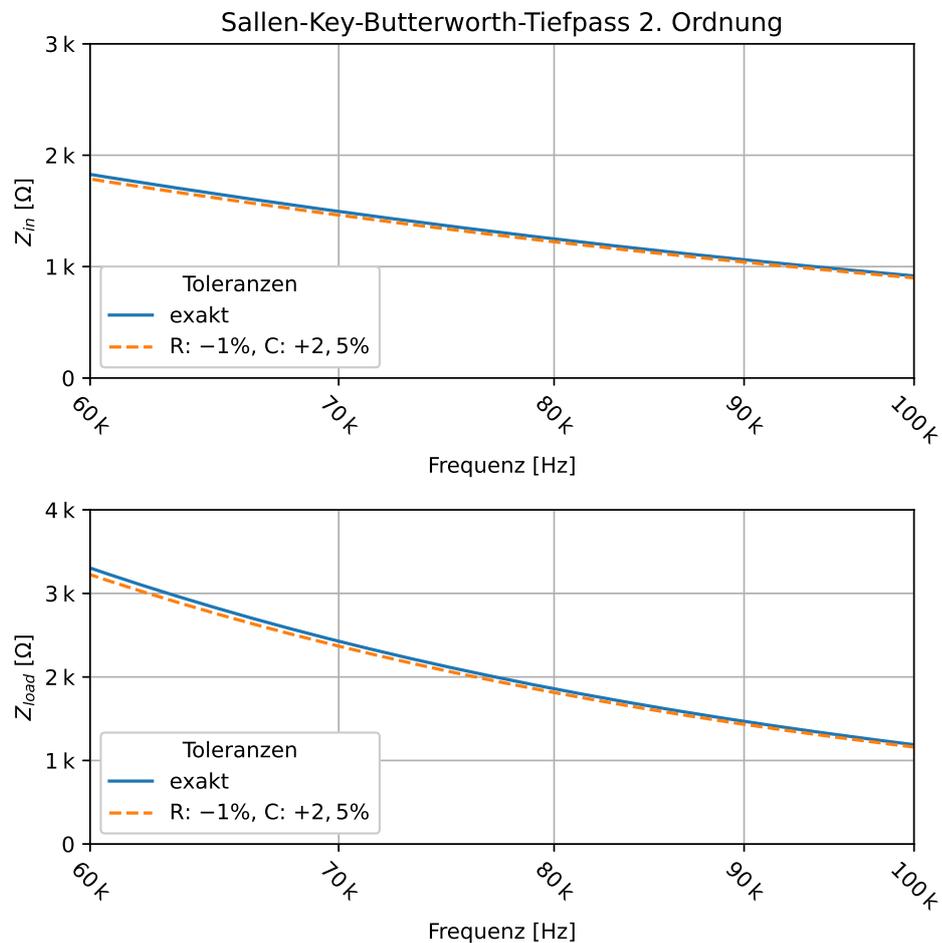


Abbildung 4.21.: Simulation der Eingangsimpedanz und der Belastung des OPV des Sallen-Key Butterworth-Tiefpassfilter 2. Ordnung

4.5.3. Parallelschaltung der Tiefpassfilter

Um den Beitrag der Filterstufe zum Rauschen der gesamten Schaltung gering zu halten, muss das Rauschen des Filters weiter reduziert werden. Tabelle 2.6 in Abschnitt 2.5.4 kann entnommen werden, dass sich das Gesamttrauschen bei Hinzufügen einer Rauschquelle mit einem relativen Pegel von -3 dB um $1,76$ dB erhöht. Daher soll das Rauschen des Filters durch Parallelschaltung um 3 dB reduziert werden.

Das finale Design des Tiefpassfilters zeigt Abbildung 4.22. Durch die Parallelschaltung von vier Sallen-Key-Filtern sinkt die Eingangsimpedanz auf ein viertel der Eingangsimpedanz eines einzelnen Filters. Um dies auszugleichen, wird vor jedes Filter ein Spannungsfolger geschaltet. An den Ausgang jedes Filters wird ebenfalls ein Spannungsfolger geschaltet. So bleibt die Belastung des OPV im Filter im erlaubten Bereich. Das nachfolgende niederohmige RC-Tiefpassfilter dient zur Korrektur des Amplitudengangs. Durch die Parallelschaltung der Spannungsfolger, kann das Filter niederohmig und damit rauscharm ausgelegt werden. Die Grenzfrequenz des RC-Tiefpass beträgt 856 kHz und wird so gewählt, dass eine bestmögliche Korrektur des Amplitudengangs bei geringstmöglicher Dämpfung im Durchlassbereich erfolgt.

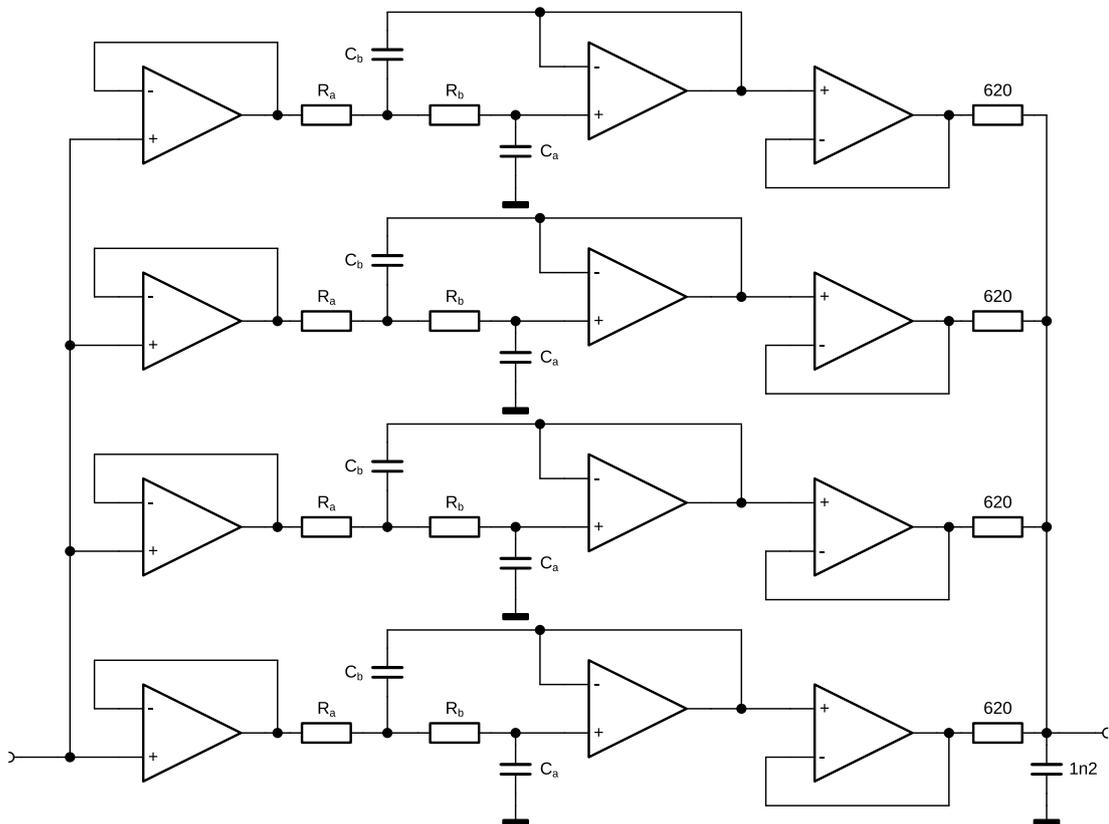


Abbildung 4.22.: Butterworth-Tiefpassfilter mit 4 parallelen Sallen-Key-Filtern

4. Design

Der korrigierte Amplitudengang ist in Abbildung 4.23 zu sehen. Es ist zu erkennen, dass die Überhöhung durch die Korrektur deutlich geringer ausfällt. Auch die Dämpfung bei $\frac{f'_s}{2}$ fällt größer aus. Die genauen Werte können Tabelle 4.16 entnommen werden. Beim korrigierten Filter ist die Dämpfung bei $\frac{f'_s}{2}$ 11,34 dB größer und die Überhöhung im Sperrbereich liegt 29,99 dB niedriger.

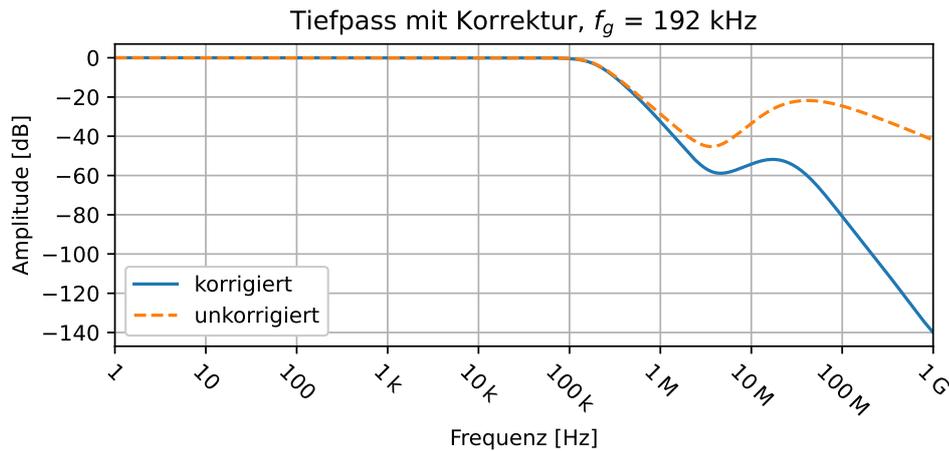


Abbildung 4.23.: Simulation des korrigierten Amplitudengangs des Tiefpassfilters

	$D\left(\frac{f'_s}{2}\right)$ [dB]	$D_{min, sperr}$ [dB]
unkorrigiert	44,78	21,80
korrigiert	56,12	51,79

Tabelle 4.16.: Dämpfungswerte im Vergleich

Die simulierten Rauschwerte sind in Tabelle 4.17 aufgeführt. Gegenüber dem einzelnen Sallen-Key-Filter konnte die Dynamik um 3,97 dB auf 124,38 dB erhöht werden.

U_n [nV]	L_n [dBu]	$e_n(1 \text{ kHz})$ $\left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}\right]$	Dynamik [dB]
933,22	-118,38	2,91	124,38

Tabelle 4.17.: Simulation der Rauschwerte des finalen Tiefpassfilters, B = 100 kHz

4.6. AD-Wandler-Treiberstufe

Damit der AD-Wandler PCM4220 anliegende Signalspannungen verarbeiten kann, muss sich die Amplitude um die Referenzspannung des Wandlers bewegen. Außerdem darf die maximale Amplitude die Full-Scale-Spannung von 2,8 V nicht überschreiten.

Abbildung 4.24 zeigt den ersten Teil der AD-Wandler-Treiberstufe. Über das Ferrit FB1, welches hochfrequente Störungen unterdrückt, gelangt die Referenzspannung an den Impedanzwandler U1A. R_1 stellt einen Massebezug her und setzt den Eingangswiderstand der Schaltung auf 100 k Ω . Dieser Widerstand belastet die Referenzspannungsquelle nur geringfügig. U1B ist als invertierender Verstärker mit einer Spannungsverstärkung von 2 beschaltet. Über RV1 kann der Arbeitspunkt der gesamten Treiberstufe eingestellt werden. Die Bandbreite des invertierenden Verstärkers wird durch C_1 stark eingeschränkt. Das Rauschen wird dadurch reduziert. Da es sich bei der Referenzspannung um eine Gleichspannung handelt, wird C_1 relativ groß gewählt. Um eine zu hohe Belastung von U1B durch die nachfolgende Stufe zu verhindern, wird U2A als Spannungsfollower parallel geschaltet.

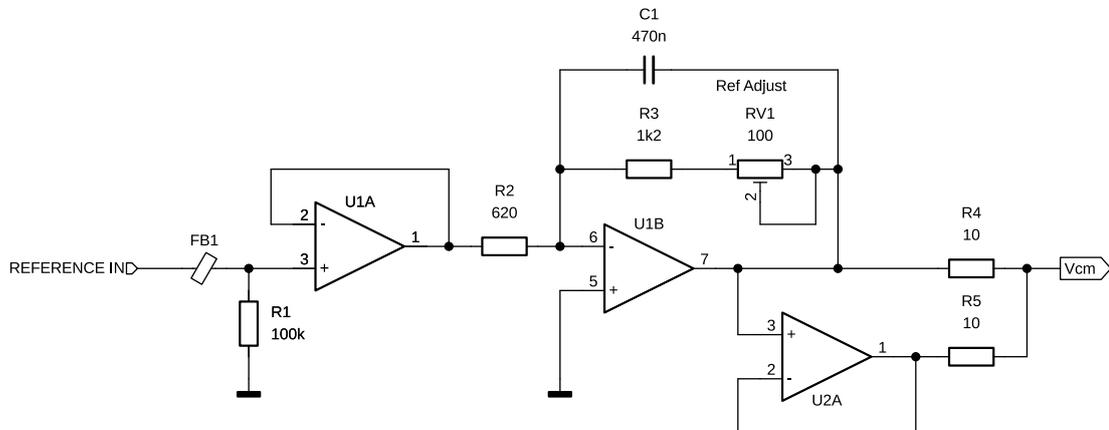


Abbildung 4.24.: Referenz-Spannungs-Verstärker

Den zweiten Teil der Schaltung bildet die in Abbildung 4.24 gezeigte AD-Wandler-Treiber-Stufe. Die vom Referenz-Spannungs-Verstärker bereitgestellte Spannung V_{cm} liegt an R_1 und R_2 an. U3A und U3B arbeiten für die Referenz-Spannung als invertierende Verstärker mit einer Verstärkung von 1. Dadurch wird die zuvor durch U1B

4. Design

invertierte Referenz-Spannung wieder positiv. Durch die Parallelschaltung von U3A und U3B wird das Rauschen dieser Verstärkerstufe herabgesetzt. Die Kondensatoren in der Gegenkopplung dienen der Stabilisierung der Verstärker und zur Begrenzung der Bandbreite. An den nicht-invertierenden Eingängen von U3A und U3B liegt die Signalspannung an. Für diese bilden U3A und U3B jeweils nicht-invertierende Verstärker mit einer Verstärkung von 2. Um diese Signal-Verstärkung wieder auszugleichen, werden R_{10} , R_{11} und R_{12} als Dämpfungsglied nachgeschaltet. Im Interesse niedriger Rauschwerte wird das Dämpfungsglied niederohmig ausgelegt. Der Gesamtwiderstand beläuft sich auf $306,8 \Omega$. U4A und U4B teilen sich diese Last in Parallelschaltung, sodass die Belastung im erlaubten Bereich liegt. Der OPV U2B ist als Impedanzwandler geschaltet, greift die Spannung hochohmig am Dämpfungsglied ab und stellt diese dem AD-Wandler niederohmig zur Verfügung.

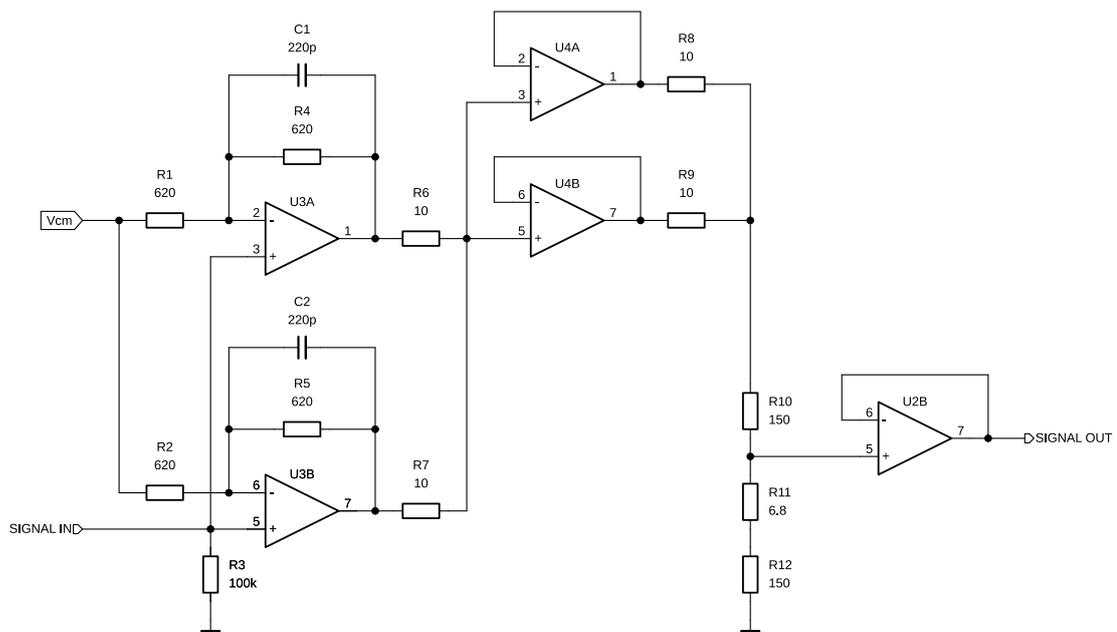


Abbildung 4.25.: AD-Wandler-Treiber-Stufe

Der recht hohe Schaltungsaufwand ist dem Umstand geschuldet, dass diese Stufe als Teil eines Messgeräts auch DC-Gekoppelt betrieben werden soll. Somit darf kein Kondensator im Signalweg liegen, was die Addition der Referenzspannung verkompliziert.

4. Design

Der simulierte Frequenzgang der gesamten AD-Wandler-Treiberstufe ist in Abbildung 4.26 zu sehen. Die Ergebnisse der Rausch-Simulation sind Tabelle 4.18 zu entnehmen. Mit einem Wert von 125,29 dB hat diese Stufe den größten Dynamikumfang der gesamten Schaltung.

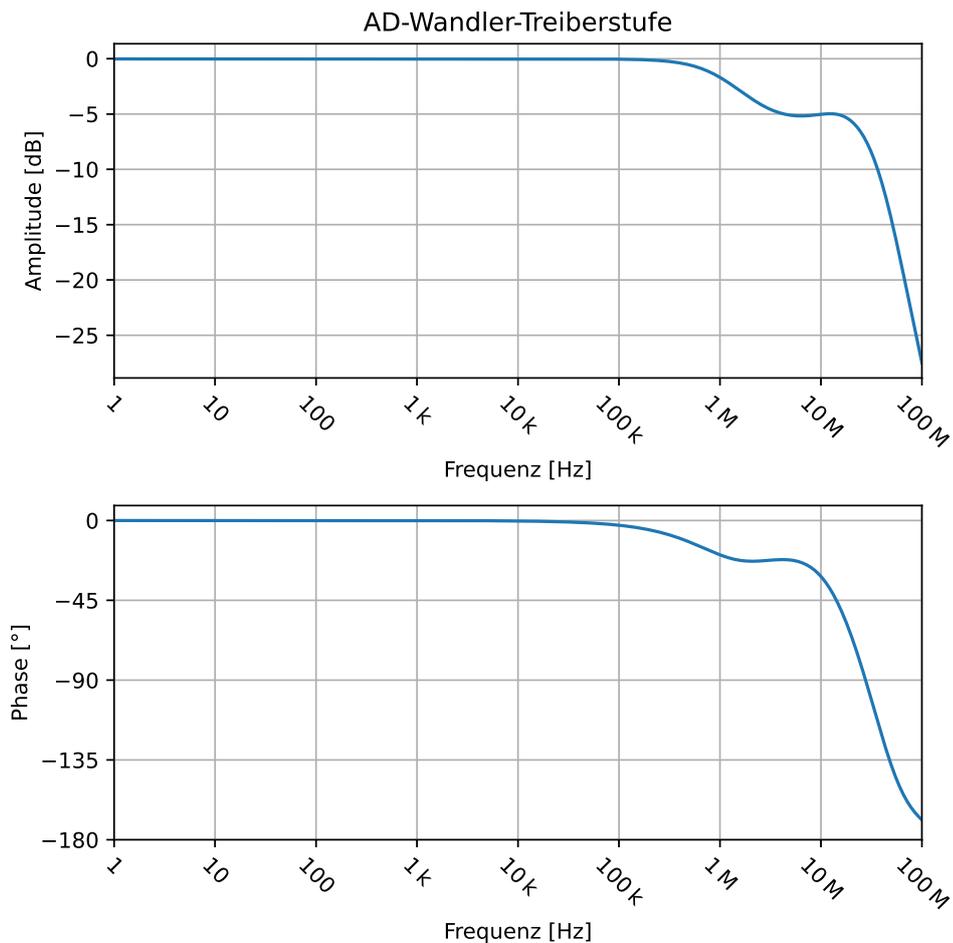


Abbildung 4.26.: Simulation des Frequenzgangs der AD-Wandler-Treiberstufe

U_n [nV]	L_n [dBu]	$e_n(1 \text{ kHz})$ $\left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$	Dynamik [dB]
840,36	-119,29	2,92	125,29

Tabelle 4.18.: Simulation der Rauschwerte der AD-Wandler-Treiberstufe, B = 100 kHz

4.7. Erweiterung des Entwurfs: Kompensation der Fehlspannung

Im Laufe der Entwicklung der Schaltung ergibt sich die Notwendigkeit, die Fehlspannung des Instrumentenverstärkers und des Tiefpasses zu kompensieren. Bei einer Verstärkung von 40 dB ergibt die Simulation der Gesamtschaltung am Ausgang des Tiefpass-Filters eine Fehlspannung von $521,95 \mu\text{V}$. Die in Abschnitt 3.9 geforderte maximale Fehlspannung von unter $15,11 \mu\text{V}$ wird ca. um das 35-Fache überschritten. Zur Behebung der Fehlspannung wird eine dynamische Kompensation mittels Integrator eingeführt. Das entsprechende Blockschaltbild zeigt Abbildung 4.27.

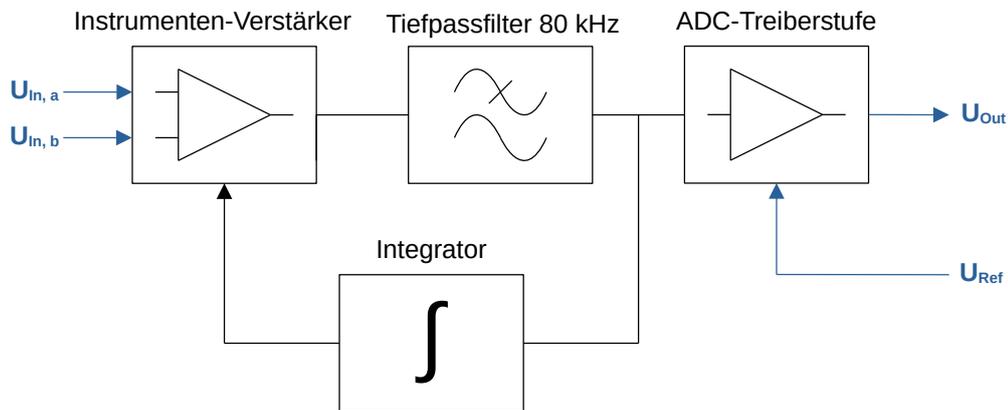


Abbildung 4.27.: Erweiterter Entwurf mit Integrator

Die Ausgangsspannung des Tiefpass-Filters wird dem Integrator zugeführt. Für reine Wechselspannungen ergibt sich das Integral zu null. Bei der Fehlspannung handelt es sich um eine Gleichspannung. Für Gleichspannungs-Pulse ergibt sich am Ausgang des eingesetzten Integrators eine nicht-invertierte, durch die Zeitkonstante verschliffene Version des Pulses. Die Ausgangsspannung des Integrators wird den Gegenkopplungs-Netzwerken der INA zugeführt. Durch die somit entstandene Regelschleife wird die Fehlspannung weitestgehend ausgeglichen.

Die Schaltung des eingesetzten Integrators ist in Abbildung 4.28 zu sehen. Die Zeitkonstante wird mit R_1 und C_1 sowie R_2 und C_4 gesetzt. Beide Zeitkonstanten sind gleich zu wählen. Über die Widerstände R_3 und R_4 wird die Ausgangsspannung hochohmig in die Gegenkopplungszweige der INA eingekoppelt.

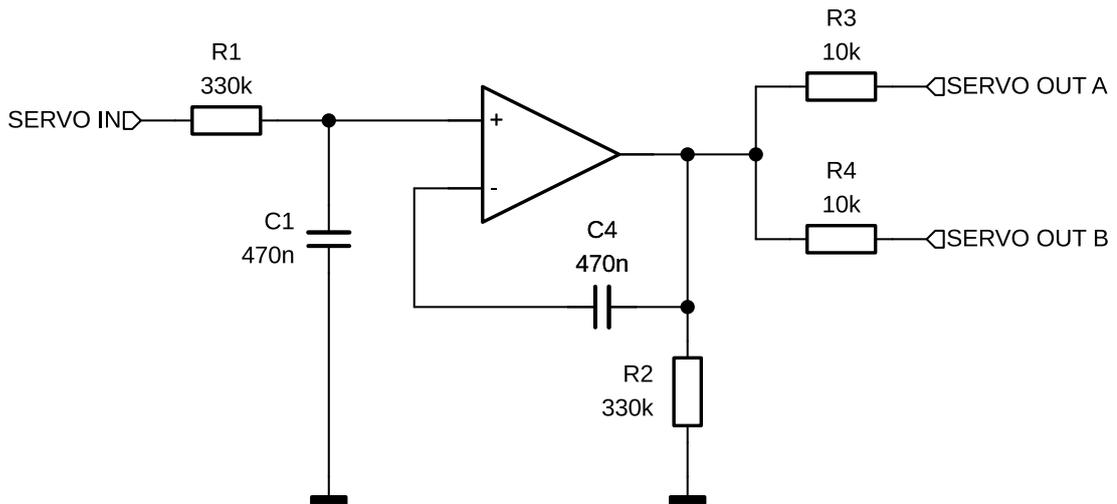


Abbildung 4.28.: Schaltung des eingesetzten Integrators [41, S. 548]

Tabelle 4.19 stellt die Simulationsergebnisse mit und ohne Kompensation gegenüber. Die Fehlspannung von $-175,06$ nV bei angewandter Kompensation übertrifft die Anforderungen.

	U_o [V]
unkompensiert	$521,95 \mu$
kompensiert	$-175,06$ n

Tabelle 4.19.: Vergleich der Fehlspannung mit und ohne Kompensation

Die äquivalente Eingangs-Fehlspannung des in dieser Schaltung eingesetzten OPV, sowie dessen Temperaturdrift müssen möglichst gering ausfallen. Daher wurde für diese Anwendung der OPA828D ausgewählt. Die entsprechenden Werte zeigt Tabelle 4.20.

U_o [μV]	ΔU_o [$\frac{\mu\text{V}}{^\circ\text{C}}$]
50	0,45

Tabelle 4.20.: Äquivalente Eingangs-Fehlspannung des OPA828D und dessen Temperaturdrift, Quelle: [42]

4.8. Simulation der gesamten Schaltung

Zum Abschluss des Entwicklungs-Prozesses wird die gesamte Schaltung simuliert. Den Frequenzgang zeigt Abbildung 4.29.

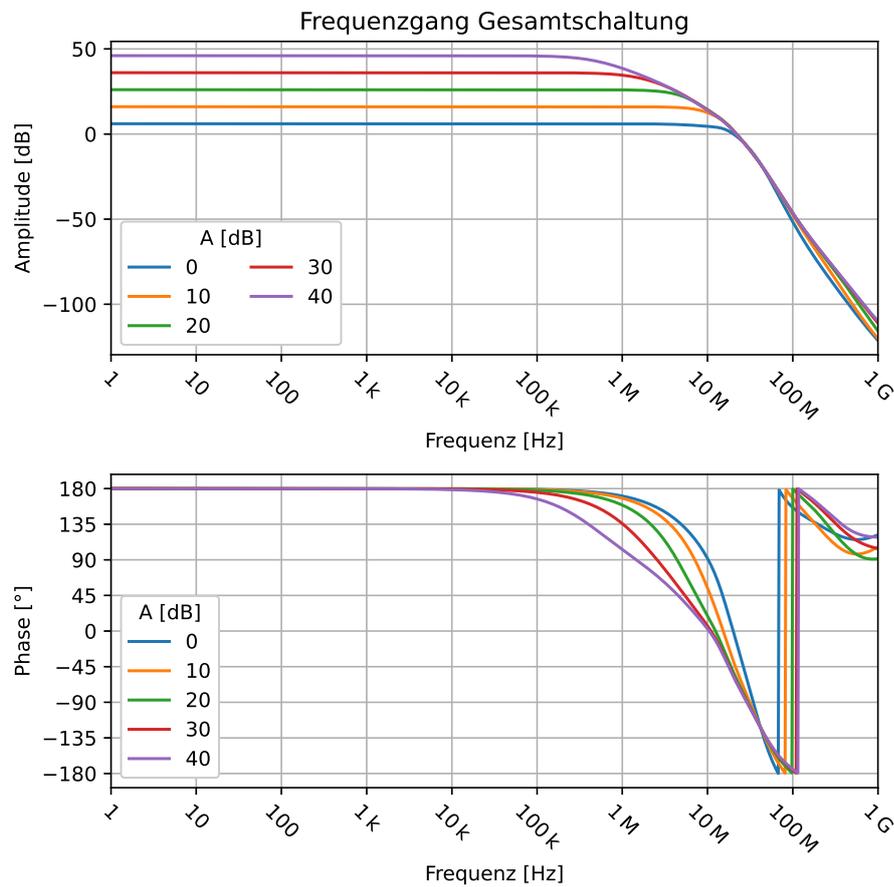


Abbildung 4.29.: Simulation des Frequenzgangs der gesamten Schaltung

4. Design

Die größte Abweichung der Amplitude vom idealen Wert innerhalb der 80-kHz-Bandbreite, ergibt sich bei einer Verstärkung von 40 dB. Hier beträgt die Dämpfung 0,22 dB bei 80 kHz. Der Sprung in der Phase bei knapp 100 MHz existiert nicht und ist lediglich der Darstellung des Plots geschuldet. Stattdessen erreicht die Phasenverschiebung einen maximalen Wert von ca. -270° bei knapp 1 GHz.

Die Ergebnisse der Rauschsimulation zeigen Abbildung 4.30 und Tabelle 4.21. Die maximale Dynamik bezogen auf einen Ausgangspegel von 6 dBu, wird bei einer Verstärkung von 0 dB erreicht und beträgt 118,63 dB. Die e_n bei 1 kHz beläuft sich auf $1,81 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$.

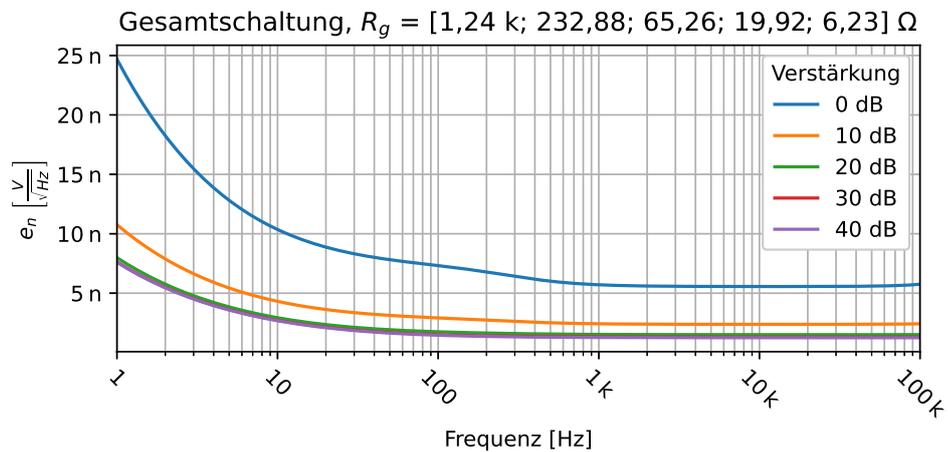


Abbildung 4.30.: Simulation der e_n der gesamten Schaltung

V_u [dB]	U_n [μV]	L_n [dBu]	$e_n(1 \text{ kHz}) \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$	Dynamik [dB]
0	1,81	-112,63	5,71	118,63
10	2,39	-110,22	2,42	116,22
20	4,74	-104,26	1,53	110,26
30	12,90	-95,57	1,32	101,57
40	38,88	-85,99	1,27	91,99

Tabelle 4.21.: Simulation der Rauschwerte der Gesamtschaltung, $B = 100 \text{ kHz}$

5. Implementierung

5.1. Übersichts-Schaltplan

Den Übersichts-Schaltplan der umgesetzten Schaltung zeigt Abbildung 5.1. Die Aufteilung der Schaltung erfolgt in sieben Blöcke. Durch das Setzen von Jumpfern auf zweireihigen Stiftleisten, können die Schaltungsblöcke Eingangsschutz, Kopplung, INA und DC-Servo isoliert werden. Dies erleichtert das Suchen von eventuellen Fehlern und ermöglicht die Messung einzelner Blöcke, wie z.B. des INA.

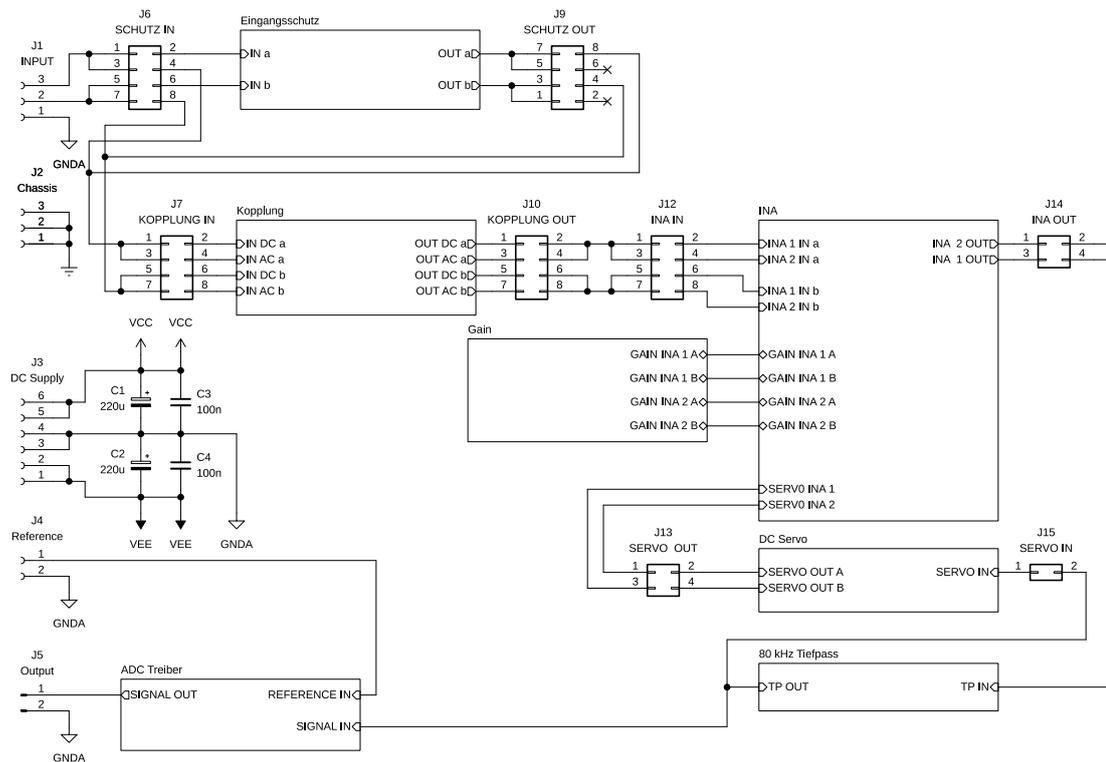


Abbildung 5.1.: Schaltplan der gesamten Schaltung

5. Implementierung

Außerdem ist es möglich, den Eingangsschutz zu überbrücken, die Kopplung zwischen AC und DC umzuschalten, einen INA zu nutzen, beide INA parallel zu nutzen und den DC-Servo (Integrator) ein- und auszuschalten.

Über die Stiftleiste J1 wird die symmetrische Signalspannung zugeführt. Die Gehäusemasse wird über J2 mit der Schaltung verbunden. Die Versorgungsspannungen V_{CC} und V_{EE} sowie die Analog-Masse GNDA werden über J3 mit dem Netzteil verbunden. An J4 wird die Referenzspannung des AD-Wandlers angeschlossen. Das Ausgangssignal der wird über J5 abgegriffen. Die Belegung der Stiftleisten ist in Tabelle 5.1 zusammengestellt.

Das vollständige Zeichnungsblatt ist in Anhang A.1 und auf der DVD zu finden.

Bezeichner	Beschreibung
J1	Pin 1: Analog-Masse Pin 2: Signal a Pin 3: Signal b
J2	Pin 1: Gehäuse Pin 2: Gehäuse Pin 3: Gehäuse
J3	Pin 1: -18 V Pin 2: -18 V Pin 3: Analog-Masse Pin 4: Analog-Masse Pin 5: +18 V Pin 6: +18 V
J4	Pin 1: Referenz-Spannung Pin 2: Analog-Masse
J5	Pin 1: Ausgangs-Signal Pin 2: Analog-Masse

Tabelle 5.1.: Belegung der Stiftleisten

5.2. Schaltungsblöcke

5.2.1. Eingangsschutz

Ein im Kapitel Design nicht besprochener Teil der realisierten Schaltung, ist in Abbildung 5.2 zu sehen. Dieser Schaltungsblock dient zum Schutz der Eingänge der INA vor hochfrequenten Störungen und vor ESD-Pulsen. Die Ferritperlen FB1 und FB2 Dämpfen zusammen mit den Widerständen R_1 und R_2 hochfrequente Störimpulse. C_5 und C_6 bilden einen 235 pF Kondensator zwischen den beiden Eingangsklemmen, welcher für Gegentakt-Störungen hoher Frequenz einen Kurzschluss darstellt. Für Gleichtakt-Störungen stellt C_7 bei hohen Frequenzen einen niederohmigen Pfad nach Masse dar. Die Dioden begrenzen die Amplitude ankommender ESD-Pulse auf die Summe der Zener-Spannung und der Spannung einer Diodenstrecke relativ zur Versorgungsspannung V_{CC} bzw. V_{EE} . Die Schaltung ist einem Vorschlag aus dem Datenblatt eines Line-Receiver entlehnt [43].

Das vollständige Schaltplan-Blatt ist im Anhang A.2 und auf der DVD zu finden.

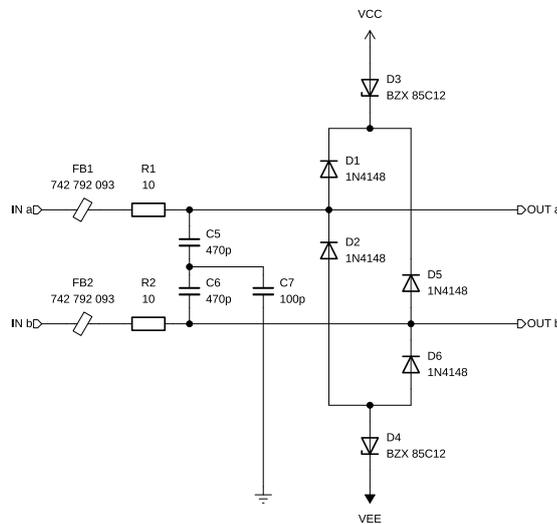


Abbildung 5.2.: Eingangsschutz

5.2.2. Kopplung

Die in Abschnitt 3.2 geforderte Eingangsimpedanz von mindestens $100\text{ k}\Omega$ wird mit der in Abbildung 5.3 dargestellten Schaltung realisiert. Die gesamte Schaltung soll mit AC- und DC-Kopplung betrieben werden. Dazu kann das linke oder rechte Netzwerk per Jumper ausgewählt werden. Das linke Netzwerk ermöglicht eine DC-Kopplung und bildet für symmetrische Signale eine Eingangsimpedanz von $240\text{ k}\Omega$. Für un-symmetrische Signale beträgt die Eingangsimpedanz $120\text{ k}\Omega$. Die AC-Kopplung wird mit dem rechten Netzwerk realisiert. Oberhalb der Grenzfrequenz des Hochpasses bestehend aus C_8 und R_7 , bzw. C_9 und R_8 , beträgt der differentielle Eingangswiderstand $240\text{ k}\Omega$. Für un-symmetrische Signale ergibt sich eine Eingangsimpedanz von $120\text{ k}\Omega$. Die Grenzfrequenz der AC-Kopplung liegt bei $0,2\text{ Hz}$.

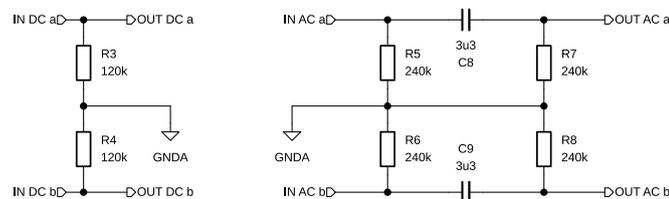


Abbildung 5.3.: Kopplung

Das ganze Zeichnungsblatt findet sich in Anhang A.3 und auf der DVD.

5.2.3. INA, Gain

Im Sinne einer besseren Übersicht, wurde der Schaltungsblock Gain, in welchem die Verstärkung der INA eingestellt werden kann, als eigener Block gezeichnet. Abbildung 5.4 zeigt die entsprechende Schaltung für den INA 1. Die Schaltung für den INA 2 ist identisch. Über das Setzen von Jumpers in den zweireihigen Stiftleisten J16 und J17 kann der Gegenkopplungs-Widerstand R_g gewählt werden. In Tabelle 5.2 sind die simulierten und implementierten Widerstände aufgeführt.

Die übrige Impementierung der INA entspricht der Super-Balanced-Buffered-Schaltung in Abschnitt 4.4.3. Die gesamte Schaltung beider Blöcke ist in den Anhängen A.4 und A.5 abgebildet und auf der DVD abgelegt.

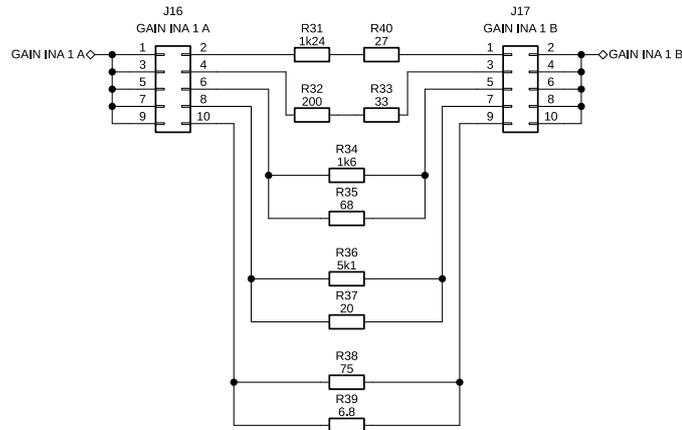


Abbildung 5.4.: Gain

$R_{g, sim} [\Omega]$	$R_{g, real} [\Omega]$	$R_{g, impl} [\Omega]$	V_u [dB]
1240	1267,00	1,24 k + 27	0
232,88	233,00	200 + 33	10
65,26	65,23	1,6 k 68	20
19,92	19,92	5,1 k 20	30
6,23	6,23	75 6,8	40

Tabelle 5.2.: Implementierte und simulierte Gegenkopplungs-Widerstände

5.2.4. DC-Servo, Tiefpass-Filter, ADC-Treiber

Die Implementierung des DC-Servo (Integrator), des Tiefpass-Filters und des AD-Wandler-Treibers entspricht den Ausführungen im Kapitel Design. Die vollständigen Schaltpläne sind in den Anhängen A.6, A.7 und A.8 abgebildet. Zudem sind die Pläne auf der DVD zu finden.

5.3. Platine

Ein 3D-Modell der entwickelten Platine, ist in Abbildung 5.5 zu sehen. Die Größe der Leiterplatte entspricht mit 100 mm x 160 mm dem Europakarten-Format. Da es sich

5. Implementierung

um den ersten Prototypen handelt, ist noch kein Platinen-Steckverbinder vorhanden. Stattdessen sind alle Anschlüsse nach außen als Stiftleisten ausgeführt. Dies ermöglicht einen schnellen, flexiblen und kostengünstigen Einbau in ein passendes Gehäuse. Die übrigen Stiftleisten realisieren die in Abschnitt 5.1 beschriebenen Funktionen. Für die Operationsverstärker sind DIP-8-Sockel vorgesehen, obwohl die verwendeten Exemplare ein SMD-Gehäuse in SOIC-8 Bauform aufweisen. Es werden daher Adapterplatinen mit Stiftleisten, wie in Abbildung 5.6 zu sehen, verwendet. Diese ermöglichen, da sie steckbar sind, eine Wiederverwendung der OPV in künftigen Prototypen.

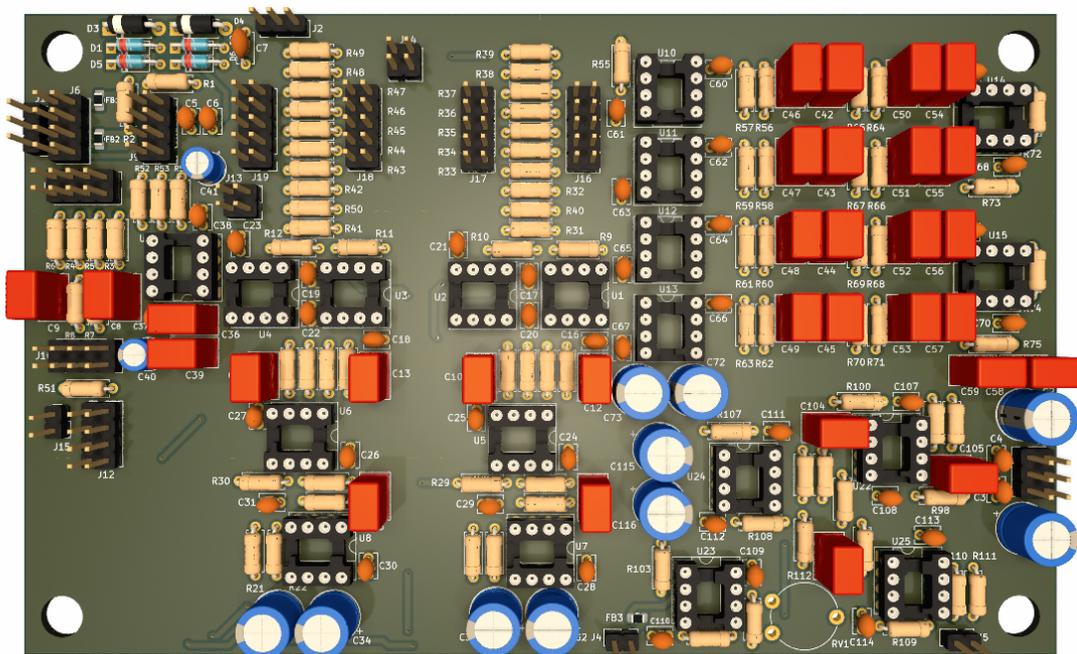


Abbildung 5.5.: 3D-Modell der Platine

Insgesamt ist die Leiterplatte 4-lagig aufgebaut. Die unterste Lage ist für Signale vorgesehen und enthält so viele signalführende Leiterbahnen, wie der Platz erlaubt. Abbildung 5.7 zeigt ein Foto der untersten Lage. Es ist zu erkennen, dass sich zwischen

5. Implementierung

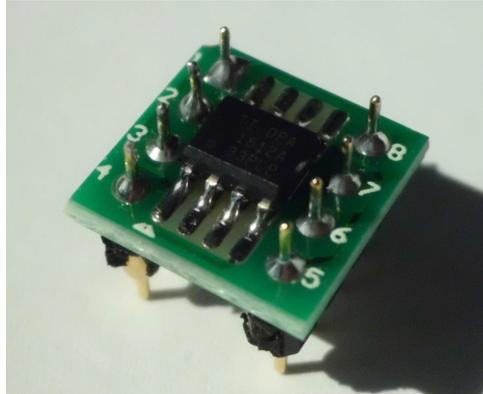


Abbildung 5.6.: OPV-Adpater

den Leiterbahnen eine gefüllte Fläche befindet. Diese ist mit der Analog-Masse verbunden. Bei parallel verlaufenden Leiterbahnen verhindert die zwischenliegende Massefläche kapazitive Kopplung und unterdrückt damit eine mögliche Schwingneigung der Verstärkerschaltung.

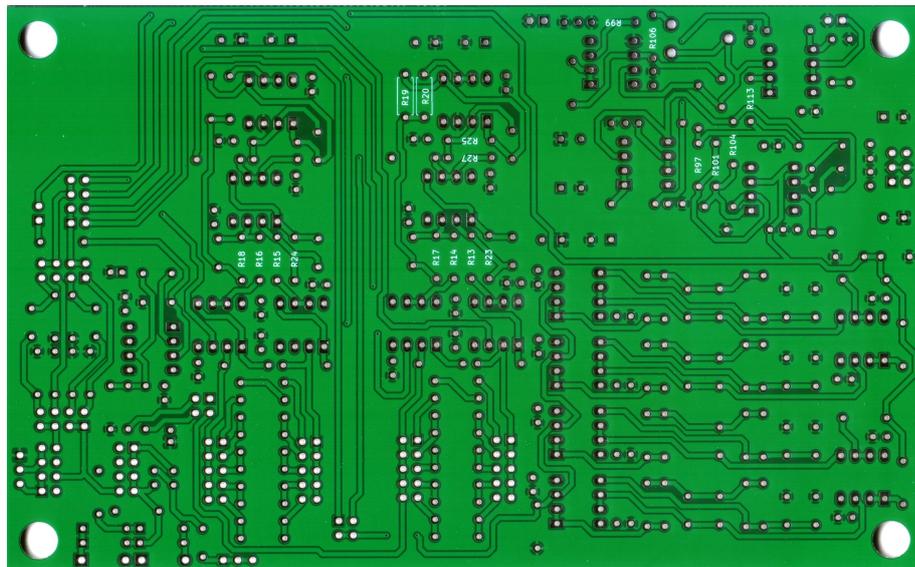


Abbildung 5.7.: Foto der unbestückten Platine von unten

Ein Foto der oberen Seite der Platine ist in Abbildung 5.8 zu sehen. Die oberste Lage stellt in erster Linie eine Massefläche dar. Es werden in dieser Lage nur dann Signal-

5. Implementierung

Leiterbahnen geführt, wenn dessen Unterbringung auf der untersten Lage aus Platzgründen nicht möglich ist.

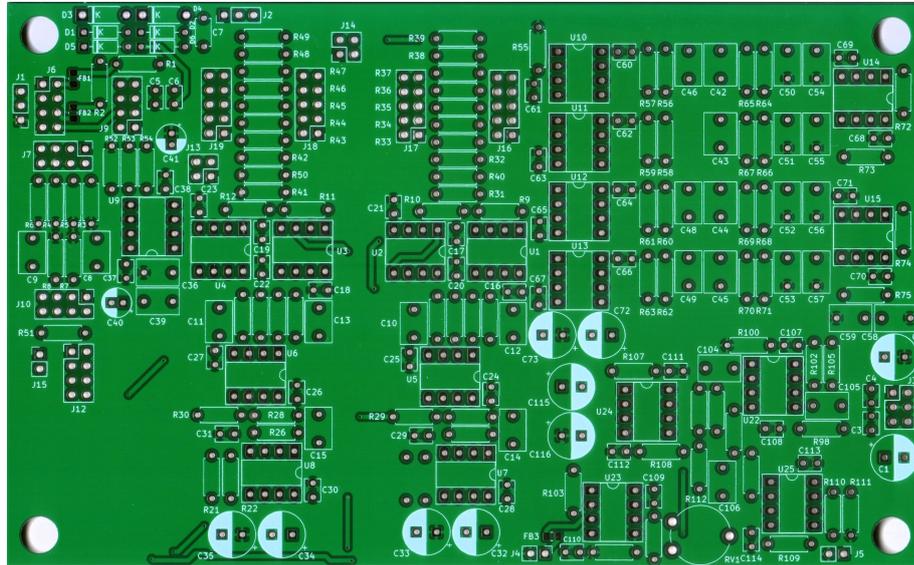


Abbildung 5.8.: Foto der unbestückten Platine von oben

Die beiden inneren Lagen führen jeweils eine Versorgungsspannung. Zwischen den Masseflächen und den Versorgungslagen entsteht eine abblockend wirkende Kapazität. Letztere entsteht auch zwischen den Versorgungslagen.

Um die Entkopplung der Schaltungsteile zu vergrößern, erhält jedes IC einen Abblock-Kondensator pro Versorgungsspannung. Die Schaltungsblöcke sind zusätzlich mit Low-ESR-Elektrolytkondensatoren voneinander entkoppelt.

Der Bestückungsplan der Leiterplatte befindet sich in Anhang A.9 und ist auf der DVD abgelegt. Das KiCad-Projekt ist ebenfalls auf der DVD zu finden.

5.4. Aufbau des Prototyps

Ein Foto des praktischen Aufbaus der Schaltung zeigt Abbildung 5.9. Die Platine ist in ein Alu-Druckguss-Gehäuse eingebaut. Der symmetrische Eingang ist als XLR-Buchse

5. Implementierung

ausgeführt. Der Schirm des Kabels ist mit dem Gehäuse verbunden, welches wiederum mit der Analog-Masse verbunden ist. Die Versorgungs-Spannungen werden über Laborsteckverbinder zugeführt. Die seitlich angebrachte Lochrasterplatine mit der 9V-Batterie bildet eine störungsarme Referenzspannungsquelle für die AD-Wandler-Treiberstufe. Die Schaltung der Quelle ist in Abbildung 5.10 zu sehen. Die Koppelkondensatoren sind aufgrund ihrer Größe provisorisch am Gehäuse befestigt. Bei Messungen wird das Gehäuse mit dem passenden Deckel fest verschlossen. Das Ausgangssignal wird über eine BNC-Buchse herausgeführt.



Abbildung 5.9.: Prototyp im Gehäuse

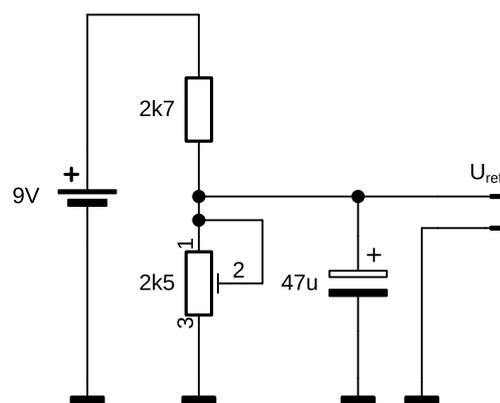


Abbildung 5.10.: Referenz-Spannungs-Quelle

6. Verifikation

Der Test der Schaltung erfolgt in mehreren Schritten. Zunächst wird der Frequenzgang der gesamten Schaltung und die Ausgangsspannung im Zeitbereich gemessen. Danach werden die THD+N, der Pegel des Rauschens am Ausgang und die THD gemessen. Hierbei wird zunächst der INA einzeln gemessen, dann die Reihenschaltung aus INA und Tiefpassfilter und schließlich die gesamte Schaltung. Diese Messungen erfolgen bei 0 dB Verstärkung mit zwei unterschiedlichen Pegeln. Da die Angabe über die THD+N des PCM4220 bei einem Eingangspegel -1 dBFS gilt, wird der erste Eingangspegel auf 1,15 dBu festgelegt. Bei diesem Eingangspegel erscheint am Ausgang des INA durch die Wandlung des symmetrischen in ein unsymmetrisches Signal, ein Pegel von 7,15 dBu, was -1 dBFS am PCM4220 entspricht. Um die Möglichkeit eines Betriebs der Schaltung mit einem höheren Pegel zu evaluieren, erfolgt die zweite Messung mit einem Pegel von 11,15 dBu. Ein weiterer Test der Schaltung erfolgt bei der höchstmöglichen Verstärkung von 40 dB. Hier wird der Eingangspegel auf -38,85 dBu gesetzt, wodurch am Ausgang der Schaltung ein Pegel von 7,15 dBu und damit -1 dBFS erscheint. Es werden hierbei die THD+N und der Rauschpegel am Ausgang gemessen.

Bei der eingesetzten Messtechnik handelt es sich um einen Rohde & Schwarz UPV Audio Analyzer und ein Hameg HM7042 Labornetzgerät. Die Einstellungen des Audio Analyzers und die Messdaten sind auf der DVD abgelegt. Die Schaltung wurde bei allen Messungen mit einer Versorgungsspannung von ± 18 V betrieben. Alle Messungen wurden ohne Bewertungsfilter bei einer Bandbreite von 80 kHz durchgeführt. Die Messung des Ausgangssignals im Zeitbereich erfolgt mit einem Rohde & Schwarz RTO 1004 Oszilloskop. Für die Messung der Fehlspannung am Ausgang wird ein Fluke 45 Multimeter verwendet.

6.1. Frequenzgang und Ausgangsspannung

Den Frequenzgang der gesamten Schaltung zeigt Abbildung 6.1. Die obere Messung wird bei einer Verstärkung von 0 dB, mit einem Pegel von 1,15 dBu durchgeführt. Der zweite Frequenzgang wird bei einer Verstärkung von 40 dB und einem Pegel von -38,85 dBu aufgenommen.

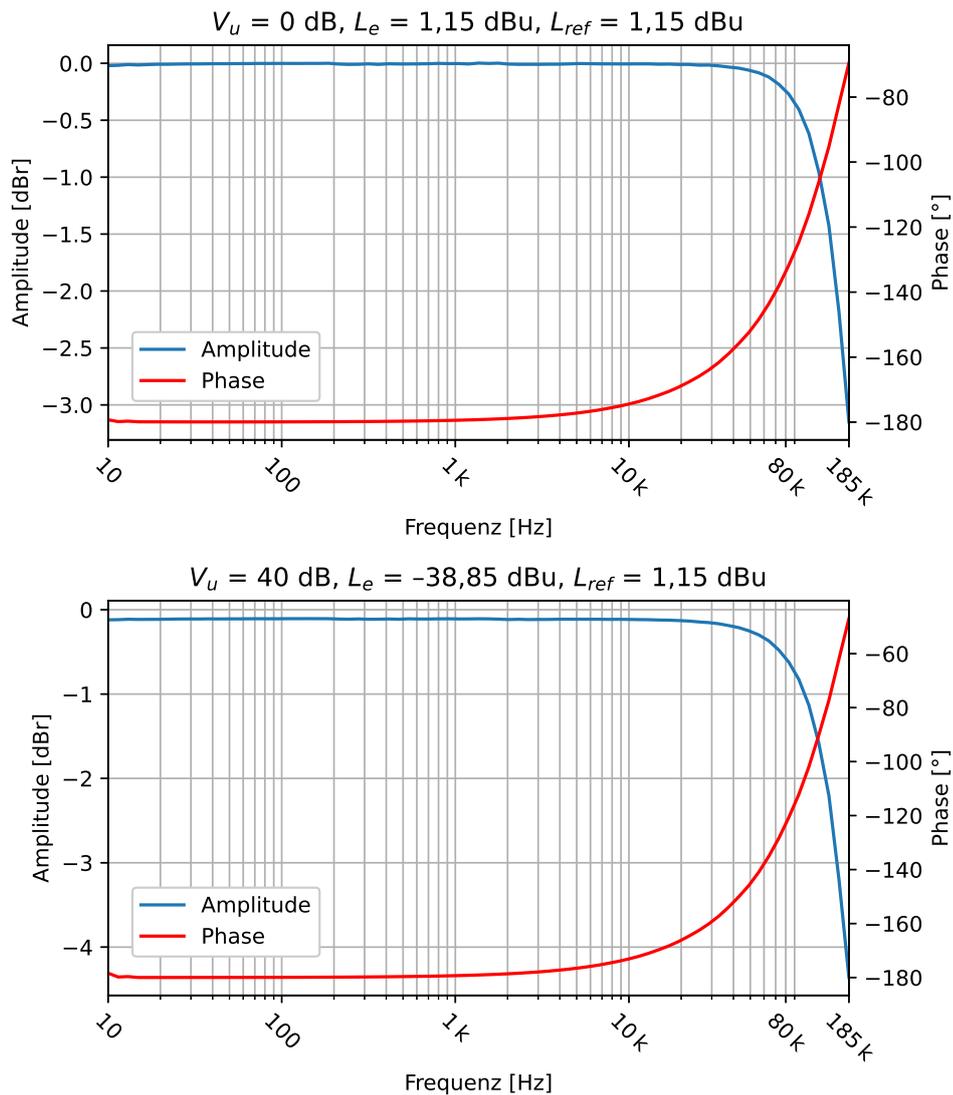


Abbildung 6.1.: Frequenzgang bei $V_u = 0 \text{ dB}$ und $V_u = 40 \text{ dB}$

6. Verifikation

In Tabelle 6.1 sind die Messwerte bei 80 kHz, sowie die 3dB-Eckfrequenzen aufgelistet. Bei einer Verstärkung von 0 dB, liegt der Abfall der Amplitude bei 80 kHz mit -0,23 dB, nahe an dem in der Auslegung in Abschnitt 4.5.2 angesetzten Wert von -0,25 dB. Für eine Verstärkung von 40 dB ergibt sich der Abfall zu -0,44 dB, was den angesetzten Wert um 0,19 dB überschreitet. Der Abfall kann durch die Wahl kleinerer Werte für die Kompensations-Kondensatoren im INA verringert werden. Insgesamt ergibt sich bei einer eingestellten Verstärkung von 40 dB eine Abweichung der Amplitude von -0,11 dB im Durchlassbereich. Diese kann durch Verkleinerung des Widerstands R_g in der Gegenkopplung im INA behoben werden. Abbildung 6.2 zeigt die um $U_{ref} = 1,95$ V verschobene Ausgangsspannung.

V_u [dB]	Δ Amplitude bei 80 kHz [dB]	Phase bei 80 kHz [°]
0	-0,23	-134,68
40	-0,44	-124,11

Tabelle 6.1.: Messwerte Frequenzgang

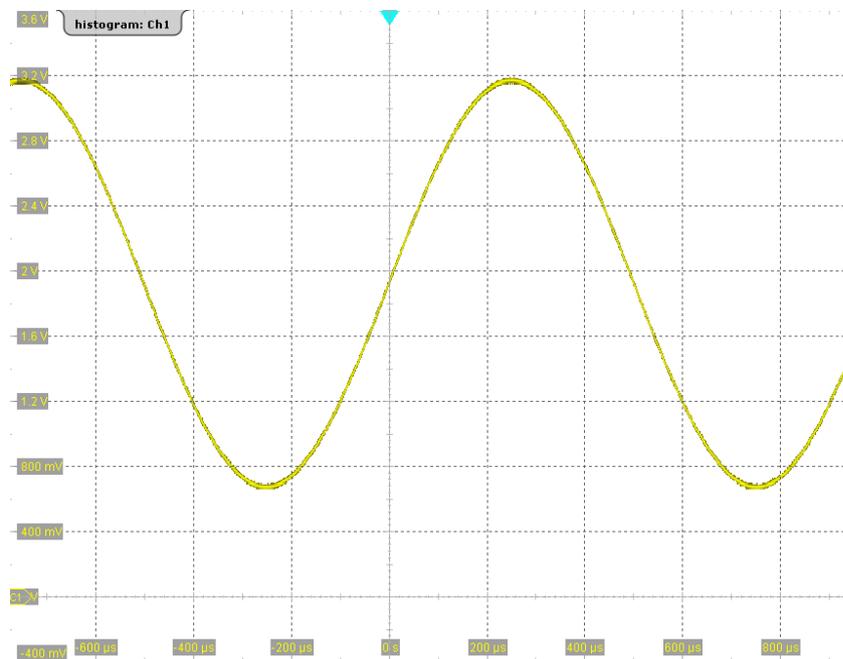


Abbildung 6.2.: Ausgangsspannung

6.2. THD+N und Ausgangsrauschen

6.2.1. $L_e = 1,15 \text{ dBu}$, $V_u = 0 \text{ dB}$

Abbildung 6.3 zeigt die Messungen der THD+N bei einem Eingangspegel von 1,15 dBu. Es ist zu erkennen, dass mit jedem zusätzlichen Schaltungsteil die THD+N größer wird. Die Messwerte bei 1 kHz und 20 kHz sind in Tabelle 6.2 aufgelistet. Die Gesamtschaltung bestehend aus INA, Tiefpass und ADC-Treiber erreicht einen Wert von -99,29 dB bei 1 kHz.

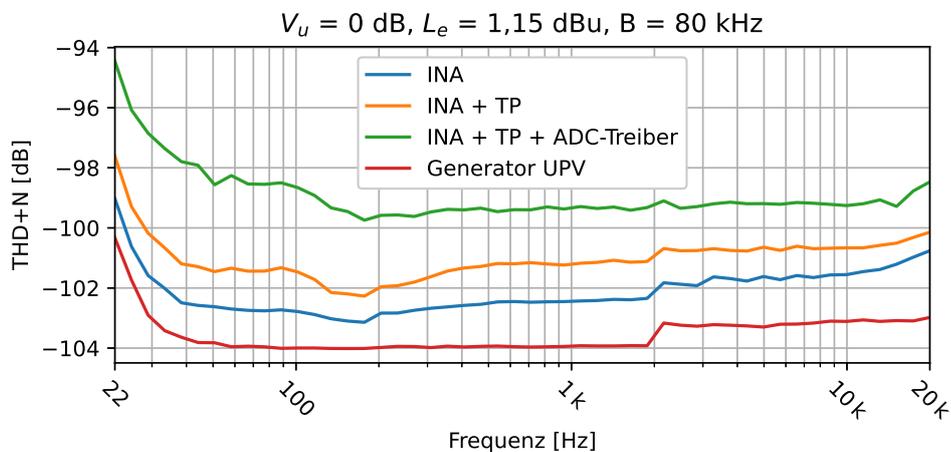


Abbildung 6.3.: Messungen der THD+N bei $V_u = 0 \text{ dB}$ mit $L_e = 1,15 \text{ dBu}$

Schaltungsteil	f [kHz]	THD+N [dB]
INA	1	-102,43
INA + TP	1	-101,17
INA + TP + ADC-Treiber	1	-99,29
INA	20	-100,75
INA + TP	20	-100,14
INA + TP + ADC-Treiber	20	-98,46

Tabelle 6.2.: Messwerte der THD+N bei $V_u = 0 \text{ dB}$ mit $L_e = 1,15 \text{ dBu}$, $B = 80 \text{ kHz}$

Der in Abschnitt 3.6 geforderte Wert von $\text{THD+N} < -106 \text{ dB}$, wird mit diesem Eingangspegel nicht erreicht. Es ist allerdings zu beachten, dass der UPV selbst nur einen Wert von ca. -104 dB bei diesen Einstellungen erreicht.

6.2.2. $L_e = 11,15 \text{ dBu}$, $V_u = 0 \text{ dB}$

Die Ergebnisse einer wiederholten Messung mit einem Pegel von $11,15 \text{ dBu}$ sind in Abbildung 6.4 zu sehen. Hier wird die THD+N ebenfalls bei Hinzufügen weiterer Schaltungsteile größer. Im Frequenzbereich unter 400 Hz ist bei der Gesamtschaltung ein relativ großer Anstieg der THD+N zu erkennen. Dieser wird durch die AD-Wandler-Treiberstufe hervorgerufen. Eine weitere Untersuchung und Optimierung dieses Schaltungsteils ist empfehlenswert.

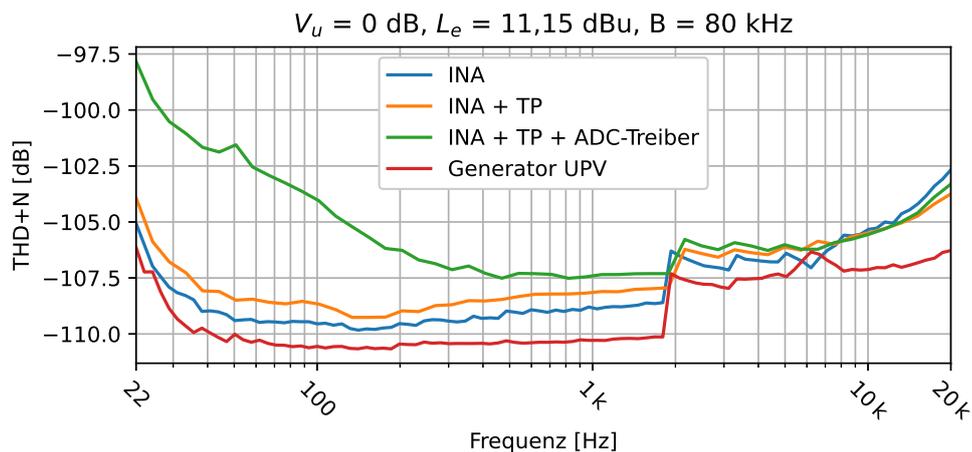


Abbildung 6.4.: Messungen der THD+N bei $V_u = 0 \text{ dB}$ mit $L_e = 11,15 \text{ dBu}$

Die Messwerte bei 1 kHz und 20 kHz sind in Tabelle 6.3 zusammengestellt. Die gesamte Schaltung erreicht hier eine THD+N von $-107,34 \text{ dB}$ bei 1 kHz . Das Ergebnis zeigt, dass es durchaus sinnvoll ist, die Schaltung intern mit einem höheren Pegel zu betreiben. In Abschnitt 3.5 wird gefordert, dass der Ausgangspegel der Schaltung stets maximal 6 dBu betragen soll. Eine Erhöhung auf 16 dBu wäre leicht umzusetzen. Um den höheren Pegel an den Wandler anzupassen, muss der Spannungsteiler vor U_{2B} in der ADC-Treiberstufe in Abbildung 4.25 entsprechend verändert werden. Zudem ist eine

6. Verifikation

Erhöhung der Verstärkung der Referenzspannung notwendig. Mit den beschriebenen Anpassungen wäre die Forderung nach einer THD+N < -106 dB vermutlich zu erfüllen. Dies Bedarf einer weiteren Untersuchung.

Schaltungsteil	f [kHz]	THD+N [dB]
INA	1	-108,88
INA + TP	1	-108,10
INA + TP + ADC-Treiber	1	-107,34
INA	20	-102,67
INA + TP	20	-103,74
INA + TP + ADC-Treiber	20	-103,30

Tabelle 6.3.: Messwerte der THD+N bei $V_u = 0$ dB mit $L_e = 11,15$ dBu

6.2.3. $V_u = 0$ dB, $V_u = 40$ dB

Der Vergleich der THD+N bei $V_u = 0$ dB und $V_u = 40$ dB ist in Abbildung 6.5 dargestellt. Tabelle 6.4 zeigt die Messwerte bei 1 kHz und 20 kHz. Bei einer Verstärkung von 40 dB erhöht sich die THD+N bei 1 kHz um 19,28 dB.

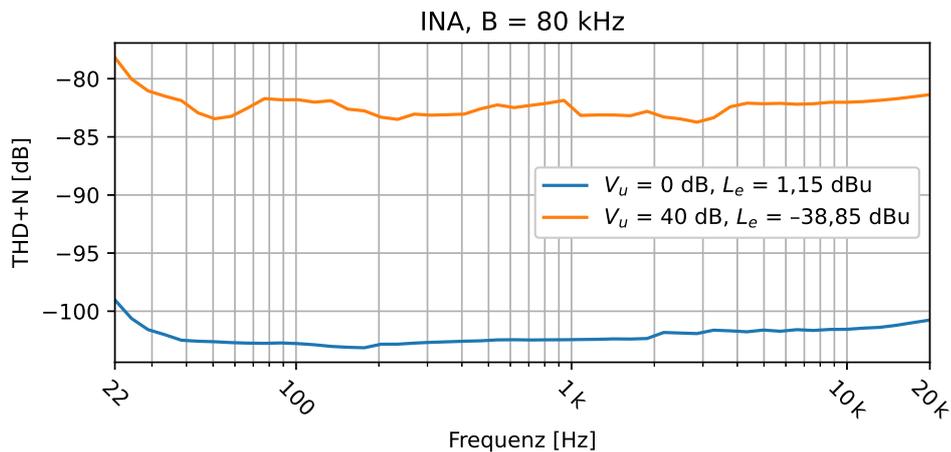


Abbildung 6.5.: Messungen der THD+N bei $V_u = 0$ dB und $V_u = 40$ dB

V_u [dB]	f [kHz]	THD+N [dB]
0	1	-102,43
40	1	-83,15
0	20	-100,75
40	20	-81,36

Tabelle 6.4.: Messwerte der THD+N bei $V_u = 0$ dB und $V_u = 40$ dB

6.2.4. Ausgangsrauschen

Die gemessenen Rauschpegel am Ausgang der Schaltung sind in Tabelle 6.5 aufgelistet. Das Ausgangsrauschen der gesamten Schaltung beträgt bei einer Bandbreite von 80 kHz und einer Verstärkung von 0 dB -100,48 dBu. Bei einem Signalpegel von maximal 6 dBu am Ausgang der Schaltung, beträgt der Dynamikumfang 106,48 dB. Die Forderung nach einem Dynamikumfang von 112 dB in Abschnitt 3.7 wird bei diesem Pegel nicht erfüllt. Bei einer Erhöhung des maximal zugelassenen Ausgangspegels auf 16 dBu, wie in Abschnitt 6.2.2 beschrieben, würde sich der Dynamikumfang in etwa auf 116,48 dB erhöhen, wodurch die Anforderung erfüllt wäre. Eine weitere Untersuchung dieser Option ist zu empfehlen.

Schaltungsteil	Rauschpegel [dBu]
INA, $V_u = 0$ dB	-106,21
INA, $V_u = 40$ dB	-80,68
INA + TP, $V_u = 0$ dB	-102,78
INA + TP + ADC-Treiber, $V_u = 0$ dB	-100,48

Tabelle 6.5.: Rauschpegel am Ausgang, B = 80 kHz

Das Spektrum des Ausgangsrauschens ist in Abbildung 6.6 dargestellt. Der obere Plot zeigt bereits Peaks bei 50 Hz, 150 Hz und 250 Hz. Der untere Plot zeigt den Frequenzbereich bis 600 Hz. Hier sind ebenfalls Peaks bei 350 Hz und 550 Hz sichtbar. Bei dem 50 Hz Peak handelt es sich um ein Brummen mit der Netzfrequenz. Die

6. Verifikation

übrigen Peaks sind ungeradzahlige Vielfache des Brummens. Eine Wiederholung der Messungen mit einem linearen Netzteil mit Ultra-Low-Noise-Linearreglern, wie z.B. dem LT3097 wäre sinnvoll, um den Einfluss des Netzteils auf das Rauschen und Brummen bewerten zu können.

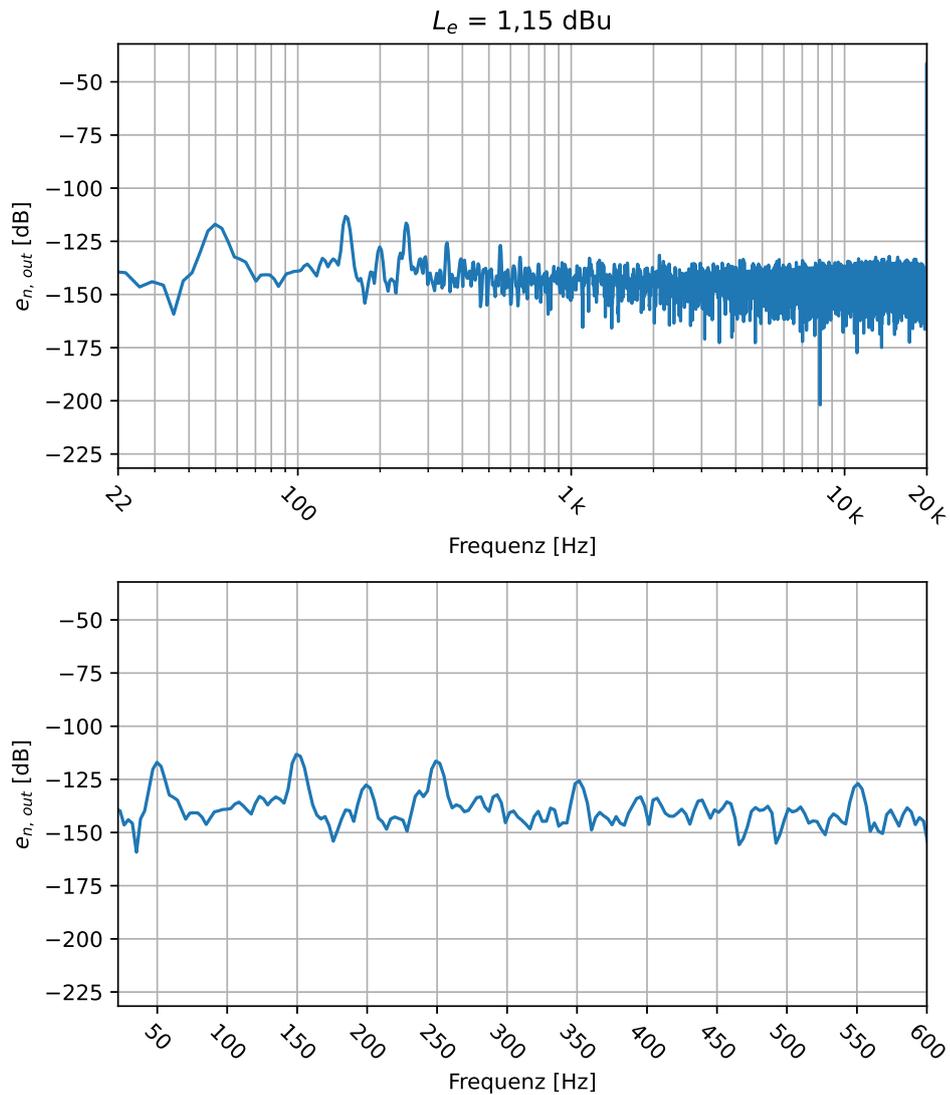


Abbildung 6.6.: Spektrum des Ausgangsrauschens bei $V_u = 0 \text{ dB}$

6.3. THD

6.3.1. $L_e = 1,15 \text{ dBu}$, $L_e = 11,15 \text{ dBu}$, $V_u = 0 \text{ dB}$

Abbildung 6.7 zeigt die Ergebnisse der Messung der THD bei Eingangspegeln von 1,15 dBu und 11,15 dBu. Die Messwerte bei 1 kHz und 20 kHz sind in Tabelle 6.6 zu finden.

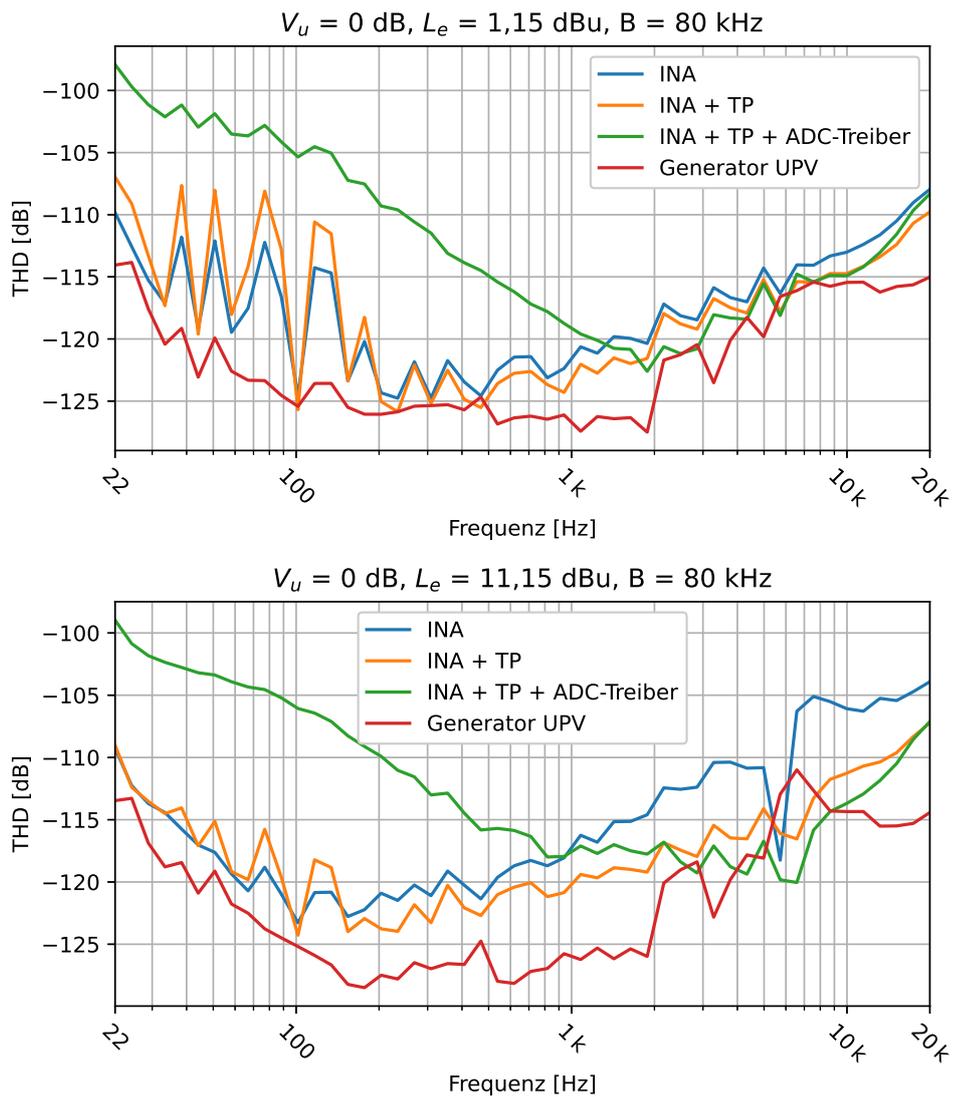


Abbildung 6.7.: Messung der THD, $V_u = 0 \text{ dB}$, $L_e = 1,15 \text{ dBu}$, $L_e = 11,15 \text{ dBu}$

Die THD der gesamten Schaltung bei 1 kHz beträgt -119,59 dB bei einem Eingangspegel von 1,15 dBu. Ein höherer Eingangspegel von 11,15 dBu führt zu einem Anstieg der THD von 2,49 dB auf -117,10 dB. Da sich die THD+N der Schaltung beim Betrieb mit 11,15 dBu - wie in Abschnitt 6.2.2 beschrieben - verbessert, ist eine Erhöhung der Verzerrungen hier hinnehmbar. In Abbildung 6.7 ist erkennbar, dass der Grad an Verzerrungen der Gesamtschaltung bei Frequenzen unterhalb von 2 kHz stark zunimmt. Da dies der Fall ist, wenn der AD-Wandler-Treiber im Signalweg liegt, ist dieser die Ursache hierfür. Eine weitere Untersuchung und Optimierung dieses Schaltungsteils ist also auch hinsichtlich der THD ratsam.

Schaltungsteil	f [kHz]	THD [dB]	
		$L_e = 1,15$ dBu	$L_e = 11,15$ dBu
INA	1	-120,63	-116,24
INA + TP	1	-122,03	-119,39
INA + TP + ADC-Treiber	1	-119,59	-117,10
INA	20	-107,95	-103,91
INA + TP	20	-109,77	-107,11
INA + TP + ADC-Treiber	20	-108,32	-107,23

Tabelle 6.6.: Messwerte der THD, $V_u = 0$ dB, $L_e = 1,15$ dBu, $L_e = 11,15$ dBu, $B = 80$ kHz

6.4. Fehlspannung am Ausgang

Die Fehlspannung am Ausgang beträgt 5,08 mV. Die Kompensation mittels Integrator weist eine Fehlfunktion auf. Am Ausgang des OPV im Integrator erscheint eine statische Ausgangsspannung von 2,1 V. Alle Messungen werden daher ohne die Kompensations-Schaltung durchgeführt. Die Ursache dieses Problems wird im Rahmen dieser Arbeit nicht geklärt. Es bedarf hier einer weiteren Untersuchung. Die in Abschnitt 3.9 geforderte Fehlspannung von weniger als $15,11 \mu\text{V}$ wird nicht erreicht.

6.5. Anmerkung zu den Messungen

Einen Vergleich der gemessenen THD+N der Schaltung mit der THD+N eines mit 620Ω belasteten Spannungsfolgers zeigt Abbildung 6.8. Der Eingangspegel beträgt 1,15 dBu. Die Kurven zeigen, dass der Unterschied zwischen beiden in einem Frequenzbereich von 100 Hz bis 500 Hz unter 2,5 dB liegt. Der starke Anstieg im THD+N des Spannungsfolgers ab ca. 500 Hz, liegt vermutlich in der automatischen Umschaltung des Messbereichs des UPV begründet. Eine weitere Untersuchung zur endgültigen Klärung dieses Phänomens ist zu empfehlen. Dennoch liefert die automatische Wahl des Messbereichs die genauesten Ergebnisse bei einem Sweep über der Frequenz. Eine Vergleichsmessung mit einem weiteren Audio-Analyzer ist zur Überprüfung der Messergebnisse ratsam. Auch der Einsatz eines linearen Netzteils mit Ultra-Low-Noise-Spannungsreglern ist zur Überprüfung des Rauschabstands hilfreich. Da kein anderes Messgerät und kein anderes Netzteil im Rahmen dieser Arbeit zur Verfügung steht, können keine Vergleichsmessungen durchgeführt werden.

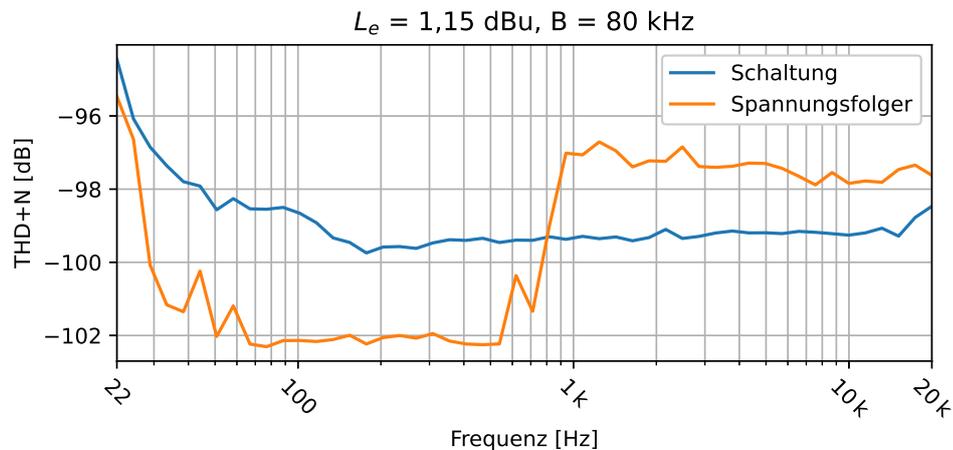


Abbildung 6.8.: THD+N Schaltung und Spannungsfolger

7. Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wird der Entwicklungsprozess einer analogen, rausch- und verzerrungsarmen Verstärkerschaltung mit symmetrischem Eingang dargestellt. Hierzu werden zunächst die Anforderungen an die Schaltung definiert. Anschließend folgt die Beschreibung des Entwicklungsprozesses, von der Auswahl des Operationsverstärkers bis zur Simulation der gesamten Schaltung. Es wird hierbei eine erweiterte Version des Instrumentenverstärkers entwickelt. Ein rauscharmes Filter wird durch die Parallelschaltung mehrerer Filterstufen erreicht. Zur Anpassung der Signale an einen nachfolgenden AD-Wandler, wird eine Treiberschaltung mit DC-Kopplung entwickelt. Zur Vollendung des ersten Prototypen wird dieser aufgebaut und mit einem Audio-Analyzer vermessen.

Insgesamt erreicht die Schaltung eine THD+N von $-99,29 \text{ dB}^1$, bei einem Eingangspegel von $1,15 \text{ dBu}$. Die geforderten -106 dB werden bei diesem Pegel nicht erreicht. Es ist daher sinnvoll, den erlaubten Pegel in der Schaltung zu erhöhen und die Dämpfung am Ausgang zu vergrößern. Es ist dabei zu beachten, dass das Dämpfungsglied niederohmig ausgelegt werden muss, um das thermische Rauschen der Widerstände gering zu halten. Wird der Eingangspegel um 10 dB auf $11,15 \text{ dBu}$ erhöht, erreicht die Schaltung ein THD+N von $-107,34 \text{ dB}^1$. Der Pegel des Rauschens am Ausgang der Schaltung beläuft sich bei einer Verstärkung von 0 dB auf $-100,48 \text{ dBu}^2$. Der geforderte Dynamikumfang von 112 dB wird bei einem maximalen Ausgangspegel der Schaltung von 6 dBu nicht erreicht. Es ergeben sich hier $106,48 \text{ dB}$.

¹Gemessen bei einer Bandbreite von 80 kHz mit einem 1 kHz -Signal.

²Gemessen bei einer Bandbreite von 80 kHz .

7. Zusammenfassung und Ausblick

Die Kompensation der Fehlspannung am Ausgang der Schaltung durch den Integrator funktioniert beim aufgebauten Prototypen nicht. Die Forderung einer Fehlspannung unter $15,11 \mu\text{V}$ wird daher nicht erfüllt.

Die Anforderung bezüglich des Bereichs der erlaubten Eingangspegel von -40 dBu bis $+40 \text{ dBu}$ wird nicht erfüllt. Für Pegel über 0 dBu muss für einen Betrieb der Schaltung gemäß den Anforderungen eine symmetrische Vordämpfung am Eingang der Schaltung entwickelt werden. Dies wird im Rahmen dieser Arbeit nicht umgesetzt. Der vorliegende Prototyp ist für Pegel von -40 dBu bis 0 dBu ausgelegt.

Die Vermessung des Prototypen zeigt auf, an welchen Stellen eine Optimierung der Schaltung erfolgen kann. Ein erster Schritt ist die Erhöhung des internen Pegels von 6 dBu auf 16 dBu . Hierzu muss die Dämpfung am Ausgang der Schaltung erhöht werden. Des Weiteren muss die maximale Verstärkung auf 50 dB vergrößert werden, um bei einem Eingangspegel von -40 dBu einen unsymmetrischen Ausgangspegel am Tiefpass von 16 dBu zu erreichen. Für Pegel über 10 dBu ist eine symmetrische Vordämpfung vorzusehen. Das entsprechende Pegeldiagramm zeigt Abbildung 7.1.

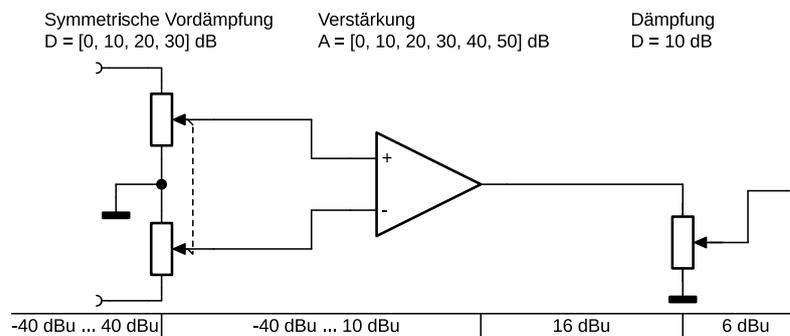


Abbildung 7.1.: Pegeldiagramm

Ein weiterer Ansatz zu einer möglichen Verbesserung der Schaltung ist die Verwendung eines Fully-Differential-Amplifiers (FDA) in der Differenzverstärker-Stufe des INA. Dies ermöglicht einen differentiellen Aufbau der gesamten Schaltung und eine differentielle Ansteuerung des AD-Wandlers.

Im Prototypen wird die Verstärkung über das Setzen von Jumpers eingestellt. Um die Schaltung praktisch nutzbar zu machen, ist es sinnvoll die Umschaltung der Gegenkopplungs-Widerstände über Relais zu realisieren. Die Relais können dabei durch Transistoren geschaltet werden, welche über einen Multiplexer ausgewählt werden. Die Verwendung eines Multiplexers ermöglicht die Steuerung der Verstärkung über drei Bits. Ein Schaltungsvorschlag ist in Anhang A.10 zu finden. Die Umschaltung der Widerstände in der symmetrischen Vordämpfung kann ebenfalls durch eine solche Schaltung realisiert werden.

Wird die Schaltung – wie zuvor beschrieben – auf einen höheren Pegel ausgelegt, so ergibt sich eine für Messzwecke einsetzbare Schaltung. In Verbindung mit dem AD-Wandler PCM4220 kann ein rausch- und verzerrungsarmes System zur Erfassung analoger Audiosignale aufgebaut werden. Weitere mögliche Anwendungen der Schaltung liegen im Bereich der Tonstudioteknik. Wird die Bandbreite des Filters auf 20 kHz reduziert, so kann die Schaltung beispielsweise in Soundkarten eingesetzt werden. Eventuell kann die Anzahl der parallel geschalteten Filter hier reduziert werden. Aufgrund des geringen Rauschens ist ein Einsatz als Mikrofonvorverstärker denkbar. In dieser Anwendung kann das Tiefpassfilter entfallen. Stattdessen können die Kompensations-Kondensatoren zur Bandbegrenzung eingesetzt werden. Insgesamt ist die entwickelte Schaltung also vielseitig einsetzbar.

Literatur

- [1] Verschiedene. *Handbuch der Tonstudioteknik*. Hrsg. von Nürnberg Schule für Rundfunktechnik. Verlag Dokumentation Saur KG München New York, 1978.
- [2] Analog Devices Inc. „MT-053 Tutorial: Op Amp Distortion: HD, THD, THD + N, IMD, SFDR, MTPR“. In: (2009).
- [3] Herbert Bernstein. *Elektroakustik*. 2. Aufl. Springer Vieweg, 2019.
- [4] Herbert Bernstein. *NF- und HF-Messtechnik*. 1. Aufl. Springer Fachmedien Wiesbaden, 2015.
- [5] Eberhard Sengpiel. Zuletzt abgerufen am 29.07.2023. URL: <http://www.sengpielaudio.com/Rechner-db-volt.htm>.
- [6] Thomas Görne. *Tontechnik*. 2. Aufl. Carl Hanser Verlag München, 2008.
- [7] Stefan Weinzierl. *Handbuch der Audiotechnik*. 1. Aufl. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2008.
- [8] *Datenblatt: OPA161x SoundPlus™ High-Performance, Bipolar-Input Audio Operational Amplifiers*. Texas Instruments Incorporated, 2014.
- [9] *Datenblatt: Ultralow Distortion, Ultralow Noise Op Amp AD797*. Analog Devices, 2015.
- [10] *Datenblatt: OPA165x Ultra-Low-Noise, Low-Distortion, FET-Input, Burr-Brown™ Audio Operational Amplifiers*. Texas Instruments Incorporated, 2022.
- [11] *TL07xx Low-Noise FET-Input Operational Amplifiers*. Texas Instruments Incorporated, 2023.
- [12] Dieter Hirschmann. *Einführung in die Operationsverstärker-Technik*. 3. Aufl. Franzis Verlag GmbH, München, 1981.

- [13] Wolfgang Schmusch Klaus Beuth. *Grundsaltungen (Elektronik 3)*. 14. Aufl. Vogel Verlag und Druck GmbH & Co. KG, Würzburg, 2000.
- [14] Analog Devices Inc. „MT-040 Tutorial: Op Amp Input Impedance“. In: (2009).
- [15] Christoph Schenk Ulrich Tietze. *Halbleiter-Schaltungstechnik*. 5. Aufl. Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York, 1980.
- [16] Xuan Phuc Nguyen Albrecht Zwick Jochen Zwick. *Signal- und Rauschanalyse mit Quellenverschiebung*. 1. Aufl. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2015.
- [17] Burkhard Vogel. *The Sound of Silence*. 2. Aufl. Springer Heidelberg Dordrecht London New York, 2011.
- [18] Verschiedene. *Spektrale Leistungsdichte*. Zuletzt abgerufen am 26.07.2023. URL: https://de.wikipedia.org/wiki/Spektrale_Leistungsdichte.
- [19] *Datenblatt: LT1028/LT1128*. Linear Technology Corporation, 1992.
- [20] Douglas Self. *Small Signal Audio Design*. 3. Aufl. Focal Press, 2020.
- [21] Analog Devices Inc. „MT-035 Tutorial: Op Amp Inputs, Outputs, Single-Supply, and Rail-to-Rail Issues“. In: (2008).
- [22] Grayson King. „Ask The Applications Engineer - 25“. In: *Analog Dialogue 31-2* (1997).
- [23] Douglas Self. *The Design of Active Crossovers*. Bd. 1. Focal Press, 2011.
- [24] Cyril Bateman. „Capacitor Sound?“ In: *Electronics World* (2002 - 2003).
- [25] Martin Werner. *Signale und Systeme*. 3. Aufl. Vieweg +Teubner | GWV Fachverlage GmbH, 2008.
- [26] Tamara Alani Tyler Noyes. *Understanding Op Amp Noise in Audio Circuits*. Techn. Ber. Texas Instruments Incorporated, 2021.
- [27] Klaus W. Kark. *Antennen und Strahlungsfelder*. 1. Aufl. Springer Vieweg, Wiesbaden, 2020.
- [28] Verschiedene. *Schrotrauschen*. Zuletzt abgerufen am 30.07.2023. URL: <https://de.wikipedia.org/wiki/Schrotrauschen>.

- [29] Verschiedene. *Funkelrauschen*. Zuletzt abgerufen am 30.07.2023. URL: <https://de.wikipedia.org/wiki/Funkelrauschen>.
- [30] Art Kay. *Operational Amplifier Noise*. 1. Aufl. Newnes, 2012.
- [31] John Caldwell. *Overlooking the obvious: the input impedance of a difference amplifier*. Zuletzt abgerufen am 01.08.2023. Aug. 2015. URL: https://e2e.ti.com/blogs_/archives/b/precisionhub/posts/overlooking-the-obvious-the-input-impedance-of-a-difference-amplifier.
- [32] Dieter Hirschmann. *Operationsverstärker-Anwendung*. 3. Aufl. Franzis-Verlag GmbH, München, 1981.
- [33] Verschiedene. *LTspice*. Zuletzt abgerufen am 01.08.2023. URL: <https://en.wikipedia.org/wiki/LTspice>.
- [34] Verschiedene. *Python (Programmiersprache)*. Zuletzt abgerufen am 01.08.2023. URL: [https://de.wikipedia.org/wiki/Python_\(Programmiersprache\)](https://de.wikipedia.org/wiki/Python_(Programmiersprache)).
- [35] Verschiedene. *KiCad*. Zuletzt abgerufen am 01.08.2023. URL: <https://de.wikipedia.org/wiki/KiCad>.
- [36] Michael Dickreiter. *Handbuch der Tonstudioteknik*. 9. Aufl. Walter de Gruyter GmbH, Berlin, Boston, 2023.
- [37] *Datenblatt: High-Performance, Two-Channel, 24-Bit, 216kHz Sampling Multi-Bit Delta-Sigma Analog-to-Digital Converter*. Texas Instruments Incorporated, 2009.
- [38] Verschiedene. *Keramikkondensator*. Zuletzt abgerufen am 09.08.2023. URL: <https://de.wikipedia.org/wiki/Keramikkondensator>.
- [39] Verschiedene. *Aluminium-Elektrolytkondensator*. Zuletzt abgerufen am 09.08.2023. URL: <https://de.wikipedia.org/wiki/Aluminium-Elektrolytkondensator>.
- [40] Jim Karki. *Application Note: Active Low-Pass Filter Design*. Texas Instruments Incorporated, 2023.
- [41] Douglas Self. *Audio Power Amplifier Design*. 6. Aufl. Focal Press, 2013.

Literatur

- [42] *Datenblatt: OPAx828 Low-Offset, Low-Drift, Low-Noise, 45-MHz, 36-V, JFET-Input Operational Amplifiers*. Texas Instruments Incorporated, 2023.
- [43] *Datenblatt: InGenius High-CMRR Balanced Input Line Receiver ICs, THAT 1200, 1203, 1206*. THAT Corporation, 2017.

A. Anhang

A.1. Schaltplan, Bestückungsplan und Schaltungsvorschlag

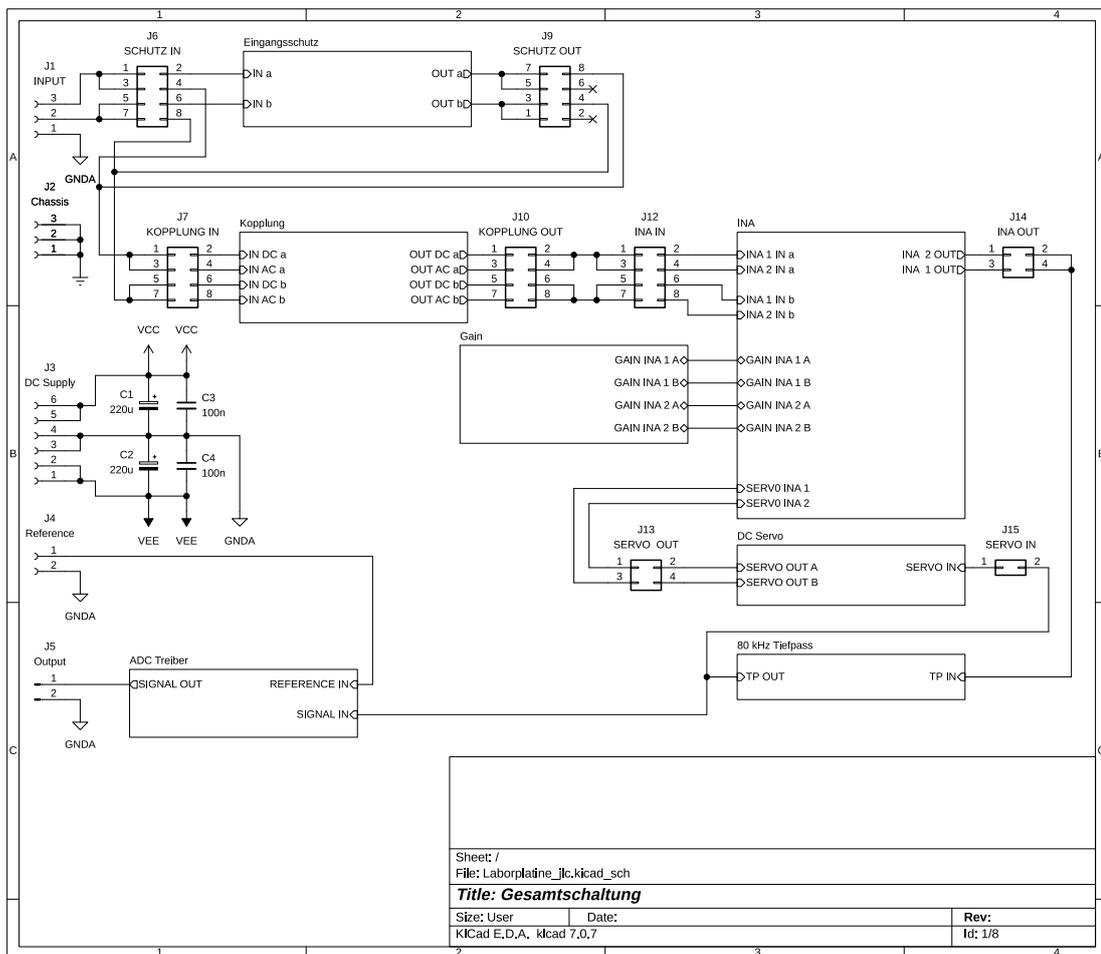


Abbildung A.1.: Schaltplan Seite 1 von 8

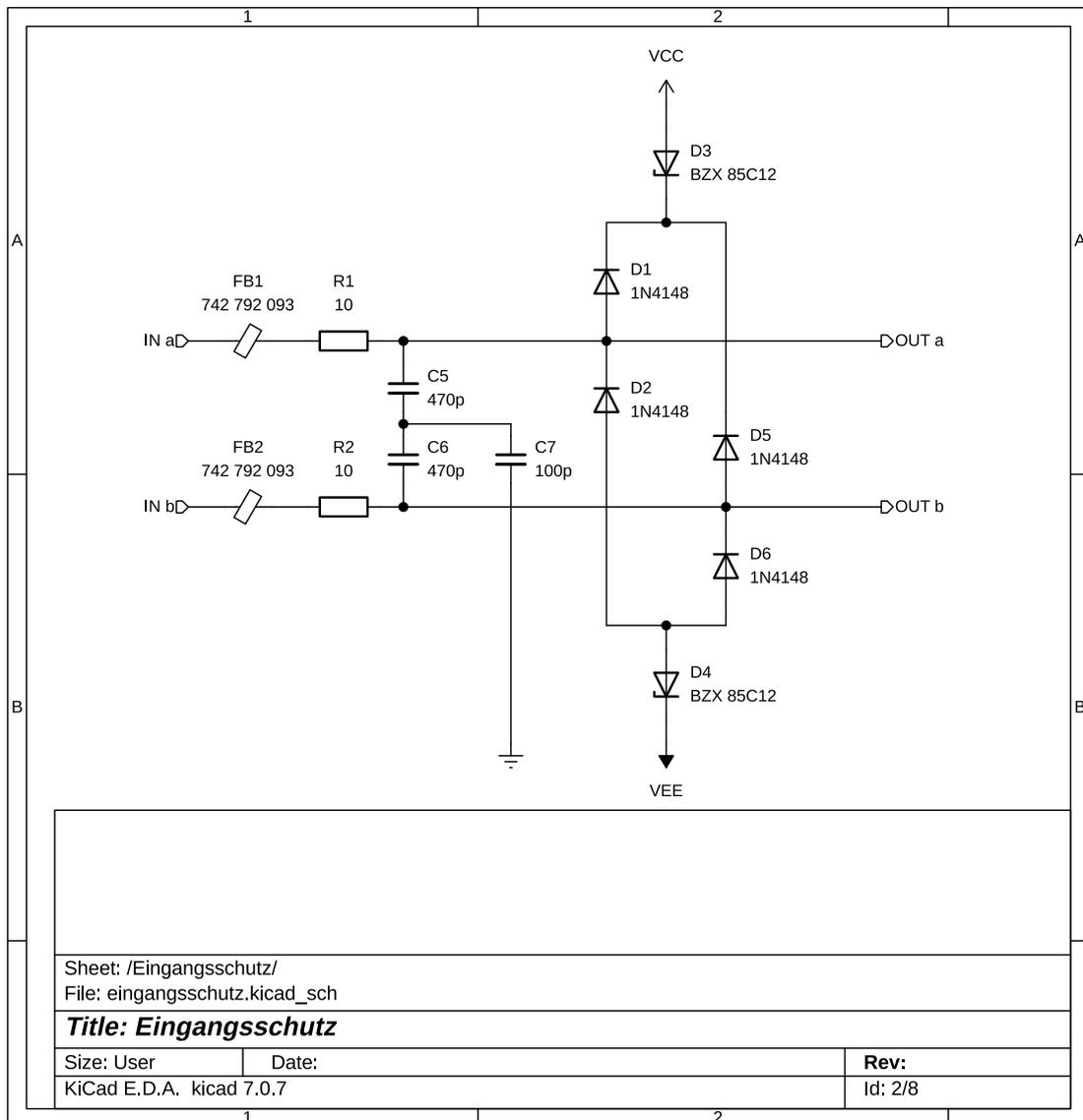


Abbildung A.2.: Schaltplan Seite 2 von 8

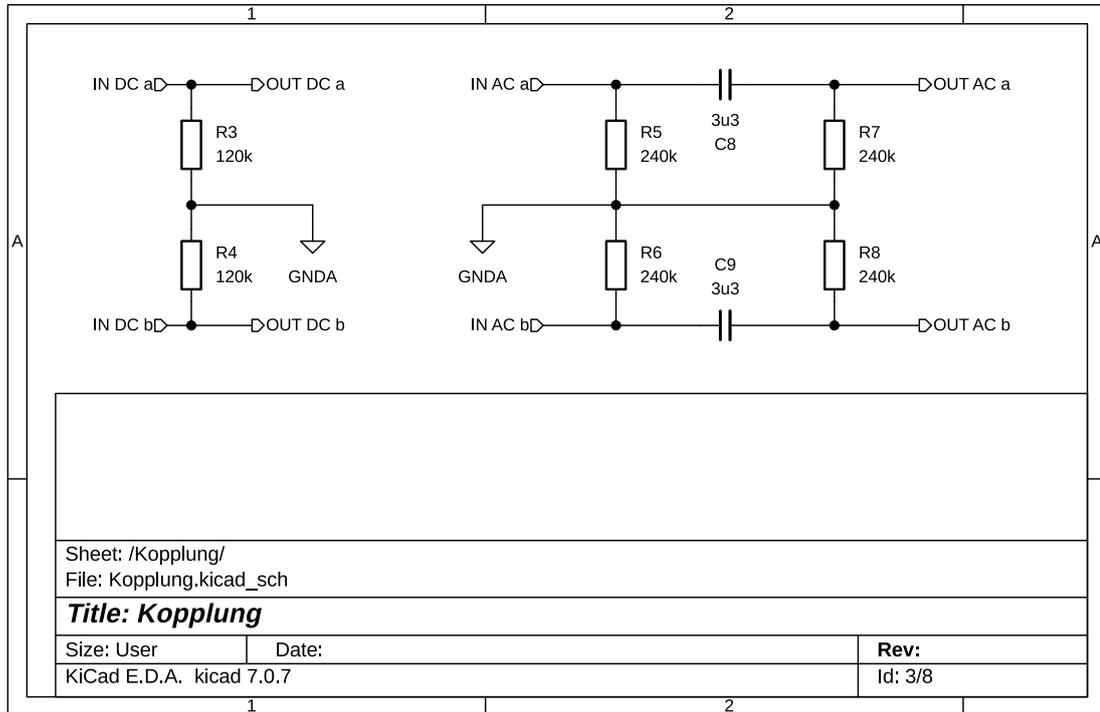


Abbildung A.3.: Schaltplan Seite 3 von 8

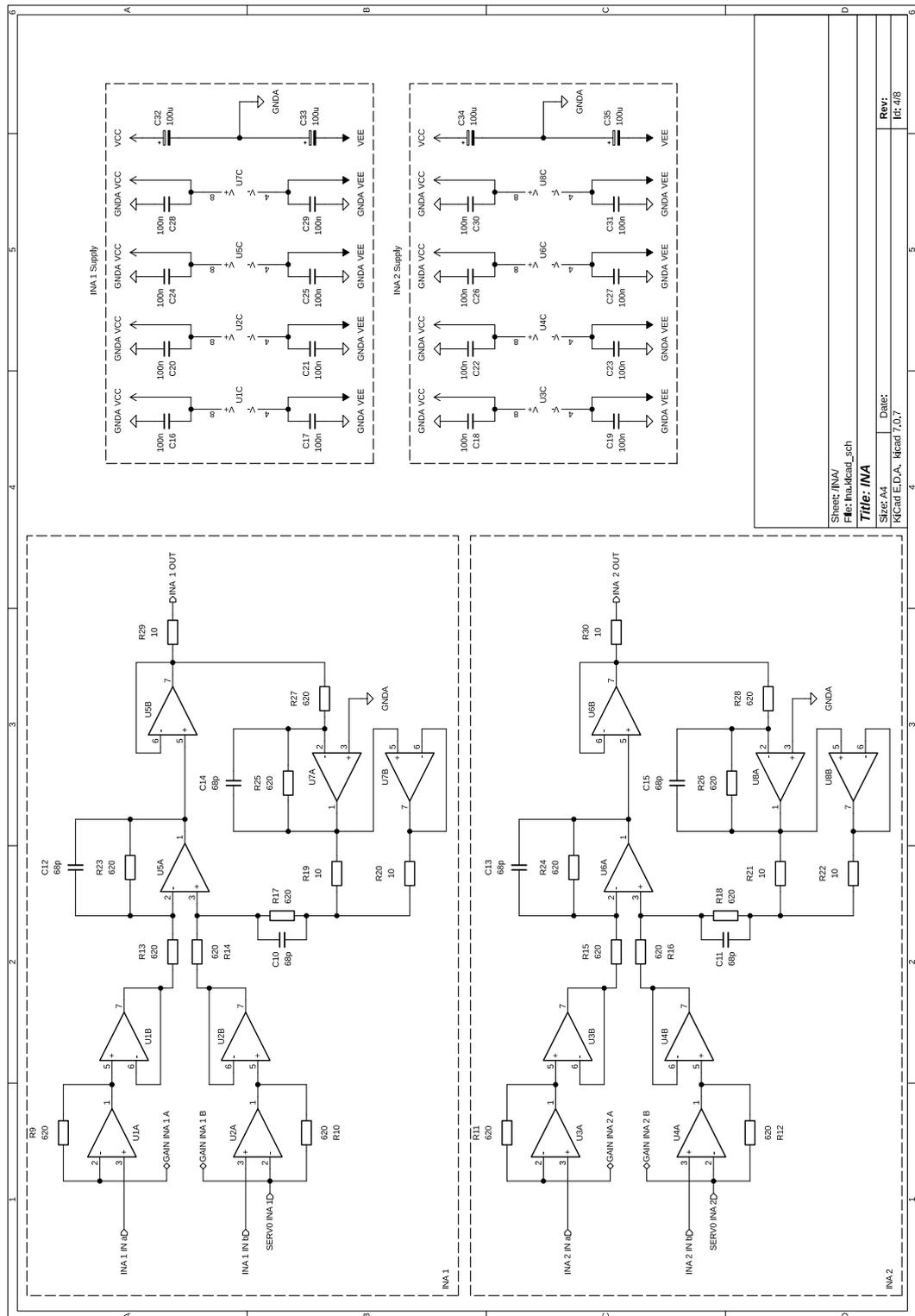


Abbildung A.4.: Schaltplan Seite 4 von 8

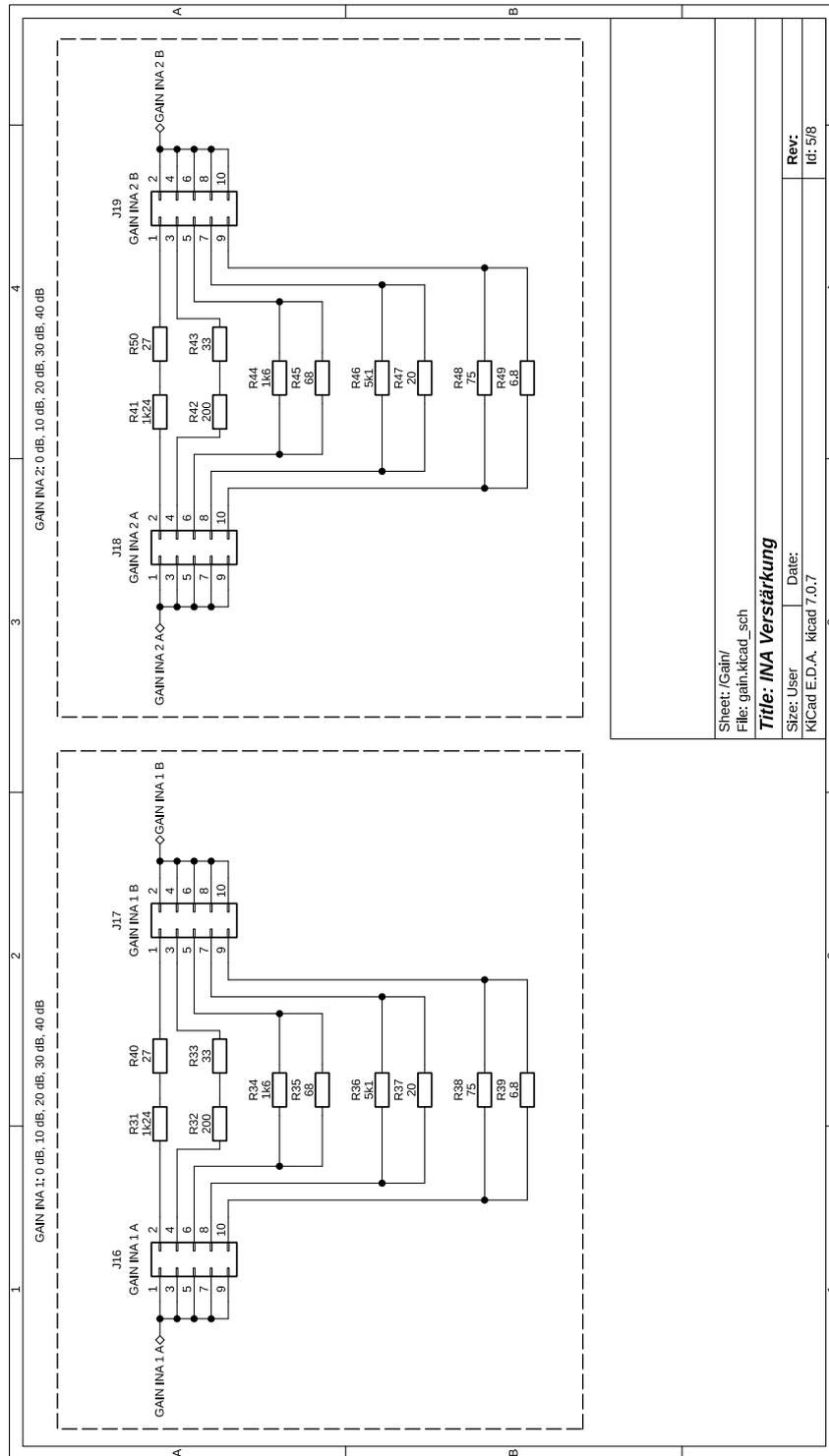


Abbildung A.5.: Schaltplan Seite 5 von 8

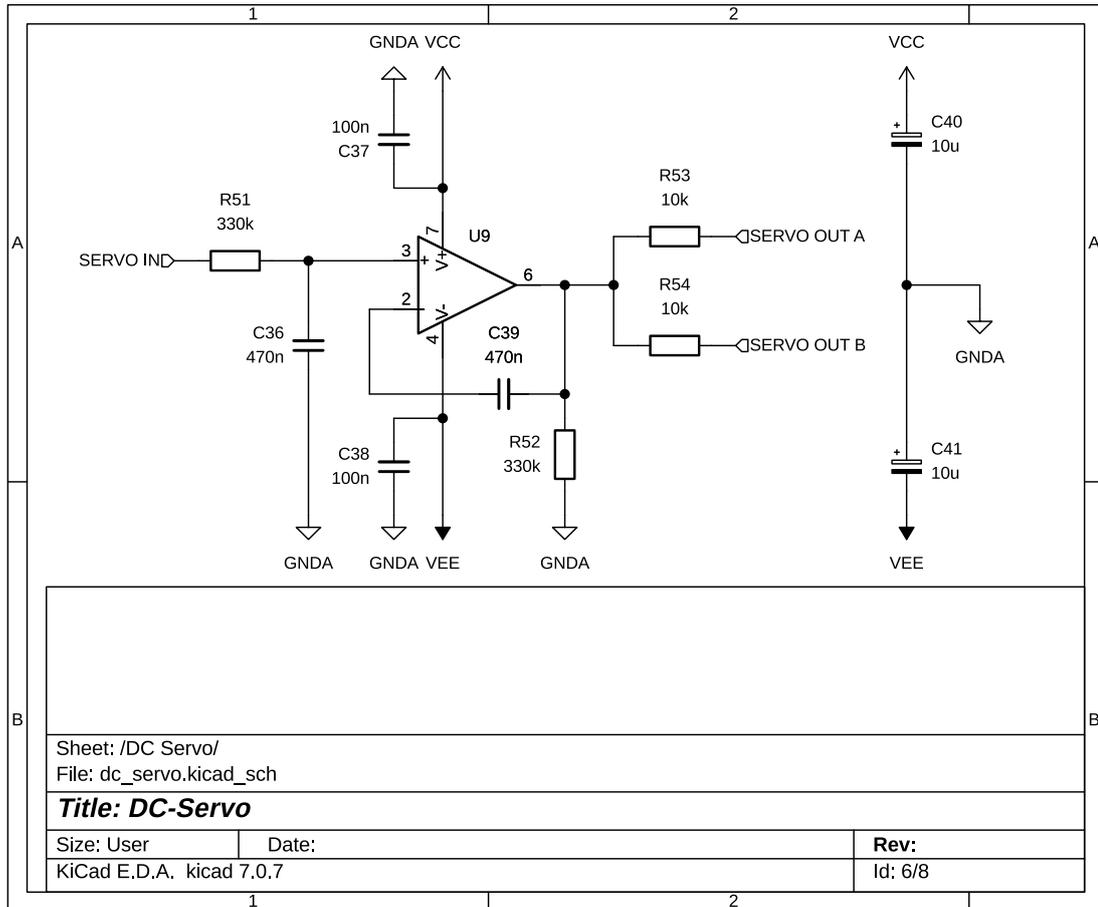
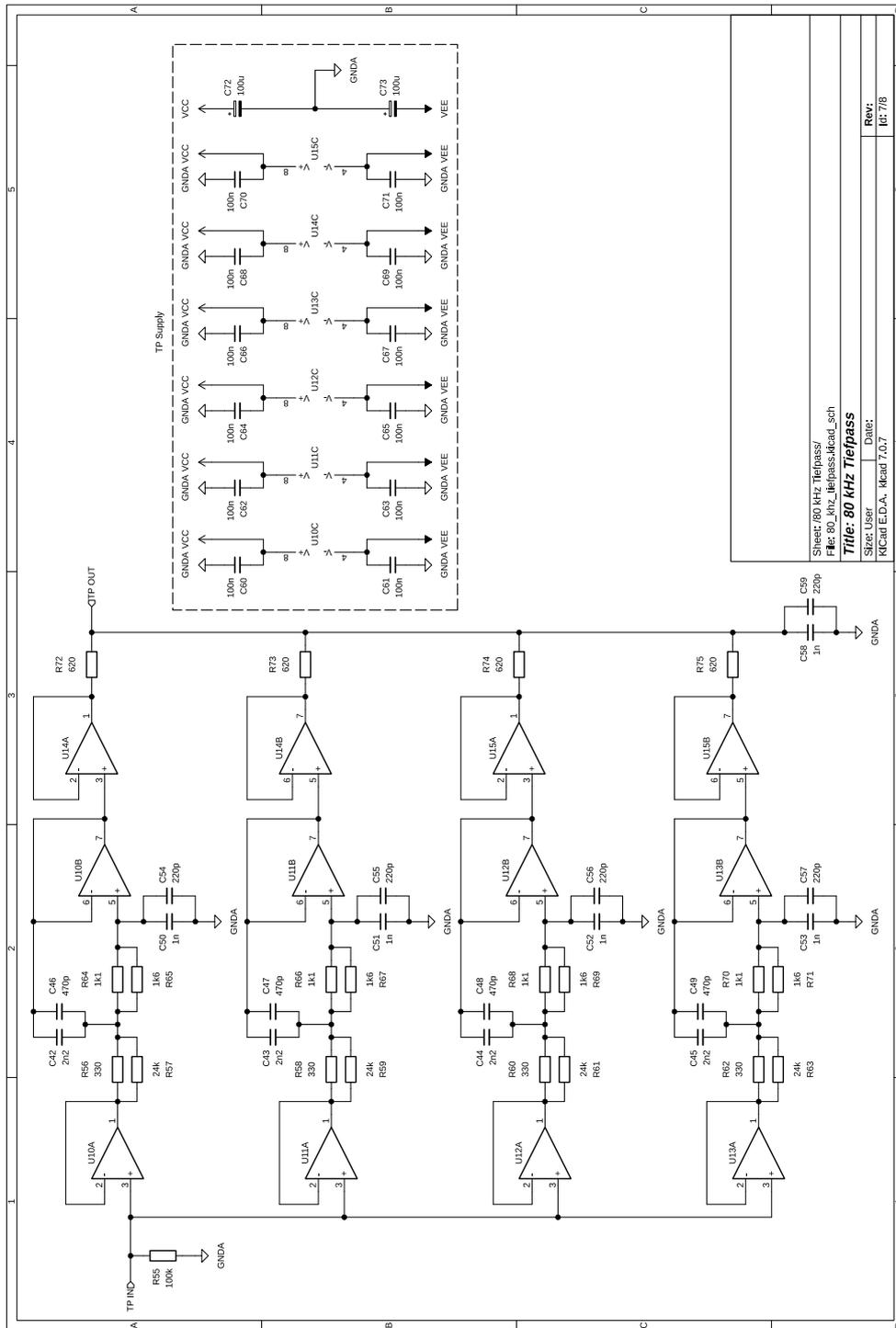


Abbildung A.6.: Schaltplan Seite 6 von 8



Sheet: 60 KHz Tiefpass/
 File: 60_KHz_Tiefpass_AkAd_Sch
Title: 60 KHz Tiefpass
 Size: User Date:
 KICad E.I.D.A., Read 7.0.7
 Rev: 1/1
 1/1 7/8

Abbildung A.7.: Schaltplan Seite 7 von 8

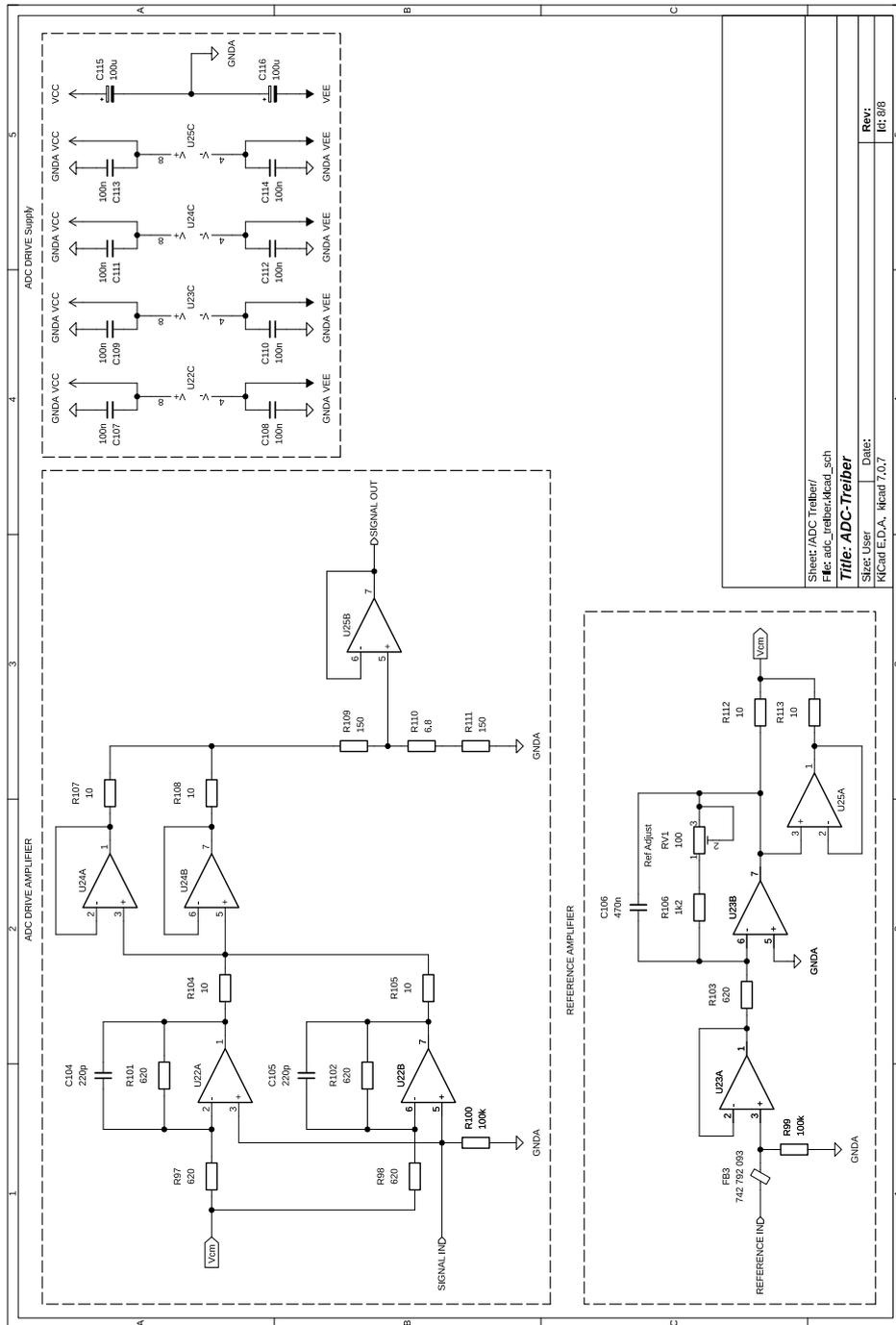


Abbildung A.8.: Schaltplan Seite 8 von 8

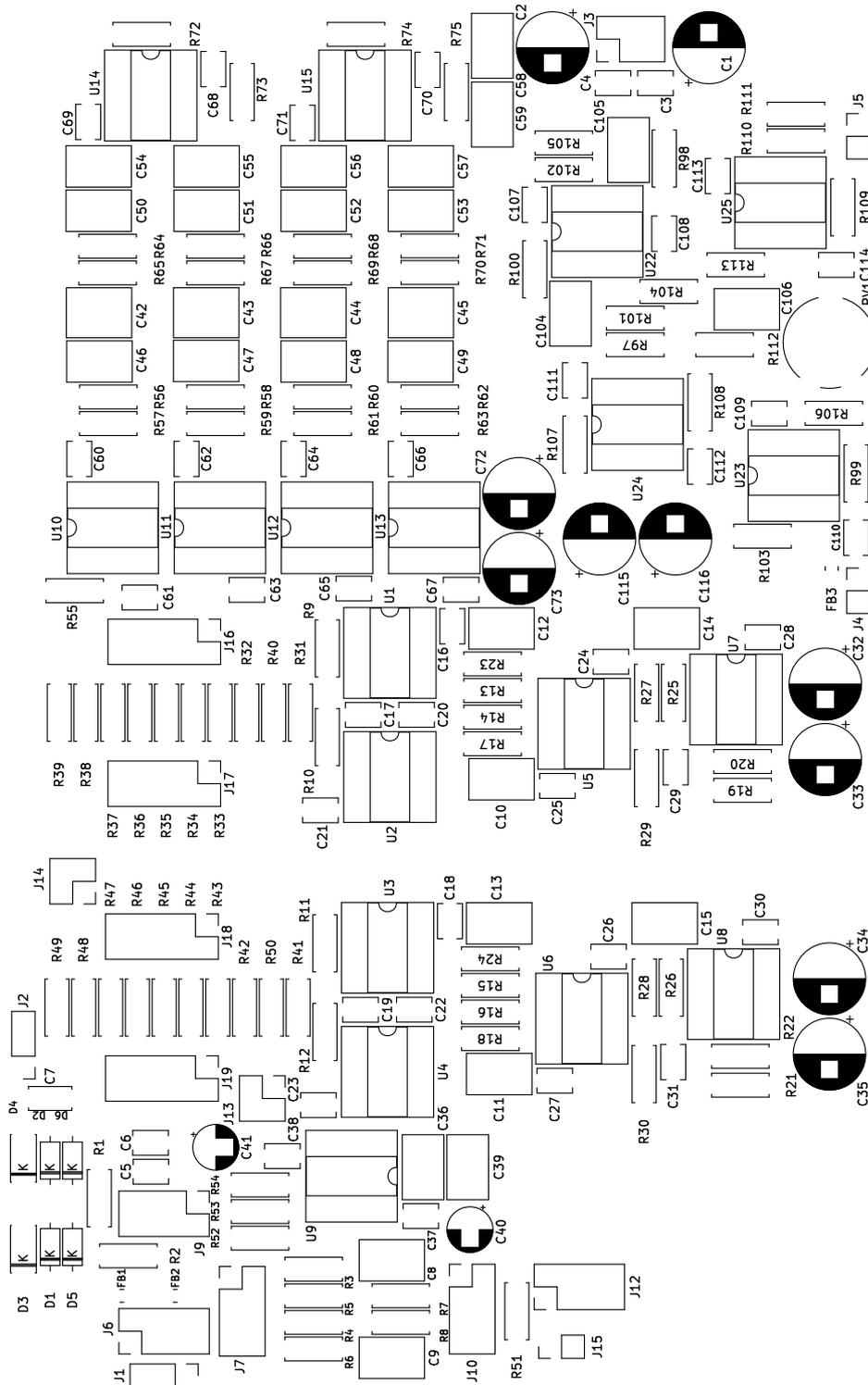


Abbildung A.9.: Bestückungsplan

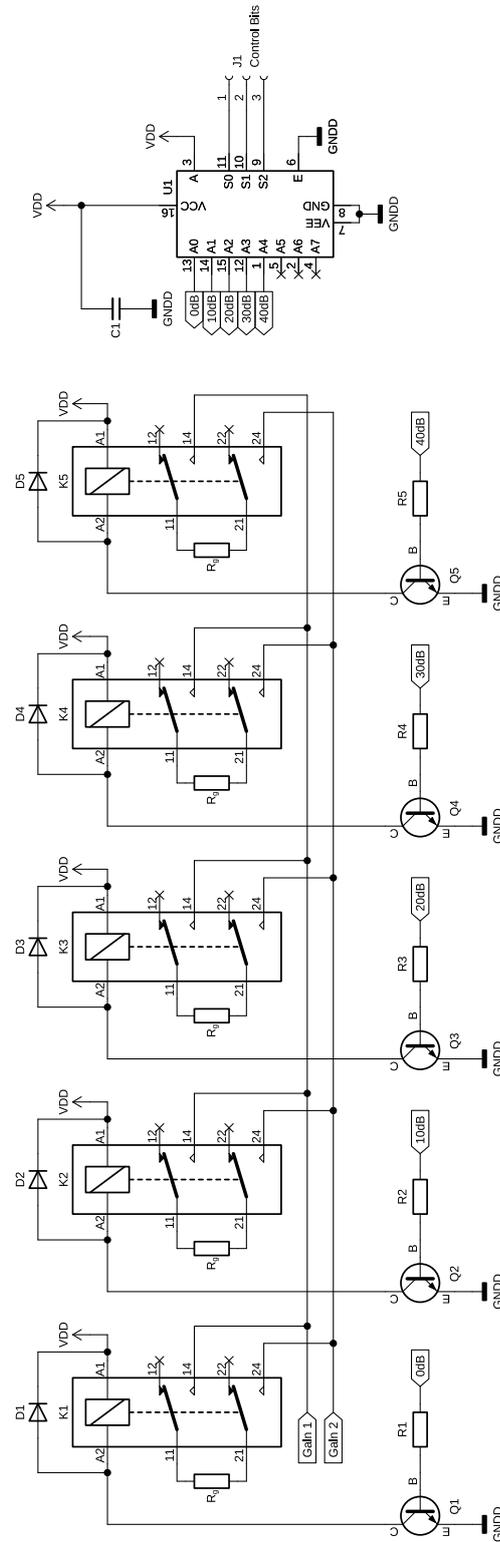


Abbildung A.10.: Umschaltung der Verstärkung

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit ohne fremde Hilfe selbständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe.

Hamburg, 29. August 2023

Heiko Herzog