



ELEKTRONIK-PRAKTIKUM

V3: Operationsverstärker

Autoren:

[REDACTED]
[REDACTED]

[REDACTED]
[REDACTED]

Versuchszeitraum: [REDACTED]

Versuchsgruppe: [REDACTED]

Abgabedatum: [REDACTED]

Inhaltsverzeichnis

1	Materialien und Methoden	2
1.1	Verwendete Messgeräte	2
1.2	Verwendete Bauteile	2
1.3	Messmethoden	2
2	Auswertung und Diskussion	3
2.1	Invertierender Verstärker	3
2.1.1	Simulation	3
2.1.2	Reale Schaltung	3
2.1.3	Eingangsoffsetspannung	4
2.1.4	Open Loop Frequency Response	4
2.1.5	Slew Rate	6
2.1.6	Stabilität und Frequenzgang-Korrektur	6
2.2	Oszillator	8
2.3	Operationsverstärker für mathematische Operationen	10
2.3.1	Integrierer	10
2.3.2	Differenzierer	14
2.3.3	Addierer	16
2.4	Nicht-invertierender Verstärker	17
2.5	Impedanzwandler	18
A	Anhang	20

1 Materialien und Methoden

1.1 Verwendete Messgeräte

- Funktionsgenerator AFG-2005 (Hersteller G^WINSTEK)
- Oszilloskop GDS-1022 (Hersteller G^WINSTEK)
- DMM EX 330 (Hersteller EXTECH)
- Multimeter GS6510 (Hersteller Voltcraft)

Zu den Geräten befanden sich am Versuchsplatz die entsprechenden Bedienungsanleitungen, aus denen auch die im Folgenden gemachten Angaben zu Leistungscharakteristika entnommen wurden.

1.2 Verwendete Bauteile

In den Teilaufgaben wurden die folgenden Operationsverstärker (OPV) eingesetzt:

- LM358
- LM741
- LM748

Das Datenblatt des LM358 wurde im Elektronikpraktikum zur Verfügung gestellt.

1.3 Messmethoden

Um den Eingangs- und den Ausgangswiderstand einer komplexeren Schaltung zu bestimmen wurde wie folgt vorgegangen: Sowohl R_{ein} als auch R_{aus} können nicht direkt gemessen werden. Stattdessen wird die Schaltung zunächst um einen Lastwiderstand bzw. einen Vorwiderstand erweitert.

Im Falle von R_{aus} wird ein Lastwiderstand R_L der Schaltung parallel nachgeschaltet. Geht R_L gegen Unendlich, befindet sich die Schaltung im Leerlauf und es stellt sich über den Lastwiderstand eine bestimmte Spannung $U_L = U_{leer}$ ein. Wird jetzt R_L schrittweise verringert, so fällt U_L ab. Wird nun die Masche von R_L und R_{aus} betrachtet, gilt:

$$\frac{R_{aus}}{R_L} = \frac{U_{leer} - U_L}{U_L}. \quad (1)$$

Sobald die gemessene Spannung U_L die Hälfte der Leerlaufspannung U_{leer} erreicht gilt folglich $R_{aus} = R_L$.

Für die Bestimmung von R_{ein} wird der Schaltung ein Widerstand R_V in Reihe vorgeschaltet. Für $R_V = 0 \Omega$ fällt über der Gesamtschaltung eine bestimmte Spannung $U_{ein} = U_0$ ab. Wird der Vorwiderstand nun erhöht, sinkt die Spannung U_{ein} . Hier führt die Maschenregel auf

$$\frac{R_{ein}}{R_V} = \frac{U_{ein}}{U_0 - U_{ein}}. \quad (2)$$

Sobald U_{ein} auf die Hälfte von U_0 abgefallen ist, gilt $R_{ein} = R_V$.

2 Auswertung und Diskussion

2.1 Invertierender Verstärker

Zunächst soll die Schaltung des invertierenden Verstärkers untersucht werden, die in späteren Teilen des Versuchs als Grundlage dient.

2.1.1 Simulation

Der invertierende Verstärker wurde zunächst in Multisim simuliert. Dabei wurde der OPV LM358 eingesetzt und eine 10-fache Verstärkung gewählt, d.h. $R_1 = 2,2\text{ k}\Omega$ und $R_2 = 22\text{ k}\Omega$. Die Versorgungsspannung betrug $U_{S\pm} = \pm 10\text{ V}$ und die Eingangsspannung wurde zu $U_{e,pp} = 10\text{ mV}$ gewählt. Der Schaltplan befindet sich im Anhang in der Abbildung 13.

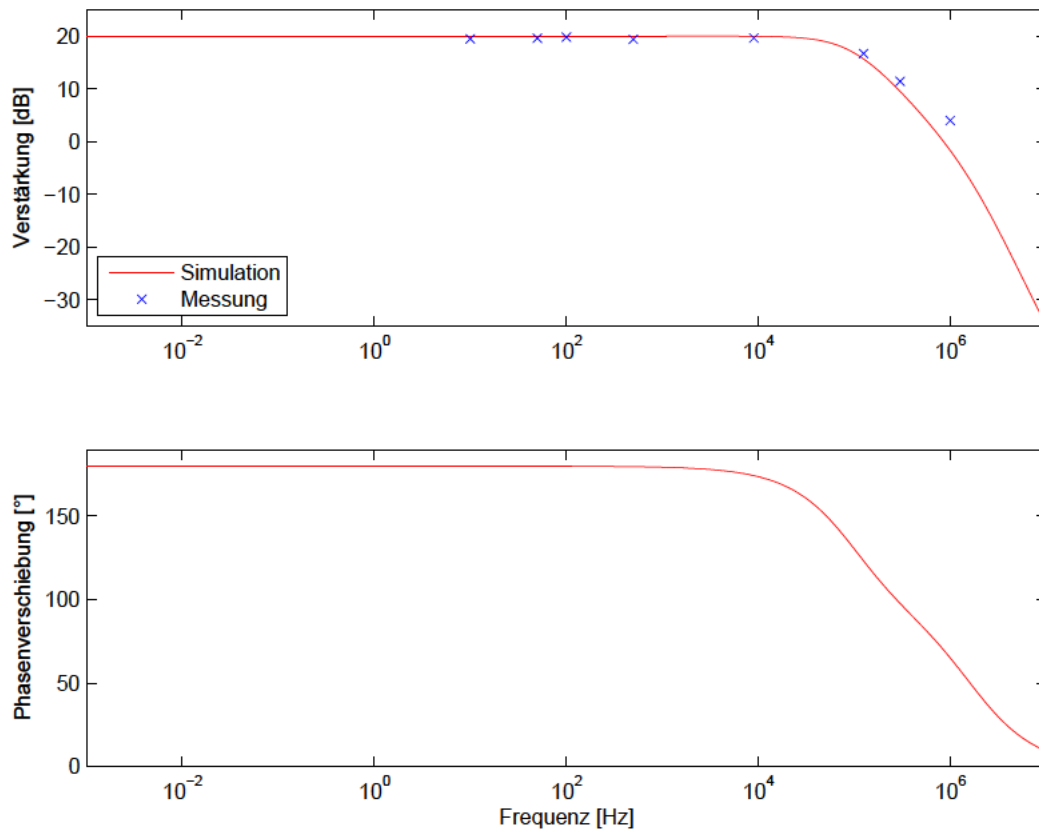


Abbildung 1: Bodeplot des invertierenden Verstärkers mit 10-facher Verstärkung in der Simulation und im realen Aufbau.

Die Grenzfrequenz beträgt $f_g = 117\text{ Hz}$, unterhalb der Grenzfrequenz findet eine Phasenverschiebung von $\varphi = 180^\circ$ statt.

Der Eingangs- und der Ausgangswiderstand der Schaltung wurden wie oben erläutert bestimmt. Es ergaben sich in der Simulation $R_{ein} \approx 2,2\text{ k}\Omega$ und $R_{aus} \approx 9\text{ }\Omega$. Dies stimmt mit den theoretischen Erwartungen $R_{ein} \approx R_1$ und $R_{aus} \approx 0\text{ }\Omega$ überein.

2.1.2 Reale Schaltung

Hiernach wurde die invertierende Verstärkerschaltung für verschiedene Verstärkungen real aufgebaut. Zunächst wurde wieder mit 10-facher Verstärkung gearbeitet, um die Ergeb-

nisse der Simulation zu überprüfen. Die hierbei verwendeten Bauteile entsprechen denen der Simulation.

Die Messergebnisse zum Frequenzverhalten finden sich zusammen mit den simulierten Kurven in Abbildung 1. Offenbar stimmt der Verlauf des Bodeplots zwischen Simulation und realer Schaltung gut überein, dies gilt insbesondere für die Lage der Grenzfrequenz f_g . Auch die Phasenverschiebung von $\varphi = 180^\circ$ war zu beobachten.

Die Bestimmung des Eingangswiderstandes der Schaltung ergab $R_{ein} \approx 2,2 \text{ k}\Omega$, was sich mit dem Resultat der Simulation deckt. Der genaue Wert schwankte dabei leicht bei Veränderungen von $U_{e,pp}$. Für den Ausgangswiderstand war es lediglich möglich, eine Abschätzung nach oben zu treffen: $R_{aus} \ll 22 \Omega$, für kleinere Lastwiderstände war das Ausgangssignal in den Maxima zu verrauscht, um sinnvolle Messwerte aufzunehmen. Das Simulationsergebnis kann allerdings schon mit dieser Abschätzung als gut bestätigt angesehen werden.

Durch Variation des Verhältnisses zwischen R_1 und R_2 kann die Verstärkungsleistung der Schaltung verändert werden. Real wurden Verstärker für 1-fache, 100-fache und 10.000-fache Verstärkungen aufgebaut. Diese entsprachen in ihrem Verhalten der Schaltung für 10-fache Verstärkung, allerdings wächst die Gefahr der Übersteuerung, falls U_e zu groß gewählt wird. Besonders problematisch war die Schaltung mit maximaler Verstärkung, da hier auch bei sehr niedrigen U_e schnell die Spannungsgrenzen des OPV erreicht werden und das Ausgangssignal somit abgeschnitten wird.

2.1.3 Eingangsoffsetspannung

Nicht-ideale OPV haben einen sogenannten Eingangsoffset. Darunter versteht man die Eigenschaft, dass selbst bei einer Eingangsspannung $U_e = 0 \text{ V}$ im Inneren des OPV eine kleine Differenzspannung generiert wird. Je nach aufgebauter Schaltung wird diese Differenzspannung mit der entsprechenden Verstärkung am Ausgang als Ausgangsspannung U_a gemessen. Das heißt, dass dieser Effekt bei besonders hohen Verstärkungen deutlich zu Tage tritt.

Zur Messung des Effekts wurde real ein nicht-invertierender Verstärker mit 10.000-facher Verstärkung aufgebaut: $R_1 = 12 \Omega$, $R_2 = 120 \text{ k}\Omega$, $U_{S\pm} = \pm 10 \text{ V}$ und $f = 100 \text{ Hz}$. Der Funktionsgenerator wurde überbrückt, so dass $U_e = 0 \text{ V}$ galt. Eine Messung der Ausgangsspannung $U_{a,off} = 8,2 \text{ V}$ lässt darauf schließen, dass der Eingangsoffset

$$U_{e,off} = \frac{U_{a,off}}{10.000} = 0,8 \text{ mV} \quad (3)$$

beträgt.

Es wird deutlich, dass für große Verstärkungen der Eingangsoffset eines OPV nicht ignoriert werden kann. Dies ist dann auch eine Motivation dafür, den Eingangsoffset wie später im Versuch geschehen durch eine zusätzlich angelegte Gleichspannung zu kompensieren.

2.1.4 Open Loop Frequency Response

Nun soll an der realen Schaltung die sogenannte Open Loop Frequency Response des OPV überprüft werden, also das Verstärkungsverhalten des Bauteils ohne zusätzliche Gegenkopplung. Real ist dies aufgrund der sehr hohen Leerlaufverstärkung des LM358 schwierig.

Statt einer direkten Messung wurde eine invertierende Verstärkerschaltung mit 10.000-facher Verstärkung aufgebaut. Hierbei ändert sich zwar das Verhalten für sehr niedrige Frequenzen, insbesondere steigt die reale Grenzfrequenz gegenüber dem Leerlaufverhalten aus dem Datenblatt ($f_g \approx 10 \text{ Hz}$) an. Die Transitfrequenz f_T , bei der die Spannungsverstärkung 0 dB beträgt, bleibt bei diesem Aufbau jedoch sehr nahe am Wert der Open Loop Schaltung.

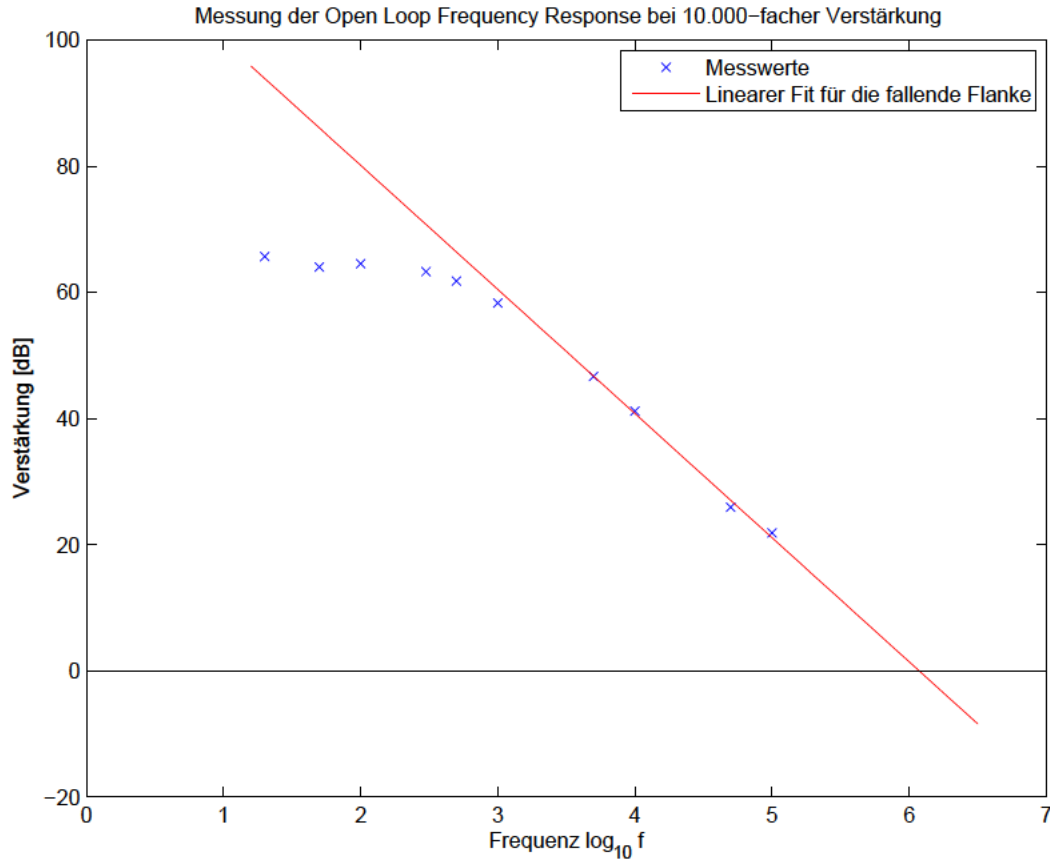


Abbildung 2: Bestimmung der Open Loop Frequency Response des OPV LM358. Dazu wurde eine Schaltung mit 10.000-facher Verstärkung real aufgebaut. Die Transitfrequenz wurde aus einer linearen Interpolation der fallenden Flanke als Schnittpunkt mit der x-Achse bestimmt.

Für die gegebene Schaltung wurde die Transitfrequenz durch Interpolation zu

$$f_T = 1,18 \text{ MHz} \quad (4)$$

bestimmt (siehe Abb. 2). Das stimmt gut mit der im Datenblatt angegebenen Transitfrequenz von $f_T \approx 1 \text{ MHz}$ überein.

Die Messung der Leerlaufverstärkung, d.h. ohne Gegenkopplung, war vor Ort nicht möglich, da selbst bei kleinsten Eingangsspannungen die Verstärkung für kleine Frequenzen so groß ist, dass das Ausgangssignal abgeschnitten wird. Zunächst kann jedoch abgeschätzt werden, dass die Leerlaufverstärkung größer 65 dB ist, denn durch die Wahl von R_1 und R_2 kann die Verstärkungsleistung der Gesamtschaltung nicht über der Verstärkungsleistung des OPV gebracht werden. Im Datenblatt ist die Leerlaufverstärkung mit etwa 110 dB angegeben, eine Simulation ergab einen Wert von knapp 100 dB.

Im Bereich hoher Frequenzen wird die Messung durch die Begrenzungen des OPV, z.B. die endliche Slew Rate (siehe nächster Abschnitt) und das Tiefpassverhalten beeinflusst, weiterhin gibt es Einschränkungen bei der Auflösung des verwendeten Oszilloskops.

2.1.5 Slew Rate

Die Slew Rate ist ein Maß für die Reaktionsgeschwindigkeit eines OPV auf eine Änderung der Eingangsspannung. Überhalb einer bestimmten Frequenz f_{max} ist das Eingangssignal zu schnell moduliert, als dass der OPV noch folgen könnte. Die Folge sind Verzerrungen, ein angelegter Sinus bekommt am Ausgang deswegen eine Dreiecksform. Der Anstieg der Rampen im Dreieck entspricht hierbei der Slew Rate S . Der Zusammenhang zwischen f_{max} und S ist gegeben durch

$$f_{max} \leq \frac{S}{2\pi A} \quad (5)$$

dabei bezeichnet A die maximale Amplitude der sinusförmigen Ausgangsspannung $U_a = A \sin(\omega t)$.

Es wurde ein invertierender Verstärker mit den folgenden Bauteilen aufgebaut: $R_1 = 82 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 820 \text{ k}\Omega$. Die Spannungen wurden so gewählt, dass gilt $U_{S\pm} = \pm 11 \text{ V}$, $U_{e,pp} = 2 \text{ V}$ sowie $U_{a,pp} = 20 \text{ V}$. Dann ist die maximale Amplitude der Ausgangsspannung $A = 10 \text{ V}$.

Zunächst wurde eine hohe Frequenz $f = 100 \text{ kHz}$ gewählt, bei der die Dreiecksform des Ausgangssignals am Oszilloskop deutlich zu erkennen war. Dort wurde die Slew Rate dann quantitativ bestimmt, die Ergebnisse finden sich in Tabelle 1.

Tabelle 1: Bestimmung der Slew Rate S des OPV LM358. Die Messungen von Spannung und Zeit wurden am Oszilloskop je am Anfang und Ende der steigenden Flanke des Dreieckssignals am Schaltungsausgang durchgeführt. Die Slew Rate entspricht dann der Steigung der Flanke.

A [V]	U_1 [V]	U_2 [V]	ΔU [V]	t_1 [μs]	t_2 [μs]	Δt [μs]	S [V/ μs]
10	-1,93	1,50	-3,43	-3,68	0,36	-4,04	0,85

Nach obiger Formel bestimmt sich die Grenzfrequenz damit zu $f_{max} \leq 13,5 \text{ kHz}$. Zur Überprüfung des Ergebnisses wurde das Ausgangssignal noch bei verschiedenen Frequenzen mit dem Oszilloskop untersucht. Dabei setzte die Verzerrung des Eingangssinus hin zum Dreieck subjektiv bei etwa 18 kHz ein und war ab etwa 24 kHz sehr deutlich sichtbar. Die für f_{max} gemachte Abschätzung ist also gut, für Frequenzen unter diesem Wert lassen sich keine Verzerrungen mehr wahrnehmen.

2.1.6 Stabilität und Frequenzgang-Korrektur

In realen Schaltungen werden OPV meist mit einer Gegenkopplungsschleife betrieben, wie zum Beispiel in der Schaltung des invertierenden Verstärkers mit dem Widerstand R_2 realisiert. Grundlegende Funktion der Gegenkopplung ist es, die Differenz der OPV-Eingänge zu minimieren und damit zu erreichen, dass die Schaltungsverstärkung nur noch von der Wahl der äußeren Widerstände R_1 und R_2 , nicht jedoch von der inneren Verstärkung des OPV, abhängt. Die Minimierung der Spannungsdifferenzen an den OPV-Eingängen ist dann erreicht, wenn das gegengekoppelte Signal um 180° zum Eingangssignal verschoben ist. In realen Schaltungen bewegt sich die Phasenverschiebung um diesen idealen Wert, das Eingangssignal am OPV erfährt durch die Gegenkopplung also eine leichte Störung.

Ein OPV besteht aus drei Verstärkerstufen, wobei jede davon ein Tiefpassverhalten zeigt. Oberhalb der Grenzfrequenzen dieser Tiefpässe nimmt die Verstärkung des Eingangssignals ab und die Phase verschiebt sich nacheilend. Wenn sich das Eingangssignal oberhalb der Grenzfrequenzen der im OPV verbauten Tiefpässe befindet, so sorgen diese also für weitere Phasenverschiebungen. Wenn diese durch die Tiefpässe erzeugte Phasenverschiebung einen Wert von $\varphi = 180^\circ$ erreicht, so befindet sich das gegengekoppelte Signal effektiv in gleicher Phase mit dem Eingangssignal, die Gegenkopplung wird zur Mitkopplung.

Falls an diesem Punkt die Schleifenverstärkung der Gegenkopplung einen Wert größer Eins besitzt, so werden die leichten Schwankungen der Schaltung weiter verstärkt und der Verstärker zeigt ein oszillierendes Verhalten. Er wird dadurch als Verstärker unbrauchbar. Um das Problem zu beheben kann ein zusätzlicher Kondensator in die Schaltung eingefügt werden, so dass eine Frequenzgangkompensation erreicht wird. Dabei wird die Kapazität so gewählt, dass die Grenzfrequenz des so entstehenden zusätzlichen Tiefpasses unter der Grenzfrequenz der OPV-Tiefpässe liegt. Damit wird das Signal schon vor Erreichen der kritischen Phasenverschiebung gedämpft und somit ein oszillierendes Verhalten der Schaltung verhindert. Dieses Verhalten soll nun experimentell bestätigt werden.

Zunächst wurde ein invertierender Verstärker mit dem OPV LM741 für 1-fache und 10-fache Verstärkungen aufgebaut. Dieser OPV verfügt über eine integrierte Frequenzgangkompensation, d.h. ein oszillierendes Verhalten ist nicht zu erwarten. Verwendet wurden $R_1 = 82\text{ k}\Omega$, $R_2 = 82\text{ k}\Omega$ bzw. $R_2 = 820\text{ k}\Omega$, mit $U_{S\pm} = \pm 11\text{ V}$. Die Schaltung verstärkte wie erwartet, auch die Phasenverschiebung verhielt sich analog zu den vorhergehenden Schaltungen: sie beträgt $\varphi = 180^\circ$ bis zur Grenzfrequenz, ab der sie dann abnimmt.

Nun wurde der OPV LM748 in die Schaltung eingesetzt. Dieser verfügt nicht über eine integrierte Frequenzgangkompensation. Für beide Verstärkungen war das Ausgangssignal nicht mehr als Sinus zu erkennen: primär konnte ein sehr hochfrequentes Signal beobachtet werden, das anscheinend leicht durch die Frequenz der Eingangsspannung moduliert wurde. Dabei ließ sich allerdings keine regelmäßige Struktur erkennen, vielmehr zeigten sich Zacken und Knicke.

Abhilfe schuf das Einsetzen eines zusätzlichen Kondensators mit $C = 27\text{ pF}$ an die Pins 1 und 8 des LM748. Die Schaltung zeigte daraufhin bei beiden Verstärkungen das gewohnte Verstärkerverhalten, eine Oszillation konnte also offenbar verhindert werden. Der Schaltplan befindet sich im Anhang in der Abbildung 14.

Zuletzt soll noch diskutiert werden, was passiert, wenn zur Frequenzgangkompensation ein Kondensator mit lediglich $C = 2,7\text{ pF}$ eingesetzt wird. Dabei soll die Schaltung mit 10-facher Verstärkung wie gewohnt funktionieren, bei 1-facher Verstärkung jedoch wieder oszillierendes Verhalten zeigen. Dies liegt darin begründet, dass sich die Grenzfrequenz des von C und dem ohmschen Widerstand R des Restes der Schaltung gebildeten Tiefpasses zu

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC} \quad (6)$$

bestimmt. Ein zehnfach kleinerer Kondensator erwirkt also eine Verzehnfachung der Grenzfrequenz, womit sich die Frequenzgangkompensation verschlechtert: die Phasenverschiebung kann also den kritischen Wert von 180° erreichen. Nun hängt die Frage, ob eine Oszillation auftritt, noch vom Amplitudenkriterium ab, welches prinzipiell durch das Verhältnis von Eingangs- zu Gegenkopplungsspannung bzw. der Schleifenverstärkung bestimmt wird. Diese hängt wiederum vom OPV und der Wahl der Widerstände R_1 und R_2 ab.

Die Frage, warum die Oszillationsunterdrückung bei 10-facher Verstärkung funktioniert, aber bei 1-facher Verstärkung nicht, kann qualitativ im nächsten Versuchsabschnitt beantwortet werden.

2.2 Oszillator

Um eine Oszillatorschaltung zu bauen wurde zunächst ein invertierender Verstärker mit variabler Verstärkung zwischen 10 und 100 gebaut, als OPV kam dabei ein LM358 zum Einsatz: $R_1 = 100\ \Omega$, $U_{S\pm} = \pm 10\text{ V}$, und für R_2 wurde ein $10\text{ k}\Omega$ -Poti gewählt. Der grundlegende Schaltplan befindet sich im Anhang in der Abbildung 15.

Zusätzlich wurde ein Hochpass 3. Ordnung aus drei einzelnen Hochpässen realisiert. Der Phasengang, der bei einem einzelnen Hochpass durch

$$\varphi(f) = \arctan\left(\frac{1}{2\pi f RC}\right) \quad (7)$$

gegeben ist, sollte dabei je 60° bei etwa 1 kHz betragen. Dazu wurden $R_i = 82\ \Omega$ und $C_i = 1\ \mu\text{F}$ gewählt, für einen einzelnen Hochpass ergibt sich damit eine Verschiebung um 60° bei $f_{60^\circ} = 1,12\text{ kHz}$.

Der Hochpass 3. Ordnung wird nun zwischen den Aus- und den Eingang der Verstärkerschaltung geschaltet. Die so dimensionierte Schaltung fängt auch dann an zu schwingen, wenn keine Eingangsspannung angelegt wird, da das Ausgangssignal zum Eingang zurückgekoppelt wird. Ist nun die Amplitudenbedingung erfüllt kommt es zu oszillierendem Verhalten.

Durch Variation von R_2 konnte im Experiment ein oszillierendes Verhalten der Schaltung erreicht werden. Dieses trat bei $R_2 \approx 3,97\text{ k}\Omega$, also etwa 40-facher Verstärkung auf, die Oszillationsfrequenz betrug dabei $f = 750,8\text{ Hz}$. Die Phasenverschiebung wurde auch experimentell geprüft und betrug wie erwartet 180° im Hochpass, insgesamt also 360° für die gesamte Schaltung. Die Schwingung ist in Abbildung 3 zu sehen.

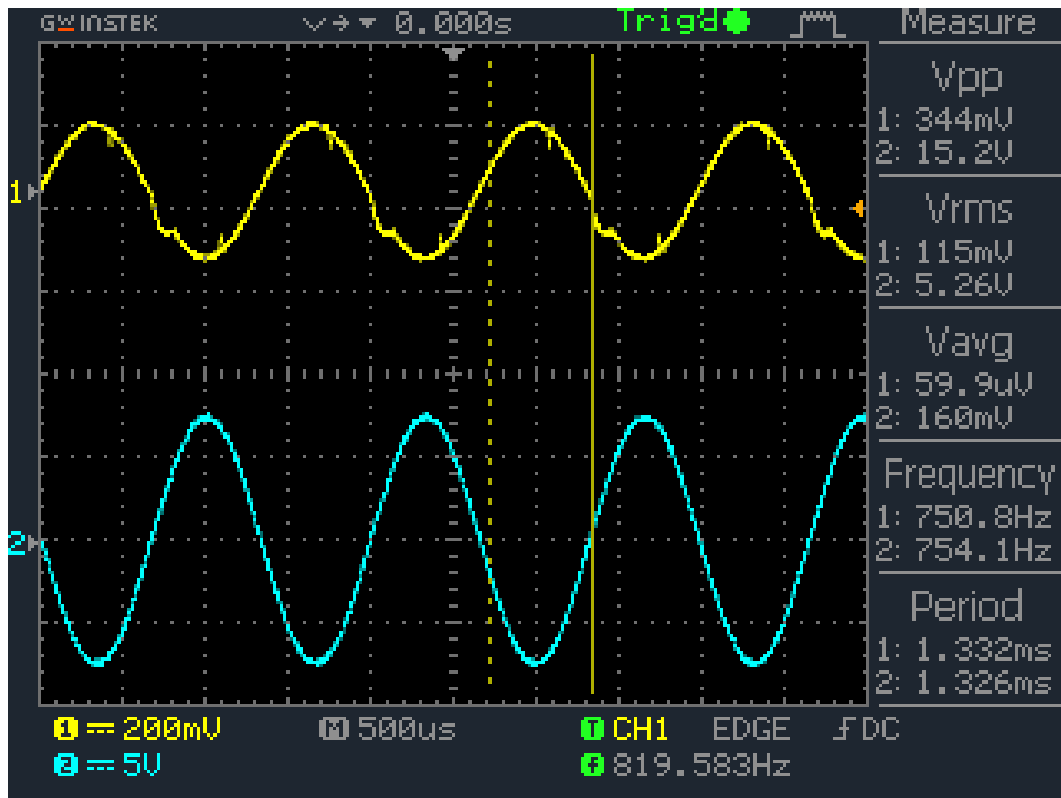


Abbildung 3: Oszillationsverhalten der Oszillator-Schaltung. Der obere Kanal zeigt das Signal am Eingang der Verstärkerschaltung, der untere Kanal an ihrem Ausgang bzw. am Eingang des Phasenschiebers.

Die real beobachtete Oszillatorfrequenz weicht von f_{60° ab, dies scheint zunächst verwunderlich, da die Oszillation tatsächlich nur bei einer Phasenverschiebung durch den Hochpass 3. Ordnung von genau 180° erwartet wurde. Grund dafür ist die Beeinflussung der Hochpässe untereinander. In der Quelle [1, Kapitel zum RC-Oszillator] wird ein reeller Hochpass 3. Ordnung untersucht, dabei wird insbesondere die Belastung der Hochpass-Ausgänge durch die Eingangsimpedanz des nachfolgenden Hochpasses berücksichtigt. Hier ergibt sich die Oszillatorfrequenz f_{180° , also diejenige Frequenz, bei der eine Phasenverschiebung von 180° im Hochpass 3. Ordnung stattfindet, zu

$$f_{180^\circ} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC} = 792 \text{ Hz.} \quad (8)$$

Die so errechnete Frequenz weicht nicht allzu stark von der experimentell bestimmten Oszillationsfrequenz ab. Diese Abweichung könnte möglicherweise durch die Toleranzen der Bauelemente oder die hier nicht berücksichtigte Eingangsimpedanz der Verstärkerschaltung erklärt werden.

Das Auftreten der Oszillation erst bei 40-facher Verstärkung liegt in der Amplitudenbedingung begründet, dass die Dämpfung durch den Hochpass 3. Ordnung bei der Oszillationsfrequenz kleiner als die Verstärkung durch die Verstärkerschaltung sein muss. Theoretisch wurde die Mindestverstärkung in [1, Kapitel zum RC-Oszillator] zu $A = 29$ bestimmt, die hier also mit $A \approx 40$ überschritten wird.

2.3 Operationsverstärker für mathematische Operationen

Durch leichte Veränderungen an der Schaltung kann eine Verstärkerschaltung auch für mathematische Operationen genutzt werden. Einige hiervon sollen im Folgenden untersucht werden.

2.3.1 Integrierer

Mit einem Operationsverstärker lässt sich ein einfacherer Integrierer realisieren. Dazu muss der Rückkopplungswiderstand R_2 durch einen Kondensator C ersetzt werden. Zu beachten ist hier, dass die Gesamtschaltung auch ein Tiefpassverhalten zeigt.

Zuerst soll für eine vorgegebene Transitfrequenz die benötigte Kapazität von C bestimmt werden. Wird die Schaltung bei der Transitfrequenz betrieben, so gilt:

$$A = \frac{U_a}{U_e} = \frac{X_C}{R_1} = 1, \quad (9)$$

wobei X_C den Blindwiderstand des Kondensators bezeichnet. Wird nun $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ gewählt und eine Transitfrequenz von $f_T = 1 \text{ kHz}$ angestrebt, so folgt

$$C = \frac{1}{2\pi R_1 f_T} = 159 \text{ nF}. \quad (10)$$

Am Versuchsplatz waren Kondensatoren mit $C = 150 \text{ nF}$ vorhanden. Dies bedeutet eine Erhöhung der Transitfrequenz auf $f_T = 1,06 \text{ kHz}$, die auch real bestätigt werden konnte. Der grundlegende Schaltplan befindet sich im Anhang in der Abbildung 16.

Die integrierende Funktion der Schaltung konnte mit einem Sinussignal überprüft werden: eine Integration fand ab etwa $f = 60 \text{ Hz}$ statt, darunter war das Ausgangssignal nicht sinusförmig. Ab etwa 100 Hz bekam das Ausgangssignal im Minimum der Kurve einen kleinen Bauch, der mit wachsender Frequenz größer wurde. Zusätzlich mischten sich ab 1 kHz Überschwinger in das Signalminimum. Ab etwa 2 kHz war der Bauch so groß geworden, dass das Ausgangssignal nicht mehr als Sinus zu erkennen war. Stattdessen nimmt das Ausgangssignal im Bereich hoher Frequenzen 25 kHz fast vollständig die Form des Eingangssignals an. Vermutlich handelt es sich beim Bauch um einen Einfluss des Eingangssignals, der mit höherer Frequenz zunimmt. Eine Darstellung befindet sich in Abbildung 4. Der integrierende Bereich ist also sowohl nach oben als auch nach unten stark eingeschränkt.

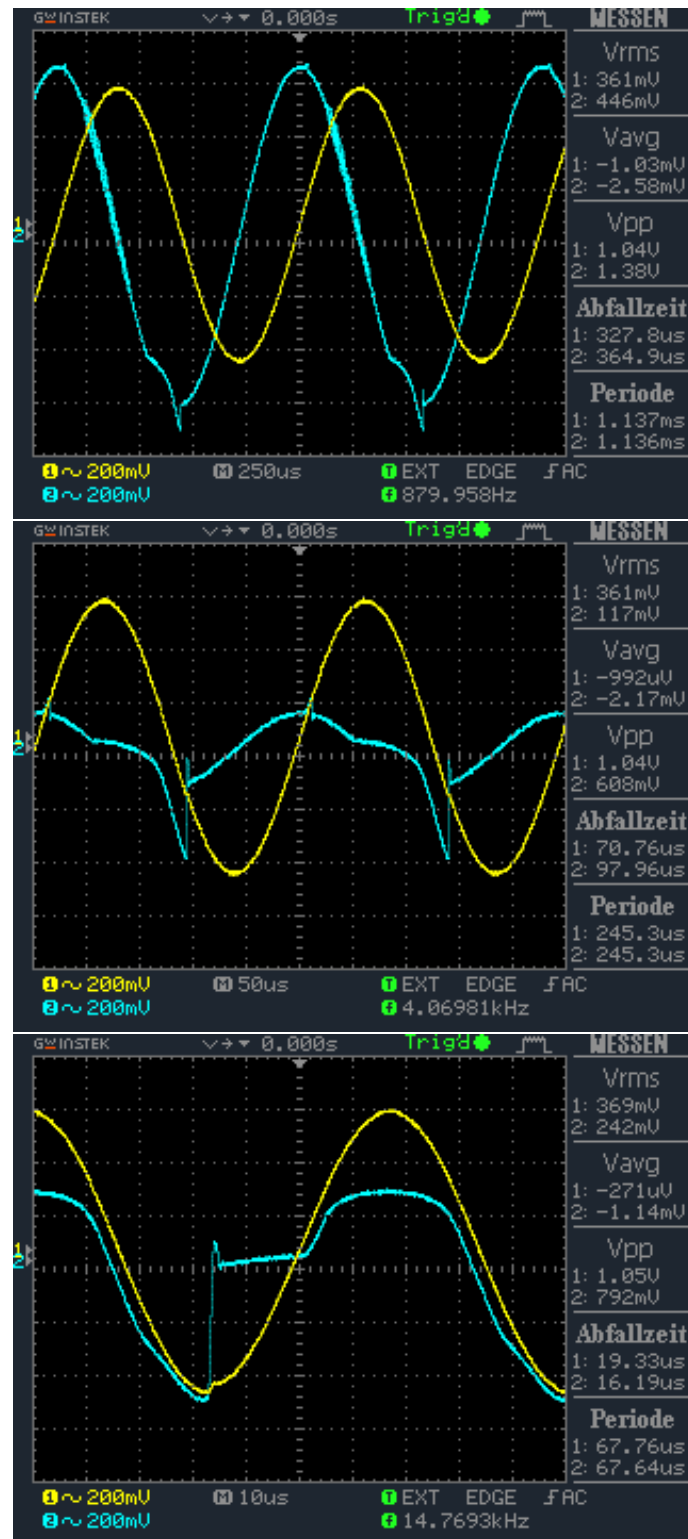


Abbildung 4: Integrierende Wirkung der Integrierschaltung. Eingangssignal in Gelb, Ausgangssignal in Blau. Der invertierende Charakter der zugrundeliegenden Verstärkerschaltung sorgt dafür, dass die dargestellte Stammfunktion ein umgekehrtes Vorzeichen besitzt. Zu sehen sind ist das Anwachsen des Bauches im Minimum des Ausgangssignals mit zunehmender Frequenz und das Folgen der Eingangsfunktion für sehr hohe Frequenzen.

Eine Untersuchung der Phase des Ausgangssignals zeigte die von einem integrierten Sinus zu erwartende Verschiebung um 90° zusätzlich zur Vorzeichenumkehr durch den invertierenden Charakter der Schaltung. Diese Phase änderte sich über den untersuchten Frequenzbereich nicht.

Nun wurde die Schaltung zusätzlich mit einem kleinen Gleichstromsignal angefahren. Dazu wurde die Offset-Funktion des Funktionsgenerators verwendet. Bei positivem Offset wurde das Signal unten, bei negativem Offset oben abgeschnitten (siehe Abbildung 5). Verlauf und Phase blieben dabei unverändert. Allgemein ist hier zu beachten, dass der Kondensator für einen Gleichspannungsoffset sperrt und ein solcher Offset daher mit der Leerlaufverstärkung des OPV verstärkt wird, was das Gesamtsignal gegebenenfalls stark verschiebt.

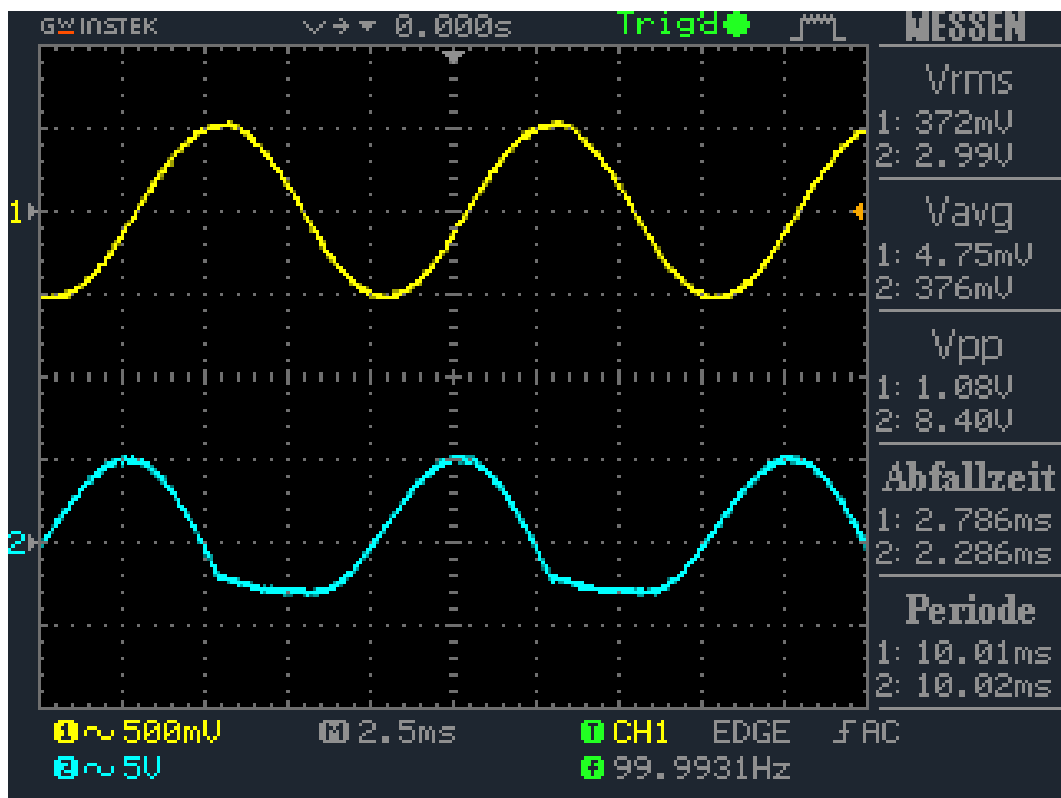


Abbildung 5: Auswirkungen eines Gleichspannungsoffsets von 0,05 V auf die Integrator-schaltung. Das Abschneiden des Ausgangssignal ist deutlich zu erkennen.

Soll nun die Transitfrequenz auf etwa $f_T = 100 \text{ kHz}$ erhöht werden, so muss die Kapazität auf $C = 1,6 \text{ nF}$ geändert werden. Am Arbeitsplatz standen Kondensatoren mit $C = 0,82 \text{ nF}$ zur Verfügung, von denen zwei parallel geschaltet wurden, damit ergibt sich eine reelle Transitfrequenz von $f_T = 97 \text{ kHz}$, die auch experimentell bestätigt wurde.

Das Signal wurde in dieser Schaltung für Frequenzen unter $1,5 \text{ kHz}$ durch die hohe Verstärkung sofort abgeschnitten. Im Bereich über diesem Wert konnte ein frequenzabhängiges Abschneiden des Signals unten beobachtet werden, das nicht mehr einem Abschneiden durch die Versorgungsspannung entsprach, da es auch bei kleinen Amplituden auftrat. Die Schaltung ist dadurch in dieser Ausführung in keinem Frequenzbereich wirklich als Integrierer einsetzbar. Für den Phasengang ergaben sich wie oben erwähnt über den gesamten

Untersuchungsbereich 90° .

Ein Gleichspannungsoffset erlaubt es, den oben erwähnten Frequenzeffekt teilweise zu kompensieren. Bei beispielsweise 15 kHz ist ohne Offset eine etwa 3-fache Verstärkung und ein unten abgeschnittenes Signal zu beobachten. Mit Offset dämpft die Schaltung, das Ausgangssignal ist aber nicht mehr abgeschnitten.

Ein zum Kondensator parallel geschalteter Widerstand R , hier mit $R = 2\text{ k}\Omega$ gewählt, stabilisiert die Schaltung und verhindert das Abschneiden des Signals, macht die Schaltung also in einem breiteren Frequenzbereich als Integrierer nutzbar. Grund hierfür ist vermutlich der Einfluss auf Gleichspannungsanteile, die nun nicht mehr mit Leerlaufverstärkung verstärkt werden.

Ein Vergleich der aufgenommen bzw. simulierten Kurven des Integrierers mit $f_T = 1\text{ kHz}$ bzw. $f_T = 100\text{ kHz}$ mit der Open Loop Frequency Response des OPV (Abb. 6) zeigt, dass der Frequenzgang für kleine f zwischen Integrierer und der Open-Loop-Schaltung übereinstimmt. Für kleine Frequenzen wird der Blindwiderstand des Kondensators groß und die Schaltung nähert sich dem Open-Loop-Fall an. Der Bereich der Übereinstimmung hängt also von der Größe von C ab, und ist damit auch umgekehrt proportional zur Transitfrequenz.

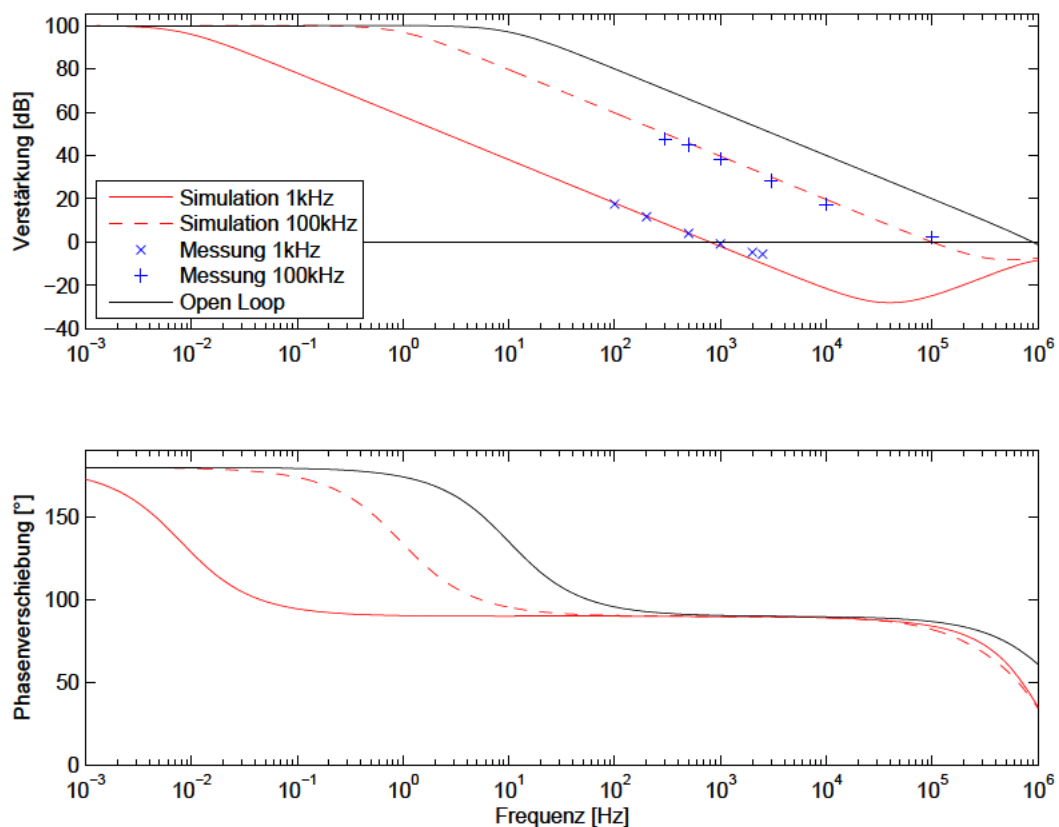


Abbildung 6: Frequenz- und Phasengang der Integriererschaltung für Schaltungen mit verschiedenen Transitfrequenzen f_T und Vergleich mit der Open Loop Frequency Response des OPV LM358.

2.3.2 Differenzierer

Wird in der Schaltung des invertierenden Verstärkers der Widerstand R_1 durch einen Kondensator C ersetzt, so entsteht ein einfacher Differenzierer.

Die Schaltung sollte so dimensioniert werden, dass sich eine Transitfrequenz von $f_T = 100\text{ Hz}$ ergibt. Es wurde $C = 1\text{ }\mu\text{F}$ und $R_2 = 1,5\text{ k}\Omega$ gesetzt, wodurch rechnerisch eine Transitfrequenz von $f_T = 106,1\text{ Hz}$ erreicht wird. Der grundlegende Schaltplan befindet sich im Anhang in der Abbildung 17.

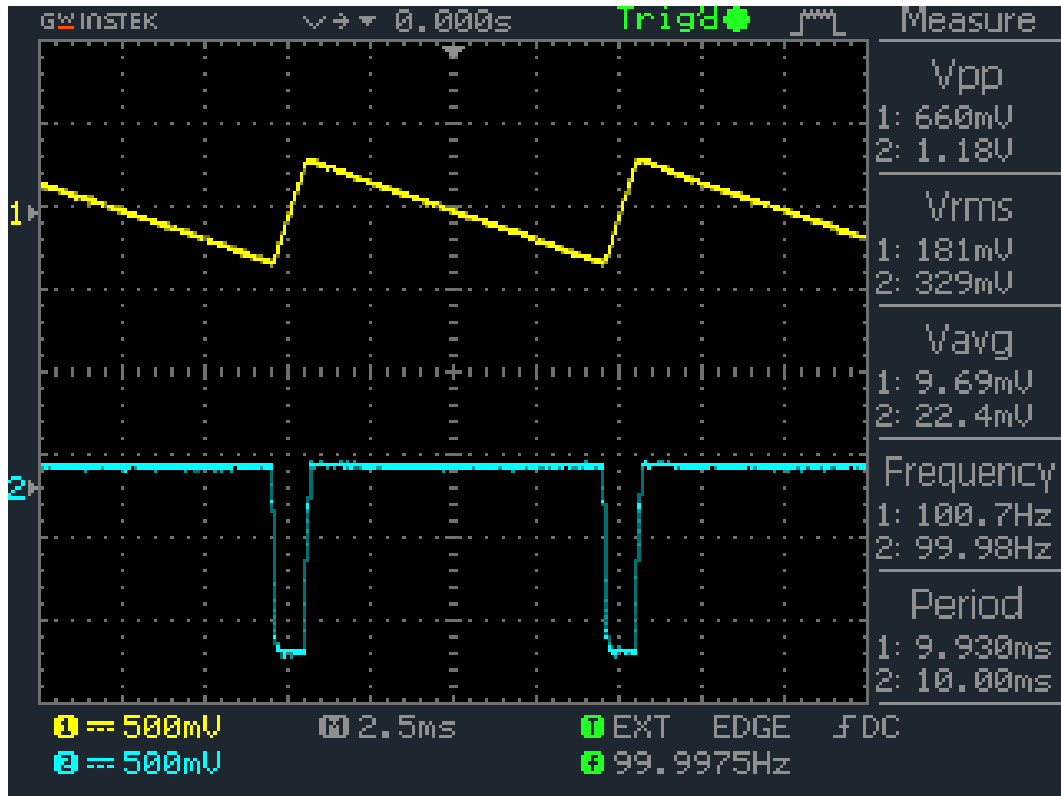


Abbildung 7: Differenzierende Funktion der Differenziererschaltung für ein Stufensignal. Der invertierende Charakter der zugrundeliegenden Verstärkerschaltung sorgt dafür, dass die dargestellte Ableitung ein umgekehrtes Vorzeichen besitzt.

Offenbar zeigt die Schaltung ein differenzierendes Verhalten, ein Beispiel ist in Abbildung 7 gegeben. Ein Vergleich des Frequenz- und Phasenganges der Schaltung mit der Open Loop Response des OPV (Abb. 8) zeigt, dass sich die Verstärkungen für hohe Frequenzen, d.h. wenn der Kondensator C durchlässig wird, angleichen. Dies ist leicht ersichtlich, da für immer geringer werdenden Blindwiderstand das Verstärkungsverhältnis von R_2/X_C gegen Unendlich geht, und die Verstärkung in diesem Bereich durch die Open Loop Response des OPV nach oben begrenzt wird.

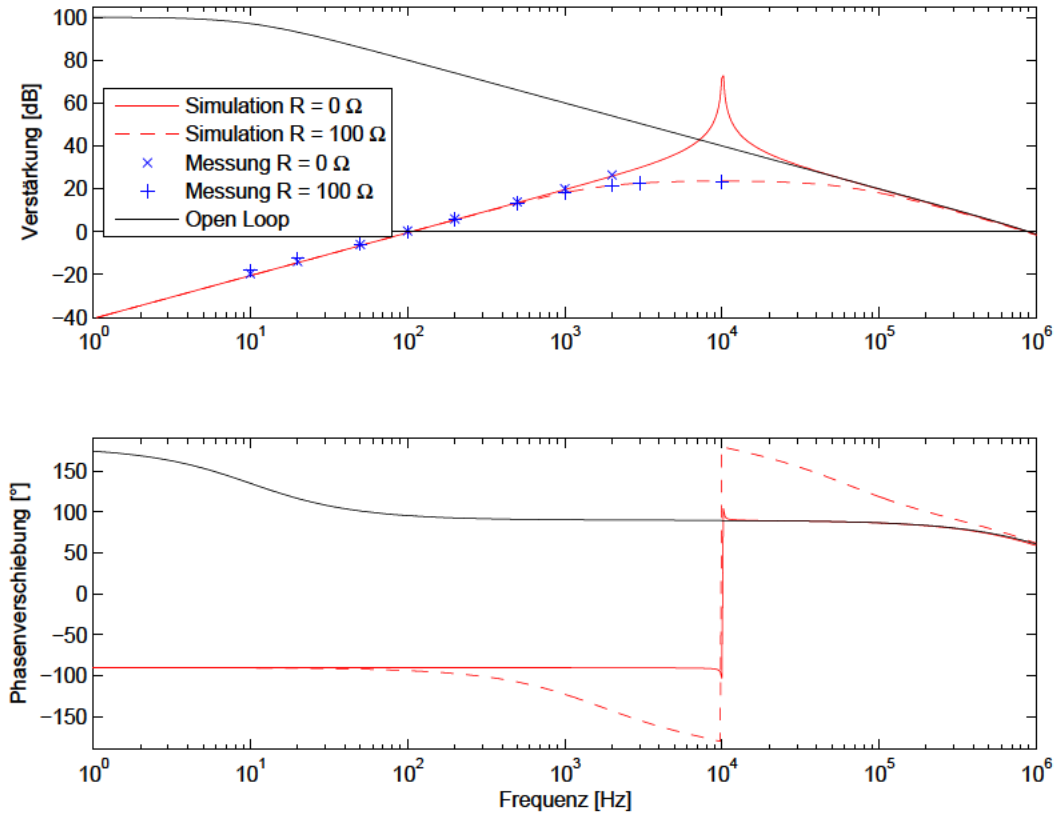


Abbildung 8: Frequenz- und Phasengang der Differenzierschaltung für Schaltungen mit und ohne Vorwiderstand R und Vergleich mit der Open Loop Frequency Response des OPV LM358.

Bei der Messung des Frequenzganges konnte nur bis zu relativ niedrigen Frequenzen die Verstärkung bestimmt werden, da das Ausgangssignal schon im Bereich von wenigen kHz abgeschnitten wurde. Im Bereich um 10 kHz wurde das Signal sogar völlig unkenntlich. Erst das Einsetzen eines Vorwiderstandes R in Reihe zu C schuf Abhilfe: nun konnte die Verstärkung auch für größere Frequenzen aufgenommen werden.

Der Grund dafür wird in der Simulation ersichtlich: die Schaltung verfügt über eine Eigenresonanz, welche die Verstärkung in einem gewissen Bereich um etwa 10 kHz stark ansteigen lässt. Die Schaltung ist also instabil: hat das Eingangssignal signifikante Komponenten in diesem Frequenzbereich, so werden diese übermäßig verstärkt und das Signal somit verzerrt. Solche Probleme sind schon bei wenigen kHz zu sehen, wie Abbildung 9 zeigt. Ein weiterer Effekt wird durch den Phasengang verursacht. An der Resonanzfrequenz findet ein Sprung um 180° statt, unterschiedliche Frequenzkomponenten des Eingangssignals sind also zueinander Phasenverschoben, was das differenzierende Verhalten der Schaltung beeinträchtigt.

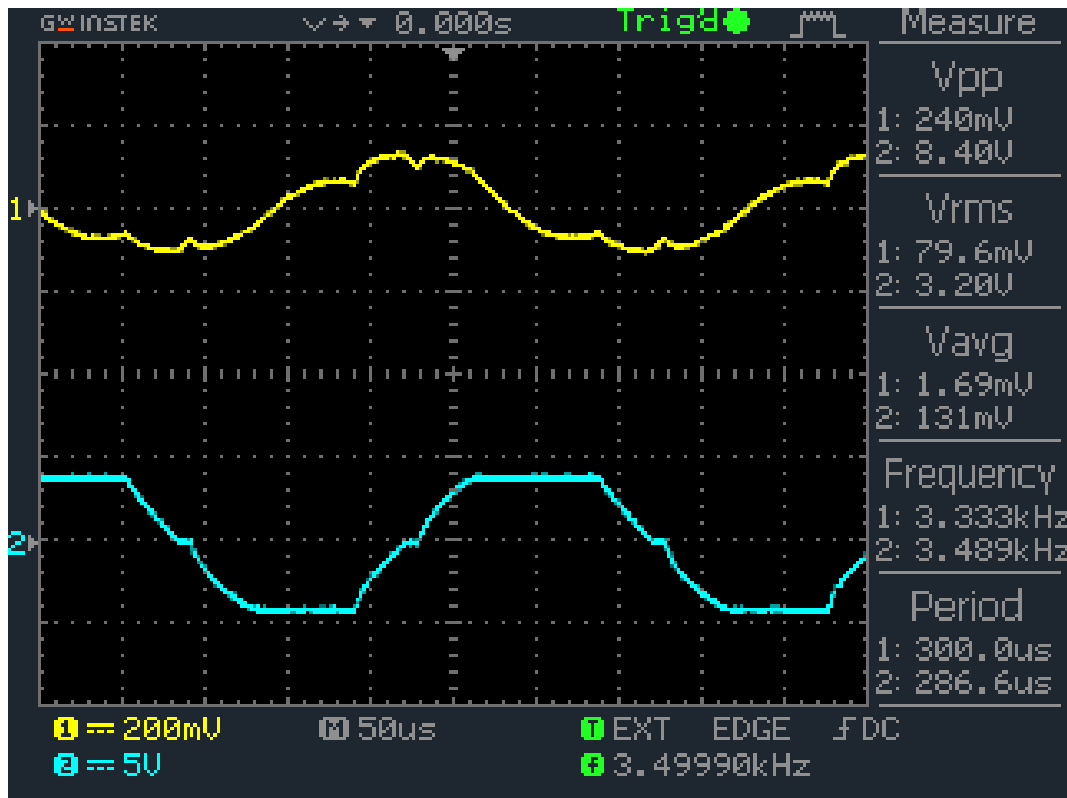


Abbildung 9: Artefakte in der Differenzierschaltung. Eine Annäherung an die Eigenresonanz der Schaltung bewirkt eine Verzerrung des Ausgangs- und durch Rückkopplungseffekte auch des Eingangssignals.

Das Einfügen des Vorwiderstandes R wirkt dem Verstärkungsproblem entgegen, indem die Eigenschwingungen des Systems gedämpft werden. Die Schaltung wird dadurch stabiler, was sich auch im Experiment zeigte. Trotzdem bleibt die Problematik der Phase: statt einem scharfen Sprung findet eine kontinuierliche Verschiebung statt, die Differentiation bleibt also immer nur eine Näherung.

2.3.3 Addierer

Eine weitere Möglichkeit, eine Verstärkerschaltung für mathematische Operationen zu verwenden, ist der Addierer. Eine mögliche Realisierung, bei der zu einem Eingangssignal U_{e1} eine konstante Gleichspannung U_{e2} addiert wird, ist in Abbildung 10 gegeben.

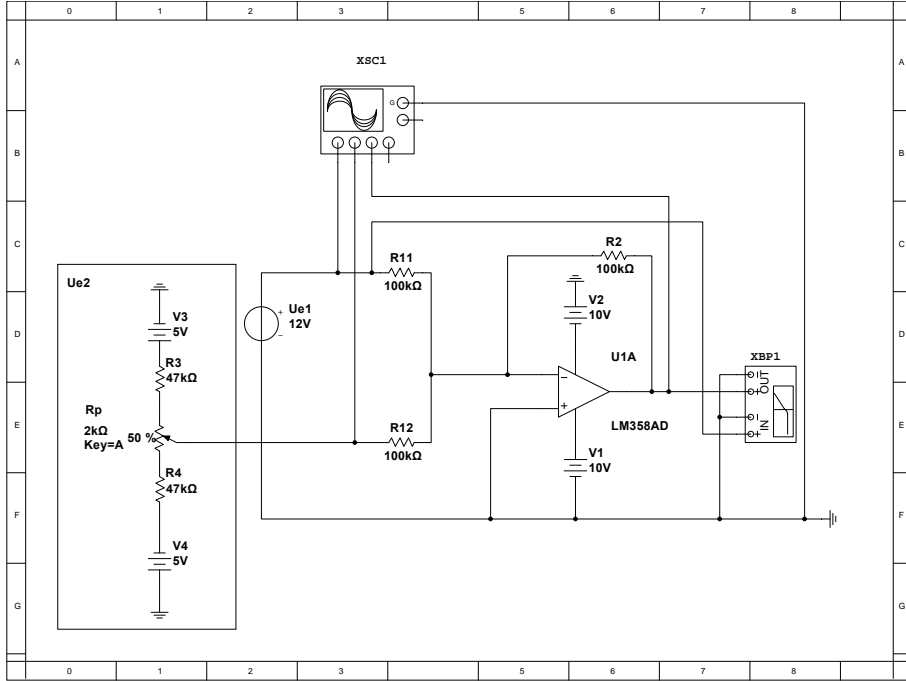


Abbildung 10: Schaltplan für die Addierschaltung.

Die Dimensionierung der Widerstände R_3 und R_4 sowie des Trimmers R_p folgt aus dem Wunsch, die Gleichspannung U_{e2} zwischen mindestens -50 mV und 50 mV variieren zu können. Wenn die Widerstände $R_{11} = R_{12} = R_2$ gewählt werden, gilt in dieser Schaltung, der ein invertierender Verstärker zugrunde liegt:

$$U_a = -(U_{11} + U_{12}). \quad (11)$$

Dieser Schaltungsaufbau kann zum Beispiel dazu genutzt werden, den in Abschnitt 2.1.3 erwähnten Eingangsoffset des OPV zu kompensieren. Die dazugehörigen Messwerte befinden sich in Tabelle 2. Es wurde zuerst bei ausgeschaltetem U_{e1} der Offset am Ausgang U_a gemessen, dann U_{e2} entsprechend gewählt, und U_a wieder gemessen. Im letzten Fall wurde auf das Eingangssignal ein beliebiger Offset hinzugefügt, der Addierer funktioniert also auch hier wie erwartet.

Tabelle 2: Einsatz der Addierschaltung, um den Eingangsoffset des OPV zu kompensieren.

U_{e1} [mV]	0,0	0,0	2000	2000	2000
U_{e2} [mV]	0,0	-3,7	0,0	-19,7	48,9
U_a [mV]	-3,8	-0,1	-2019	-1999	-2068

2.4 Nicht-invertierender Verstärker

Nun soll ein nicht-invertierender Verstärker untersucht werden. Dazu wurde die Schaltung zuerst mit Multisim simuliert und anschließend real aufgebaut. Die Schaltung findet sich im Anhang unter Abbildung 18.

Simuliert wurde ein nicht-invertierender Verstärker mit einer 19-fachen Verstärkung. Dazu wurde $R_1 = 10\text{ k}\Omega$ und $R_2 = 190\text{ k}\Omega$ gewählt, und wieder ein LM358 verwendet. Das Phasen- und Frequenzverhalten der Schaltung ist in Abbildung 11 gegeben.

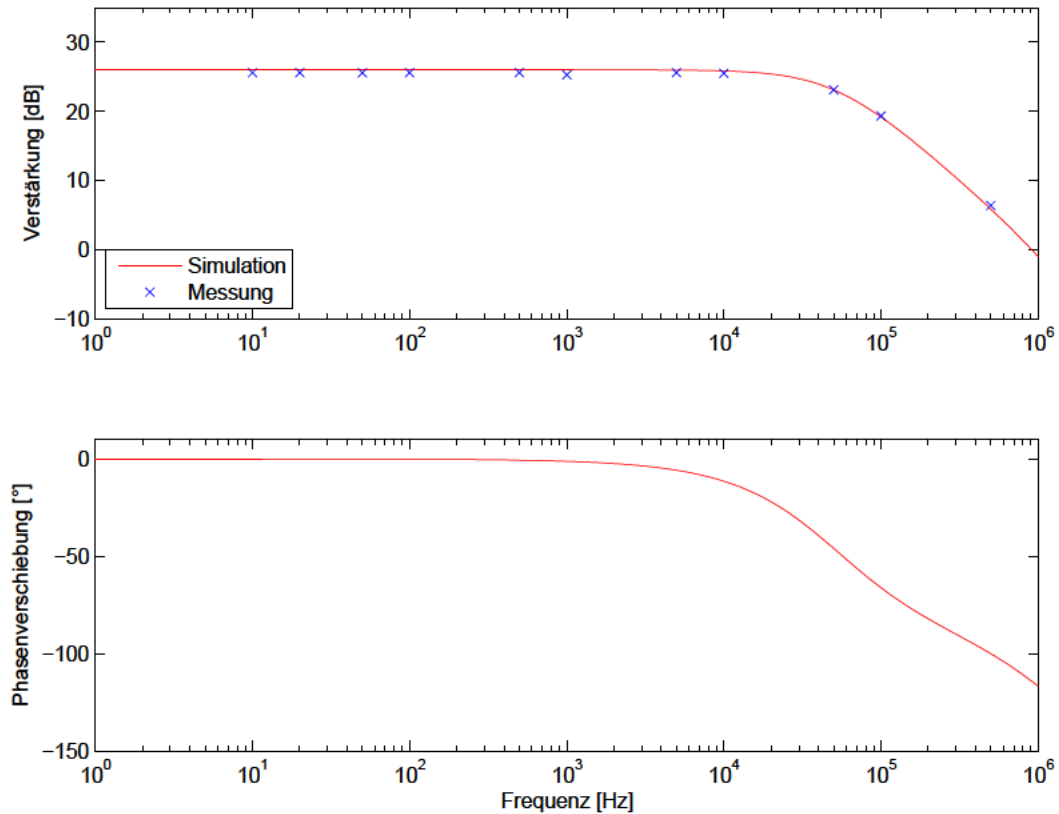


Abbildung 11: Frequenz- und Phasengang des nicht-invertierenden Verstärkers.

Ein Vergleich mit dem Bodediagramm des invertierenden Verstärkers in Abbildung 1 zeigt das erwartete Verhalten. Insbesondere gibt es bei dem nicht-invertierenden Verstärker weit unterhalb der Grenzfrequenz keine Phasenverschiebung.

2.5 Impedanzwandler

Wird ein nicht-invertierender Verstärker mit $R_1 = \infty$ und $R_2 = 0\Omega$ betrieben, so fungiert die Schaltung als sogenannter Impedanzwandler mit einer 1-fachen Spannungsverstärkung. Das Ausgangs- und Eingangssignal eines solchen Impedanzwandlers sind auch phasengleich. Der Eingangswiderstand der Schaltung ist sehr groß und der Ausgangswiderstand sehr klein. Deswegen kann sie als Impedanzanpassung einer Quelle an einen Verbraucher genutzt werden. Dies wird im Folgenden mit zwei Tiefpässen diskutiert.

Zunächst wird ein Tiefpass 2. Ordnung simuliert und danach real aufgebaut. Um die gewünschte Grenzfrequenz jedes Tiefpasses von etwa 10 kHz zu erreichen, wird dabei ein Widerstand von $R = 1\text{ k}\Omega$ und ein Kondensator mit $C = 15\text{ nF}$ verwendet. Damit folgt rechnerisch für jeden einzelnen Tiefpass im Idealfall einer unbelasteten Schaltung $f_g = 10,61\text{ kHz}$, für den Gesamttiefpass wird aufgrund der gegenseitigen Beeinflussung der Tiefpässe jedoch eine Grenzfrequenz von etwa $f_g \approx 4\text{ kHz}$ bestimmt.

Im nächsten Schritt wird dann ein Impedanzwandler aufgebaut und zwischen die beiden Tiefpässe geschaltet. Die Grenzfrequenz ist hier bei $f_g \approx 7 \text{ kHz}$. Es ergeben sich die in Abbildung 12 gezeigten Frequenz- und Phasengänge. Der Schaltplan befindet sich im Anhang in der Abbildung 19.

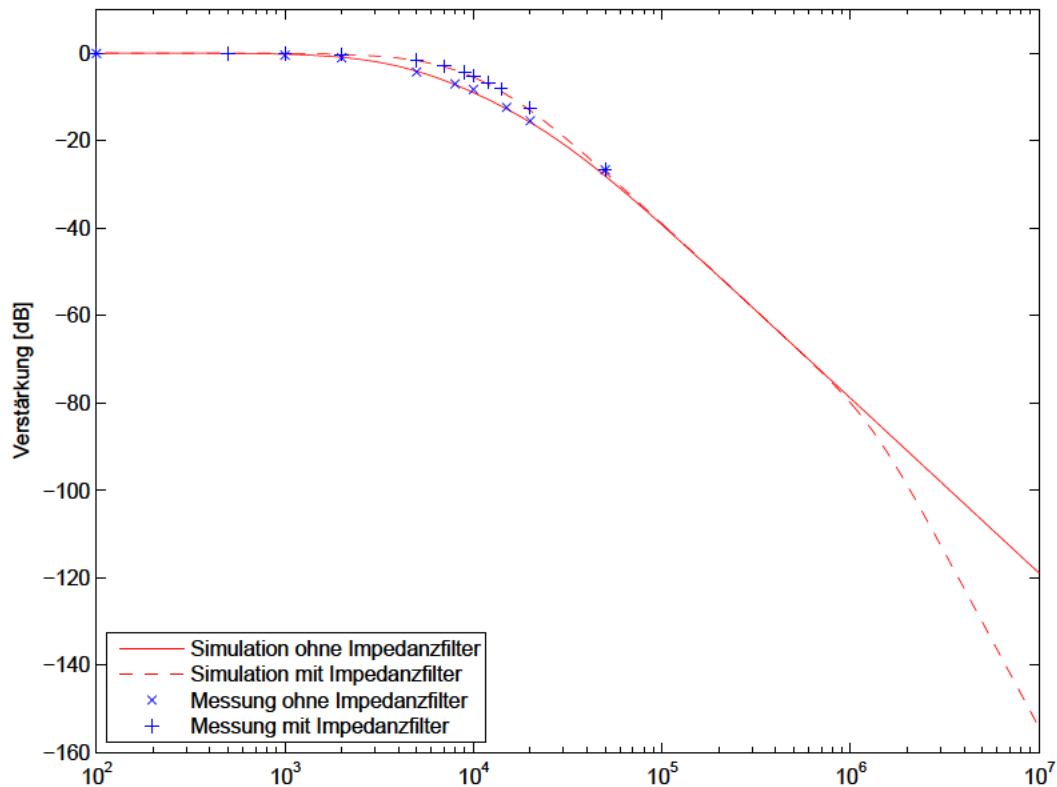


Abbildung 12: Frequenzgang des Tiefpasses 2. Ordnung mit und ohne zusätzlichem Impedanzfilter.

Offenbar sorgt der Impedanzwandler dafür, dass sich die Tiefpässe gegenseitig weniger beeinflussen. Wie auch schon bei den Hochpässen vermerkt, ist das Verhalten eines Hoch- oder Tiefpasses von den ihn umgebenden Widerständen abhängig. Der ideale Fall von $R_{Last} = \infty$ für die einzelnen Tiefpässe wird mit Hilfe des Impedanzwandlers angenähert. Ein weiterer Effekt der erweiterten Schaltung ist der schärfere Kurvenverlauf um die Grenzfrequenz.

Literatur

- [1] Mietke, Detlef. *Elektroniktutor: Vom Elektron zur Elektronik*. Online abrufbar unter <http://www.elektroniktutor.de>, abgerufen am 05. Juli 2014.

A Anhang

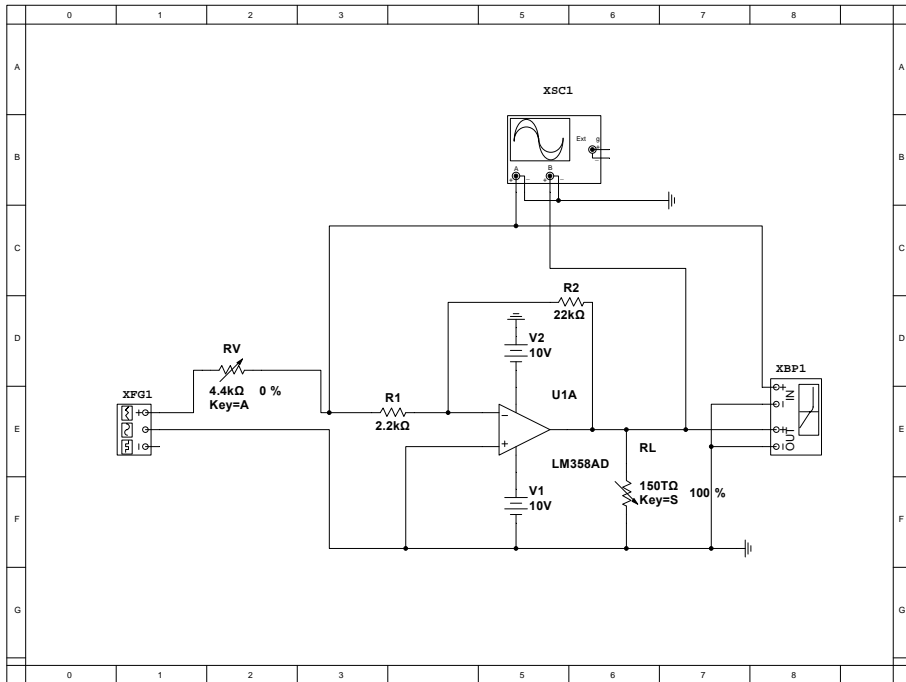


Abbildung 13: Aufbau der Schaltung des invertierenden Verstärkers. Die Widerstände RV und RL wurden zur Bestimmung der Ein- und Ausgangswiderstände verwendet.

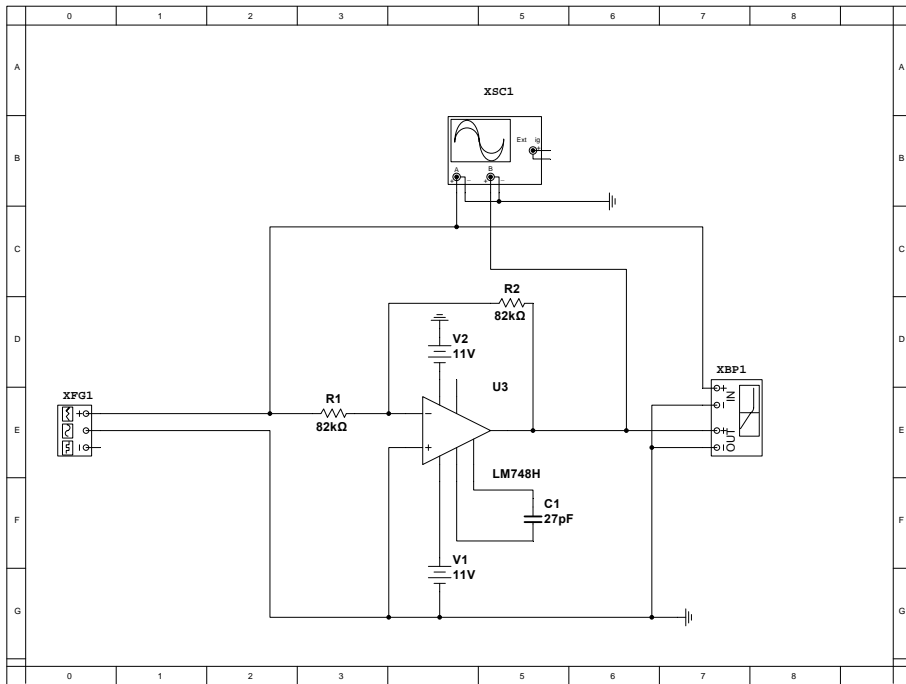


Abbildung 14: Aufbau der Schaltung zur Untersuchung der Stabilität und Frequenzgang-Korrektur.

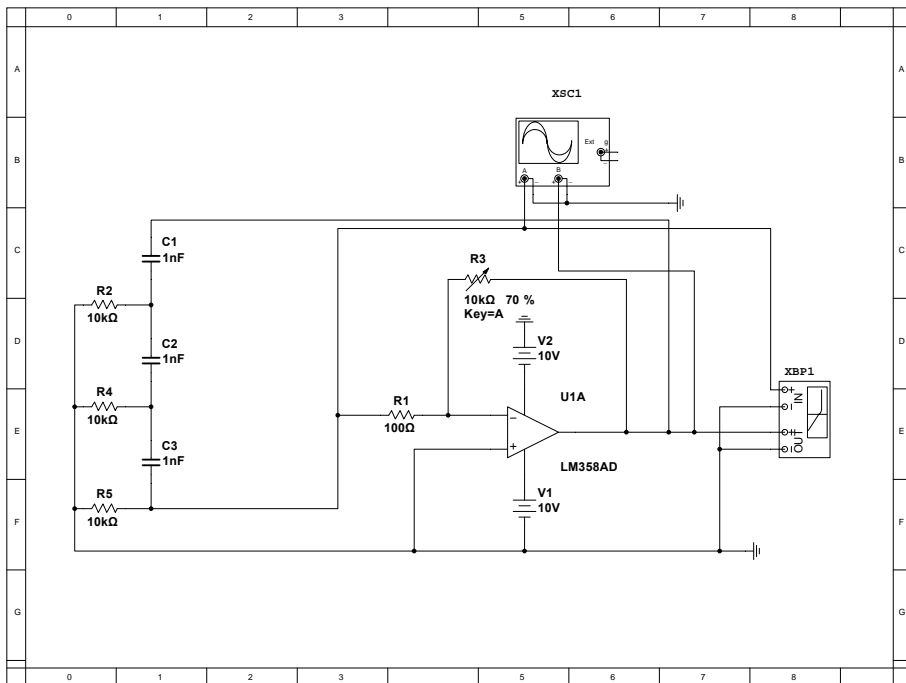


Abbildung 15: Aufbau der Oszillatorschaltung.

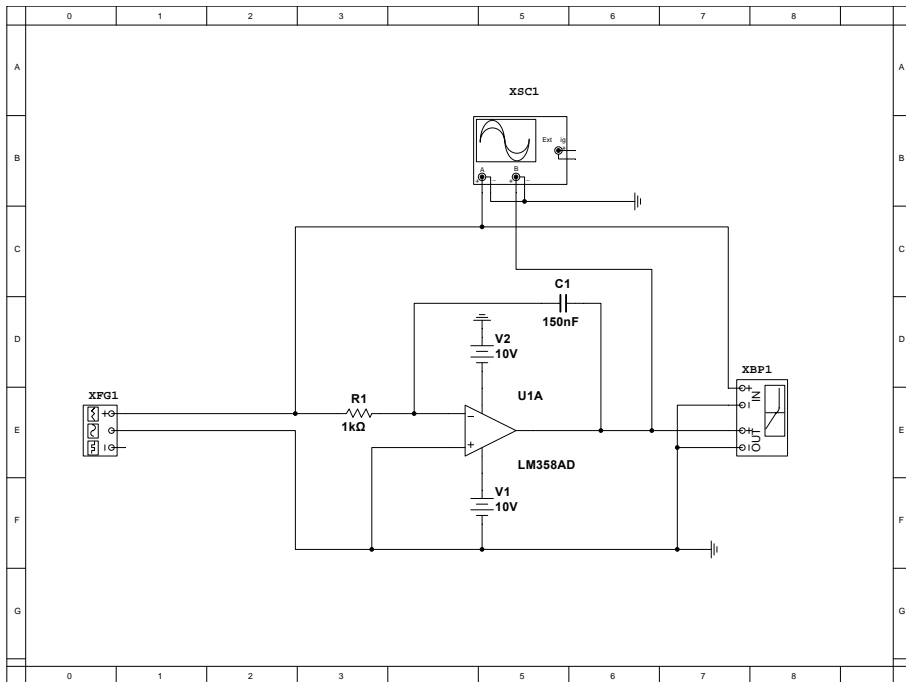


Abbildung 16: Aufbau der Integriererschaltung.

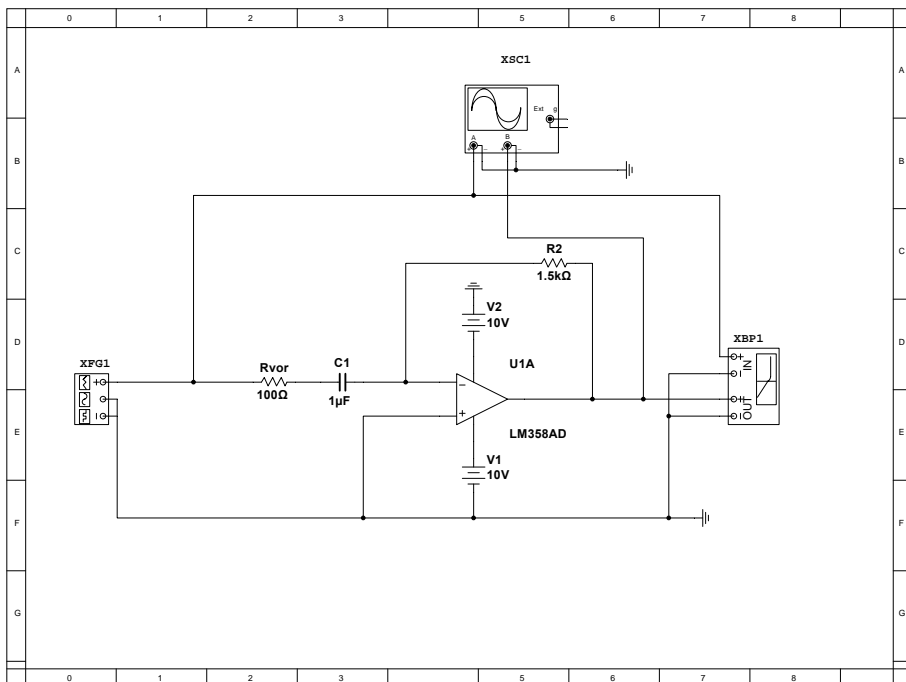


Abbildung 17: Aufbau der Differenzierschaltung.

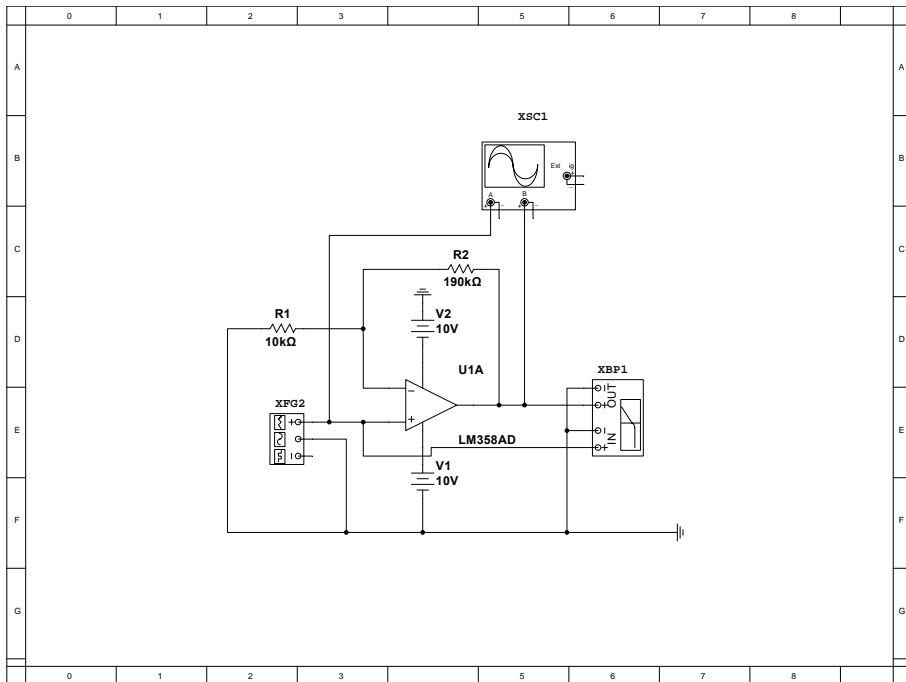


Abbildung 18: Aufbau des nicht-invertierenden Verstärkers.

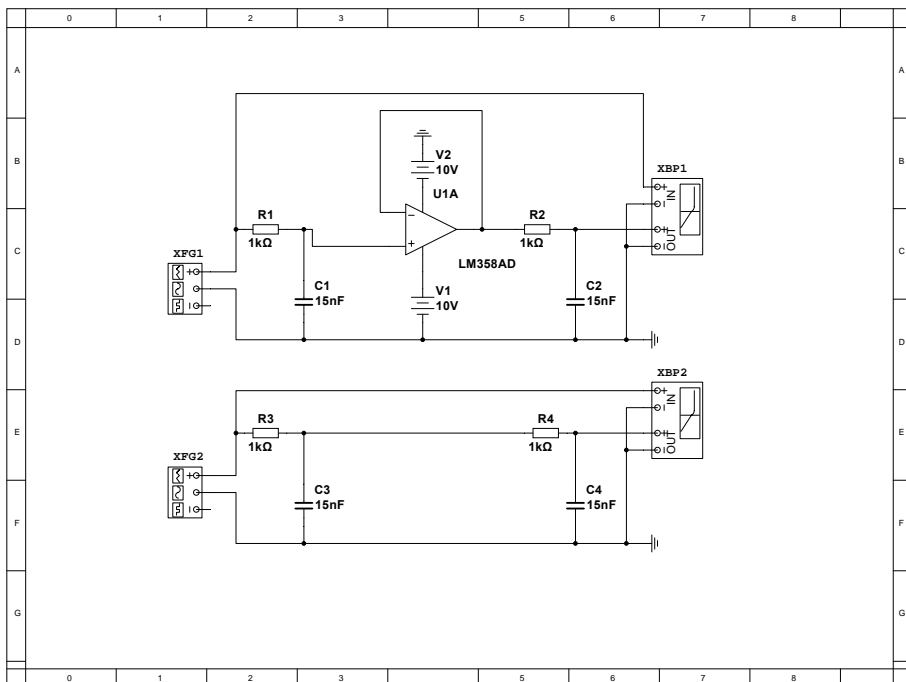


Abbildung 19: Aufbau des Tiefpasses 2. Ordnung mit und ohne Impedanzwandler.