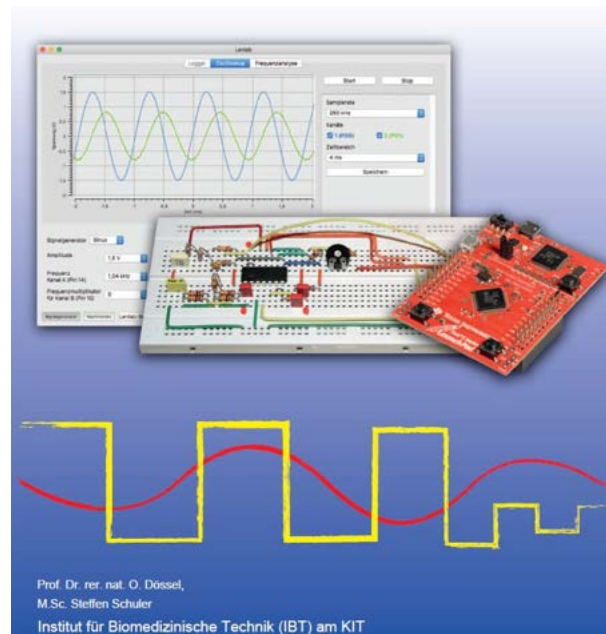


Kurs 2

Entwicklung eines 2-Band-Equalizers



Gruppe 15

Vorname	Nachname	Matrikel-Nr.	u-Account	E-Mail
Anselm	Scherr	2281170	unnkn	unnkn@student.kit.edu
Benedikt	Selle	2290660	uvrom	uvrom@student.kit.edu
Marius Jens	Kleinfeld	2281487	ufkuy	ufkuy@student.kit.edu

30. Januar 2020

Abstract

Welcher Student kennt es nicht: Man sitzt in einer wichtigen Vorlesung, aber die unkonzentrierten und gesprächigen Kommilitonen, sowie etwaiger Bau- oder Straßenlärm, lenken derartig ab, dass man sich den Gang in den Hörsaal hätte sparen können. Dazu kommt noch die schlechte Sprachverständlichkeit des Vortragenden Dozenten. Gegen unkonzentrierte Studenten und andere Lärmbelästigungen sind uns Elektrotechnikern zwar die Hände gebunden, jedoch können wir die Sprachverständlichkeit des Dozenten verbessern. Die Lösung lautet **2-Band-Equalizer**. Er soll uns ermöglichen mit Hilfe zweier Drehregler die hohen und tiefen Töne des Hauptsprachbereichs unterschiedlich stark hervorzuheben.

Im folgenden haben wir, Anselm Scherr, Benedikt Selle und Marius Kleinfeld einen solchen 2-Band-Equalizer entwickelt. Zur besseren Verständlichkeit gibt Marius Kleinfeld in dem Abschnitt "Grundlagen" zunächst einen Einstieg in die Grundlagen der Filterschaltungen und dessen wichtigsten Begriffe. Wir haben zusammen die Entwicklung, Dimensionierung und die Simulation sowie den Aufbau der gefragten Filterschaltungen bearbeitet. Zur Effizienzsteigerung hat Marius die Dokumentation der ersten Aufgabe übernommen und somit konnte neben ihm Anselm die Addierschaltung entwerfen, simulieren und aufbauen. Die Dokumentation wurde wieder zu zweit geschrieben.

Inhaltsverzeichnis

1 Grundlagen	5
2 Aufgaben	7
2.1 Filterschaltung	7
2.1.1 Materialien und Methoden	7
2.1.2 Ergebnisse	9
2.1.3 Diskussion	17
2.2 Addierschaltung	18
2.2.1 Materialien und Methoden	18
2.2.2 Ergebnisse	20
2.2.3 Diskussion	31

Abbildungsverzeichnis

1 Sallen-Key Tiefpass	7
2 Sallen-Key Hochpass	7
3 Aufbau des dimensionierten Tiefpass in LTspice	9
4 Bodediagramm des dimensionierten Tiefpass	9
5 Aufbau des dimensionierten Hochpass in LTspice	10
6 Bodediagramm des dimensionierten Hochpass	10
7 Aufbau der Schaltungen auf dem Steckbrett	11
8 Legende für den Schaltungsaufbau auf dem Steckbrett	11
9 Erste Messung mit dem Oszilloskop am Tiefpass mit einer Signalfrequenz von 20,6Hz	11
10 Zweite Messung mit dem Oszilloskop am Tiefpass mit einer Signalfrequenz von 1,04kHz	12
11 Dritte Messung mit dem Oszilloskop am Tiefpass mit einer maximalen Signalfrequenz von 10,3kHz	12
12 Erste Messung mit dem Oszilloskop am Hochpass mit einer Signalfrequenz von 20,6Hz	13
13 Zweite Messung mit dem Oszilloskop am Hochpass mit einer Signalfrequenz von 1,04kHz	14
14 Letzte Messung mit dem Oszilloskop am Hochpass mit einer maximal möglichen Signalfrequenz von 10,3kHz	14
15 Bodediagramm-Messung Hochpass	16
16 Bodediagramm-Messung am Tiefpass	16
17 SSchaltbild eines Addierers"[4, S.243,Abbildung 8.32]	18
18 Übertragungsfunktion des Addierers [4, S.243,Abbildung 8.50]	18
19 „Schaltbild eines invertierenden Verstärkers mit idealem Operationsverstärker“ [4, S.239,Abbildung 8.26]	19

20	Verwendete Bauteilwerte aus der Aufgabenstellung	20
21	Aufbau der vollständigen Addierschaltung ohne invertierenden Operationsverstärker in LTspice	20
22	Bodediagramm der Addierschaltung ohne invertierenden Operationsverstärker	21
23	Aufbau der Addierschaltung mit invertierenden Operationsverstärker	21
24	Aufbau der Addierschaltung mit invertierenden Operationsverstärker für Simulation 1	22
25	Bodediagramm für Simulation 1	22
26	Aufbau der Addierschaltung mit invertierenden Operationsverstärker für Simulation 2	23
27	Bodediagramm für Simulation 2	23
28	Aufbau der Addierschaltung mit invertierenden Verstärker auf dem Steckbrett	24
29	Simulation des Bodediagramm mit Potentiometer auf 0Ω	25
30	Bodediagramm mit Potentiometer auf 0Ω	25
31	Simulation des Bodediagramm mit Potentiometer auf $50k\Omega$	26
32	Bodediagramm mit Potentiometer auf $50k\Omega$	26
33	Simulation des Bodediagramm mit Potentiometer auf $80k\Omega$	27
34	Bodediagramm mit Potentiometer auf $80k\Omega$	27
35	Simulation des Bodediagramm mit Potentiometer auf $R_1 = 10k\Omega$ und $R_2 = 80k\Omega$	28
36	Bodediagramm mit Potentiometer auf $R_1 = 10k\Omega$ und $R_2 = 80k\Omega$	28
37	Bodediagramm mit Potentiometer auf $R_1 = 80k\Omega$ und $R_2 = 10k\Omega$	29
38	Bodediagramm mit Potentiometer auf $R_1 = 80k\Omega$ und $R_2 = 10k\Omega$	29
39	Bodediagramm mit Tiefpass 0Ω und Hochpass $100k\Omega$	30
40	Bodediagramm mit Tiefpass $100k\Omega$ und Hochpass 0Ω	30
41	Bodediagramm mit $R = 24,5k\Omega$	31
42	Bodediagramm mit $R = 22k\Omega$	31
43	Amplitudengang des Hochpasses (hier: blau)	32
44	Amplitudengang des Tiefpasses (hier: blau)	32

1 Grundlagen

Nachrichtentechnik, Medizintechnik, Akustik in der Musik - dies sind nur drei Einsatzgebiete, in denen Filter eine grundlegende Rolle spielen und nicht wegzudenken sind. Grundsätzlich sind Filterschaltungen in jedem signalverarbeitenden System zu finden. Sie ermöglichen es je nach Filterart, bestimmte Frequenzen dämpfen, sperren oder verstärken zu können. Man unterscheidet hauptsächlich zwischen vier verschiedenen Filterarten: Tiefpass, Hochpass, Bandpass und Bandsperre. Der Nutzen von Tiefpässen liegt darin, dass man mithilfe derer hohe Frequenzen dämpfen kann und tiefe Frequenzen unverändert passieren lassen kann. Die Verwendung eines Hochpasses jedoch liefert ein gegenteiliges Ergebnis: Es werden tiefe Frequenzen gedämpft und hohe Frequenzen werden durchgelassen. Um das Reißen einer Membran einer Musikbox vorzubeugen, verwendet man u. a. eine Bandsperre. Diese dämpft nämlich nur Frequenzen in der Nähe der Resonanzfrequenz. Will man jedoch diese Resonanzfrequenzen und keine hohen und tiefen Frequenzen erhalten, verwendet man einen Bandpass. Der Gütefaktor wird durch den Bandpass definiert und gibt das Verhältnis der Bandbreite zur Mittenfrequenz an.

In der Filtertheorie wird außerdem zwischen passiven und aktiven Filter unterschieden. Der Unterschied besteht hierbei in den verwendeten Bauteilen. Passive Bauteile sind Widerstände, Spulen und Kondensatoren. Sie benötigen keine externe Stromquelle und haben bessere Hochfrequenzeigenschaften als aktive Bauelemente[3]. Unter die aktiven Bauelemente fallen Operationsverstärker und Transistoren, gefilterte Signal direkt verstärkt werden können, jedoch eine eigene Versorgungsspannung benötigt wird. Ein aktives Filter besteht also aus passiven und mindestens einem aktiven Bauelement [3, S.7]. Eine weitere Einteilung von Filterschaltungen erfolgt durch nummerierte Ordnungen". Ein Filter n-ter Ordnung ergibt sich grundsätzlich aus der Anzahl n an speichernden Bauelementen wie zum Beispiel Kondensatoren und Spulen.

Aufgrund dass Filter Vierpole sind, kann man mithilfe einer Übertragungsfunktion, die das Verhältnis zwischen Ausgangs- und Eingangsspannung zeigt, den Amplitudengang und Phasengang berechnen. Um den Amplitudengang zu berechnen muss man den Betrag der Übertragungsfunktion folgendermaßen logarithmieren [1, S.180]

$$a_v = 20 \log\left(\left|\frac{U_a}{U_e}\right|\right)$$

Wenn man für das Verhältnis von Ausgangs- und Eingangsspannung 1 erhält, so wird die Frequenz unverändert durchgelassen. Beträgt dieses allerdings 0, so wird die Frequenz vollständig gesperrt. Graphisch dargestellt, erhält man aus dem Amplitudengang das sog. Bode-Diagramm. Es gibt die Verstärkung oder die Dämpfung in Abhängigkeit von der Frequenz an. Das Bode-Diagramm wird hierbei in zwei Bereiche aufgeteilt: In den Durchlass- und Sperrbereich. Hierbei wird die Grenze zwischen den Bereichen Grenzfrequenz bzw. Knickfrequenz genannt. Die Grenzfrequenz liegt charakteristisch an dem Punkt, an dem die Übertragungsfunktion den Betrag von $\frac{1}{\sqrt{2}}$ annimmt. Bei Filtern 1. Ordnung beträgt diese 3dB. Den Abfall des Amplitudengangs im Sperrbereich kann man ebenfalls in Abhängigkeit zu der n-ten Ordnung des Filters setzen. Er beträgt $n \cdot 20\text{dB}$ pro Dekade. Daraus lässt sich schließen, dass je

höher die Ordnung, desto höher ist die Dämpfung im Sperrbereich. Dieser Abfall wird auch als Flankensteilheit bezeichnet. Der Phasengang gibt die Verschiebung der Phase zwischen Ausgangs- und Eingangsspannung an. Dieser berechnet sich folgendermaßen:

$$\varphi = \phi_{\text{Zähler}} - \phi_{\text{Nenner}}$$

2 Aufgaben

2.1 Filterschaltung

2.1.1 Materialien und Methoden

Zu entwickeln ist ein Tief- und Hochpass zweiter Ordnung mit einer Verstärkung im Durchlassbereich von $v = 1$ und einem Gütefaktor von 0,5.

Zur Realisierung wurde ein Sallen-Key-Tiefpass und ein Sallen-Key-Hochpass verwendet.

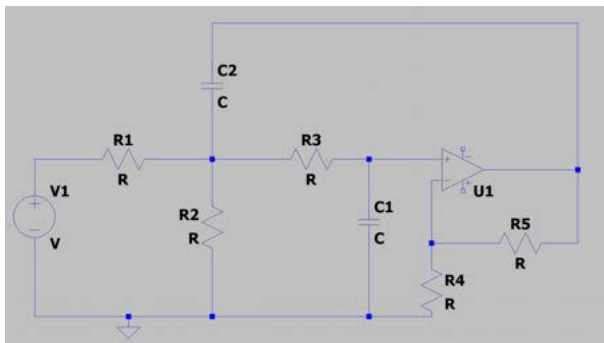


Abbildung 1: Sallen-Key Tiefpass

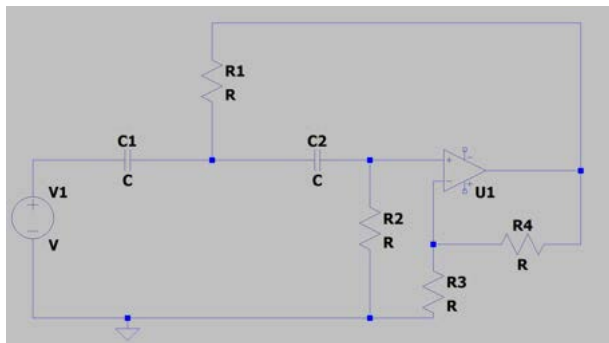


Abbildung 2: Sallen-Key Hochpass

Die Grenzfrequenz f_g wurde auf 1kHz festgelegt, da dieser Frequenzwert den Hauptsprachbereich in einigermaßen gleich große Hoch- und Tieftonbereiche aufteilt.

Um die Dimensionierung der Bauteilwerte über die Übertragungsfunktion zu erhalten, haben wir eine Spezialisierung angewandt: Es haben alle Widerstände und alle Kondensatoren denselben Wert. Der Wert des Kondensators ist frei wählbar. Wir haben uns auf den Kondensator mit der Speicherkapazität von 10nF geeinigt.

Aufgrund der Vorgabe, dass die Verstärkung im Durchlassbereich $v = 1$ betragen soll, sind beim Sallen-Key Tiefpass R_5 und R_4 und beim Sallen-Key Hochpass R_4 und R_3 irrelevant. Anhand dieser zwei Spannungsteiler kann die innere Verstärkung auf einen bestimmten Wert festgelegt werden:

Für den Tiefpass gilt nach [2][S.866]

$$(v - 1) * R_5 = 0$$

Für den Hochpass gilt ebenfalls nach [2][S.866]

$$(v - 1) * R_4 = (1 - 1) * R_4 = 0$$

Die Übertragungsfunktion lautet [1][S.205]:

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{v}{1 + j * \omega * R * C * (3 - v) - (\omega * R * C)^2}$$

R_2 läuft beim Sallen-Key Tiefpass hierbei gegen unendlich und fällt weg.

Die Berechnung der restlichen Widerstandswerte für R_1 und R_3 des Tiefpasses wurden an-

2 Aufgaben

hand der Formel

$$RC = \frac{\sqrt{b_i}}{2 * \pi * f_g * C}$$

bestimmt [2][S.867]. Die restlichen Widerstandswerte des Hochpasses wurden anhand der folgenden Formel für R_1

$$R_1 = \frac{1}{\pi * f_g * C * a_i}$$

und für R_2

$$R_2 = \frac{a_i}{4 * \pi * f_g * C * b_i}$$

a_i und b_i stellen dabei die Filterkoeffizienten für Filter zweiter Ordnung mit kritischer Dämpfung dar. Diese betragen für $a_i = 1,2872$ und für $b_i = 0,4142$ [2][S.854]. Eingesetzt ergeben sich dann folgende Werte:

Für den Tiefpass

$$R_1 = R_3 = \frac{\sqrt{0,4142}}{2 * \pi * 1000Hz * 10 * 10^{-9}F} = 10242,95\Omega$$

Für den Tiefpass:

$$R_1 = \frac{1}{\pi * 1000 * 10 * 10^{-9} * 1,2872} = 24728,86\Omega$$

$$R_2 = \frac{1,2872}{4 * \pi * 1000Hz * 10 * 10^{-9}F * 0.4142} = 24730,11\Omega$$

2.1.2 Ergebnisse

In Abbildung 3 ist die simulierte Filterschaltung in LTspice dargestellt. Außerdem ist das simulierte Bodediagramm in 4 zwischen den Frequenzen 100Hz und 10kHz dargestellt. Hier wird graphisch der Verlauf der Spannungsamplitude in dB und der Phase in Grad (hier: gepunktet) dargestellt. Außerdem ist die Grenzfrequenz f_g , welche bei ungefähr 3dB liegt markiert.

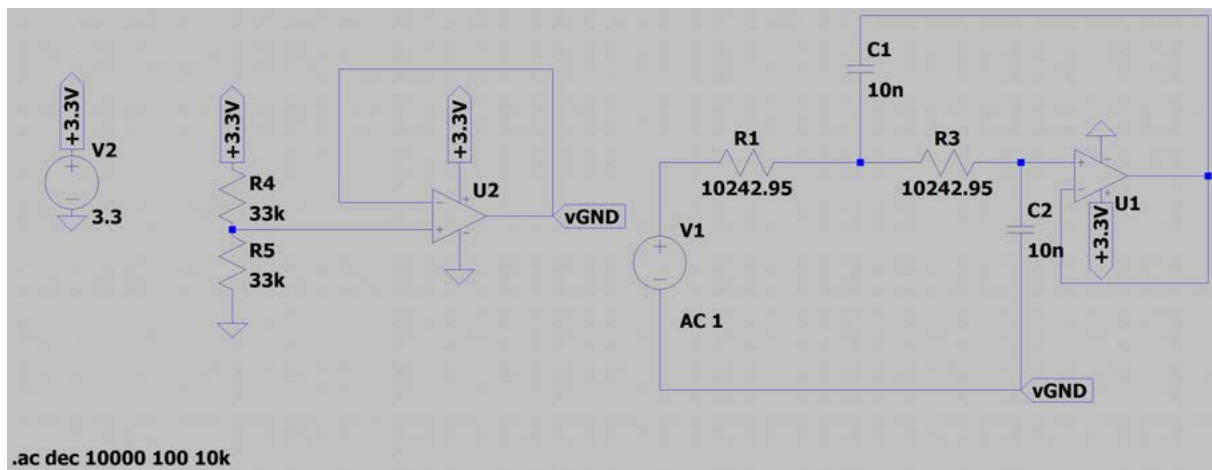


Abbildung 3: Aufbau des dimensionierten Tiefpass in LTspice

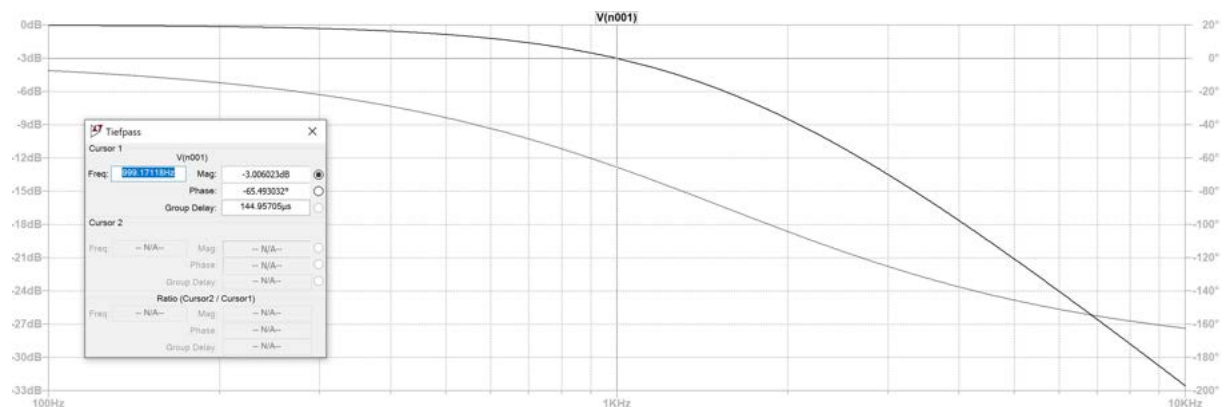


Abbildung 4: Bodediagramm des dimensionierten Tiefpass

2 Aufgaben

In Abbildung 5 ist die simulierte Filterschaltung in LTspice dargestellt. Außerdem ist das simulierte Bodediagramme in 6 zwischen den Frequenzen 100Hz und 10kHz dargestellt. Hier wird graphisch der Verlauf der Spannungsamplitude in dB und der Phase in Grad (hier:gepunktet) dargestellt. Außerdem ist die Grenzfrequenz f_g , welche bei ungefähr 3dB liegt markiert.

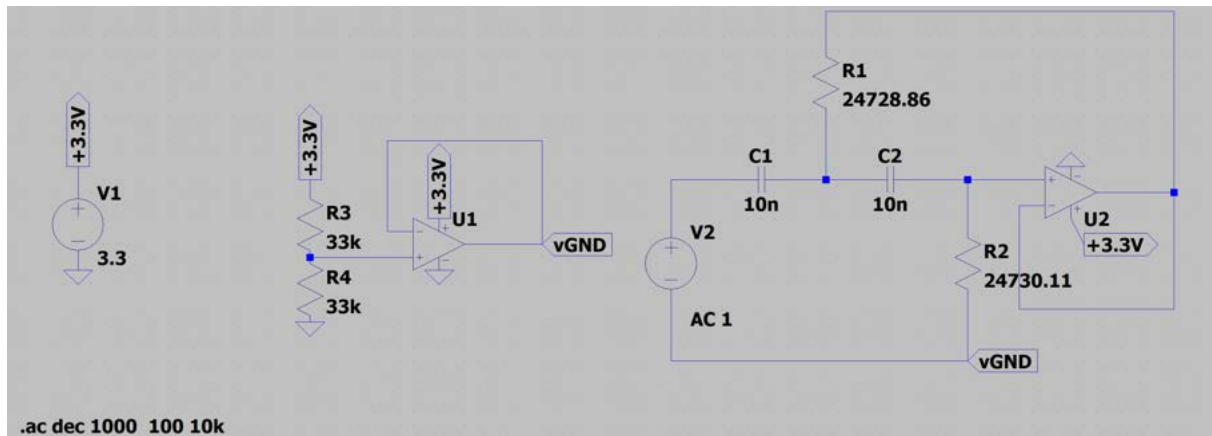


Abbildung 5: Aufbau des dimensionierten Hochpass in LTspice

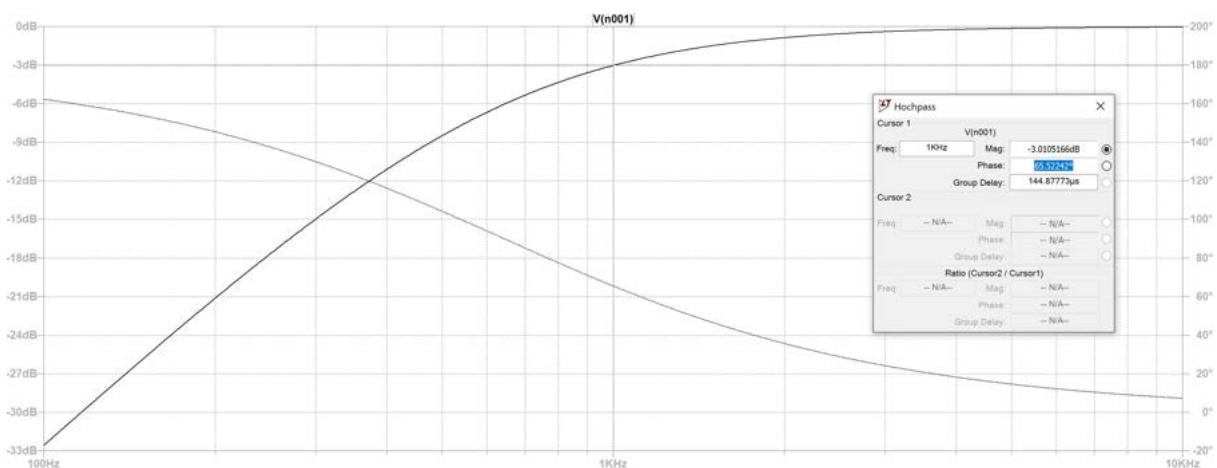
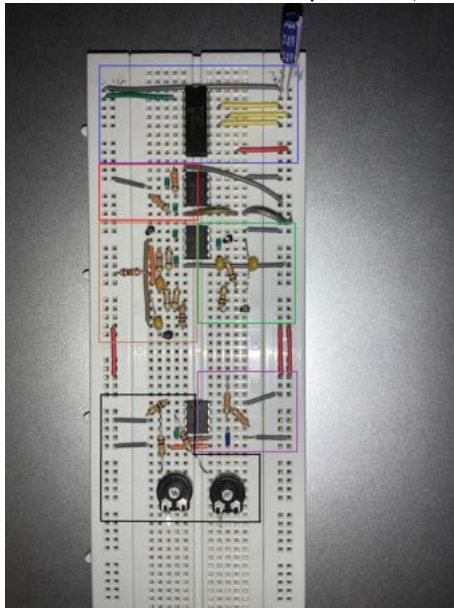


Abbildung 6: Bodediagramm des dimensionierten Hochpass

In Abbildung 4 ist der Amplitudengang zunächst ziemlich konstant bei 0dB und knickt dann bei 1kHz ab. Danach fällt dieser linear bis zum Ende des Messintervalls von 10kHz ab. Die Phase dreht sich hierbei von ungefähr 10 Grad auf ungefähr 160 Grad. In Abbildung 6 ist erkennbar, dass der Amplitudengang bei 100Hz bei ca. -33dB liegt und danach konstant bis zu der Grenzfrequenz von 1kHz ansteigt. Ab der Grenzfrequenz nähert sich der Amplitudengang immer mehr dem von 0dB an. Bei dem Bodediagramm des Hochpasses dreht sich die Phase umgekehrt als bei dem des Tiefpasses von ungefähr 160 Grad auf ungefähr 10 Grad.

Im folgenden ist der Aufbau unserer Schaltungen auf dem Steckbrett zu sehen. Zusätzlich ist noch anzumerken, dass bei dem Aufbau des Hochpasses und des Tiefpasses die jeweiligen berechneten Widerstände gerundet wurden. Für den Tiefpass haben wir Widerstände von

$10k\Omega$ und für den Hochpass $24,5k\Omega$ verwendet:



- Digital-Analog-Wandler
- Virtuelle Masse
- Hochpass
- Tiefpass
- Invertierender Verstärker
- Addierschaltung

Abbildung 8: Legende für den Schaltungsaufbau auf dem Steckbrett

Abbildung 7: Aufbau der Schaltungen auf dem Steckbrett

Um die korrekte Funktionsweise der Filterschaltungen zu zeigen, haben wir über das Programm Lenlab Messungen des Zeitverhaltens mit dem Oszilloskop durchgeführt. Die Ergebnisse sind im folgenden mit verschiedenen Signalfrequenzen dokumentiert. Das Eingangssignal ist hierbei in der Farbe blau dargestellt und das Ausgangssignal in der Farbe rot. Als erstes haben wir die Messreihe für den Tiefpass dokumentiert: Bei der ersten Messung in

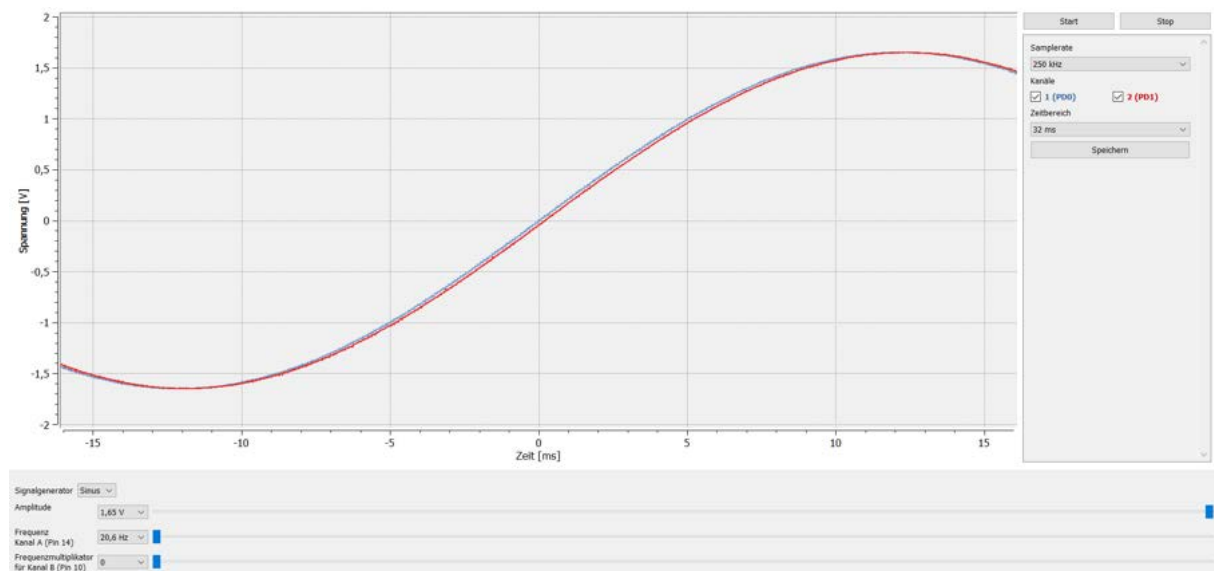


Abbildung 9: Erste Messung mit dem Oszilloskop am Tiefpass mit einer Signalfrequenz von 20,6Hz

Abbildung 9 haben wir eine sinusförmige Signalfrequenz von 20,6Hz gewählt. Zu sehen ist, dass sowohl Eingangs- wie auch Ausgangssignal dieselbe Amplitude von 1,65V haben. Je-

2 Aufgaben

doch ist schon bei der geringstmöglichen einstellbaren Signalfrequenz eine Verschiebung der des Ausgangssignals in Bezug auf das Eingangssignal zu erkennen. Die zweite Messung hat

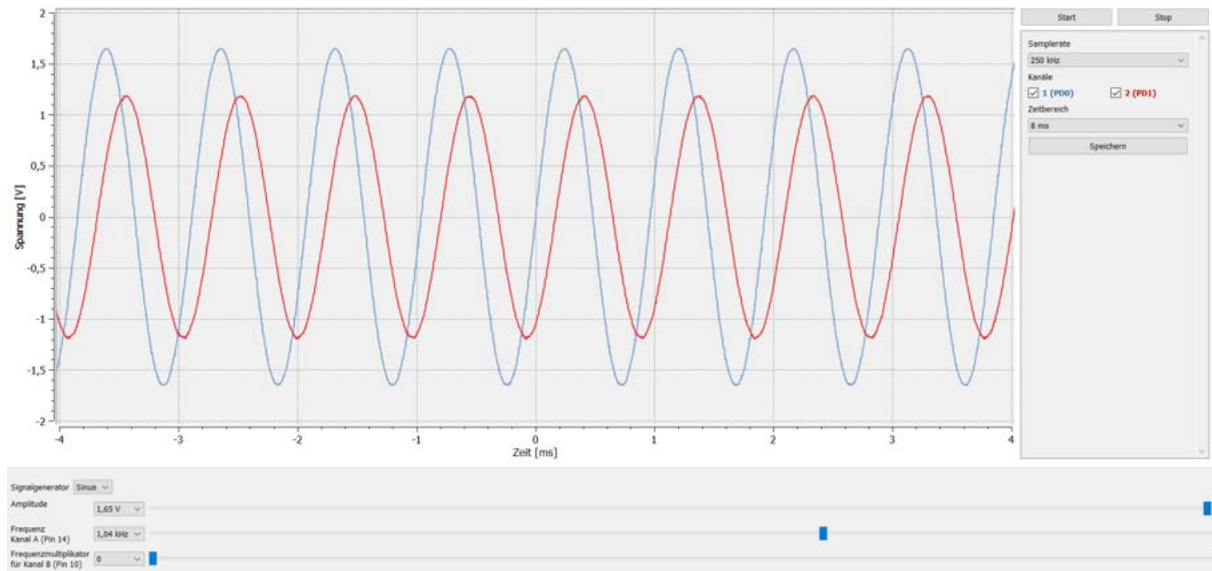


Abbildung 10: Zweite Messung mit dem Oszilloskop am Tiefpass mit einer Signalfrequenz von 1,04kHz

hierbei eine unterschiedliche Amplitudengröße von Eingangs- und Ausgangssignal ergeben. Die Amplitude der Ausgangsspannung ist deutlich kleiner als die der Eingangsspannung. Außerdem ist hier eine deutliche Phasenverschiebung zu erkennen. Das Eingangssignal läuft dem Ausgangssignal hinterher. In der letzten Messung für den Tiefpass wurde die maximal

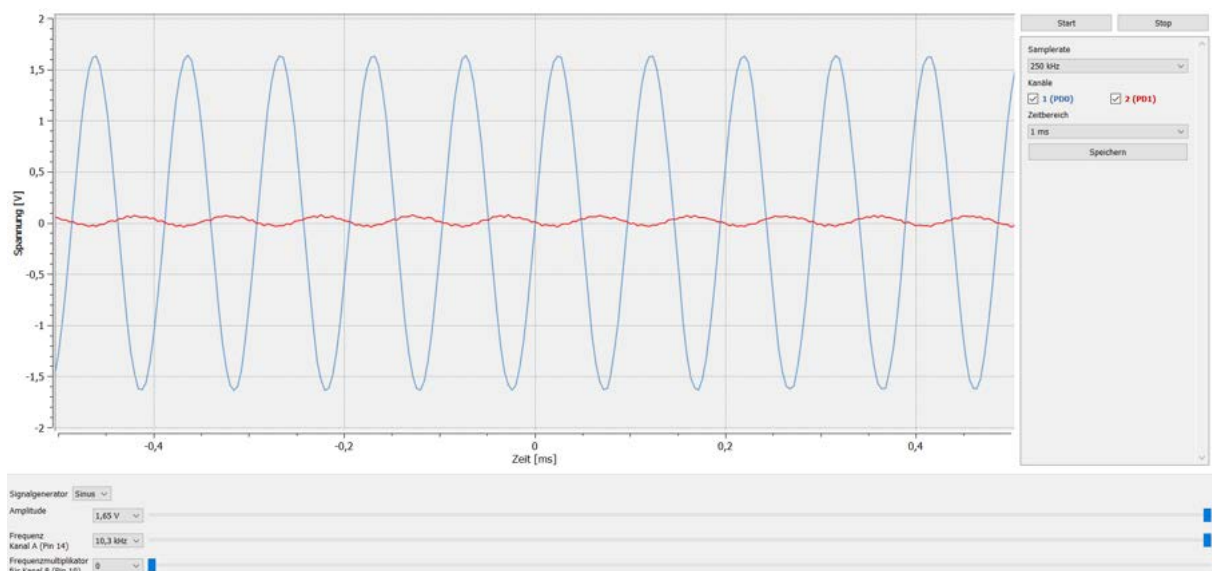


Abbildung 11: Dritte Messung mit dem Oszilloskop am Tiefpass mit einer maximalen Signalfrequenz von 10,3kHz

mögliche Signalfrequenz von 10,3kHz gewählt. Die Amplitude der Eingangsspannung beträgt

auch hier wieder 1,65V. Beim Vergleich von Messung 1 und Messung 2 ist aufgefallen, dass die Amplitude der Ausgangsspannung mit zunehmend höherer Signalfrequenz kleiner geworden ist sowie die beiden Kurven deutlich verschoben waren. Dies ist in der letzten Messung in Abbildung 11 wieder aufgetreten. Bei dem Wert von 1,65V bei der Eingangsspannung hat die Kurve der Ausgangsspannung annähernd den Wert null angenommen. Die Kurve der Ausgangsspannung oszilliert um den einen Spannungswert von annähernd 0V und einem Wert von ungefähr 0,1V. Außerdem verläuft die Ausgangsspannung gegenphasig im Vergleich zu der Eingangsspannung.

Nach der Dokumentation der Messreihe für den Tiefpass haben wir dasselbe Procedere auch für die Messreihe mit dem Hochpass angewandt: In diesem Plot ist gut zu erkennen, dass die

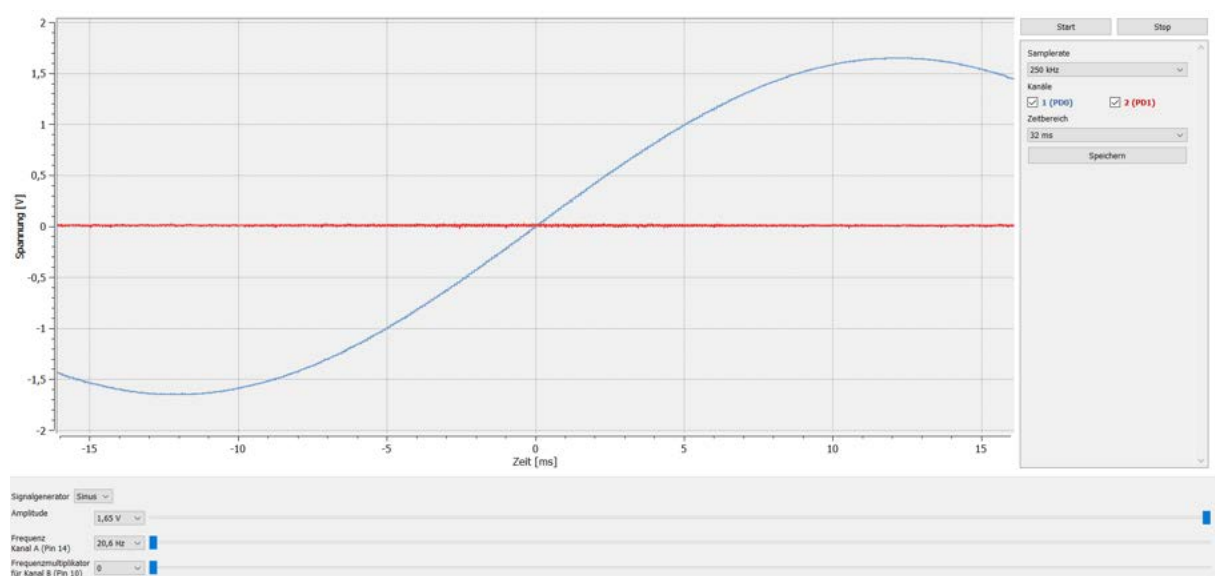


Abbildung 12: Erste Messung mit dem Oszilloskop am Hochpass mit einer Signalfrequenz von 20,6Hz

Kurve der Eingangsspannung identisch mit der aus Abbildung 9 ist. Allerdings oszilliert hier die Ausgangsspannung um den Spannungswert von 0V.

2 Aufgaben

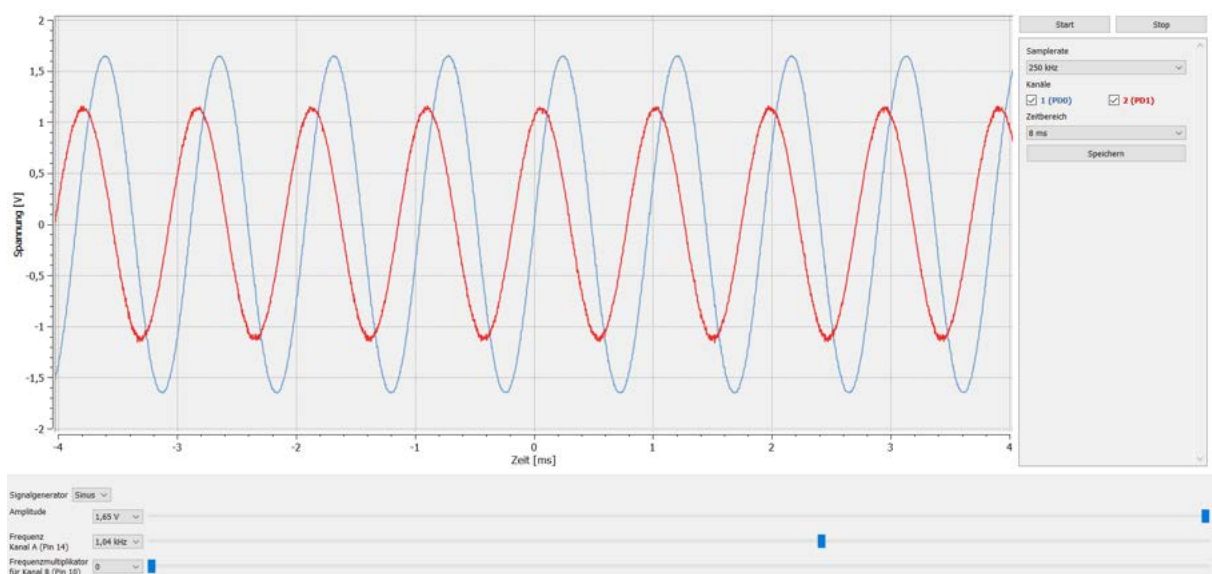


Abbildung 13: Zweite Messung mit dem Oszilloskop am Hochpass mit einer Signalfrequenz von 1,04kHz

In Messung 2 am Hochpass haben wir analog zu der Messung am Tiefpass in Abbildung 10 wieder die Signalfrequenz von 1,04kHz gewählt. Im Gegensatz zu der zweiten Messung am Tiefpass verläuft die sinusförmige Kurve der Eingangsspannung bei dieser Messung der sinusförmigen Ausgangsspannung voraus. Außerdem ist die Amplitude der Ausgangsspannung wieder analog zu der in der Tiefpassmessung kleiner als die der Eingangsspannung. Es ist anzunehmen, dass die Amplituden der Ausgangsspannungen von Abbildung 10 und von Abbildung 13 gleich groß sind. In der letzten Messung am Hochpass, mit einer Signalfrequenz

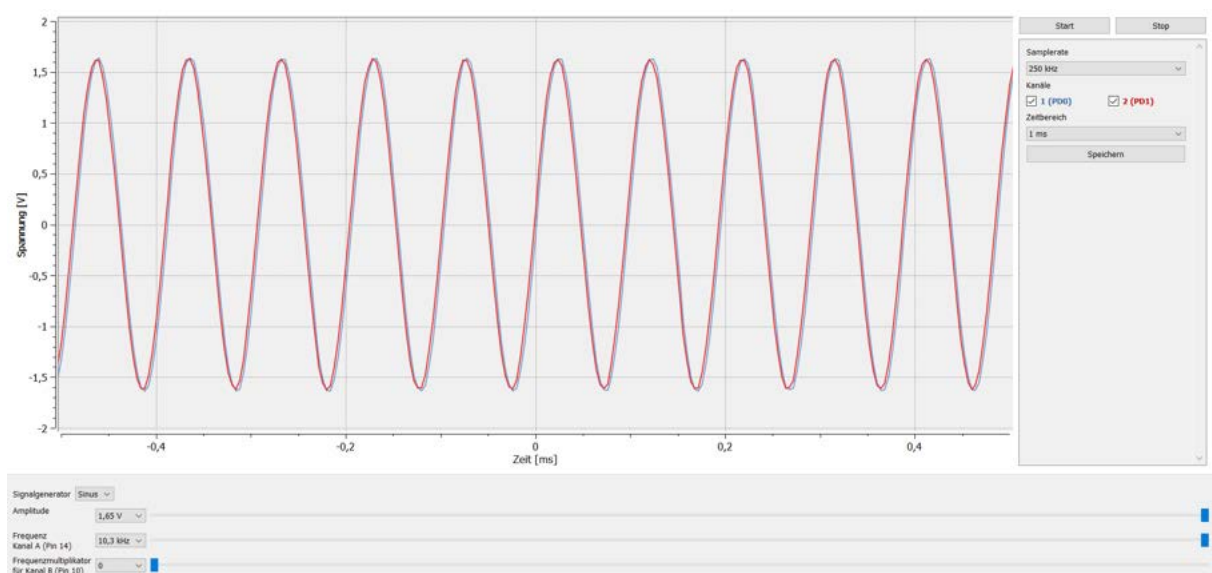


Abbildung 14: Letzte Messung mit dem Oszilloskop am Hochpass mit einer maximal möglichen Signalfrequenz von 10,3kHz

von 10,3kHz, überlagern sich nahezu die Kurven der Eingangs- sowie der Ausgangsspan-

nung. Amplituden sowie Phasengang sind annähernd identisch.

2 Aufgaben

Im folgenden werden die Bodediagramme vom Hochpass und vom Tiefpass dargestellt und verglichen. Diese wurden mithilfe von Lenlab und der enthaltenen Funktion der Frequenzanalyse erstellt: Vergleicht man beide Bodediagramm-Messungen an dem Hoch- und Tiefpass in

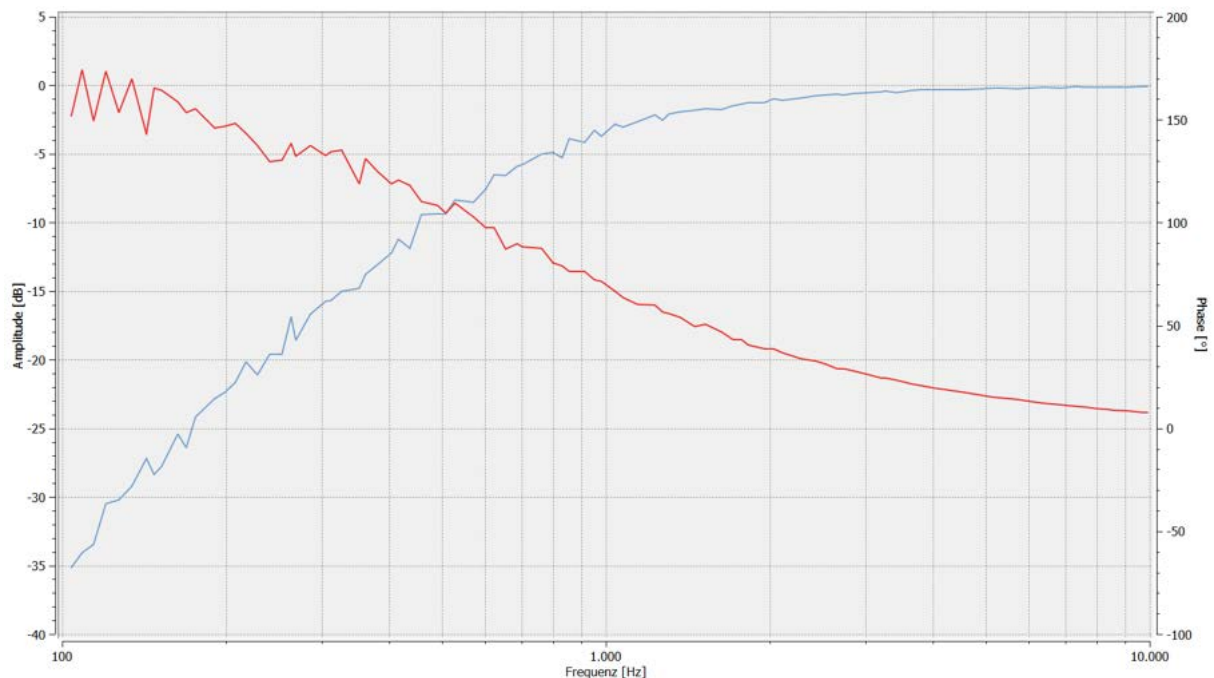


Abbildung 15: Bodediagramm-Messung Hochpass

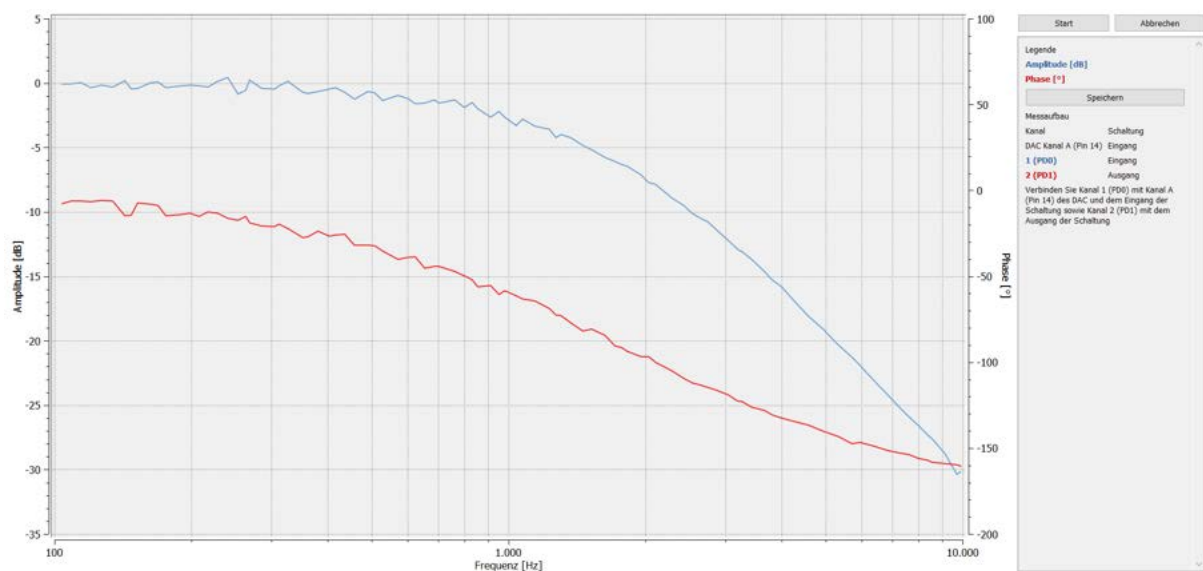


Abbildung 16: Bodediagramm-Messung am Tiefpass

den Abbildungen 15 und 16 mit den Simulationen in Abbildung 6 und 4, so ist auf den ersten Blick zu erkennen, dass beide Messungen charakteristische Kurven darstellen.

Bezüglich der Messung am Hochpasses in Abbildung 15 und der Simulation des Hochpasses ist zu erkennen, dass der Phasengang zunächst deutliche Messungenauigkeiten enthält. Durch diese Messungenauigkeiten wirkt der Phasengang der Messung etwas verschoben zu dem Ergebnis der Simulation. Die Messungenauigkeiten nehmen mit zunehmender Frequenz ab und sind zwischen 1kHz und 10kHz annähernd identisch mit den Simulationsergebnissen. Ebenfalls ist auch die Kurve des Amplitudenganges aus Abbildung 15 als charakteristisch zu betrachten. In der Simulation beginnt die Kurve bei einer Frequenz von 100Hz bei knapp oberhalb der -33dB. In der Bodediagramm-Messung fehlt allerdings ein kleiner Teil der Kurve und beginnt erst nach 100Hz bei ca. -35dB.

Das Bodediagramm des Tiefpasses in Abbildung 16 ist vergleichbar charakteristisch wie das des Hochpasses in Abbildung 15. Die Kurve beginnt auch hier wieder bei einer Frequenz von 100Hz und einem Wert von ca. 0dB. Sie bewegt sich anfangs nahe der 0dB Grenze und fällt dann ab der Grenzfrequenz bis 10kHz auf ungefähr -30dB ab. Der Phasengang hat dabei fast identische Punkte wie der Phasengang aus der Simulation (Abbildung 4). Diese liegen anfangs bei knapp 0 Grad und am Ende ungefähr bei -160 Grad. Der einzige erkennbare Unterschied liegt in der Flankensteilheit des Amplitudenganges. Die Simulation dessen zeigt, dass bei 10kHz der Punkt bei knapp -33dB liegen sollte. Zudem ist erkennbar, dass der Schnittpunkt von Phasengang und Amplitudengang hier im Vergleich deutlich verschoben ist. Dieser Schnittpunkt hat zwar keine weitere Aussagekraft, ist aber ein Indiz dafür, dass die Flankensteilheit nicht so groß ist wie bei der Simulation.

2.1.3 Diskussion

In den Ergebnissen ist durch den Vergleich zwischen den Simulationen und den Messungen am selbst aufgebauten Steckbrett deutlich geworden, dass auch unter realen Verhältnissen repräsentative Bodediagramme zustande gekommen sind. Hierbei ist allerdings trotzdem auf einige minimale Messungenauigkeiten einzugehen. Wir haben, aufgrund der Übersichtlichkeit auf dem Steckbrett, gerundete Widerstandswerte für den Aufbau verwendet. Zunächst haben wir für den Tiefpass R_1 und R_2 auf $24,5k\Omega$ gleichgesetzt und die berechneten Widerstände für den Hochpass auf $10k\Omega$. Hierdurch ist es zu minimalen Abweichungen zwischen Simulation und eigener Messung gekommen. Diese sind allerdings nicht von großem Ausmaße und in den Abbildungen der Messungen kaum erkennbar.

2.2 Addierschaltung

In dieser Teilaufgabe sollen die Ausgangssignale der beiden zuvor dimensionierten, aufgebauten und vermessenen Schaltungen mit einer weiteren Schaltung addiert werden, sodass man ein einzelnes Ausgangssignal erhält. Dabei ist das übergreifende Ziel der Aufgabe die Frequenzen des Hauptsprachbereiches zu verstärken, damit die Sprachverständlichkeit erhöht wird. Der Anteil der Verstärkung soll durch einen Drehregler auf Höhen und Tiefen unterschiedlich aufteilbar sein.

Die Schaltung soll folgende Übertragungsfunktionen aufweisen:

$$U_a = f(R_1)U_{e1} + f(R_2)U_{e2} \text{ mit } f(R) = -\frac{10k\Omega}{10k\Omega + R}$$

Zur Realisierung der Übertragungsfunktion wird ein Addierer [4, S.243], der eine Verstärkung von 1 besitzt, verwendet.

2.2.1 Materialien und Methoden

Folgende Addierschaltung haben wir anhand der Literaturrecherche [4] ausgewählt: Die da-

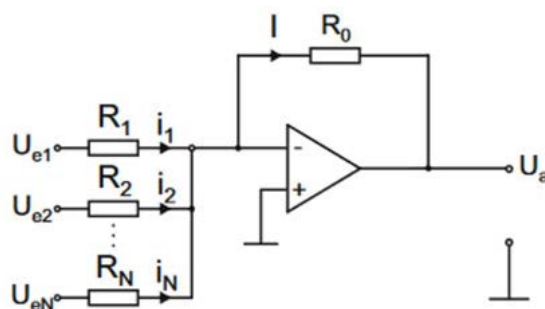


Abbildung 17: SSchaltbild eines Addierers"[4, S.243,Abbildung 8.32]

zu angegebene Formel für die Dimensionierung lautet nach [4]: Sollte $R_1 \neq R_2$ sein, gilt

Gilt $R_1 = R_2 = \dots = R_N = R$, so ist

$$U_a = -\frac{R_0}{R} \sum_{\nu} U_{e\nu} .$$

Abbildung 18: Übertragungsfunktion des Addierers [4, S.243,Abbildung 8.50]

$R = R_1 + R_2$. Bei der in der Aufgabenstellung vorgegebenen Übertragungsfunktion 18 müssen wir zu R_1 und R_2 noch $10k\Omega$ addieren, damit wir diese erhalten.

Weiterhin wird zwischen Tiefpass und Addierschaltung nach der Aufgabenstellung ein invertierender Verstärker mit Verstärkungsfaktor 1 benötigt.

$$\frac{U_a}{U_e} = -\frac{R_2}{R_1}$$

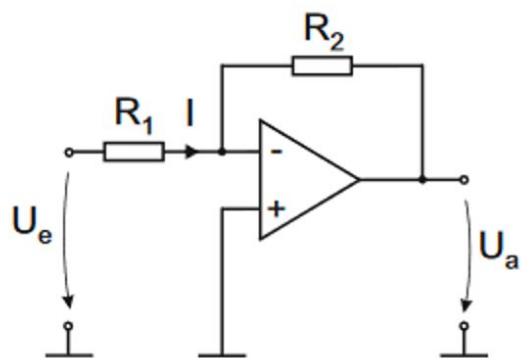


Abbildung 19: „Schaltbild eines invertierenden Verstärkers mit idealem Operationsverstärker“
[4, S.239,Abbildung 8.26]

2 Aufgaben

Aus der Formel folgt, dass $R_1 = R_2$ für den invertierenden Verstärker gelten muss, damit ein Verstärkungsfaktor von 1 erreicht wird.

Zur Auswertung werden Schaltpläne und Simulationskurven aus dem Programm LTSpice verwendet. Dazu zählen Simulation des Amplitudengangs mit verschiedenen Konfigurationen von R_1 und R_2 .

2.2.2 Ergebnisse

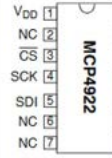
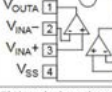
Bauteil	Beschreibung	Wert
Digital-Analog-Wandler	MCP4922, 1x	
Operationsverstärker	MCP6002, 3x	
Kondensatoren	Elektrolytkondensator, 10% Toleranz, 1x; Keramikkondensator, 10% Toleranz, 4x	Elektrolytkondensator 100µF; Keramikkondensatoren 10nF
Widerstände	Kohleschichtwiderstände, 5% Toleranz, 10x	10kΩ, 22kΩ, 33kΩ
Potentiometer	Potentiometer, 2x	0Ω bis 100kΩ

Abbildung 20: Verwendete Bauteilwerte aus der Aufgabenstellung

Nach der Literaturrecherche haben wir mit den Ergebnissen aus den vorherigen Aufgaben folgenden Schaltplan in LTSpice erstellt: Es ist zu beachten, dass gemäß der angegebenen

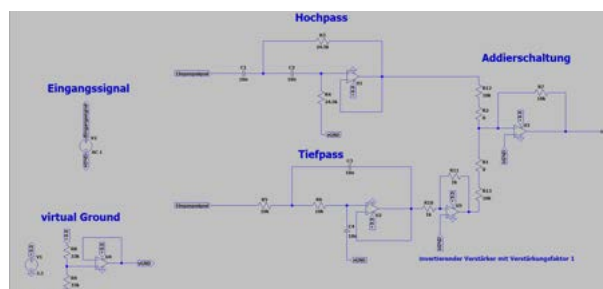


Abbildung 21: Aufbau der vollständigen Addierschaltung ohne invertierenden Operationsverstärker in LTSpice

Übertragungsfunktion jeweils am Ausgang von Hoch- und Tiefpass ein $10k\Omega$ Widerstand in Reihe mit R_1 und R_2 geschaltet werden muss, damit höchstens ein Spannungsverstärkung von 1 erreicht wird.

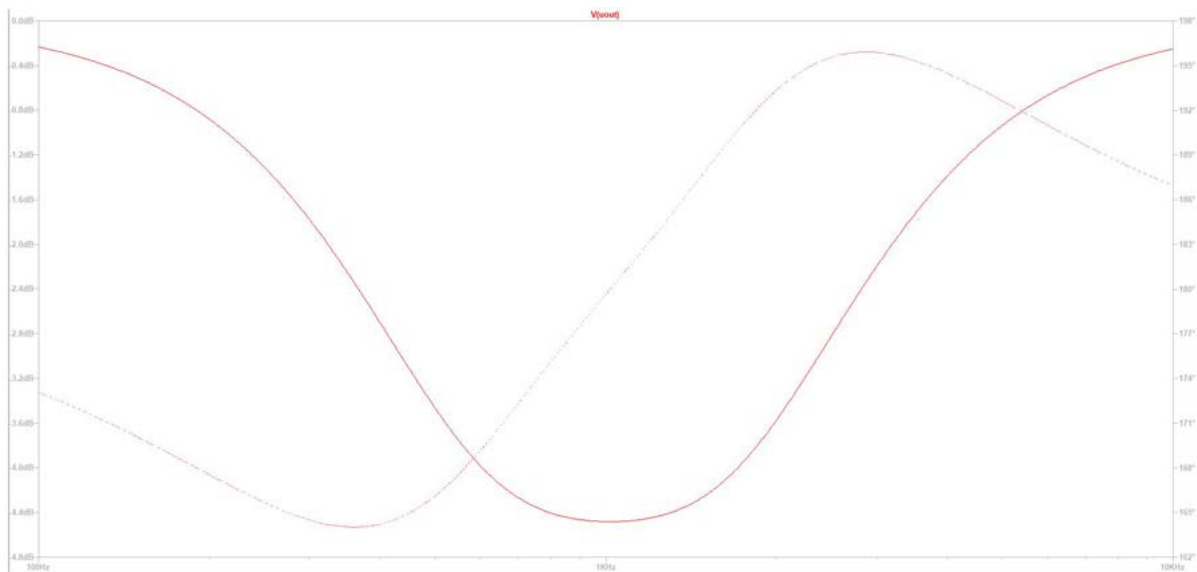


Abbildung 22: Bodediagramm der Addierschaltung ohne invertierenden Operationsverstärker

Die Kurve beginnt bei 100Hz bei ca. 0dB und nimmt dann sinusförmig auf ca. -4,4dB bei 1kHz ab. Danach steigt sie wieder symmetrisch auf ca. 0dB bei 10kHz an. Den Amplitudengang, den wir erreichen wollten, haben wir durch unsere Schaltung nicht erhalten, da die Kurve vermutlich an der $\log(\text{Hz})$ -Achse gespiegelt ist.

Nun fügen wir gemäß der Aufgabenstellung und der Literaturrecherche einen invertierenden Verstärker mit Verstärkungsfaktor 1 zwischen Tiefpass und Addierschaltung ein. Man sieht,

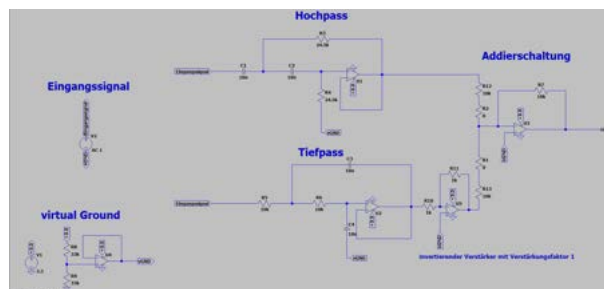


Abbildung 23: Aufbau der Addierschaltung mit invertierenden Operationsverstärker

dass ein Amplitudengang mit einem Maximum um 1kHz entsteht bei einer maximalen Verstärkung von 2,4dB. Die Kurve nimmt symmetrisch zu beiden Rändern des Diagramms bei 100Hz und 10kHz ab. Dabei erreicht sie eine minimale Verstärkung von ca. 0,2dB. Der Phasengang beginnt ab 100Hz bei ca. -10 Grad Phasendrehung und sinkt dann sinusförmig auf einen Wert von ca. -170 Grad bei 10kHz ab. Das beobachtete Verhalten ähnelt dem eines Bandpasses.

2 Aufgaben

Wir führen nun weitere Simulationen mit verschiedenen Werten für R_1 und R_2 durch: Simulation 1 mit $R_1 = 10k\Omega$ und $R_2 = 90k\Omega$: Die Simulation zeigt, dass die Schaltung nun ein

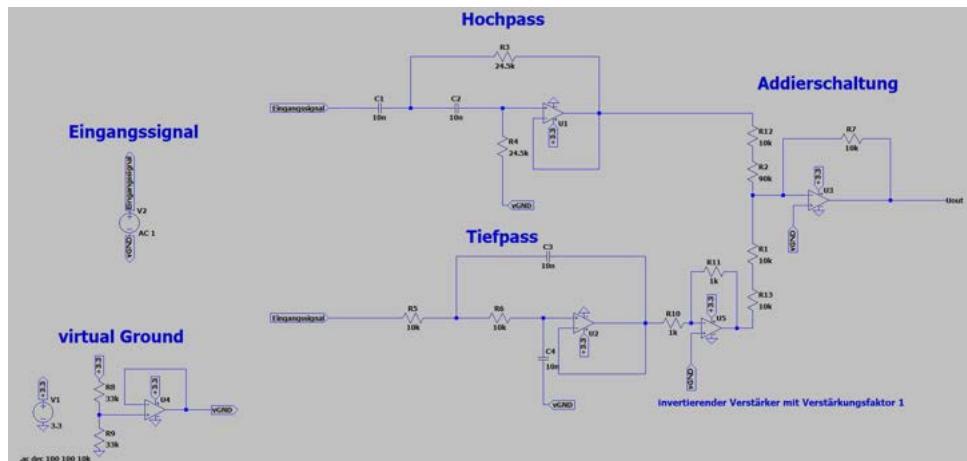


Abbildung 24: Aufbau der Addierschaltung mit invertierenden Operationsverstärker für Simulation 1

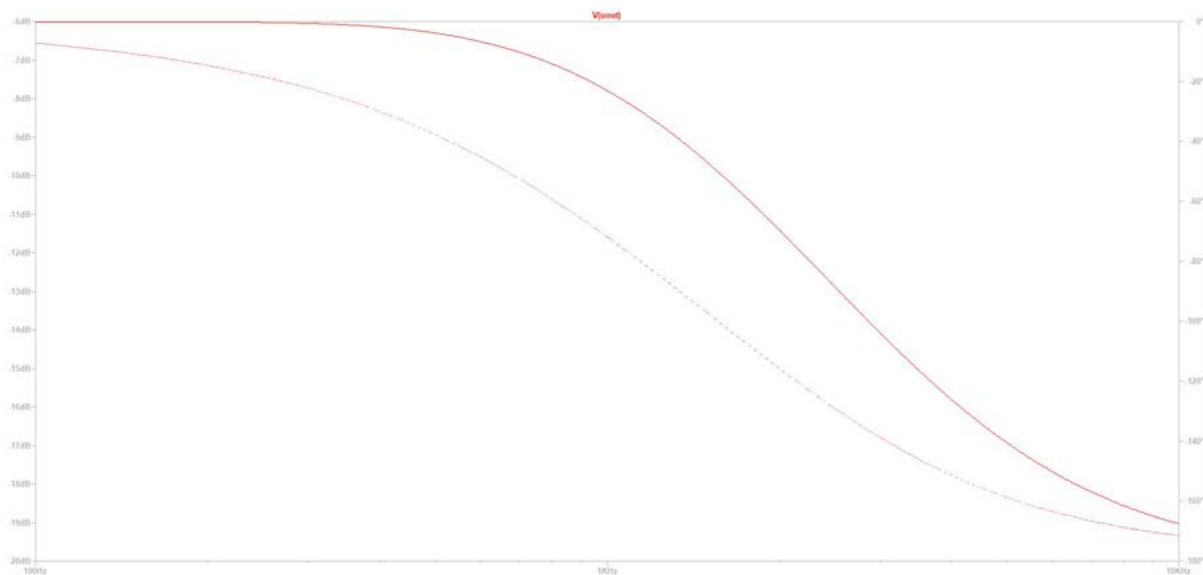


Abbildung 25: Bodediagramm für Simulation 1

Amplitudengang hat, der dem eines Tiefpasses ähnelt. Die Frequenzen unter 1kHz werden fast konstant mit -6dB gedämpft, darüber nimmt die Dämpfung zu bis auf ca. -15dB bei 10kHz. Die Phase dreht sinusförmig von ca. 10 Grad auf ca. 170 Grad über den Frequenzbereich zwischen 100Hz und 10kHz.

Simulation 2 mit $R_1 = 90k\Omega$ und $R_2 = 10k\Omega$: Die Simulation zeigt, dass die Kurve nun

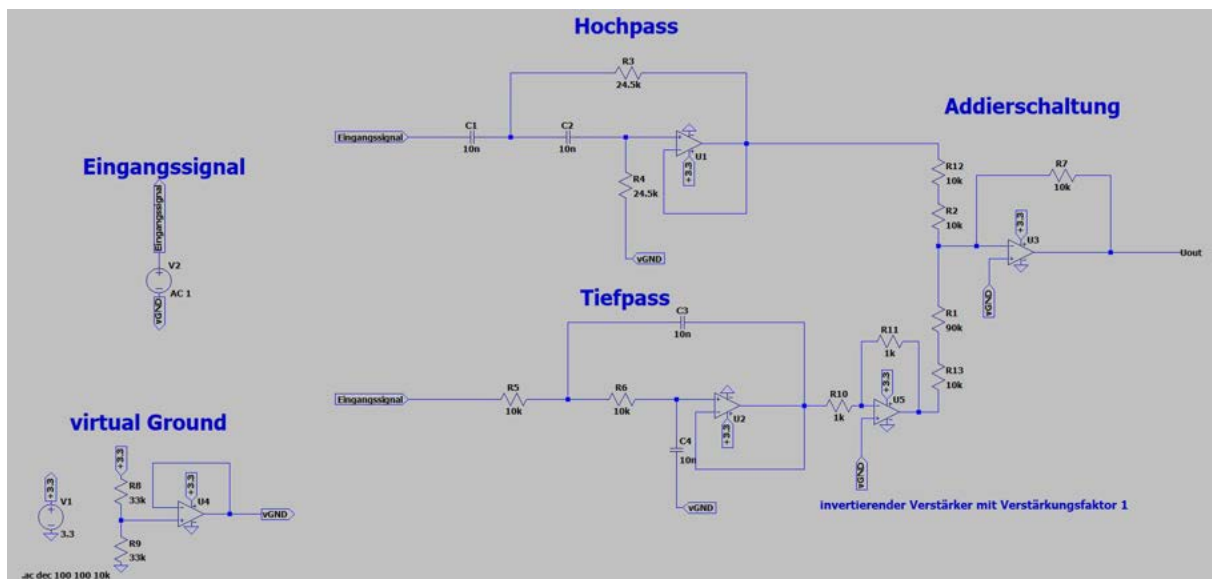


Abbildung 26: Aufbau der Addierschaltung mit invertierenden Operationsverstärker für Simulation 2

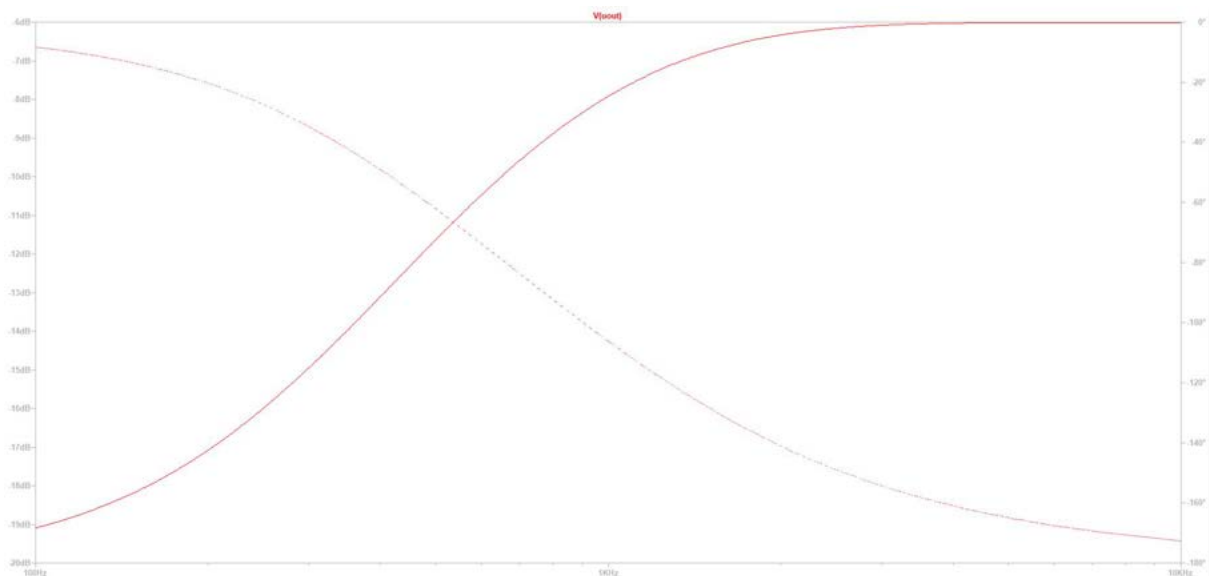


Abbildung 27: Bodediagramm für Simulation 2

einem Hochpass ähnelt. Die Schaltung dämpft das Signal um -19dB bei 100Hz. Die Amplitude steigt dann auf fast konstante -6 dB an bis 10kHz. Die Phase dreht sinusförmig von ca. 10 Grad auf ca. 170 Grad über den Frequenzbereich zwischen 100Hz und 10kHz.

Die Addierschaltung haben wir nun nochmals auf einem weiteren Steckbrett aufgebaut: Aus

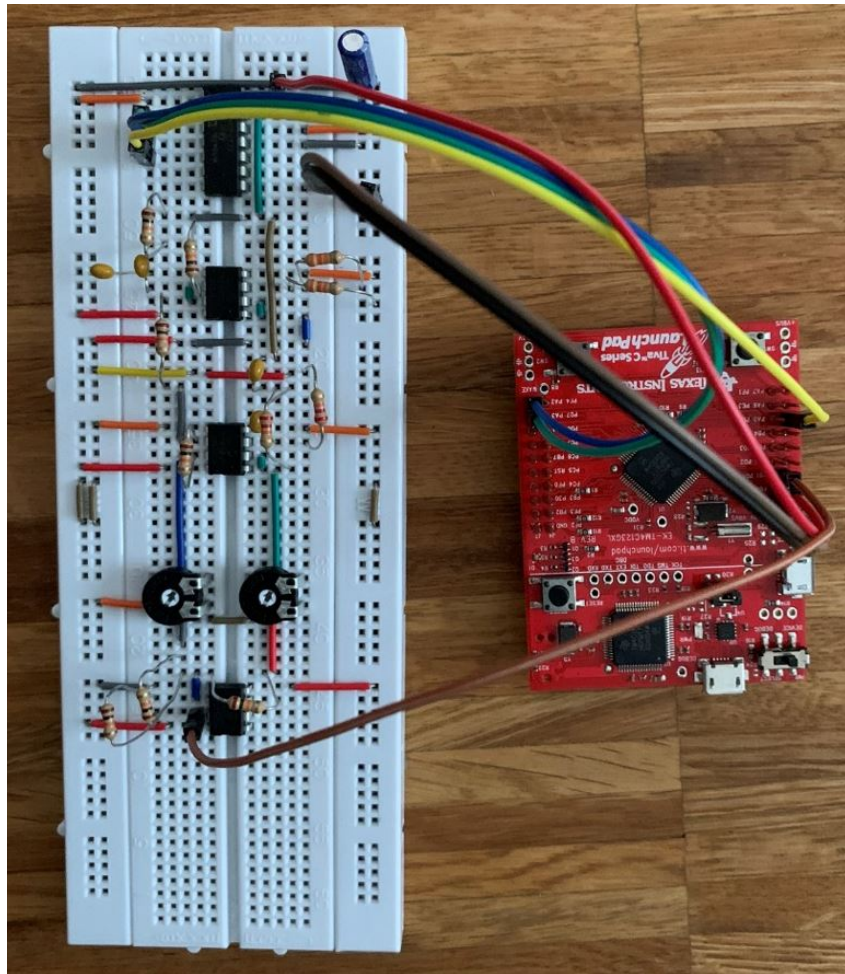


Abbildung 28: Aufbau der Addierschaltung mit invertierenden Verstärker auf dem Steckbrett

technischen Gründen wurde statt $24,5k\Omega$ für die Widerstände des Hochpasses, $22k\Omega$ verwendet. Ob dies eine schwerwiegende Abweichung zufolge hat, werden wir in der Diskussion untersuchen.

Im folgenden haben wir Bodediagramm-Messungen der Gesamtschaltung mit unterschiedlichen Einstellungen der Potentiometer R_1 R_2 durchgeführt: Der Amplitudengang der Simulati-

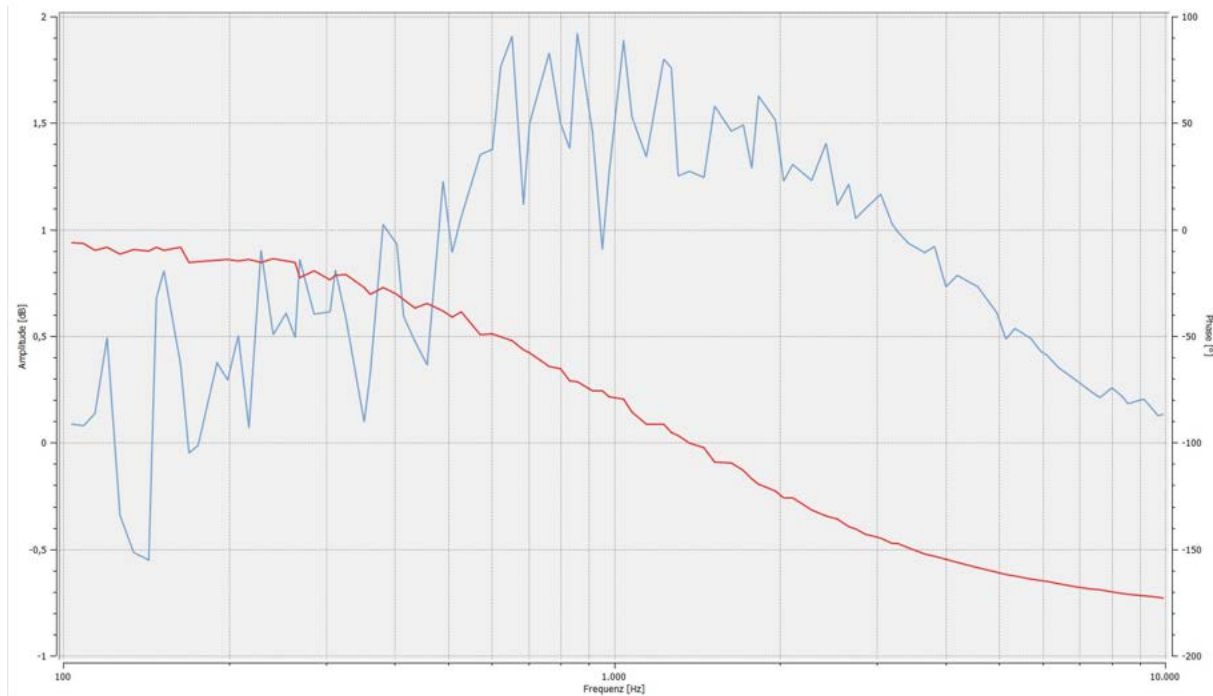


Abbildung 29: Simulation des Bodediagramm mit Potentiometer auf 0Ω

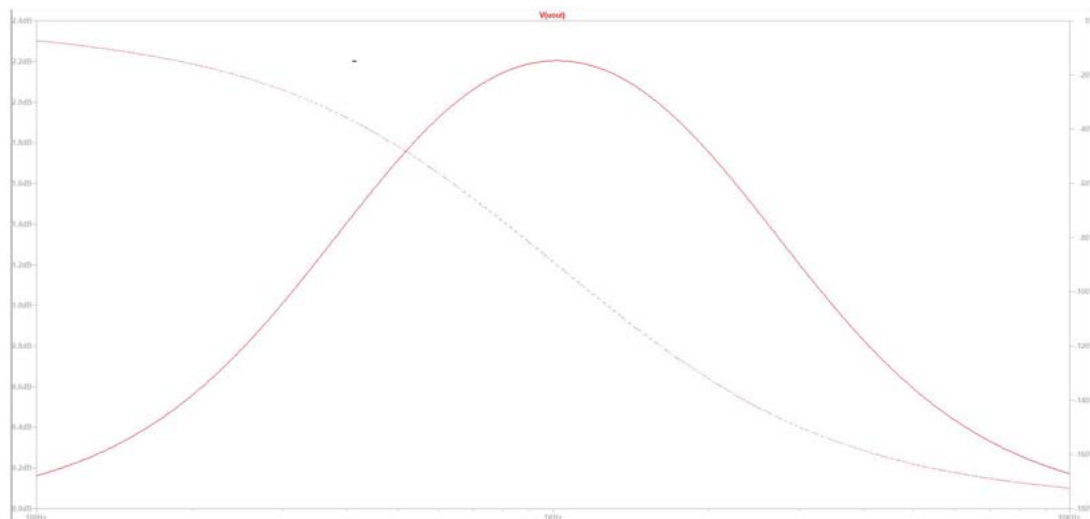


Abbildung 30: Bodediagramm mit Potentiometer auf 0Ω

on steigt bei 100Hz von ca. 0,2dB auf ca. 2,2dB bei 1kHz und nimmt dann symmetrisch wieder ab bis 10kHz. Die Phase sinkt sinusförmig von ca. 10 Grad Phasendrehung auf ca. 170 Grad. Die Messkurve hat im Bereich von 100Hz bis 1kHz einige Störartefakte, wird aber im Bereich von 1kHz bis 10kHz gradliniger. Die Kurve ähnelt aber der der Simulation.

2 Aufgaben

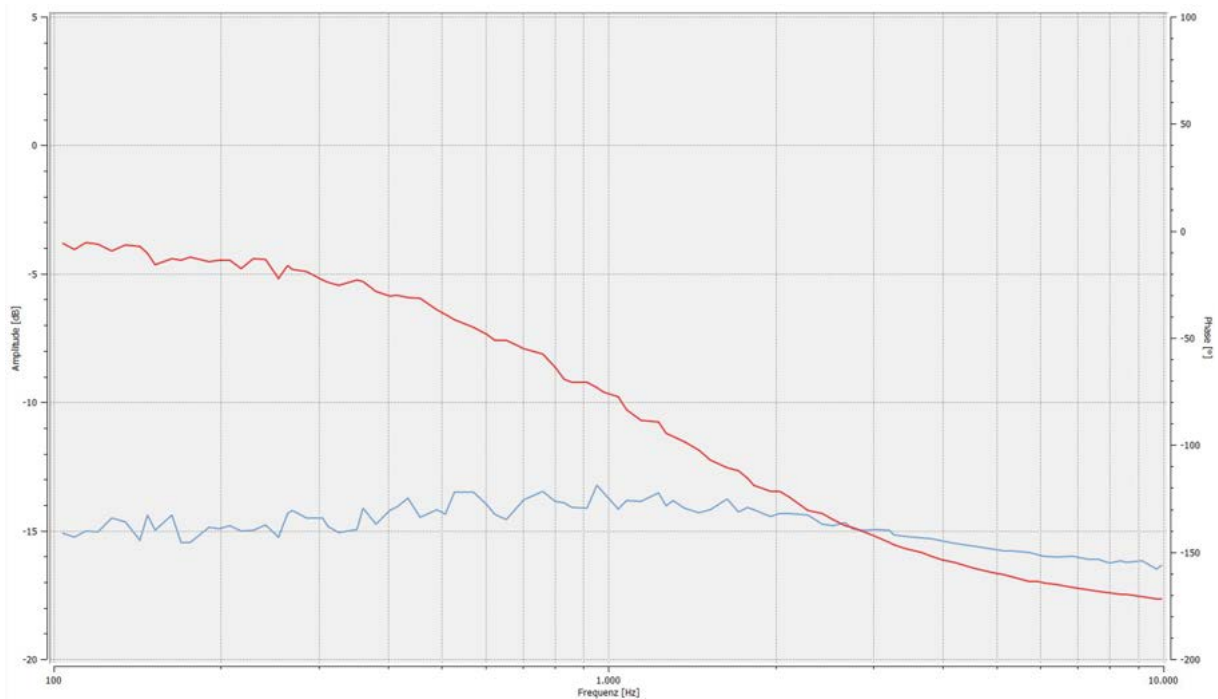


Abbildung 31: Simulation des Bodediagramm mit Potentiometer auf $50k\Omega$

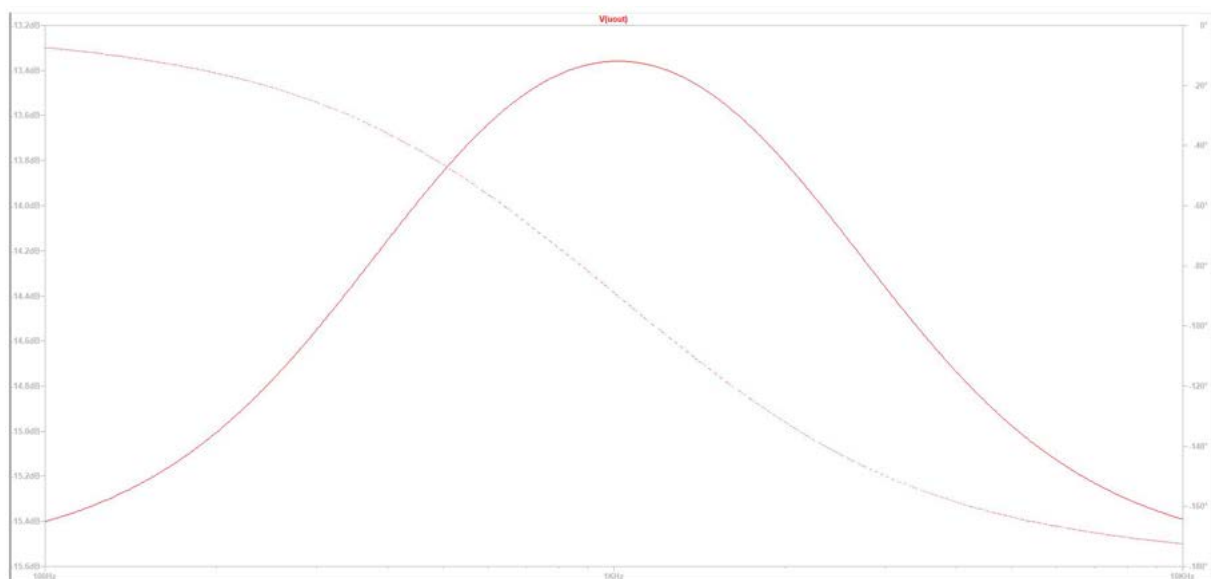


Abbildung 32: Bodediagramm mit Potentiometer auf $50k\Omega$

In der Simulation dreht die Phase von ca. 10 Grad sinusförmig auf ca. 170 Grad über 100Hz bis 10kHz. Der Amplitudengang steigt bei 100Hz von -15,4dB auf ca. -13,4dB bei 1kHz und sink dann symmetrisch ab auf -15,4dB bei 10kHz.

Bei der Messung beobachtet man einige Störartefakte in der ersten Hälfte von 100Hz bis 1kHz im Amplitudengang. Generell scheint die Kurve etwas abgeflacht im Gegensatz zur Simulation.

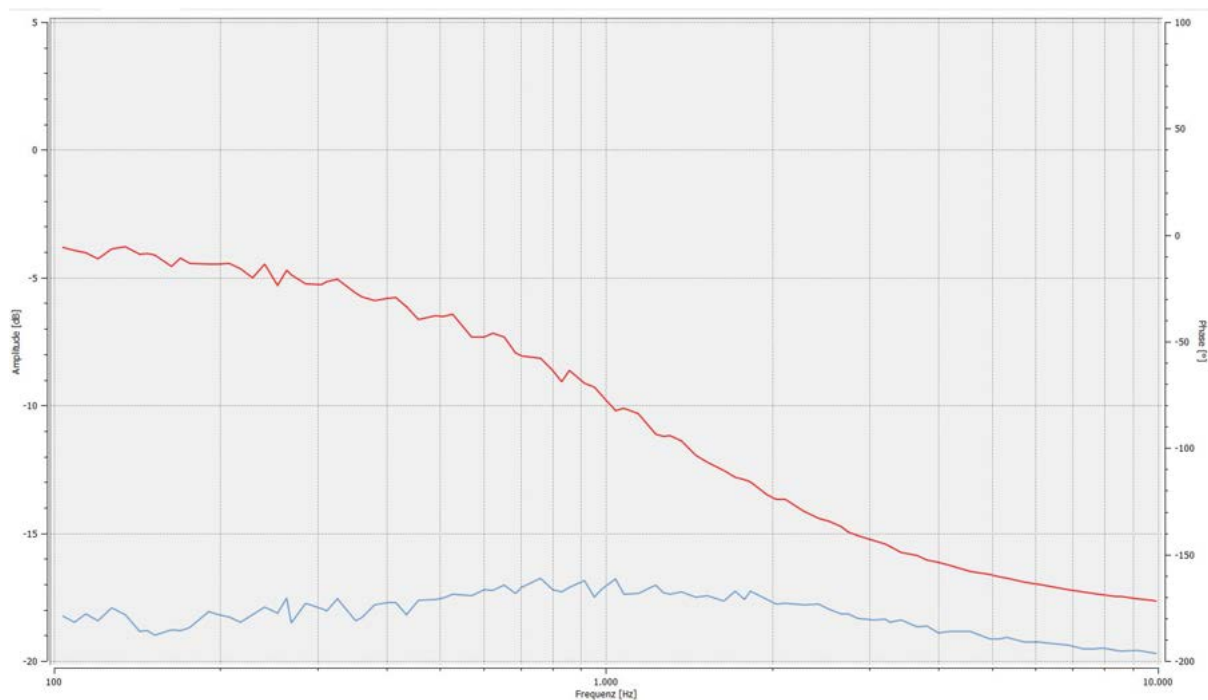


Abbildung 33: Simulation des Bodediagramm mit Potentiometer auf $80k\Omega$

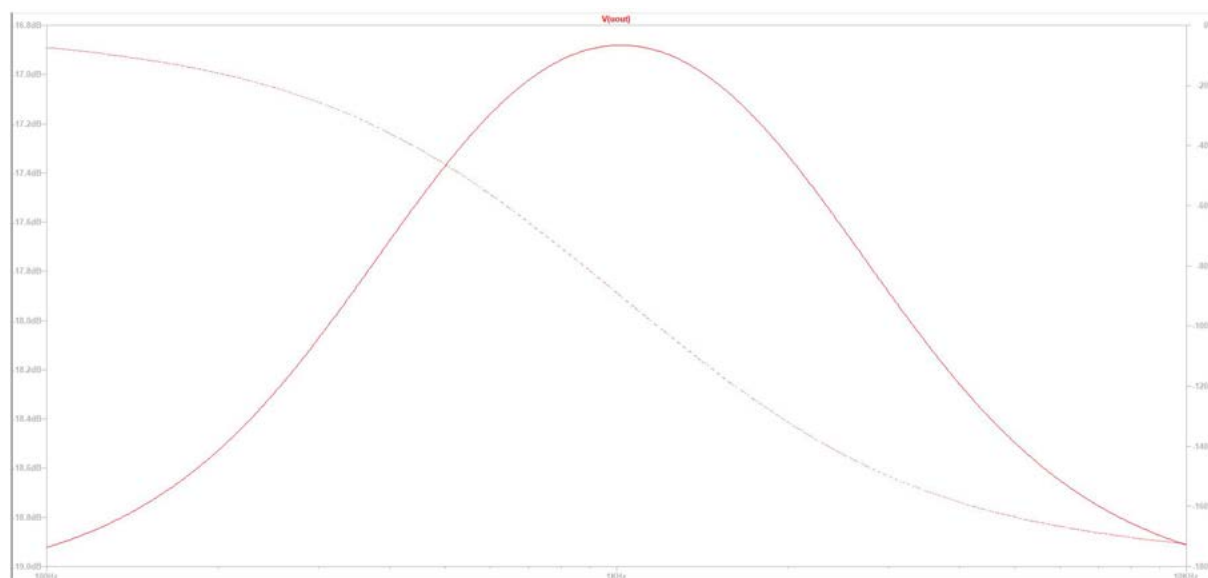


Abbildung 34: Bodediagramm mit Potentiometer auf $80k\Omega$

In der Simulation dreht die Phase von ca. 10 Grad sinusförmig auf ca. 170 Grad über 100Hz bis 10kHz. Der Amplitudengang steigt bei 100Hz von -18,9dB auf ca. -16,9dB bei 1kHz und sink dann symmetrisch ab auf -18,9dB bei 10kHz.

Der gemessene Amplitudengang scheint gut mit der Simulation übereinzustimmen.

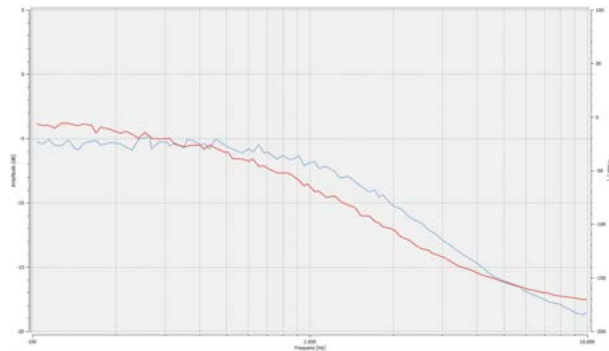


Abbildung 35: Simulation des Bodediagramm mit Potentiometer auf $R_1 = 10k\Omega$ und $R_2 = 80k\Omega$

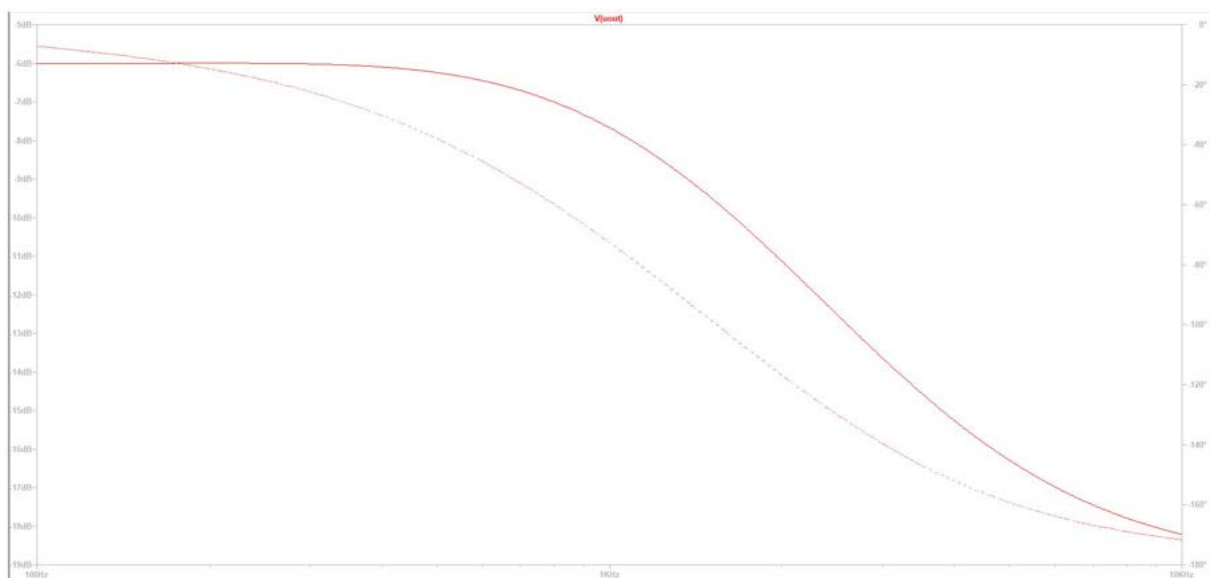


Abbildung 36: Bodediagramm mit Potentiometer auf $R_1 = 10k\Omega$ und $R_2 = 80k\Omega$

In der Simulation dreht die Phase von ca. 10 Grad sinusförmig auf ca. 170 Grad über 100Hz bis 10kHz. Die Amplitude ist fast konstant bis ca. 1kHz bei -6dB, danach fällt sie bis 10kHz auf -18dB ab.

Bei der Messung beobachtet man einige Störartefakte in der ersten Hälfte von 100Hz bis 1kHz im Amplitudengang. Die Simulationswerte werden auch in der Messung bestätigt.

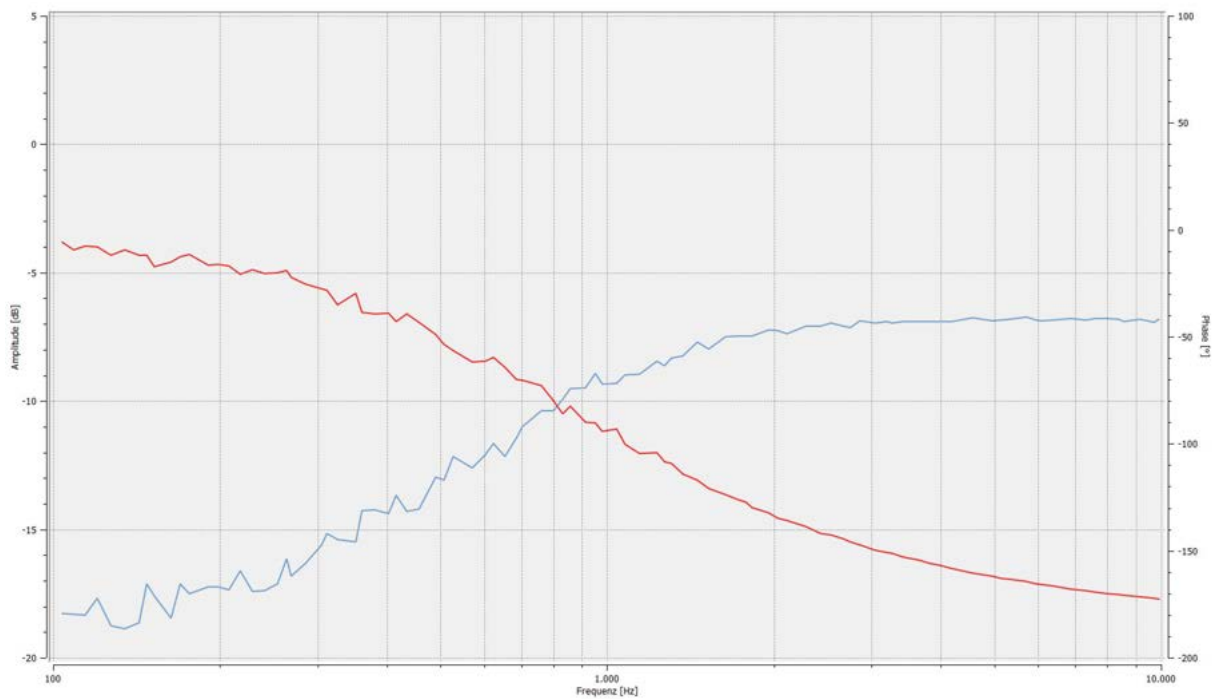


Abbildung 37: Bodediagramm mit Potentiometer auf $R_1 = 80k\Omega$ und $R_2 = 10k\Omega$

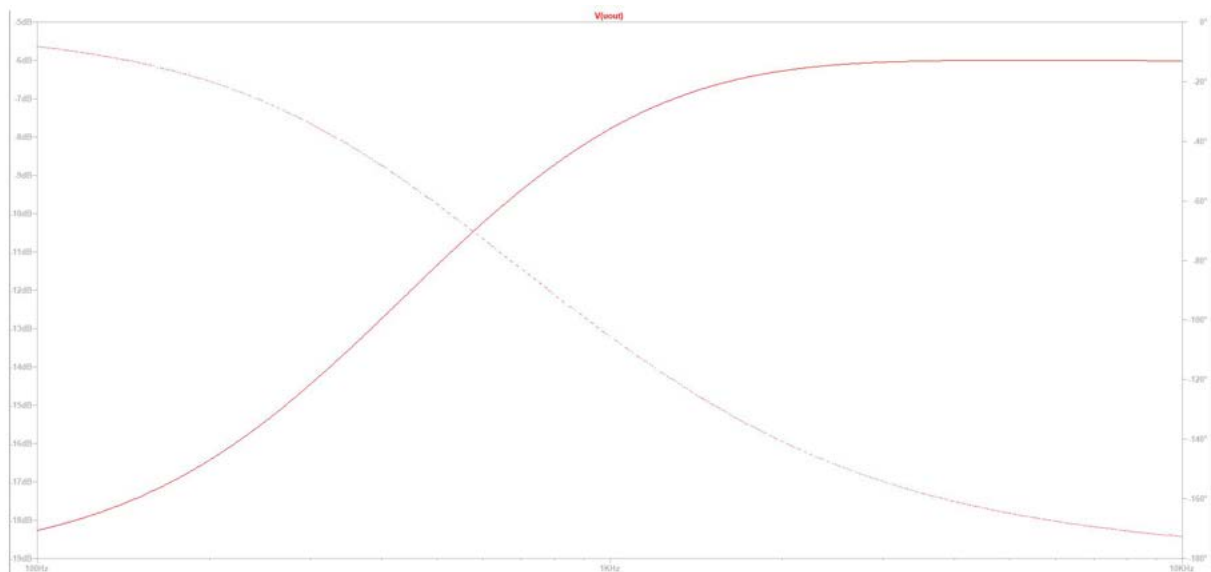


Abbildung 38: Bodediagramm mit Potentiometer auf $R_1 = 80k\Omega$ und $R_2 = 10k\Omega$

In der Simulation dreht die Phase von ca. 10 Grad sinusförmig auf ca. 170 Grad über 100Hz bis 10kHz. Die Amplitude steigt bis ca. 1kHz von -18,5dB bei 100Hz, danach ist sie fast konstant auf -6dB bis 10kHz.

Bei der Messung beobachtet man einige Störartefakte in der ersten Hälfte von 100Hz bis 1kHz im Amplitudengang. Die Simulationswerte werden auch in der Messung bestätigt.

2 Aufgaben

Als letzte Messreihe haben wir zwei Sinussignale mit verschiedenen Frequenzen überlagert und auf den Eingang des Equalizers gelegt:

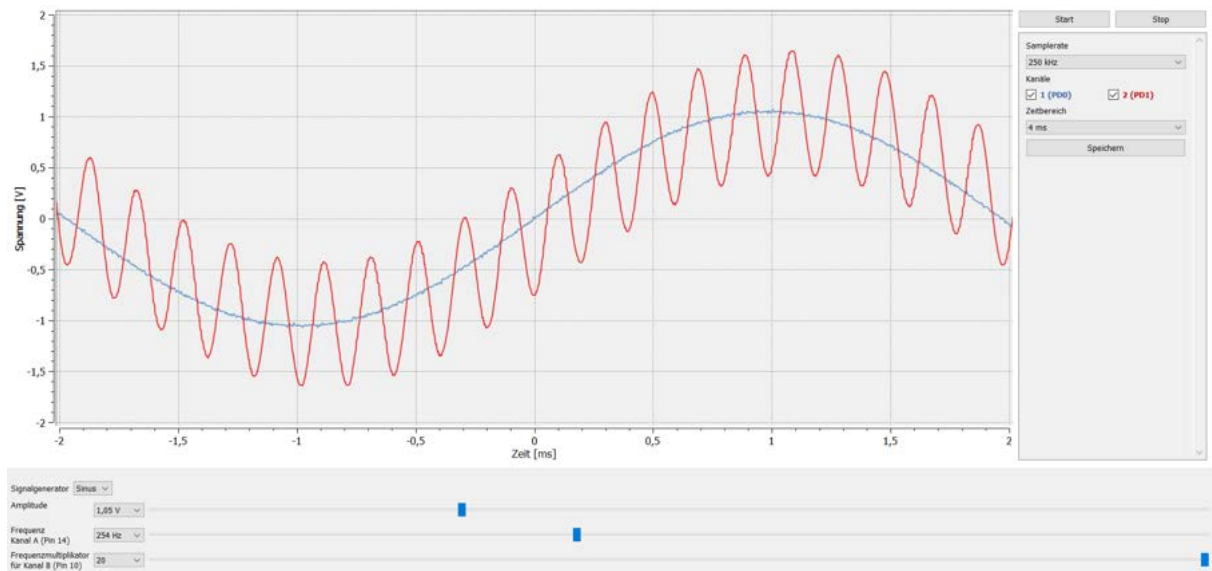


Abbildung 39: Bodediagramm mit Tiefpass 0Ω und Hochpass $100k\Omega$

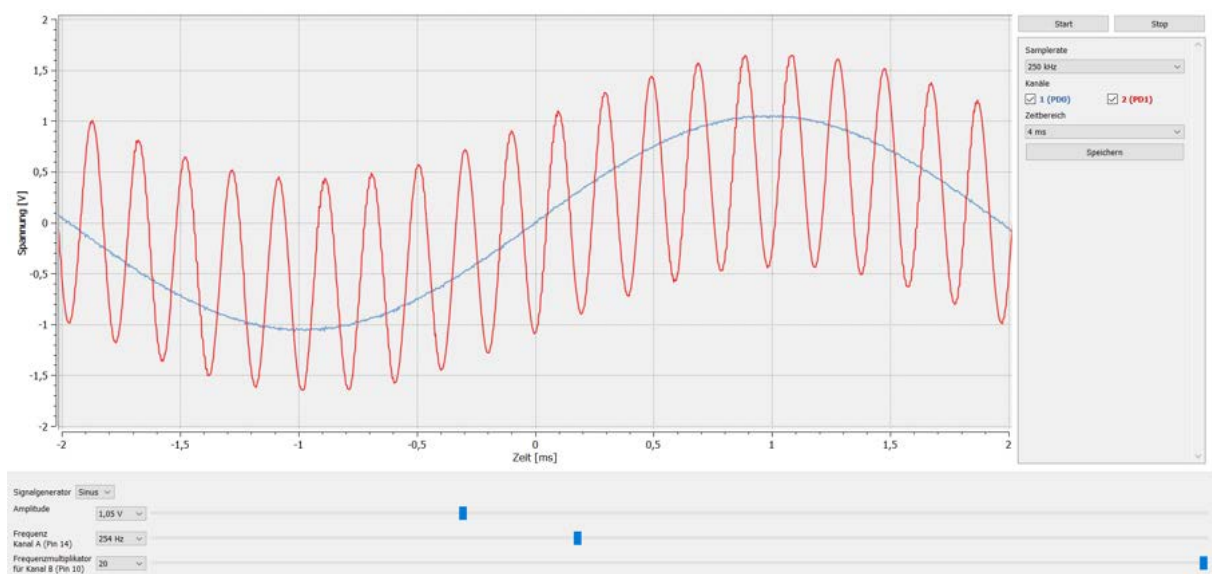


Abbildung 40: Bodediagramm mit Tiefpass $100k\Omega$ und Hochpass 0Ω

2.2.3 Diskussion

Der Einbruch des Amplitudengangs bei ca. 1kHz entsteht, weil das Signal durch die Addierschaltung invertiert wird. Der Operationsverstärker invertiert das Signal durch eine Rückkopplung auf den invertierenden Eingang. Deswegen braucht man noch den invertierenden Verstärker mit dem Verstärkungsfaktor von 1, damit das Ausgangssignal des Tiefpasses nicht verstärkt oder gedämpft, sondern nur invertiert wird. Dann entsteht das Maximum bei ca. 1kHz, also im Hauptsprachbereich, welcher dadurch verstärkt wird.

Gibt es einen schwerwiegenden Unterschied zwischen $24,5k\Omega$ und $22k\Omega$ bei den Widerständen des Hochpasses? Dafür werde ich zwei Simulationen erstellen, um zu untersuchen, ob es eine grobe Veränderung der Amplitude oder der Phase gibt. Meiner Meinung nach kann

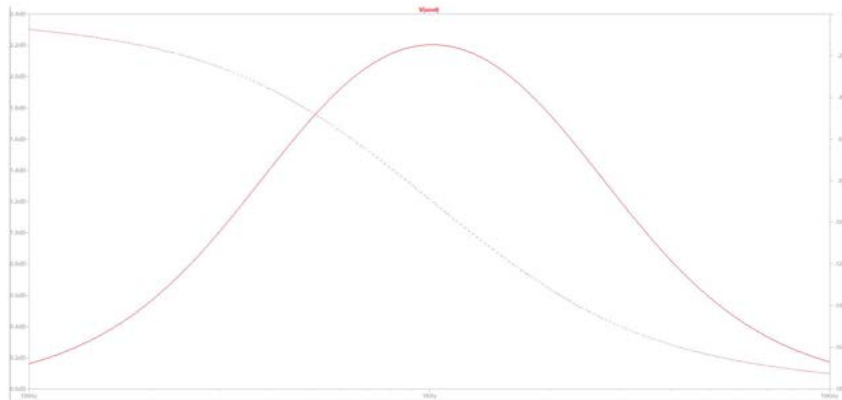


Abbildung 41: Bodediagramm mit $R = 24,5k\Omega$

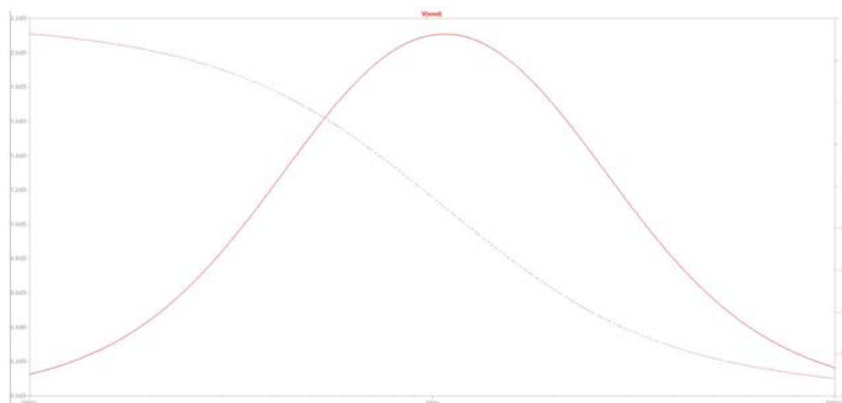


Abbildung 42: Bodediagramm mit $R = 22k\Omega$

man für die Widerstände des Hochpasses $R = 22k\Omega$ annehmen, da die Simulationskurven vernachlässigbar voneinander abweichen.

Die erste Messung weist einige Störartefakte auf, weil vermutlich die Störartefakte der beiden Schaltungen sich überlagern und erst bei höheren Widerstandswerten des Potentiometers die Kurve gradliniger wird. Dies kann man überprüfen, wenn man beide einzelne Amplitudengänge

des Hoch- und Tiefpasses sich anschaut. Tatsächlich haben beide Einzel-Schaltungen Stör-

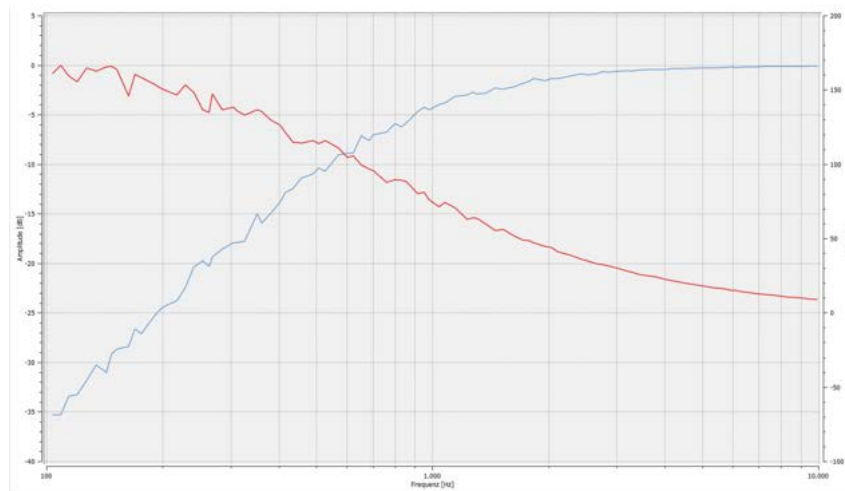


Abbildung 43: Amplitudengang des Hochpasses (hier: blau)

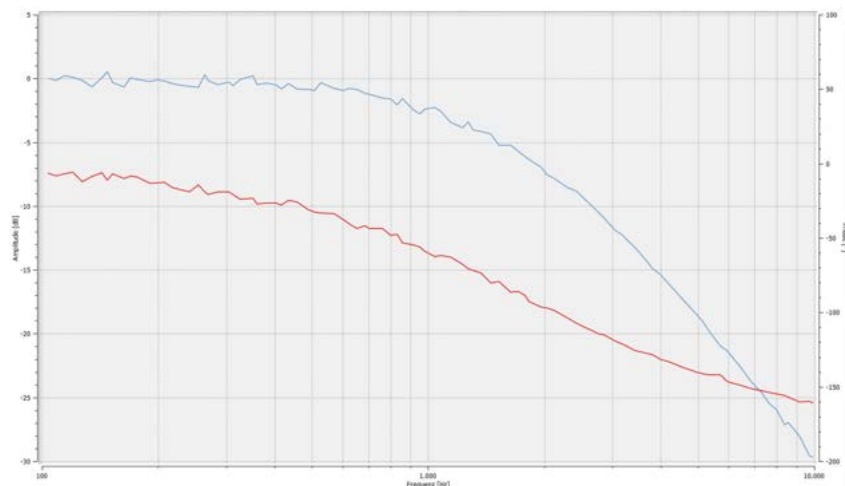


Abbildung 44: Amplitudengang des Tiefpasses (hier: blau)

artefakte im Frequenzbereich zwischen 100Hz und 1kHz. Generell wirken viele Messkurven etwas abgeflacht. Trotzdem kann man sagen, dass die Simulation im Groben bestätigt wird. Die anderen Messergebnisse scheinen relativ gut mit den Simulationsergebnissen übereinzustimmen.

Die Schaltung erfüllt die gewünschte Anforderung, den Hauptsprachbereich um 1kHz, zu verstärken.

Literaturverzeichnis

- [1] Prof. Dr. rer. nat. Olaf Dössel, Vorlesungsskript zur Vorlesung Lineare Elektrische Netze, WS 2019/2020
- [2] Ulrich Tietze, Christoph Schenk, Eberhard Gamm, Halbleiter-Schaltungstechnik, 15. Auflage, Springer-Verlag Berlin Heidelberg
- [3] <http://nicoeinsidler.bplaced.net/wp-content/uploads/2011/09/Analoge-passive-Filter-in-der-Elektronik.pdf>
- [4] Göbel, Holger: Einführung in die Halbleiter-Schaltungstechnik, 6. Auflage, Berlin; [Heidelberg]: Springer Vieweg