

E-Praktikum

Operationsverstärker

Anna Andrlé (550727), Sebastian Pfitzner (553983)
Gruppe 12

14. Juli 2015

Abstract

In diesem Versuch werden Schaltungen mit und Eigenschaften von Operationsverstärkern (OPV) untersucht. Dazu werden verschiedene Schaltungen aufgebaut und simuliert. Es werden die Eigenschaften eines LM358, wie zum Beispiel die Eingangsoffsetspannung ($U_{OS} = (40 \pm 5) \text{ mV}$), die Leerlaufverstärkung ($\beta_{\infty} \approx 110 \text{ dB}$), die Slew Rate ($S = 0,84 \text{ V}/\mu\text{s}$), Frequenzgang-Korrektur und die Stabilität untersucht. Weiterhin werden mit Hilfe eines OPV mathematische Operationen wie Integrieren, Differenzieren und Addieren realisiert. Auch werden die beiden Betriebsarten eines verstärkenden OPV – die invertierende und die nicht-invertierende Beschaltung – auf ihre Eigenschaften sowie Vor- und Nachteile untersucht.

Inhaltsverzeichnis

1	Invertierender Operationsverstärker	1
1.1	Eigenschaften und Grenzen	3
1.1.1	Eingangsoffsetspannung	3
1.1.2	Open loop frequency response	3
1.1.3	Slew rate	4
1.1.4	Stabilität und Frequenzgang-Korrektur	5
2	Operationsverstärker für mathematische Operationen	6
2.1	Integrator	6
2.2	Differenzierer	8
2.3	Addierer	9
3	Nicht-Invertierender Operationsverstärker	10
3.1	Impedanzwandler	11
4	Zusammenfassung	12

1 Invertierender Operationsverstärker

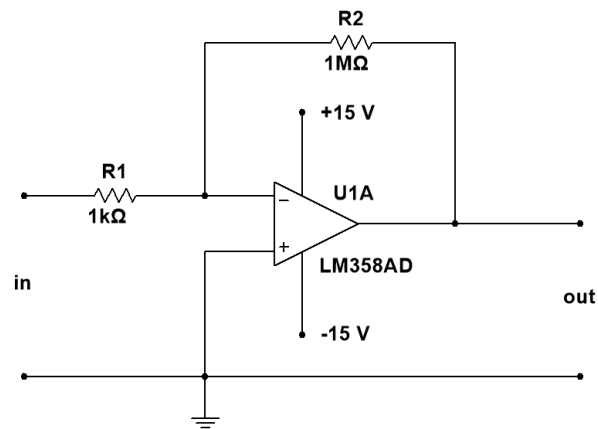


Abb. 1: Invertierende Beschaltung des Operationsverstärkers bei einer errechneten Spannungsverstärkung um einen Faktor 1000.

Zunächst wird die in Abbildung 6 gezeigte Schaltung mit dem Operationsverstärker (OPV) LM358 simuliert, wobei verschiedene Widerstände für R_1 und R_2 verwendet werden. Ziel ist es, eine Spannungsverstärkung um einen Faktor 1, 100 und 10.000 zu erreichen, was durch eine angepasste Dimensionierung der Widerstände R_1 und R_2 erreicht wird: Für die gezeigte, invertierende, Beschaltung des Operationsverstärkers ergibt sich die Spannungsverstärkung zu

$$-\frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}}} =: \beta = \frac{R_2}{R_1}, \quad (1)$$

wobei das Minuszeichen namensgebend für die *invertierte* Beschaltung ist.

Um eine Verstärkung um einen Faktor 10.000 mit dem größten vorhandenen Widerstand ($1\text{ M}\Omega$) zu erreichen, wird R_1 zu $100\ \Omega$ gewählt und R_2 entsprechend der gewünschten Verstärkung angepasst.

Weiterhin werden sowohl die simulierten als auch die realen Schaltungen auf ihren Ausgangs- und Eingangswiderstand überprüft. Zur Messung des Eingangswiderstands wird ein Potentiometer vor den Eingang des obigen Vierpols geschaltet und sowohl die gesamte Eingangsspannung als auch die Spannung über dem Operationsverstärker gemessen. Beträgt die letztgenannte Spannung gerade die Hälfte der Eingangsspannung, so ist der Eingangswiderstand der Schaltung gleich dem am Potentiometer eingestellten Widerstand, da der Vierpol und das Poti einen Spannungsteiler bilden.

Der Ausgangswiderstand der Schaltung wird gemessen, indem die Ausgangsspannung einmal ohne Last und einmal mit einem Potentiometer als Last gemessen wird. Beträgt die am Potentiometer abfallende Spannung die Hälfte der Ausgangsspannung ohne Last, ist das Potentiometer gerade auf den Innenwiderstand der Schaltung eingestellt.

Verstärkung		β	$R_{in} [\Omega]$	$R_{out} [\Omega]$
1-fach	simuliert	1	100	0,05
	gemessen	≈ 1	120	<1
100-fach	simuliert	100	100	4
	gemessen	60	160	10
10.000-fach	simuliert	9800	150	50
	gemessen	8500	180	80

Tab. 1: Vergleich der gemessenen Werte für Spannungsverstärkung, Ein- und Ausgangswiderstand des invertierend beschalteten Operationsverstärkers mit errechneten Verstärkungen um einen Faktor 1, 10 und 10.000.

In Tabelle 1 sind sowohl die aus der Simulation als auch die gemessenen Werte für die Spannungsverstärkung und den Ein- bzw. Ausgangswiderstand dargestellt, wobei als Eingangsspannung 2 mV und als Frequenz 100 Hz gewählt werden.

Die simulierten Bodeplots sind in Abbildung 2 gezeigt. Es wird deutlich, dass die Transitfrequenz (Frequenz, bei der die Schaltung um den Faktor 1 verstärkt) und auch die Steilheit der Verstärkungsänderung als bauteilspezifische Parameter nicht von der Beschaltung abhängen.

Werden das Eingangssignal und β so gewählt, dass $|\beta \cdot U_{in}|$ größer als die Versorgungsspannung U_S des OPV ist, werden alle Teile des Inputs abgeschnitten (d.h. auf $\pm U_S$ gelegt), für die obige Bedingung erfüllt ist.

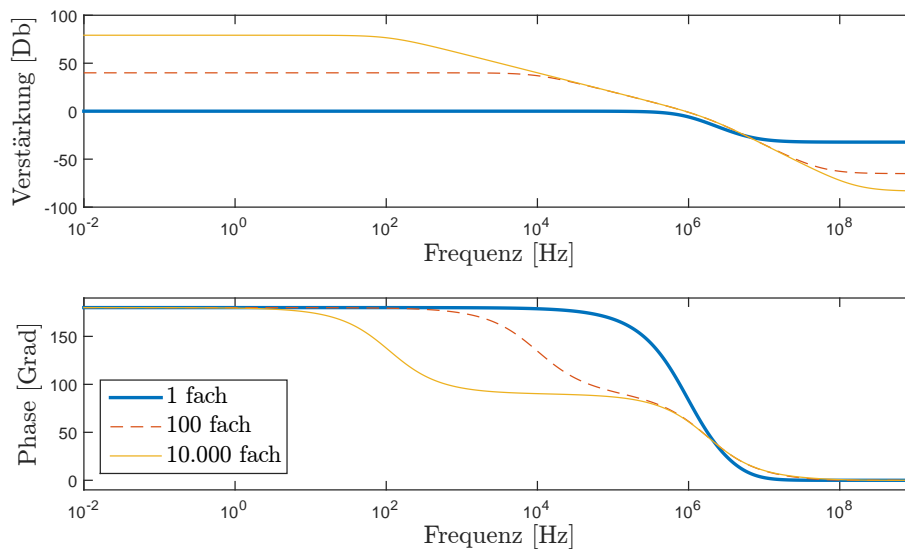


Abb. 2: Aus der Simulation gewonnener Frequenz- und Phasengang des invertierend beschalteten Operationsverstärkers bei verschiedenen Spannungsverstärkungen.

1.1 Eigenschaften und Grenzen

1.1.1 Eingangsoffsetspannung

Die Eingangsoffsetspannung ist die Spannung, die zwischen invertierendem und nicht-invertierendem Eingang des OPV anliegt, wenn *nur* die Versorgungsspannung angeschlossen ist und entsteht aus der Vorverstärkerstufe im OPV. Für die Schaltung für 10.000-fache Spannungsverstärkung ergibt sich ein Wert von

$$U_{OS} = (40 \pm 5) \text{ mV.}$$

Im Datenblatt des LM358 ist für die Eingangsoffsetspannung ein Wert von 7 mV, welcher um einen Faktor 5 geringer als der hier im Versuch ermittelte ist.

1.1.2 Open loop frequency response

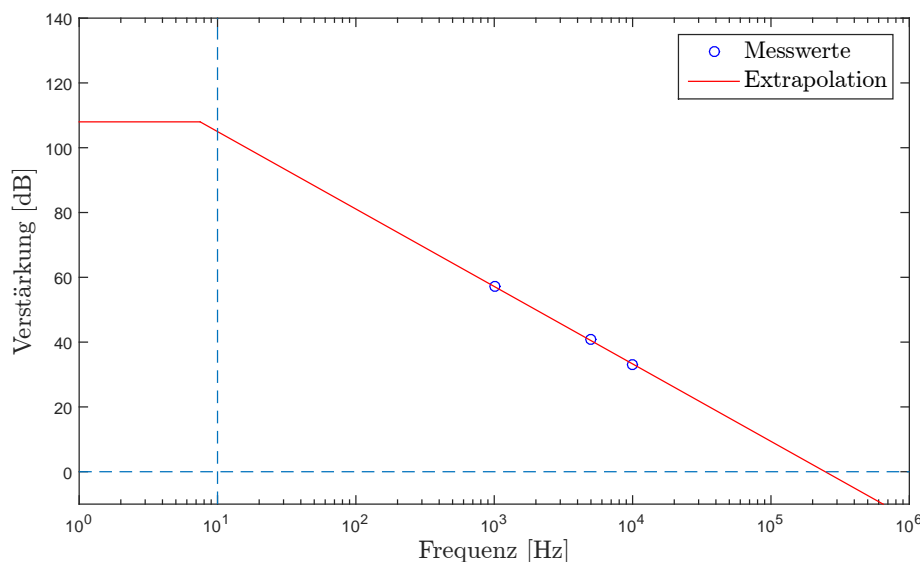


Abb. 3: Messwerte und linearer Fit zur Bestimmung von Transitfrequenz und Leerlaufverstärkung. Die Transitfrequenz ist der Schnittpunkt der für hohe Frequenzen extrapolierten Transmissionsfunktion mit der horizontalen Linie bei 0 dB, während die Leerlaufverstärkung sich aus dem Wert der Transmissionsfunktion bei 10 Hz zuzüglich 3 dB ergibt.

Mit dem Begriff der “open loop frequency response” ist die Antwort eines invertierend beschalteten OPV ohne Rückkopplung, d.h. mit $R_2 = \infty$, gemeint. Zur Bestimmung der bauteilspezifischen Parameter Transitfrequenz f_T und Leerlaufverstärkung β_∞ abzuschätzen, wird die Spannungsverstärkung bei Frequenzen 1 kHz, 5 kHz und 10 kHz bestimmt und dann in beide Richtungen extrapoliert. Dieses Vorgehen wird gewählt, weil Verstärkungen von 100 dB oder mehr nicht gemessen werden können.

Mit der Zusatzinformation, dass die Grenzfrequenz ohne Rückkopplung bei rund 10 Hz liegt, lässt sich die Leerlaufverstärkung zu

$$\beta_{\infty} \approx 110 \text{ dB}$$

und die Transitfrequenz zu

$$f_T \approx 250 \text{ kHz}$$

bestimmen. Diese Werte stimmen gut mit denen überein, die sich aus dem Diagramm im Datenblatt ablesen lassen ($\beta_{\infty} \approx 112 \text{ dB}$ und $f_T \approx 500 \text{ kHz}$ für eine Versorgungsspannung $< 15 \text{ V}$), auch wenn die Transitfrequenz zu klein abgeschätzt wird.

1.1.3 Slew rate

Die Ausgangsspannung eines OPV kann sich nicht beliebig schnell ändern und damit nicht beliebig hochfrequenten Eingangssignalen folgen; der Anstieg dieser schnellsten Änderung wird Slew Rate genannt und durch

$$S = \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (2)$$

bestimmt. Die maximale Frequenz, bei der ein Sinussignal noch nicht verzerrt wird, ist durch

$$f_{\max} = \frac{S}{2\pi \cdot U_{\max}} \quad (3)$$

gegeben, was sich aus dem maximalen Anstieg des Sinus im Nulldurchgang ergibt.

Zur Bestimmung der Slew Rate wird das Eingangssignal eines invertierend beschalteten OPVs (mit $\beta = 10$) so eingestellt, das bei einer Frequenz von 1 kHz eine Ausgangsspannung von $U_{\max} = 20 \text{ V}_{\text{pp}}$ entsteht. Wird die Frequenz des Eingangssignals nun erhöht, wird die sinusförmige Ausgangsspannung verzerrt, sobald f_{\max} überschritten wird. Im Extremfall bildet sich ein dreieckförmiger Spannungsverlauf heraus, dessen Anstieg der Slew Rate entspricht. Aus einer Spannungsänderung von $\Delta V = 2,5 \text{ V}$ in einem Zeitintervall von $3 \mu\text{s}$ bei einer Frequenz von 100 kHz ergibt sich also

$$S = 0,83 \text{ V}/\mu\text{s}.$$

Im Datenblatt ist ein Wert von $0,3 \text{ V } \mu\text{s}^{-1}$ angegeben, was zumindest in der gleichen Größenordnung liegt wie der hier bestimmte Wert. Die maximale Frequenz für ein unverzerrtes Signal ergibt sich zu

$$f_{\max} \approx 7 \text{ kHz}.$$

1.1.4 Stabilität und Frequenzgang-Korrektur

Ein Verstärkerschaltung mit Gegenkopplung – wie sie hier vorliegt – kann unter bestimmten Umständen zum Schwingen angeregt werden. Dies tritt dann auf, wenn die Gegenkopplung aufgrund der Phasenverschiebung des Output-Signals zu einer Mitkopplung wird. Dies geschieht nur, wenn eine Phasenverschiebung von 180° erreicht wird und die Verstärkung der Schaltung dann noch größer als 1 ist, denn dann verstärkt sich das Outputsignal bei dieser Frequenz selbst immer weiter, bis (bei einem idealen OPV) in beliebig kurzer Zeit beliebig hohe Spannungen auftreten.

Wird der LM741 verwendet, so ergibt sich sowohl bei 1-facher als auch bei 10-facher Verstärkung das erwartete Outputsignal. Wird dagegen der LM748 verwendet, ist der Output bei 10-facher Spannungsverstärkung sehr stark verrauscht; bei 1-facher Verstärkung ergibt sich ein sauberes Signal. Dieses hochfrequente Rauschen ergibt sich die fehlende Frequenzgang-Korrektur dieses OPV-Typs.

Wird ein Kompensationskondensator mit $C = 27 \text{ pF}$ an den LM748 angeschlossen, ergibt sich ebenfalls ein sauberes Signal. Diese Kapazität bildet einen weiteren Tiefpass, der die Verstärkung für Frequenzen nahe der Phasenverschiebung um 180° unter 0 dB bringt.

Wird eine kleinere Kompensationskapazität von bspw. $2,7 \text{ pF}$ verwendet, reicht die zusätzliche Tiefpasswirkung bei 1-facher Verstärkung nicht aus um die Transitfrequenz vor einer Phasenverschiebung von 180° zu erreichen. Damit ist die Schaltung nur im Fall 10-facher Verstärkung stabil.

2 Operationsverstärker für mathematische Operationen

Mit einem Operationsverstärker können Schaltungen aufgebaut werden, die mathematische Funktionen wie Integrieren, Differenzieren oder Addieren durchführen. Eine wichtige Kenngröße der Schaltung ist die Transitfrequenz f_T , bei der die Verstärkung 0 dB beträgt. Sie ergibt sich für Integrierer und Differenzierer mit dem Widerstand R und der Kapazität C durch

$$f_T = \frac{1}{2\pi RC}, \quad (4)$$

da bei dieser Frequenz die Impedanz des Kondensators gleich der des Widerstands ist und sich damit eine Verstärkung von 1 ergibt.

2.1 Integrator

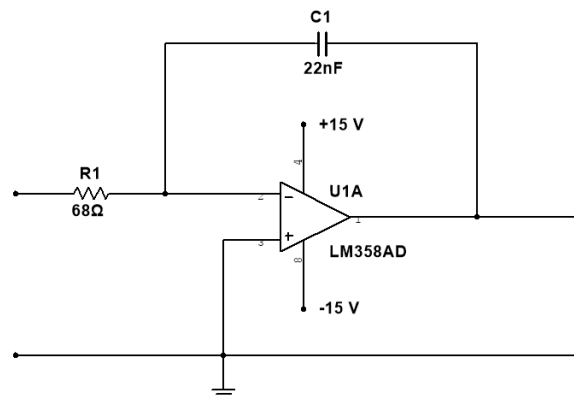


Abb. 4: Integrator-Schaltung mit einer Transitfrequenz von rund 10 kHz.

Es wird ein Widerstand ($R = 680 \Omega$) und ein Kondensator ($C = 220 \text{ nF}$) benutzt, als Transitfrequenz ergibt sich dann $f_T = 1064 \text{ Hz}$. Die integrierende Funktion der Schaltung wird anhand verschiedener Wechselspannungsarten überprüft. Dabei wurde die sinusförmige Wechselspannung um 90° verschoben (es ergibt sich also ein negativer Cosinus) und aus der rechteckigen Spannung wurde eine Dreieckförmige. Durch das anlegen einer kleinen Gleichspannung kann ein Sättigungsverhalten beobachtet werden, wenn man das Zeitintervall groß genug wählt.

Danach wurde die Messung mit einem Widerstand ($R = 68 \Omega$) und ein Kondensator ($C = 22 \text{ nF}$) wiederholt. Daraus folgt eine Transitfrequenz von $f_T = 10,6 \text{ kHz}$.

Beim Vergleich der Graphen in Abbildung 5 zeigt sich, dass die Messwerte gut mit der Simulation übereinstimmen. Die Schwankungen der Messwerte zur Phasenverschiebung sind aber durch die Messung entstehende Unsicherheiten zu erklären. Des weiteren ist zu sehen, dass durch die Erhöhung der Transitfrequenz die Verstärkung für gleiche Frequenzen größer ist.

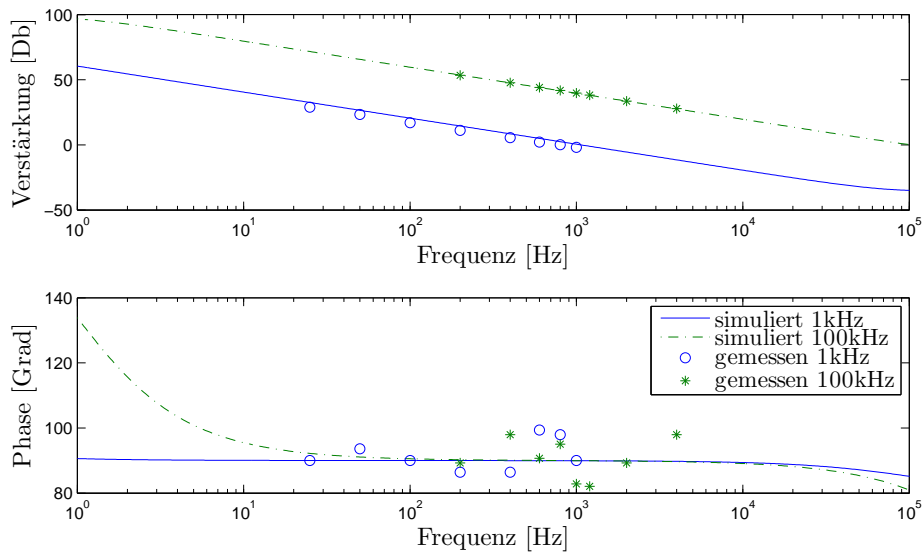


Abb. 5: Frequenzgang und Phasengang des Integrators im Vergleich mit der Simulation für verschiedene Transitfrequenzen.

Auch lässt sich zusätzlich feststellen, dass die Leerlaufverstärkung von $\beta_{\infty} \approx 110$ dB nicht für die hier gewählten Frequenzen erreicht wird, was aber wenig überraschend ist: Die Grenzfrequenz eines invertierenden OPVs ohne Gegenkopplung (für tiefe Frequenzen bildet der Kondensator einen beliebig großen Widerstand) liegt, wie oben gezeigt, bei unter 10 Hz.

Zum Schluss wurde ein Widerstand $R = 1$ k Ω parallel zum Kondensator geschaltet. Das hat zur Folge, dass die Verstärkung kleiner wird und insbesondere die Grenzfrequenz in den höherfrequenten Bereich verschoben wird. Da das integrierende Verhalten aber nur im Bereich zwischen Grenz- und Transitfrequenz auftritt, verschiebt sich der Arbeitsbereich des Integrators auch zu höheren Frequenzen.

2.2 Differenzierer

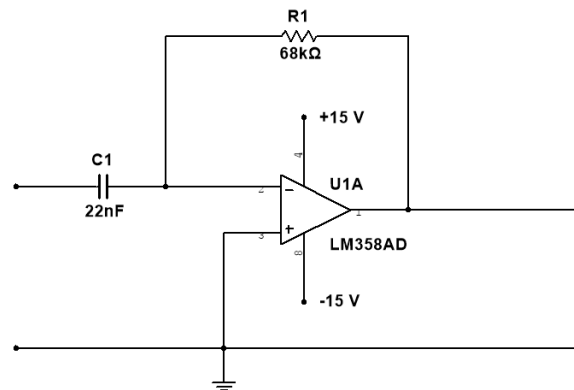


Abb. 6: Differenzierer mit einer Transitfrequenz von rund 100 Hz.

Mit einem ein Widerstand von $R = 68 \text{ k}\Omega$ und einem Kondensator mit $C = 22 \text{ nF}$ wird eine Transitfrequenz $f_T = 106 \text{ Hz}$ eingestellt.

Mit dem Oszilloskop wird die differenzierende Funktion überprüft: Es werden wieder die erwarteten Kurven beobachtet. Aus dem sinusförmigen Spannungsverlauf wird ein um -90° verschobener Sinus (bzw. ein Cosinus) und aus der Dreiecksspannung ein Rechteck.

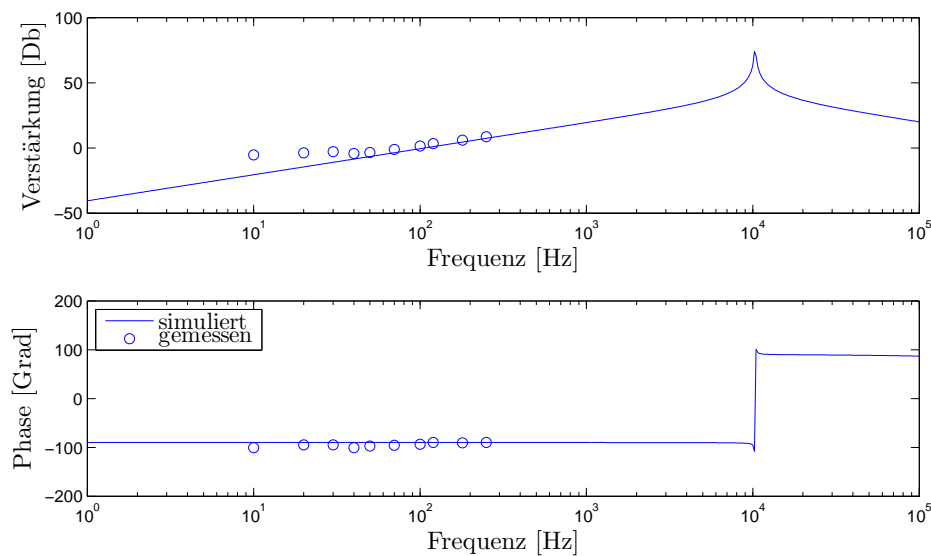


Abb. 7: Frequenzgang und Phasengang des Differenzierers im Vergleich mit der Simulation

Die Messdaten von Phasen- und Frequenzgang stimmen gut mit der Simulation überein (siehe Abbildung 7). Im niederfrequenten Bereich wird ergeben sich Abweichungen:

In der Messungen sind die Verstärkungen deutlich weniger negativ als in der Simulation.

Die Differentiation ist nur für Frequenzen die unterhalb der Transitfrequenz stabil – darüber fängt die Schaltung an zu schwingen. Der Frequenzgang zeigt das Verhalten eines Bandpasses. Die Leerlaufverstärkung wird nicht erreicht, würde sich aber im Peak des Bandpasses einstellen, wenn ein absolut idealer OPV vorläge. Interessant ist der Phasensprung bei $f = 10 \times 10^4$ Hz. An dieser Stelle wird eine größere Verstärkung erreicht. Dieser Resonanzpeak entsteht durch Kombination aus dem Hochpass der äußeren Beschaltung und dem intrinsischen Tiefpassverhalten des OPV. Wenn ein Widerstand (z.B. $R = 10 \text{ k}\Omega$) in Reihe zum Kondensator geschlossen wird, wird dieser Peak abgeflacht.

2.3 Addierer

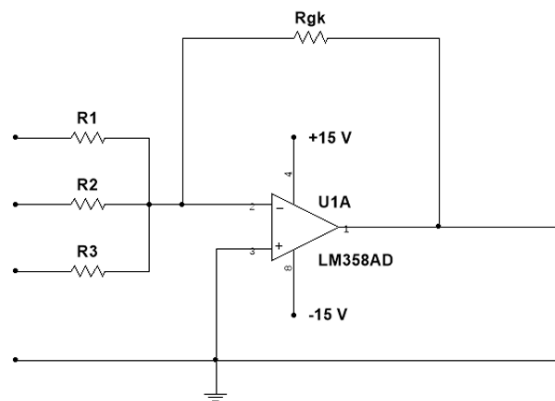


Abb. 8: Addierer.

Für den Addierer wird mit einem Potentiometer eine variable Gleichspannungsquelle gebaut. Dieser Spannungsteiler wird zusätzlich zum Frequenzgenerator am Eingang eines invertierend beschalteten OPVs angeschlossen. Durch das Drehen am Potentiometer lässt sich dann die mittlere Spannung U_{avg} von -275 mV bis $-3,3 \text{ mV}$ verschieben, ohne dass sich am Wechselspannungsanteil etwas ändert: $U_{\text{pp,in}} = 220 \text{ mV}$ und $U_{\text{pp,out}} = 1,6 \text{ V}$ sind konstant.

Mit der Schaltung in Abbildung 8 lassen sich die mathematischen Operationen

$$U_{\text{out}} = - \sum_i \frac{R_{\text{gk}}}{R_{\text{in},i}} \cdot U_{\text{in},i} \quad (5)$$

realisieren, wobei R_{gk} der Gegenkoppelwiderstand ist und die $R_{\text{in},i}$ die Eingangswiderstände des i -ten Zweiges sind. Zum Aufaddieren aller Eingangsspannungen muss also $R_{\text{in},i} = R_{\text{gk}}$ gelten.

3 Nicht-Invertierender Operationsverstärker

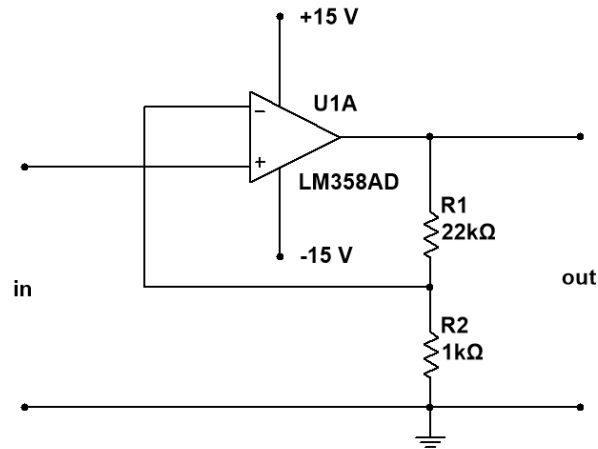


Abb. 9: Nicht-invertierende Beschaltung des Operationsverstärkers bei einer errechneten Spannungsverstärkung um einen Faktor 23.

Es wird nun ein nicht-invertierender Verstärker wie in Abbildung 9 simuliert und dann aufgebaut. Die Spannungsverstärkung eines nicht-invertierend beschalteten OPVs ergibt sich zu

$$\beta = 1 + \frac{R_1}{R_2}, \quad (6)$$

beträgt also für die gezeigte und dann auch aufgebaute Schaltung 23. Im Folgenden werden der Frequenz- und Phasengang sowie Ein- und Ausgangswiderstand dieses Verstärkers untersucht und mit der Simulation verglichen.

In Abbildung 10 sind der Frequenz- und Phasengang der Schaltung abgebildet. Die Messdaten stimmen offensichtlich gut mit den simulierten Daten überein.

Bei einer Frequenz des Eingangssignals von 1 kHz ergeben sich Ein- und Ausgangswiderstand der Schaltung zu den in Tabelle 2 dargestellten Werten.

	R_{in} [M Ω]	R_{out} [Ω]
simuliert	>10	5
gemessen	1	<10

Tab. 2: Ein- und Ausgangswiderstände der nicht-invertierenden Verstärkerschaltung aus der Simulation und dem realen Messaufbau.

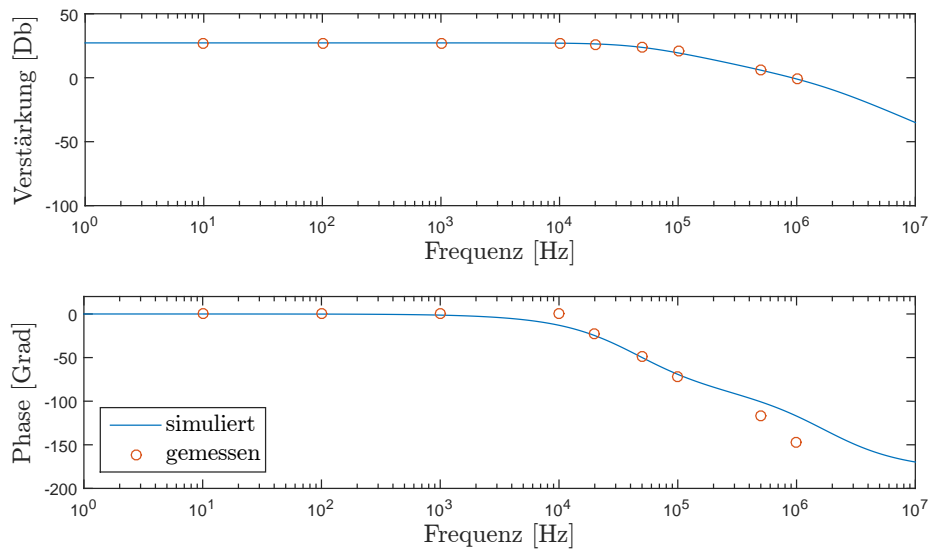


Abb. 10: Aus der Simulation gewonnener Frequenz- und Phasengang des nicht-invertierend beschalteten Operationsverstärkers bei einer Spannungsverstärkung von 23.

3.1 Impedanzwandler

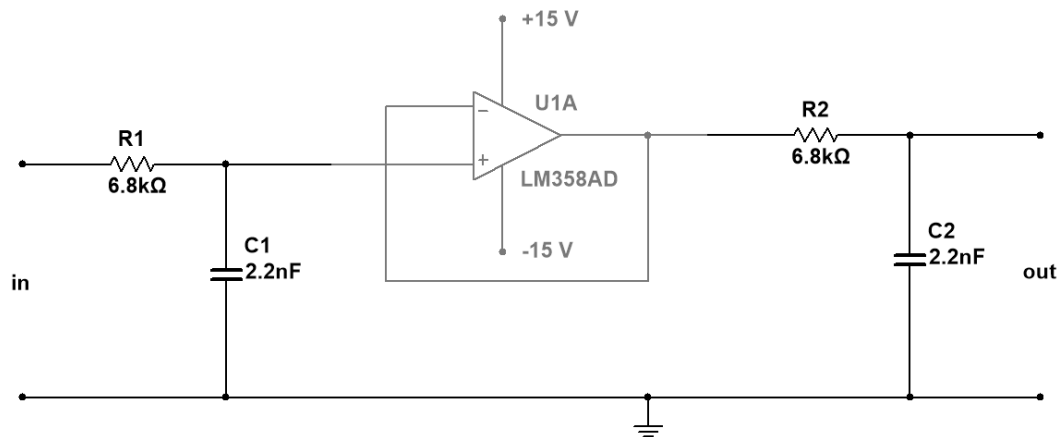


Abb. 11: Zweistufiger Tiefpass (Grenzfrequenz beider Stufen jeweils $f_G = 10,6 \text{ kHz}$) mit zwischengeschaltetem Impedanzwandler (grau).

Im Folgenden soll die Wirkung eines Impedanzwandlers, also eines nicht-invertierend beschalteten Operationsverstärkers mit Verstärkung 1, auf einen zweistufigen Tiefpass (zwei Stufen mit jeweils $R = 6,8 \text{ k}\Omega$ und $C = 2,2 \text{ nF}$) untersucht werden. Die Schaltung ist in Abbildung 11 zu finden und ergibt aus der gewöhnlichen nicht-invertierenden

Schaltung mit $R_1 \rightarrow 0$ und $R_2 \rightarrow \infty$.

Die Bodeplots für den zweistufigen Tiefpass mit und ohne Impedanzwandler sind in Abbildung 12 dargestellt. Es ist offensichtlich, dass der Impedanzwandler sowohl den Frequenz- als auch den Phasengang des Tiefpasses ändern. Das liegt daran, dass der Impedanzwandler eine verschwindend kleine Last darstellt und eine fast ideale Spannungsquelle. Dadurch verschiebt sich die Grenzfrequenz der Schaltung näher zur Grenzfrequenz des einstufigen Tiefpasses gleicher Dimensionierung: Ohne Impedanzwandler beträgt sie $f_{G, \text{ohne}} = 4 \text{ kHz}$, mit dagegen $f_{G, \text{mit}} = 7 \text{ kHz}$. Bei der errechneten Grenzfrequenz von $f_G = 10,6 \text{ kHz}$ beträgt die Dämpfung des Tiefpasses ohne Impedanzwandler rund -9 dB , während sie für den Tiefpass mit Impedanzwandler die aus der einfachen Addition der Verstärkungen in dB (bzw. Multiplikation in einer nicht logarithmischen Einheit) zu erwartenden -6 dB .

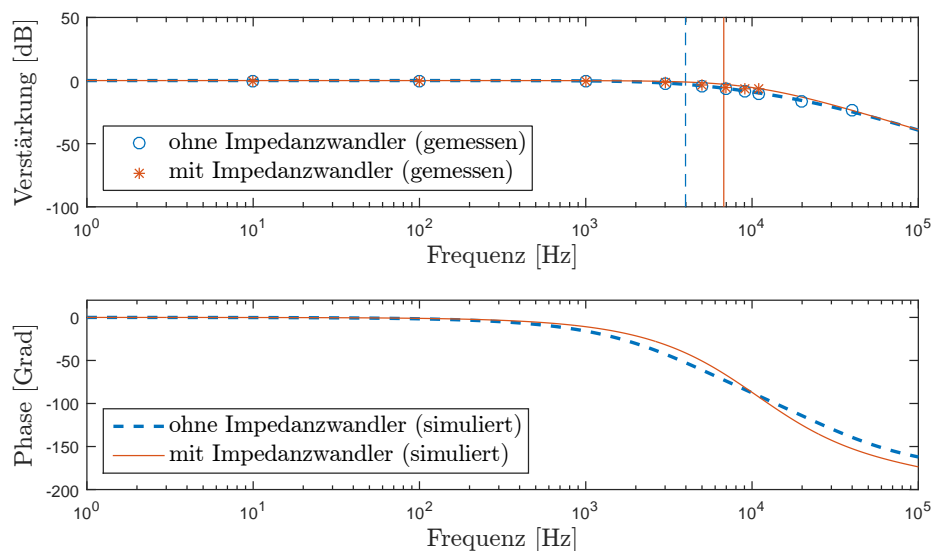


Abb. 12: Aus der Simulation gewonnener Frequenz- und Phasengang des zweistufigen Tiefpasses mit und ohne zwischengeschaltetem Impedanzwandler sowie Messwerte für beide Fälle. Die jeweilige Grenzfrequenz der simulierten Schaltung ist durch die senkrechten Linien gekennzeichnet

4 Zusammenfassung

In diesem Versuch wurden verschiedene Beschaltungsmöglichkeiten sowie die gewisse spezifische Eigenschaften eines Operationsverstärkers untersucht.

Der invertierende OPV erlaubt die genaue Einstellung von Spannungsverstärkung sowie Ein- und Ausgangswiderstand, invertiert aber das Signal. Dabei muss darauf geachtet werden, dass eine Frequenzgangkorrektur vorgenommen wird, d.h. dass die Transitfrequenz kleiner ist als die Frequenz, bei der eine Phasenverschiebung zwischen Input und

Output von 180° vorliegt. Außerdem lässt sich kein idealer Ein- und Ausgangswiderstand einstellen, wenn trotzdem die gewünschte Verstärkung erreicht werden soll.

Mit einem nicht-invertierenden OPV lassen sich Ein- und Ausgangswiderstand nicht einfach festlegen, sie sind aber im allgemeinen "gut": Der Eingangswiderstand der Schaltung ist sehr groß und der Ausgangswiderstand nahe 0. Darum ergibt die Verwendung eines nicht-invertierenden OPVs als Impedanzwandler Sinn – er stellt nur eine sehr kleine Last an der Spannungsversorgung dar und ist eine fast ideale Spannungsquelle mit einem verschwindend kleinen Innenwiderstand.

Es ist mit einem Operationsverstärker relativ einfach, diverse mathematische Operationen wie das Integrieren, Differenzieren und Addieren durchzuführen. Hier ist allerdings der Frequenzbereich zu beachten, in dem dies stabil funktioniert. Die Transitfrequenz ist eine wichtige Kenngröße der Schaltung: Eine hohe Transitfrequenz führt beim Integrator zu einer nicht immer gewünschten Verstärkung des Outputsignals gegenüber dem Input, während der Differenzierer nur unterhalb der Transitfrequenz stabil arbeitet. Die Dimensionierung der Bauteile hängt deshalb von der speziellen Anwendung ab.

Wenn man in der Schaltung frequenzunabhängige Bauelemente (z.B. Widerstand) durch frequenzabhängige Bauelemente (z.B. Kondensator) ersetzt, führt dies zu einer weiteren frequenzabhängigen Veränderung der Verstärkung. Die Integriererschaltung erzeugt einen weiteren Tiefpass, der zusammen mit dem intrinsischen Tiefpassverhalten des OPV den Frequenzgang bestimmt, während die Übertragungsfunktion des Differenzierers durch das Hochpassverhalten der Beschaltung und den OPV bestimmt wird.

Mit einem OPV lässt sich ein Oszillator aufbauen, in dem eine sogenannte Mitkopplung aufgebaut wird. Dazu ist eine Rückkopplung über einen Kondensator an den nicht-invertierenden Eingang des OPV erforderlich. Wird die Verstärkung nicht begrenzt, so entsteht ein Rechtecksignal, sonst ist auch ein Sinussignal erzeugbar.