

Physikalisches Praktikum B

Sommersemester 2021

Versuch EI2

Der Operationsverstärker

Gruppe: 6

Versuchstag: 05.05.2021

Betreuer: Christoph Schnupfhagn

Auswerteperson

Messperson

Protokollperson

Dominik Müller Paul Schwanitz Anna-Maria Pleyer



**UNIVERSITÄT
BAYREUTH**

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung	5
2 Fragen zur Vorbereitung	6
2.1 Wichtige Daten und Gegenkopplung eines Operationsverstärkers	6
2.2 Begriffserklärungen	7
2.3 Nichtinvertierender Verstärker	8
2.4 Integrationsschaltung	9
2.5 Differenzierschaltung	13
3 Auswertung	17
3.1 Umkehrverstärker	17
3.1.1 Verstärker und Eingangswiderstand	17
3.1.2 Frequenzabhängigkeit der Verstärkung	19
3.1.3 Flankenabfallzeit	23
3.2 Umkehrintegrator	24
3.2.1 Qualitative Beobachtung	24
3.2.2 Untersuchung des Frequenzgangs	25
3.3 Differenzierer	28
4 Fazit	33
A Messprotokoll	34
Literaturverzeichnis	59

1 Einleitung

Der Operationsverstärker ist ein, wie der Name schon verrät, Verstärker. Sein Name geht auf den mathematischen Begriff des Operators zurück. Er ist ein gleichspannungsgekoppelter Verstärker, dessen Faktor der Verstärkung sehr hoch ist. Diese Art von Verstärker besteht aus vielen Einzelteilen, wie beispielweise Dioden, Widerständen und Kondensatoren. Sie sind vor allem als Bauteile für 'Analog-Technik' bekannt, hier werden sie als integrierter Schaltkreis, auf einem winzigen Silizium-Chip verbaut. Das Verhalten einer Schaltung, eines Operationsverstärker, wird hauptsächlich durch das Rückkopplungsvermögen bestimmt. Mithilfe diesem können der Operationsverstärkungsfaktor eingestellt und die Schaltung aufgebaut werden.

In diesem Versuch ist es Hauptziel, das Rückkopplungsvermögen des Operationsverstärker zu untersuchen. Um dies zu erreichen, soll eine einfache Schaltung zum Verstärken, Differenzieren und Integrieren der Eingangsspannung aufgebaut werden und die Eigenschaften dieser untersucht werden.

2 Fragen zur Vorbereitung

2.1 Wichtige Daten und Gegenkopplung eines Operationsverstärkers

Welche wichtigsten Daten hat ein idealer und welche ein realer Operationsverstärker?
Wie verändert die Gegenkopplung den Frequenzgang des Operationsverstärkers und was bedeutet in diesem Zusammenhang das Verstärkung–Bandbreite–Produkt?

Wichtige Daten für den Operationsverstärker sind die Verstärkung (ν), der Ein- und Ausgangswiderstand (R_e, R_a) und die Einstellzeit (τ) des Ausgangssignals.

Bei einem idealen Operationsverstärker sollte die Verstärkung (Verhältnis von Ausgangsspannung zu Eingangsspannung) ziemlich groß sein. Der Eingangswiderstand sollte so hochohmig wie möglich sein, um die Signalquelle nicht zu belasten. Der Ausgangswiderstand sollte dagegen so niedrig wie möglich sein, damit die Ausgangsspannung unabhängig vom angeschlossenen Verbraucher ist. Die Einstellzeit sollte so klein wie möglich sein, damit das Ausgangssignal dem Eingangssignal nahezu verzögerungsfrei folgt und hohe Frequenzen können problemlos verstärkt werden. Außerdem soll der Operationsverstärker ein Ausgangssignal von 0 V ausgeben, wenn kein Eingangssignal anliegt.

Somit ergibt sich folgende Gegenüberstellung eines idealen Operationsverstärker und eines realen Operationsverstärker des Typs **CA 3140** (vgl. E. J. Eichler, 2016, S.259):

	ideal Operationsverstärker	Operationsverstärker Typ CA 3140
Verstärkung (ν)	$\rightarrow \infty$	10^5
Eingangswiderstand (R_e)	$\rightarrow \infty$	$1,5 \cdot 10^{12} \Omega$
Ausgangswiderstand (R_a)	$\rightarrow 0$	60Ω
Einstellzeit (τ)	$\rightarrow 0$	$0,22 \mu\text{s}$

Tabelle 2.1: Wichtige Daten eines idealen und realen Operationsverstärker.

Ein Operationsverstärker kann einen ungegrenzten Frequenzbereich (Bandbreite) gleichmäßig verstärken. Durch eine Gegenkopplung, wird die Spannungsverstärkung vermindert und kann auf eine höhere Bandbreite ausgedehnt werden, damit der Eingangswiderstand der gegengekoppelten Schaltung abnimmt (vgl. E. Hering, 2017, S.206). Ab einer Grenzfrequenz, nimmt die Verstärkung mit steigender Eingangsfrequenz ab. Das Produkt aus der Verstärkung und der Bandbreite nennt man das Verstärkung–Bandbreite–Produkt ($b \cdot \nu$). Dieses ist bei der Abnahme der Verstärkung konstant und eine Kenngröße des Operationsverstärkers, welche man in Schaltungen ausnutzen, aber nicht überschreiten kann (vgl. E. Hering, 2017, S.206).

2.2 Begriffserklärungen

Erklären Sie kurz die Bedeutung der folgenden Begriffe: **Eingangs–Offsetstrom**, **Eingangs–Offsetspannung**, **Gleichtakt–Eingangswiderstand**, **Differenz–Eingangswiderstand**, **Gleichtakt–Eingangsbereich**, **Differenz–Eingangsbereich**, **Slewrate**.

Was ist mit *Impedanzwandlung* gemeint und wofür ist das wichtig?

Eingangs–Offsetstrom: Bezeichnet die Differenz der beiden Eingangsströme bei der die Ausgangsspannung 0 V wird (vgl. E. Hering, 2017, S.408).

Eingangs–Offsetspannung: Bezeichnet die angelegte Eingangsspannung des Operationsverstärkers bei der die Ausgangsspannung 0 V ist (vgl. E. Hering, 2017, S.408).

Gleichtakt–Eingangswiderstand: Diese Widerstände liegen zwischen den jeweiligen Eingang und der Masse an. Diese sind parallel zu den Eingängen geschalten und werden durch die Gegenkopplung nicht beeinflusst. Der Widerstand am nichtinvertierenden Eingang sorgt für eine Abschwächung und der am invertierten Eingang für eine Verstärkung des Signals. Diese Effekte lassen sich kompensieren, wenn beide Signale im Operationsverstärker abgeglichen sind (vgl. Wikipedia, 2021).

Differenz–Eingangswiderstand: Dieser Widerstand liegt zwischen dem invertierenden und nichtinvertierenden Eingang an und wird durch die Gegenkopplung stark erhöht. Somit wird die Spannung zwischen den beiden Eingängen bei 0 V gehalten (vgl. Wikipedia, 2021).

Gleichtakt–Eingangsbereich: Bezeichnet den Bereich der maximalen Eingangsspannungen, in der der Operationsverstärker ordnungsgemäß arbeitet (vgl. Matthes, 2012).

Differenz–Eingangsbereich: Bezeichnet die Differenz der zulässigen Eingangsspannungen, indem der Operationsverstärker normal arbeitet (vgl. Matthes, 2012).

Slewrate: bezeichnet die durch bauartbedingte schnellste Änderung der Ausgangsspannung (vgl. E. Hering, 2017, S. 409).

Der Impedanzwandler transformiert den hohen Eingangswiderstand auf niedrige Ausgangswiderstand. Da mit dem Operationsverstärker meist Wechselströme verstärkt werden, sind diese Widerstände, Schein-Widerstände oder Impedanzen (vgl. E. J. Eichler, 2016, S. 260).

2.3 Nichtinvertierender Verstärker

Zeigen Sie, dass für den nichtinvertierenden Verstärker Gl. (4) gilt!

Der nichtinvertierende Verstärker ist wie folgt aufgebaut:

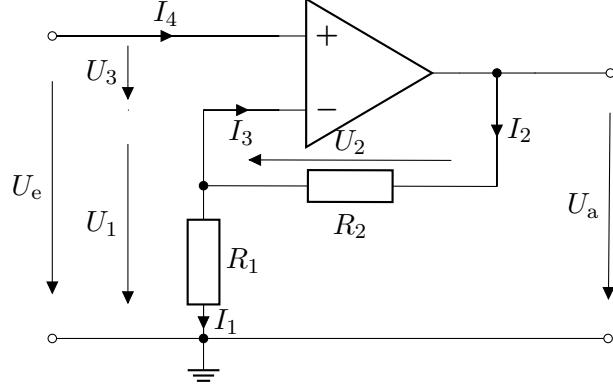


Abbildung 2.1: Schaltplan des nichtinvertierenden Verstärkers.

Im Folgenden wird gezeigt, dass sich die Verstärkung wie folgt berechnen lässt:

$$\nu = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (2.1)$$

Im Skript (S. 2) werden folgende Annahmen gemacht:

$$U_e = U_1 \quad (2.2)$$

$$I_3 = I_4 = 0 \text{ A} \quad (2.3)$$

Mit den Kirchhoffsschen Gesetzen folgt:

$$U_1 = 0 \text{ V} \quad (2.4)$$

$$U_a = U_1 + U_2 \quad (2.5)$$

$$I_2 = I_1 + I_3 \quad (2.6)$$

$$I_1 = I_2 = I \quad (2.7)$$

Mit dem Ohm'schen Gesetz folgt für die Verstärkung ν :

$$\nu = \frac{U_a}{U_e} \quad (2.8)$$

$$\nu = \frac{(U_1 + U_2)}{U_1} \quad (2.9)$$

$$\nu = \frac{(R_1 \cdot I) + (R_2 \cdot I)}{R_1 \cdot I} \quad (2.10)$$

$$\nu = \frac{R_1 \cdot I}{R_1 \cdot I} + \frac{R_2 \cdot I}{R_1 \cdot I} \quad (2.11)$$

$$\nu = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (2.12)$$

2.4 Integrationsschaltung

Durch die Integrationsschaltung in Abb. El2.4(a) werden Funktionsverläufe elektrischer Größen über die Zeit integriert.

Zeigen Sie, dass $U_a(T) = -\frac{1}{R_1 C_2} \int_0^T U_e(t) dt + U_0$ gilt. Wodurch wird U_0 festgelegt?

Berechnen Sie die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung und stellen Sie diese doppelt-logarithmisch dar. Wie ändert sich der Frequenzgang, wenn Sie R_2 aus Abb. El2.5(a) berücksichtigen?

Skizzieren Sie dies ins gleiche Diagramm. Was muss also für die Frequenz der zu integrierenden Eingangsspannung gelten?

Die Integrationsschaltung ist wie folgt aufgebaut:

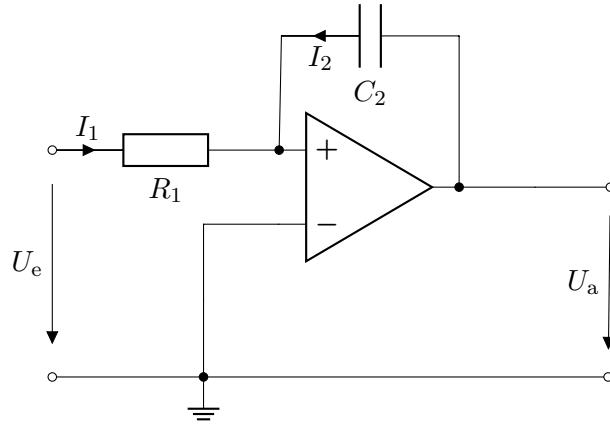


Abbildung 2.2: Schaltplan der Integrationsschaltung.

Aus den Annahmen der vorherigen Aufgabe geht hervor:

$$I_1 + I_2 = 0 \text{ A} \quad (2.13)$$

Da der Stromfluss durch den Kondensator eine zeitliche Änderung seiner Ladung beschreibt folgt:

$$I_2 = \frac{d}{dt} Q_{C_2} \quad (2.14)$$

$$I_2 = \frac{d}{dt} (C_2 \cdot U_a) \quad (2.15)$$

$$I_2 = C_2 \cdot \frac{d}{dt} U_a \quad (2.16)$$

$$I_2 = C_2 \cdot \dot{U}_a \quad (2.17)$$

Somit folgt mit dem Ohm'schen Gesetzen:

$$I_1 = -I_2 \quad (2.18)$$

$$\frac{U_e}{R_1} = -C_2 \cdot \dot{U}_a \quad (2.19)$$

$$\dot{U}_a = -\frac{1}{C_2 \cdot R_1} \cdot U_e \quad (2.20)$$

$$U_a(T) - \underbrace{U_a(0)}_{=U_0} = -\frac{1}{R_1 \cdot C_2} \cdot \int_0^T U_e(t) dt \quad (2.21)$$

$$U_a(T) = -\frac{1}{R_1 \cdot C_2} \cdot \int_0^T U_e(t) dt + U_0 \quad (2.22)$$

2 Fragen zur Vorbereitung

U_0 ist die Spannung, welche beim Zeitpunkt $t = 0$ an der Ausgangsseite der Integrationsschaltung anliegt.

Nun soll die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung berechnet werden. Dazu wird für die weiteren Rechnungen $U_e(t) = U_{e,0} \cdot e^{i\omega t}$, mit der Anfangsbedingung $U_e(0) = 0 \text{ V}$ verwendet.

Somit folgt für die Ausgangsspannung:

$$U_a = -\frac{1}{R_1 \cdot C_2} \frac{1}{i\omega} \cdot U_{e,0} \cdot e^{i\omega t} + \underbrace{U_0}_{=0 \text{ V}} \quad (2.23)$$

Somit folgt für die Verstärkung:

$$\nu(\omega) = \left| \frac{U_a}{U_e} \right| \quad (2.24)$$

$$\nu(\omega) = \left| \frac{-U_{e,0} \cdot e^{i\omega t}}{R_1 \cdot C_2 \cdot i\omega \cdot U_{e,0} \cdot e^{i\omega t}} \right| \quad (2.25)$$

$$\nu(\omega) = \left| -\frac{1}{R_1 \cdot C_2 \cdot i\omega} \right| \quad (2.26)$$

$$\nu(\omega) = \frac{1}{R_1 \cdot C_2 \cdot \omega} \quad (2.27)$$

Nun wird die Integrationsschaltung um einen Widerstand R_2 erweitert:

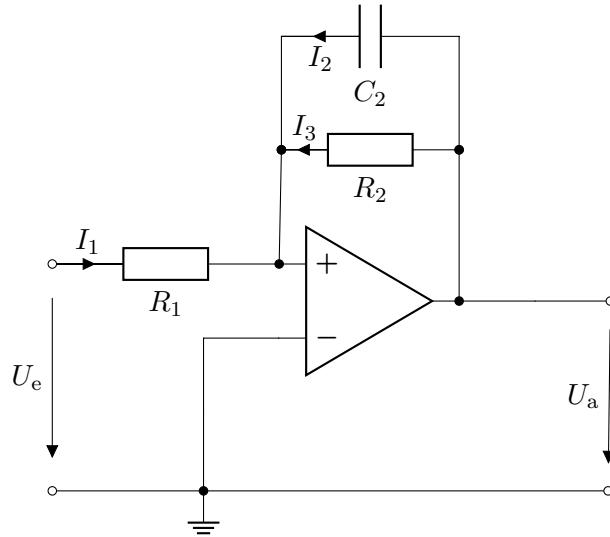


Abbildung 2.3: Schaltplan der erweiterten Integrationsschaltung.

Es gilt weiterhin:

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0 \text{ A} \quad (2.28)$$

$$I_2 = C_2 \cdot \dot{U}_a \quad (2.29)$$

Mit dem Ohm'schen Gesetz folgt:

$$I_1 + I_3 = -I_2 \quad (2.30)$$

$$\frac{U_e}{R_1} + \frac{U_a}{R_2} = -C_2 \cdot \dot{U}_a \quad (2.31)$$

$$\dot{U}_a + \frac{U_a}{C_2 \cdot R_2} = -\frac{U_e}{C_2 \cdot R_1} \quad (2.32)$$

Dies ist eine inhomogene Differentialgleichung erster Ordnung. Als Ansatz für die homogene Lösung folgt:

$$U_{a,\text{homogen}}(t) = U_{a,0} \cdot e^{-\frac{t}{C_2 \cdot R_2}} \quad (2.33)$$

Für den inhomogenen Teil, wird die Variation der Konstanten verwendet:

$$U_a = A(t) \cdot U_{a,\text{homogen}}(t) \quad (2.34)$$

$$A(t) = -\frac{1}{C_2 \cdot R_2} \int^t \frac{U_e(\tau)}{U_{a,\text{homogen}}(\tau)} d\tau \quad (2.35)$$

$$U_a = -\frac{1}{C_2 \cdot R_1} \int^t \frac{U_{e,0} \cdot e^{i\omega\tau}}{U_{a,0} \cdot e^{-\frac{\tau}{C_2 \cdot R_2}}} d\tau \cdot U_{a,0} \cdot e^{-\frac{t}{C_2 \cdot R_2}} \quad (2.36)$$

$$U_a = -\frac{U_{e,0}}{C_2 \cdot R_1} \int^t e^{\left(i\omega + \frac{1}{C_2 \cdot R_2}\right)\tau} d\tau \cdot e^{-\frac{t}{C_2 \cdot R_2}} \quad (2.37)$$

$$U_a = -\frac{U_{e,0}}{C_2 \cdot R_1} \frac{1}{\left(i\omega + \frac{1}{C_2 \cdot R_2}\right)} \cdot e^{\left(i\omega + \frac{1}{C_2 \cdot R_2}\right)t} \cdot e^{-\frac{t}{C_2 \cdot R_2}} \quad (2.38)$$

$$U_a = -\frac{1}{C_2 \cdot R_1 \cdot \left(i\omega + \frac{1}{C_2 \cdot R_2}\right)} \cdot \underbrace{U_{e,0} \cdot e^{i\omega t}}_{=U_e} \quad (2.39)$$

$$U_a = -\frac{1}{C_2 \cdot R_1 \cdot \left(i\omega + \frac{1}{C_2 \cdot R_2}\right)} \cdot U_e \quad (2.40)$$

Somit kann man wieder die Verstärkung ν ausrechnen:

$$\nu_2(\omega) = \left| \frac{U_a}{U_e} = -\frac{1}{C_2 \cdot R_1 \cdot \left(i\omega + \frac{1}{C_2 \cdot R_2}\right)} \right| \quad (2.41)$$

$$\nu_2(\omega) = \left| -\frac{1}{C_2 \cdot R_1 \cdot i\omega + \frac{C_2 \cdot R_1}{C_2 \cdot R_2}} \right| \quad (2.42)$$

$$\nu_2(\omega) = \left| -\frac{1}{C_2 \cdot R_1 \cdot i\omega + \frac{R_1}{R_2}} \right| \quad (2.43)$$

$$\nu_2(\omega) = \left| -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{C_2 R_2 i\omega + 1} \right| \quad (2.44)$$

$$\nu_2(\omega) = \left| -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1 - C_2 R_2 i\omega}{1 + (C_2 R_2 \omega)^2} \right| \quad (2.45)$$

$$\nu_2(\omega) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{\sqrt{(1 - C_2 R_2 i\omega)^2 + (1 + C_2 R_2 i\omega)^2}}{1 + (C_2 R_2 \omega)^2} \quad (2.46)$$

$$\nu_2(\omega) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{\sqrt{1 + (C_2 R_2 \omega)^2}}{1 + (C_2 R_2 \omega)^2} \quad (2.47)$$

$$\nu_2(\omega) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (C_2 R_2 \omega)^2}} \quad (2.48)$$

2 Fragen zur Vorbereitung

An der Grenzfrequenz (f_{gr}) soll die Verstärkung in etwa nur noch 70% (genauer: $\frac{1}{\sqrt{2}}$) der Leerlaufverstärkung (ν_0) betragen (vgl. E. J. Eichler, 2016, S.264). Somit folgt nach Gleichung (3) des Skriptes (vgl. Seite 3):

$$\nu_2(\omega_{\text{gr}}) = \frac{1}{\sqrt{2}}\nu_0 = -\frac{1}{\sqrt{2}}\frac{R_2}{R_1} \stackrel{!}{=} \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (C_2 R_2 \omega_{\text{gr}})^2}} \quad (2.49)$$

$$\Leftrightarrow \omega_{\text{gr}} = \frac{1}{C_2 R_2} = \omega_{\text{int}} \quad (2.50)$$

Um nun die Verstärkung ν_1 und ν_2 in ein Diagramm zu zeichnen, werden folgende Größen verwenden:

$$\hat{\omega} = \frac{\omega}{\omega_{\text{gr}}} = C_2 R_2 \omega \quad (2.51)$$

$$\hat{\nu} = \frac{R_1}{R_2} \nu \quad (2.52)$$

Somit folgt für die Verstärkungen:

$$\hat{\nu}_1(\hat{\omega}) = \frac{1}{\hat{\omega}} \quad (2.53)$$

$$\hat{\nu}_2(\hat{\omega}) = \frac{1}{\sqrt{1 + \hat{\omega}^2}} \quad (2.54)$$

Nun werden ν_1 und ν_2 in ein Diagramm mit doppeltlogarithmischen Achsen aufgetragen:

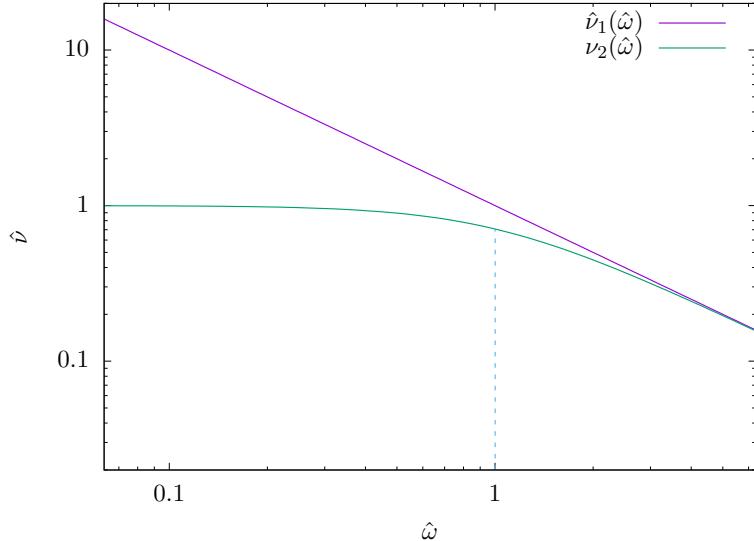


Abbildung 2.4: Verlauf von $\hat{\nu}_1$ und $\hat{\nu}_2$ in Abhängigkeit von $\hat{\omega}$ mit der Grenzfrequenz ω_{int} .

2.5 Differenzierschaltung

Durch die Differenzierschaltung in Abb. El2.4(b) werden nur Änderungen der Eingangsspannung verarbeitet.

Zeigen Sie, dass gilt: $U_a(t) = -R_2 C_1 \frac{dU_e}{dt}$

Diskutieren Sie den Einfluss von R_i und C_i in Abb. El2.5(b) auf den Frequenzgang!

Die Differenzierschaltung ist wie folgt aufgebaut:

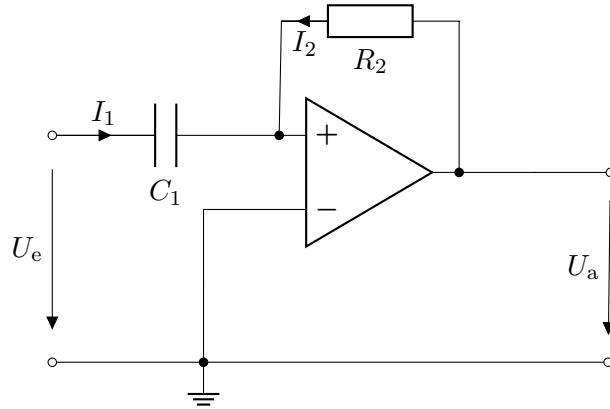


Abbildung 2.5: Schaltplan der Differenzierschaltung

Wie in der Aufgabe davor gilt:

$$I_1 + I_2 = 0 \text{ A} \quad (2.55)$$

$$I_1 = C_1 \cdot \dot{U}_e \quad (2.56)$$

Mit dem Ohm'schen Gesetz folgt für die Ausgangsspannung:

$$I_1 = -I_2 \quad (2.57)$$

$$C_1 \cdot \dot{U}_e = -\frac{U_a}{R_2} \quad (2.58)$$

$$U_a = -R_2 C_1 \cdot \dot{U}_e \quad (2.59)$$

Die Frequenzabhängigkeit ist gegeben durch:

$$U_e = U_{e,0} \cdot e^{i\omega t} \quad (2.60)$$

$$U_a = -R_2 C_1 \cdot \dot{U}_e \quad (2.61)$$

$$U_a = -R_2 C_1 \cdot i\omega \cdot U_{e,0} \cdot e^{i\omega t} \quad (2.62)$$

$$\nu_1 = \left| \frac{U_a}{U_e} \right| \quad (2.63)$$

$$\nu_1 = \left| \frac{-R_2 C_1 \cdot i\omega \cdot U_{e,0} \cdot e^{i\omega t}}{U_{e,0} \cdot e^{i\omega t}} \right| \quad (2.64)$$

$$\nu_1 = C_1 R_2 \omega \quad (2.65)$$

2 Fragen zur Vorbereitung

Nun wird auch die Differenzierschaltung nach folgenden Schaltplan erweitert:

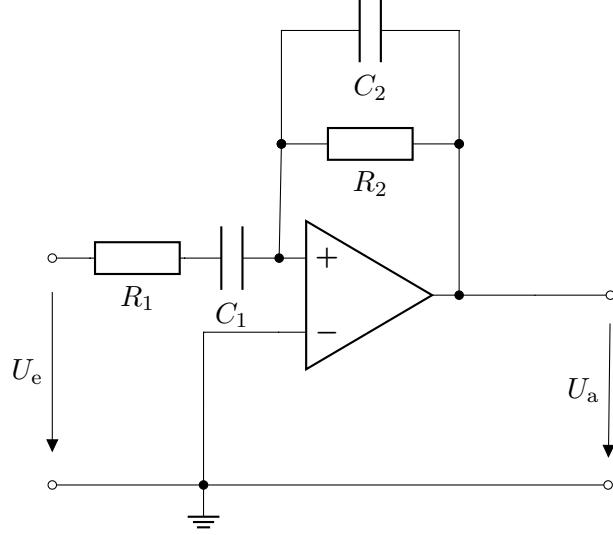


Abbildung 2.6: Schaltplan der erweiterten Differenzierschaltung

Zuerst wird betrachtet, wie sich der Widerstand R_1 auf die Verstärkung auswirkt. Dazu wird das Verhältnis der ausgehenden und eingehenden Impedanz gebildet:

$$\nu_2 = \left| \frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{i\omega C_1}} \right| \quad (2.66)$$

$$\nu_2 = \left| \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{i\omega C_1 R_1}} \right| \quad (2.67)$$

$$\nu_2 = \frac{R_2}{R_1} \cdot \left| \frac{i\omega C_1 R_1}{i\omega C_1 R_1 + 1} \right| \quad (2.68)$$

$$\nu_2 = \frac{R_2}{R_1} \cdot \left| \frac{i\omega C_1 R_1 \cdot (1 - i\omega C_1 R_1)}{1 + \omega C_1 R_1} \right| \quad (2.69)$$

$$\nu_2 = \frac{R_2}{R_1} \cdot \left| \frac{\omega C_1 R_1 (\omega C_1 R_1 + i)}{1 + \omega C_1 R_1} \right| \quad (2.70)$$

$$\nu_2 = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{\omega C_1 R_1 \cdot \sqrt{\omega C_1 R_1 + 1}}{1 + \omega C_1 R_1} \quad (2.71)$$

$$\nu_2 = \frac{R_2 \omega C_1 R_1}{R_1 \cdot \sqrt{1 + \omega C_1 R_1}} \quad (2.72)$$

Nun werden wieder Überlegungen zur Grenzfrequenz getätigt und man kommt auf (vgl. E. Hering, 2017, S.448):

$$\omega_{\text{gr}} = C_1 R_1 \omega = \omega_{\text{diff}} \quad (2.73)$$

Es werden wieder, wie im Kapitel vorher, die dimensionslose Größen $\hat{\nu}$ und $\hat{\omega}$ gebildet:

$$\hat{\nu}_1(\hat{\omega}) = \hat{\omega} \quad \hat{\nu}_2(\hat{\omega}) = \frac{\hat{\omega}}{\sqrt{1 + (\hat{\omega})^2}} \quad (2.74)$$

Somit ergibt sich folgendes Diagramm:

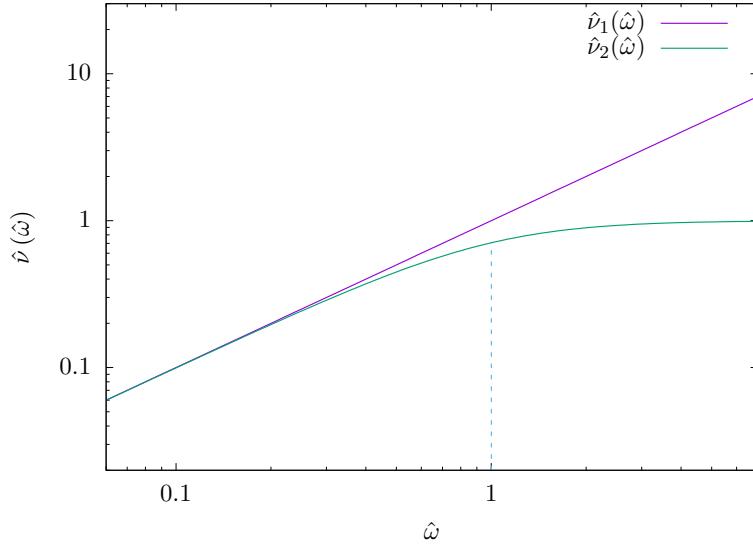


Abbildung 2.7: Verlauf von $\hat{\nu}_1$ und $\hat{\nu}_2$ in Abhängigkeit von $\hat{\omega}$ mit der Grenzfrequenz ω_{diff} .

Es fällt auf, dass dieses dem Diagramm der Integrationsschaltung ziemlich ähnlich sieht. Beide sind zueinander achsensymmetrisch.

Nun wird auch noch der Kondensator C_2 mit betrachtet. Die erhaltene Schaltung wird auch Bandpass genannt. Diese ist eine Reihenschaltung eines Hochpass- (Integrationsschaltung) und Tiefpassfilters (Differenzierschaltung).

Um die Verstärkung zu bekommen, wird wieder das Verhältnis der Impedanzen berechnet:

$$\nu = \left| \frac{\frac{1}{\frac{1}{R_2} + i\omega C_2}}{R_1 + \frac{1}{i\omega C_1}} \right| \quad (2.75)$$

$$\nu = \left| \frac{R_2}{1 + R_2 i\omega C_2} \cdot \frac{i\omega C_1}{R_1 i\omega C_1 + 1} \right| \quad (2.76)$$

$$\nu = \left| \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + R_2 i\omega C_2} \cdot \frac{R_1 i\omega C_1}{R_1 i\omega C_1 + 1} \right| \quad (2.77)$$

$$\nu = \frac{R_2}{R_1} \cdot \left| \frac{(1 - R_2 i\omega C_2)}{1 + (R_2 \omega C_2)^2} \cdot \frac{R_1 i\omega C_1 \cdot (1 - iR_1 C_1 \omega)}{(R_1 \omega C_1)^2 + 1} \right| \quad (2.78)$$

$$\nu = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{\sqrt{1 + (R_2 \omega C_2)^2}}{1 + (R_2 \omega C_2)^2} \cdot \frac{(R_1 \omega C_1) \sqrt{1 + (R_1 C_1 \omega)^2}}{(R_1 \omega C_1)^2 + 1} \quad (2.79)$$

$$\nu = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (R_2 \omega C_2)^2}} \cdot \frac{(R_1 \omega C_1)}{\sqrt{1 + (R_1 C_1 \omega)^2}} \quad (2.80)$$

$$\nu = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{(R_1 \omega C_1)}{\sqrt{1 + (R_1 \omega C_1)^2 + (R_2 \omega C_2)^2 + (R_1 \omega C_1)^2 (R_2 \omega C_2)^2}} \quad (2.81)$$

$$\nu = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{(R_1 \omega C_1)^2} + 1 + \frac{(R_2 C_2)^2}{(R_1 C_1)^2} + (R_2 \omega C_2)^2}} \quad (2.82)$$

2 Fragen zur Vorbereitung

$$\nu = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{(R_2\omega C_1)^2} + \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^2 + \left(\frac{C_2}{C_1}\right)^2 + (R_1\omega C_2)^2}} \quad (2.83)$$

$$\nu = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{(R_2\omega C_1)^2} + \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^2 + \left(\frac{C_2}{C_1}\right)^2 + (R_1\omega C_2)^2 + 2\frac{R_1C_2}{R_2C_1} - 2\frac{R_1C_2}{R_2C_1}}} \quad (2.84)$$

$$\nu = \frac{1}{\sqrt{\left(R_1\omega C_2 - \frac{1}{R_2\omega C_1}\right)^2 + \left(\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}\right)^2}} \quad (2.85)$$

(2.86)

Man definiert sich eine Mittelfrequenz ω_m , welche der geometrische Mittelwert der beiden Grenzfrequenzen ist:

$$\omega_m = \sqrt{\omega_{int} \cdot \omega_{diff}} \quad (2.87)$$

Die Differenz der beiden Grenzfrequenzen wird Bandbreite genannt. Der Bandpass hat eine (nahezu) konstante Verstärkung für Frequenzen, welche in der Bandbreite liegen (vgl. E. Hering, 2017, S.454). Skizziert man nun die Verstärkung des Bandpasses, so erhält man:

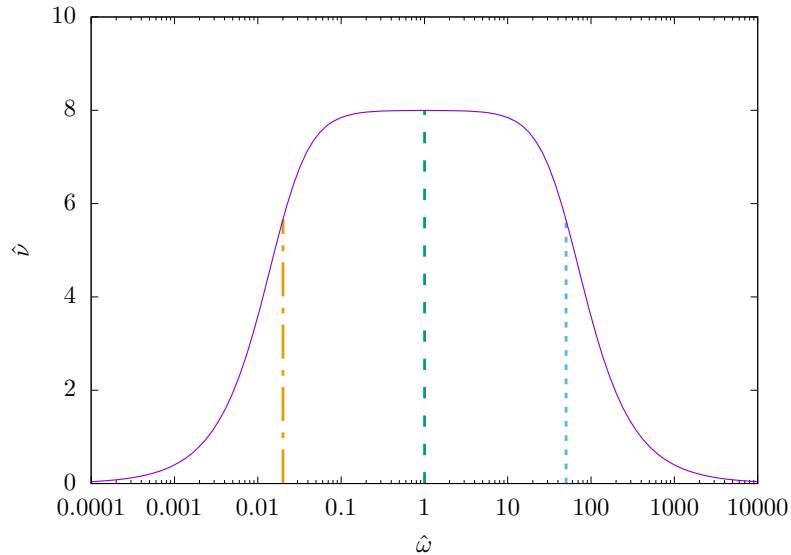


Abbildung 2.8: Verlauf des Bandpasses mit $R_1 = 0,05 \Omega$, $R_2 = 100 \Omega$, $C_1 = 4 \text{ F}$ und $C_2 = 0,5 \text{ F}$

Man erkennt, dass unterhalb der Grenzfrequenz ω_{diff} (gelb) der Bandpass wie eine Differenzierschaltung fungiert und über der Grenzfrequenz ω_{int} (blau) wie ein Integrationsschaltung. Die Mittelfrequenz ω_m (grün) liegt zwischen ω_{diff} und ω_{int} . Um diese herum, fungiert der Bandpass als normaler Verstärker.

3 Auswertung

3.1 Umkehrverstärker

3.1.1 Verstärker und Eingangswiderstand

Zuerst wollen wir die theoretisch zu erwarteten Werte für die Verstärkung und den Eingangswiderstand berechnen:

$$\nu = \left| -\frac{R_2}{R_1} \right| = \frac{R_2}{R_1} \quad (3.1)$$

$$R_e = R_1 \quad (3.2)$$

Für den Fehler folgt:

$$s_\nu = \sqrt{\left(\frac{s_{R_2}}{R_1} \right)^2 + \left(\frac{R_2 \cdot s_{R_1}}{R_2^2} \right)^2} \quad (3.3)$$

$$s_{R_e} = s_{R_1} \quad (3.4)$$

Alle Widerstände wurden mit dem Digital-Multimeter nachgemessen. Ihre Fehler lassen sich folgendermaßen berechnen:

$$s_R = \sqrt{s_a^2 + s_r^2} \quad (3.5)$$

Wobei der Ablesefehler (s_a) und der Restfehler (s_r) dem Protokoll entnommen wurden.
Somit ergeben sich folgende Abweichungen bei den verwendeten Widerständen:

$$R_1 = (9,99 \pm 0,10) \text{ k}\Omega \quad (3.6)$$

$$R_2 = (1,00 \pm 0,01) \text{ M}\Omega \quad (3.7)$$

$$R_3 = (4,71 \pm 0,05) \text{ M}\Omega \quad (3.8)$$

$$(3.9)$$

Es folgt für die theoretische Verstärkung:

$$\nu_1^{\text{theo}} = 100,1 \pm 1,4 \quad R_e = (9,99 \pm 0,10) \text{ k}\Omega \quad \nu_2^{\text{theo}} = 471,5 \pm 6,9 \quad (3.10)$$

3 Auswertung

Nun wird die gemessene Verstärkung wie folgt berechnet.

$$\nu = \frac{U_a}{U_e} \quad (3.11)$$

$$s_\nu = \sqrt{\left(\frac{s_{U_a}}{U_e}\right)^2 + \left(\frac{U_a \cdot s_{U_e}}{U_e^2}\right)^2} \quad (3.12)$$

$$U_a = Y \cdot \tilde{U}_Y \quad (3.13)$$

$$U_e = X \cdot \tilde{U}_X \quad (3.14)$$

$$s_{U_a} = \tilde{U}_Y \cdot \sqrt{(0,5 \text{ div})^2 + (0,03 \cdot Y)^2} \quad (3.15)$$

$$s_{U_e} = \tilde{U}_X \cdot \sqrt{(0,5 \text{ div})^2 + (0,03 \cdot X)^2} \quad (3.16)$$

Für den Fehler wurde ein Ablesefehler von 0,5 div veranschlagt. Das Oszilloskop hat eine maximale (interne) Abweichung von 3%. X, Y stehen für die abgelesenen 'div' und \tilde{U}_X, \tilde{U}_Y für die eingestellten ' $\frac{V}{\text{div}}$ ' des Oszilloskops. Hierbei steht X für den Kanal 1 (Eingangsspannung) und Y für den Kanal 2 (Ausgangsspannung).

Aus den Fragen zur Vorbereitung ist bereits bekannt, dass ein Operationsverstärker keinen unendlich großen Frequenzbereich verstärken kann. Ab einer gewissen Frequenz nimmt die Verstärkung ab. Somit wurde der Punkt bei einer Frequenz von 10 Hz als Referenzwert für die gemessene Verstärkung genommen. Somit ergeben sich folgende Werte:

$$\nu_1 = \frac{4 \text{ div} \cdot 0,5 \frac{V}{\text{div}}}{2 \text{ div} \cdot 0,01 \frac{V}{\text{div}}} \quad (3.17)$$

$$\nu_1 = 100 \quad (3.18)$$

$$\nu_2 = \frac{4,5 \text{ div} \cdot 2 \frac{V}{\text{div}}}{2 \text{ div} \cdot 0,01 \frac{V}{\text{div}}} \quad (3.19)$$

$$\nu_2 = 450 \quad (3.20)$$

Somit ergeben sich folgende experimentell bestimmte Werte:

$\nu_1^{\text{exp}} = 100 \pm 28$	$\nu_2^{\text{exp}} = 450 \pm 125$
-----------------------------------	------------------------------------

$$(3.21)$$

Die experimentell bestimmten Werte, passen mit den theoretisch zu erwarteten Werte hervorragend überein.

3.1.2 Frequenzabhängigkeit der Verstärkung

Die Verstärkung des Operationsverstärkers wird doppeltlogarithmisch gegen die Kreisfrequenz aufgetragen. Es ergibt sich folgende Messreihe für die Verstärkung ν_1 ($R_2 = 1 \text{ M}\Omega$):

f in Hz	ω in $\frac{1}{\text{s}}$	s_ω in $\frac{1}{\text{s}}$	ν	s_ν
10	62,83185307	12,56637061	100	28,27100989
10000	62831,8531	12,5663706	95,0	27,1395928
20000	125663,706	12,5663706	85,0	24,9162096
30000	188495,559	12,5663706	70,0	30,660561
35000	219911,486	12,5663706	70,0	30,660561
40000	251327,412	12,5663706	65,0	20,6861669
50000	314159,265	12,5663706	55,0	18,728521
60000	376991,118	12,5663706	47,5	17,3587694
70000	439822,972	12,5663706	42,5	16,5042987
80000	502654,825	12,5663706	39,0	11,0815297
90000	565486,678	12,5663706	35,0	10,1866334
100000	628318,531	12,5663706	32,0	9,53116992
110000	691150,384	12,5663706	30,0	9,10329611
120000	753982,237	12,5663706	27,0	8,47789479
130000	816814,09	12,5663706	24,0	7,87634433
140000	879645,943	12,5663706	23,0	7,68210258
150000	942477,796	12,5663706	21,0	7,30453968
160000	1005309,65	12,5663706	19,0	6,94350776
170000	1068141,5	12,5663706	15,0	4,55164805
180000	1130973,36	12,5663706	17,0	4,98324192
500000	3141592,65	12,5663706	6,25	2,01846941
1000000	6283185,31	12,5663706	2,5	0,80738776
1500000	9424777,96	12,5663706	1,5	0,62823165
2000000	12566370,6	12,5663706	0,8	0,53958503

Tabelle 3.1: Messwerte für ν_1 ($R_2 = 1 \text{ M}\Omega$).

3 Auswertung

Und für ν_2 ($R_2 = 4,7 \text{ M}\Omega$) folgt:

f in Hz	ω in $\frac{1}{\text{s}}$	s_ω in $\frac{1}{\text{s}}$	ν	s_ν
10	62,8318531	12,5663706	450	124,582302
100	628,318531	12,5663706	470	129,243452
1000	6283,18531	12,5663706	460	126,908944
3000	18849,5559	12,5663706	420	117,654239
4000	25132,7412	12,5663706	400	113,08404
5000	31415,9265	12,5663706	380	108,558371
7000	43982,2972	12,5663706	320	95,3116992
10000	62831,8531	12,5663706	270	72,8866929
11000	69115,0384	12,5663706	250	68,1450659
12000	75398,2237	12,5663706	230	63,4544719
13000	81681,409	12,5663706	220	61,1319884
14000	87964,5943	12,5663706	210	58,8271196
15000	94247,7796	12,5663706	245	66,9672121
16000	100530,965	12,5663706	185	53,157008
17000	106814,15	12,5663706	175	50,933167
18000	113097,336	12,5663706	170	49,8324192
19000	119380,521	12,5663706	160	47,6558496
20000	125663,706	12,5663706	150	45,5164805
25000	157079,633	12,5663706	125	40,3693882
30000	188495,559	12,5663706	105	36,5226984
35000	219911,486	12,5663706	90	33,8501108
40000	251327,412	12,5663706	80	32,1950307
50000	314159,265	12,5663706	63	16,7393757
60000	376991,118	12,5663706	52	14,1020282
80000	502654,825	12,5663706	40	11,308404
200000	1256637,06	12,5663706	16	6,43900613
300000	1884955,59	12,5663706	10	3,56089876
1000000	6283185,31	12,5663706	4	2,69792513
2000000	12566370,6	12,5663706	2,5	2,57912291

Tabelle 3.2: Messwerte für ν_2 ($R_2 = 4,7 \text{ M}\Omega$).

Wenn man dies nun in ein Diagramm einzeichnet, ergibt sich folgender Verlauf:

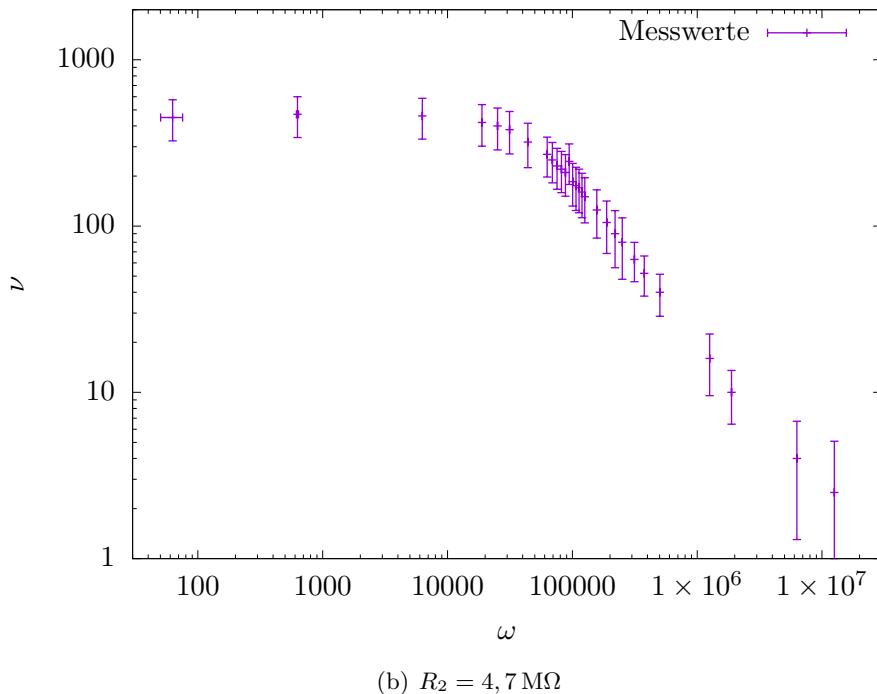
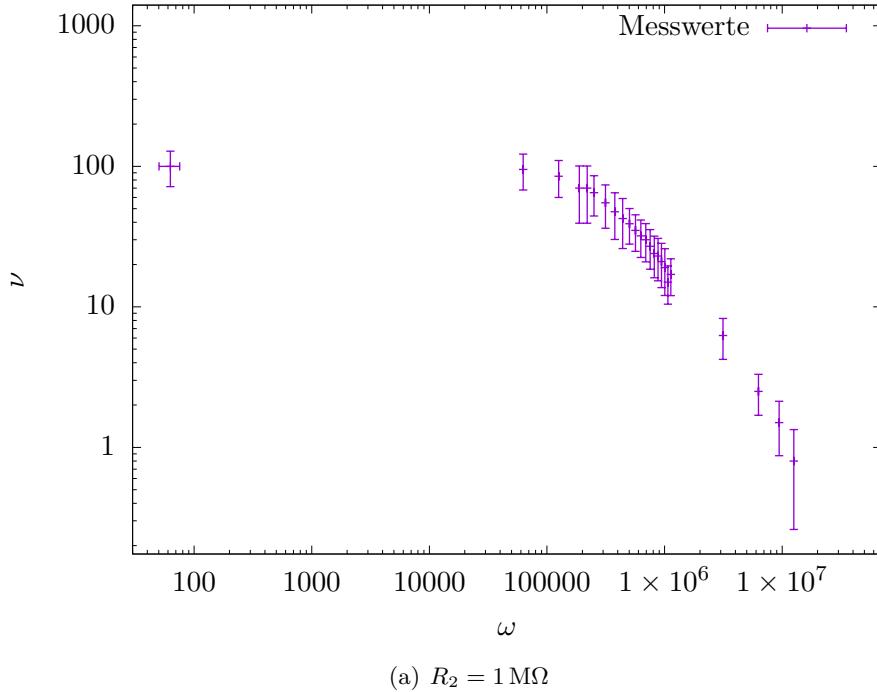


Abbildung 3.1: Frequenzabhängigkeit der Verstärkung bei verschiedenen Widerständen R_2 .

Nun soll das Verstärkung–Bandbreite–Produkt für die beiden Verstärkungen berechnet werden. Dazu wird der Bereich betrachtet, wo die Verstärkung nicht mehr konstant ist. Das ist der Frequenzbereich 400 – 2000 kHz für $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$ und der Frequenzbereich 7 – 2000 kHz für $R_2 = 4,7 \text{ M}\Omega$.

3 Auswertung

Um nun das Verstärkung–Bandbreite–Produkt zu bekommen, wird jede untersuchte Frequenz innerhalb des Frequenzbereiches mit der gemessenen Verstärkung multipliziert und anschließend der Mittelwert gebildet:

$$B \cdot \nu = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n \frac{\omega_i}{2\pi} \cdot \nu_i \quad (3.22)$$

$$s_{B \cdot \nu} = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n \frac{\sqrt{(s_{\omega_i} \cdot \nu_i)^2 + (\omega_i \cdot s_{\nu_i})^2}}{2\pi} \quad (3.23)$$

(3.24)

Somit folgt für das Verstärkung–Bandbreite–Produkt mit $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$ ($(B \cdot \nu)^{(1)}$) und mit $R_2 = 4,7 \text{ M}\Omega$ ($(B \cdot \nu)^{(2)}$):

$$(B \cdot \nu)^{(1)} = f_{\text{VBP}}^{(1)} = (2,8 \pm 1,0) \text{ MHz} \quad (B \cdot \nu)^{(2)} = f_{\text{VBP}}^{(2)} = (3,1 \pm 1,2) \text{ MHz} \quad (3.25)$$

Zu erwarten wäre ein Verstärkung–Bandbreite–Produkt zwischen 2,5 MHz und 4 MHz (vgl. STMicroelectronics, 2008, S.6). Unsere errechneten Werte liegen dazwischen.

3.1.3 Flankenabfallzeit

Die Bandbreite beschreibt den Frequenzbereich indem die Verstärkung, unabhängig von der eingehenden Frequenz, konstant ist. Dieser wird durch die Grenzfrequenz abgeschlossen. Diese Grenzfrequenz kann man mit den Verstärkung–Bandbreite–Produkt berechnen, indem man dieses durch die theoretisch zuerwartete Verstärkung teilt:

$$f_g = \frac{f_{\text{VBP}}}{\nu^{\text{theo}}} \quad (3.26)$$

$$s_{f_g} = \sqrt{\left(\frac{s_{f_{\text{VBP}}}}{\nu^{\text{theo}}}\right)^2 + \left(\frac{f_{\text{VBP}} \cdot s_{\nu^{\text{theo}}}}{(\nu^{\text{theo}})^2}\right)^2} \quad (3.27)$$

Somit ergibt sich:

$$f_g^{(1)} = (28,6 \pm 9,8) \text{ kHz} \quad f_g^{(2)} = (6,7 \pm 2,5) \text{ kHz} \quad (3.28)$$

Nun kann man aber auch die Grenzfrequenz mit Hilfe der Flankenabfallzeit, die Zeit, in der das Ausgangssignal auf $\frac{1}{e}$ bei angelegter Rechteckspannung abfällt, bestimmen. Dazu ist aus dem Versuch komplexe Widerstände bekannt, dass die Beziehung zwischen der Grenzfrequenz, der Bandbreite, und der Flankenabfallzeit umgekehrt proportional ist. Somit folgt:

$$\frac{1}{\tau} \stackrel{!}{=} B = 2\pi f_g \quad (3.29)$$

$$\Leftrightarrow f_g = \frac{1}{2\pi\tau} \quad (3.30)$$

$$\tau = T \cdot \tilde{\tau} \quad (3.31)$$

$$s_{f_g} = \frac{s_\tau}{2\pi\tau^2} \quad (3.32)$$

$$s_\tau = \tilde{\tau} \cdot \sqrt{(0,2 \text{ div})^2 + (0,03 \cdot T)^2} \quad (3.33)$$

Für den Fehler wurde wieder ein Ablesefehler von 0,2 div und ein Restfehler von 3% veranschlagt.

T bezeichnet hier den gemessenen Abstand und $\tilde{\tau}$ die eingestellte Skaleneinteilung.

Mit den gemessenen Werten für τ folgt:

$$f_g^{(1)} = (19,9 \pm 5,0) \text{ kHz} \quad f_g^{(2)} = (7,2 \pm 0,4) \text{ kHz} \quad (3.34)$$

Diese Werte sind geringer, als die Werte welche durch das Verstärkung–Bandbreite–Produkt ausgerechnet wurden. Aber sie überschneiden sich trotzdem, wenn man die Fehler mitberücksichtigt.

3 Auswertung

3.2 Umkehrintegrator

3.2.1 Qualitative Beobachtung

Während des Versuches wurde zuerst die Schaltung aus dem Skript (Abb. El2.5(a)) aufgebaut, wie diese auf dem Steckbrett verwirklicht wurde, ist dem Protokoll zu entnehmen.

Als nächstes wurde eine Rechteckspannung für das Eingangssignal angelegt und die sich ergebende Ausgangsspannung, für die verschiedenen Frequenzen $f_1 = 10\text{ Hz}$, $f_2 = 100\text{ Hz}$ und $f_3 = 1000\text{ Hz}$, aufgezeichnet.

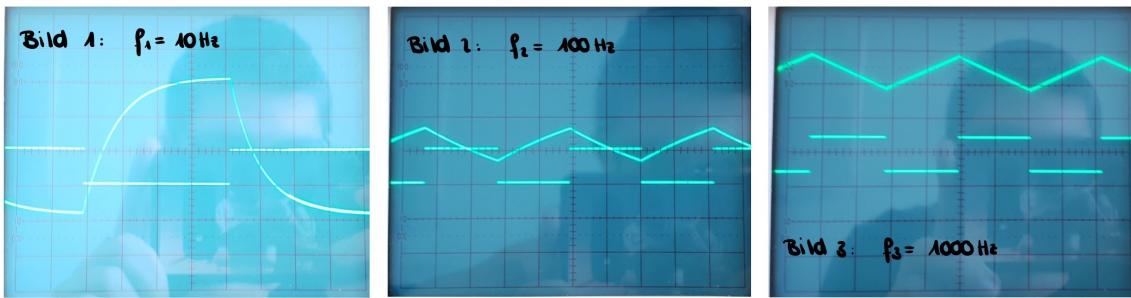


Abbildung 3.2: Aufnahmen des Ozilloskop der Ausgangsspannungen bei angelegter Rechteckspannung für die Frequenzen $f_1 = 10\text{ Hz}$ (Bild1), $f_2 = 100\text{ Hz}$ (Bild2) und $f_3 = 1000\text{ Hz}$ (Bild3).

Wie aus den oberen Aufnahmen ersichtlich, erkennt man bei dem ersten Bild, $f_1 = 10\text{ Hz}$, noch keine Integration, man kann sie höchstens erahnen. Je höher die Frequenzen werden, umso deutlich zeichnet sich eine Integration ab. Bei Bild 2, $f_2 = 100\text{ Hz}$, erkennt man die Integration der Rechteckspannung gut, jedoch ist diese deutlicher bei Bild 3, $f_3 = 1000\text{ Hz}$. Im Allgemeinen kann man sagen, je höher die Frequenz, umso deutlicher ist die Integration der Rechteckspannung des Eingangssignals.

3.2.2 Untersuchung des Frequenzgangs

Als nächstes werden die gemessenen Werte des Frequenzgangs der Verstärkung mit den theoretisch berechneten verglichen.

Hierzu müssen erst die verwendeten Widerstände, Kondensatoren und deren Fehler betrachtet werden:
Fehler des ersten Widerstand $R_1 = 9,99 \text{ k}\Omega$:

$$s_{R_1} = \sqrt{s_a^2 + s_r^2} = \sqrt{(0,01 \text{ k}\Omega)^2 + ((9,99 \cdot 0,01 + 0,002) \text{ k}\Omega)^2} = 0,1023 \text{ k}\Omega \quad (3.35)$$

Fehler des zweiten Widerstand $R_2 = 0,999 \text{ M}\Omega$:

$$s_{R_2} = \sqrt{s_a^2 + s_r^2} = \sqrt{(0,001 \text{ M}\Omega)^2 + ((0,999 \cdot 0,012 + 2 \cdot 10^{-6}) \text{ M}\Omega)^2} = 0,01203 \text{ M}\Omega \quad (3.36)$$

Also ergibt sich:

$$R_1 = (9,99 \pm 0,10) \text{ k}\Omega \quad (3.37)$$

$$R_2 = (1,00 \pm 0,01) \text{ M}\Omega \quad (3.38)$$

$$C_2 = 10,17 \text{ nF} \quad (3.39)$$

Der Wert des Kondensators wurde nachgemessen, leider lag keine Anleitung vor. Zudem wäre der Fehler im nF - Bereich und somit verschwindend gering.

Des Weiteren wurde die **Ausgangsspannung** bestimmt:

Die gemessene Ausgangsspannung, die im Protokoll angegeben ist, wird im folgenden als 'Y' bezeichnet. \tilde{U}_a bezeichnet die eingestellte Skalierung in ' $\frac{V}{div}$ '.

$$U_a = \tilde{U}_a \cdot Y \text{ div} \quad (3.40)$$

$$s_{U_a} = \sqrt{(0,03 \cdot U_a)^2 + (\tilde{U}_a \cdot 0,5 \text{ div})^2} \quad (3.41)$$

Wobei die 3%, der systematische Restfehler des Oszilloskops, und die '0,5 div' den Ablesefehler beschreiben.

Der Wert der **Eingangsspannung** blieb konstant bei $U_e = 20 \text{ mV}$.

Fehler der Eingangsspannung:

$$s_{U_e} = \sqrt{(0,03 \cdot 0,02 V)^2 + (0,02 \frac{V}{div} \cdot 0,5 \text{ div})^2} = 1,1661 \text{ mV} \quad (3.42)$$

$$\Rightarrow U_e = (20 \pm 1) \text{ mV} \quad (3.43)$$

Die **experimentelle Verstärkung** v wird berechnet, indem man die Ausgangsspannung U_a durch die Eingangsspannung $U_e = 0,02 \text{ V}$ teilt.

Der Fehler der experimentellen Verstärkung wird wie folgt berechnet:

$$s_v = \sqrt{\left(\frac{\partial v}{\partial U_a} \cdot s_{U_a}\right)^2 + \left(\frac{\partial v}{\partial U_e} \cdot s_{U_e}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{1}{U_e} \cdot s_{U_a}\right)^2 + \left(\frac{U_a}{U_e^2} \cdot s_{U_e}\right)^2} \quad (3.44)$$

Zum Schluss wird noch die **theoretische Verstärkung** v_{theo} berechnet, hierzu wird die Formel aus den Fragen zur Vorbereitung verwendet:

$$v_{theo} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (C_2 \cdot \omega \cdot R_2)^2}} \quad (3.45)$$

Wobei die Kreisfrequenz $\omega = 2\pi \cdot f$ verwendet wird.

Der Fehler von v_{theo} kann vernachlässigt werden.

3 Auswertung

Die berechneten Werte werden in der Tabelle 3.3 eingetragen.

f in Hz	U_a in V	s_{U_a} in V	ω in $\frac{1}{s}$	s_ω in $\frac{1}{s}$	v	s_v	v_{theo}
1	2,000	0,504	6,283	0,003	100,0	25,480	99,797
30	1,000	0,252	188,496	0,075	50,0	12,740	46,287
50	0,620	0,102	314,159	0,126	31,0	5,228	29,897
60	0,500	0,101	376,991	0,151	25,0	5,149	25,262
70	0,440	0,101	439,823	0,176	22,0	5,116	21,839
80	0,400	0,101	502,655	0,201	20,0	5,096	19,216
90	0,360	0,101	565,487	0,226	18,0	5,078	17,148
100	0,320	0,051	628,319	0,251	16,0	2,621	15,476
110	0,280	0,100	691,150	0,276	14,0	5,047	14,099
120	0,260	0,100	753,982	0,302	13,0	5,041	12,944
300	0,100	0,050	1884,956	0,754	5,0	2,512	5,215
500	0,060	0,025	3141,593	1,257	3,0	1,259	3,131
700	0,050	0,025	4398,230	1,759	2,5	1,256	2,237
1000	0,032	0,010	6283,185	2,513	1,6	0,506	1,566
1500	0,020	0,010	9424,778	3,770	1,0	0,502	1,044
2000	0,016	0,010	12566,371	5,027	0,8	0,502	0,783
2500	0,012	0,010	15707,963	6,283	0,6	0,501	0,627
3000	0,012	0,010	18849,556	7,540	0,6	0,501	0,522
4000	0,008	0,010	25132,741	10,053	0,4	0,500	0,392
5000	0,008	0,010	31415,927	12,566	0,4	0,500	0,313
6000	0,006	0,010	37699,112	15,080	0,3	0,500	0,261
7000	0,006	0,010	43982,297	17,593	0,3	0,500	0,224
8000	0,004	0,010	50265,482	20,106	0,2	0,500	0,196
9000	0,004	0,010	56548,668	22,619	0,2	0,500	0,174
10000	0,004	0,010	62831,853	25,133	0,2	0,500	0,157

Tabelle 3.3: Werte des Frequenzgangs der Verstärkung des Umkehrintegrators.

Im nächsten Schritt wird die experimentelle Verstärkung gegen die berechnete Kreisfrequenz ω doppeltlogarithmisch aufgetragen, zusätzlich wird die theoretisch berechnete Verstärkung mit in die Grafik (3.3) eingezeichnet.

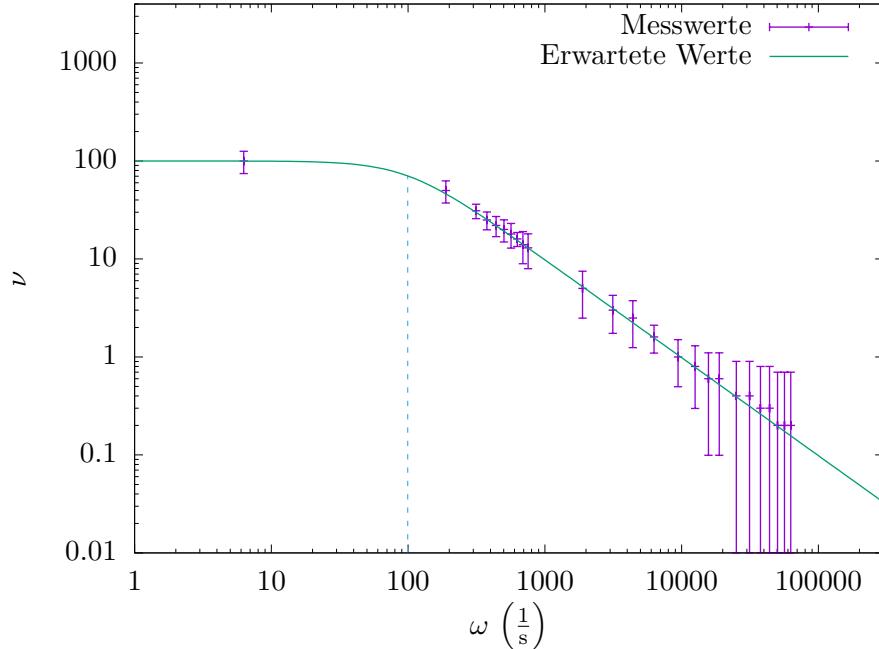


Abbildung 3.3: Die Verstärkung des Umkehrintegrators gegen die Kreisfrequenz doppeltlogarithmisch aufgetragen.

Wie man erkennen kann, passen die theoretisch berechneten Werte und die experimentell gemessenen Werte überein, vor allem, wenn man die Fehler mit berücksichtigt. Die theoretische Grenzfrequenz liegt bei etwa $\omega_{\text{theo}} = \frac{1}{C_2 \cdot R_2} \approx 99,32 \frac{1}{\text{s}}$, diese stimmt, mit der experimentell bestimmten Wert von $\omega_{\text{grenz}} \approx 100 \frac{1}{\text{s}}$ überein, vgl. Grafik. Hierbei ist allerdings zu erwähnen, dass in dem entsprechenden Frequenzbereich kaum Messwerte vorliegen und somit die genaue Bestimmung schwierig ist.

Wenn man nun von diesem geschätzten Wert ausgeht heißt dies, dass unsere Schaltung ab ungefähr $\omega \approx 100 \frac{1}{\text{s}}$ als Integrator fungiert, also ungefähr ab einer Frequenz von $f_{\text{grenz}} \approx 16 \text{ Hz}$. Dies stimmt auch mit den in 3.2.1 Qualitativen Beobachtungen überein.

3 Auswertung

3.3 Differenzierer

Zuerst wurde die folgende Schaltung realisiert:

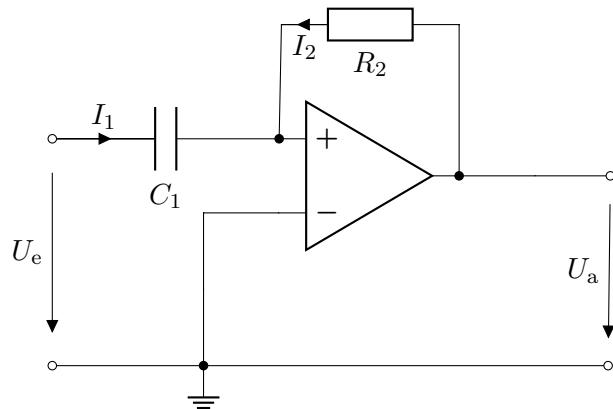


Abbildung 3.4: Schaltplan der einfachen Differenzierschaltung

Beim Anlegen einer Dreiecksspannung, welche aus Geradenabschnitten mit abwechselnd positiven und negativen Steigungen besteht, ist am Ausgang am Oszilloskop eine Rechteckspannung zu erkennen. Diese entspricht, wie erwartet, den konstanten Steigungen der Dreiecksspannung.



Abbildung 3.5: Eingangsspannung (Dreieck) und Ausgangsspannung (Rechteck) der einfachen Differenzierschaltung.

Bei genauerem Betrachten der Rechteckspannung fallen Störsignale auf. Die Ursache hierfür ist wahrscheinlich, wie in der Versuchsanleitung beschrieben, der komplexe Eingangswiderstand:

$$R_e = \frac{1}{\omega C_1} \quad (3.46)$$

Dieser sinkt nämlich mit steigender Frequenz, wodurch hochfrequente Störsignale leichter verstärkt werden.

Um Störungen zu vermeiden wird die Schaltung durch hinzufügen eines Widerstands und eines Kondensators folgendermaßen erweitert:

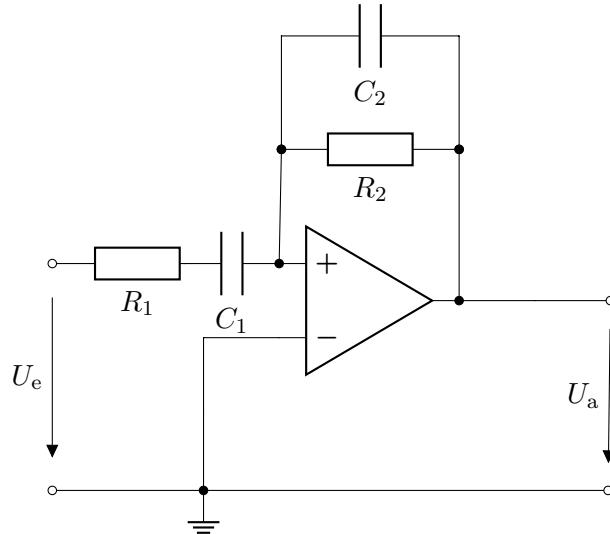


Abbildung 3.6: Schaltplan der erweiterten Differenzierschaltung (Bandpass)

Bei erneutem Anlegen einer Dreiecksspannung, ergibt sich folgendes Bild auf dem Oszilloskop:



Abbildung 3.7: Eingangsspannung (Dreieck) und Ausgangsspannung (Rechteck) der erweiterten Differenzierschaltung

3 Auswertung

Durch einbauen von C_2 und R_1 wird die Verstärkung der hohen Frequenzen begrenzt, wodurch die Signalqualität wesentlich verbessert wird.

In unserem Fall verschwinden nicht nur die großen Störsignale zu Beginn eines Abschnitts der Rechteckspannung, sondern auch die allgemeine Liniendicke verringert sich.

Durch die Erweiterungen arbeitet die Schaltung jedoch nur noch für bestimmte Frequenzen $\omega \ll \omega_0$ als Differenzierer. Genaueres dazu wurde in Frage 5 der Fragen zur Vorbereitung besprochen.

Betrachtet man den Frequenzgang im Hinblick auf die Überlegungen aus Frage 5 der Fragen zur Vorbereitung, so ist, wie erwartet, in den Messdaten die Charakteristik eines Bandpasses zu erkennen.

Mit den Daten aus der vorherigen Aufgabe ergibt sich folgender Plot:

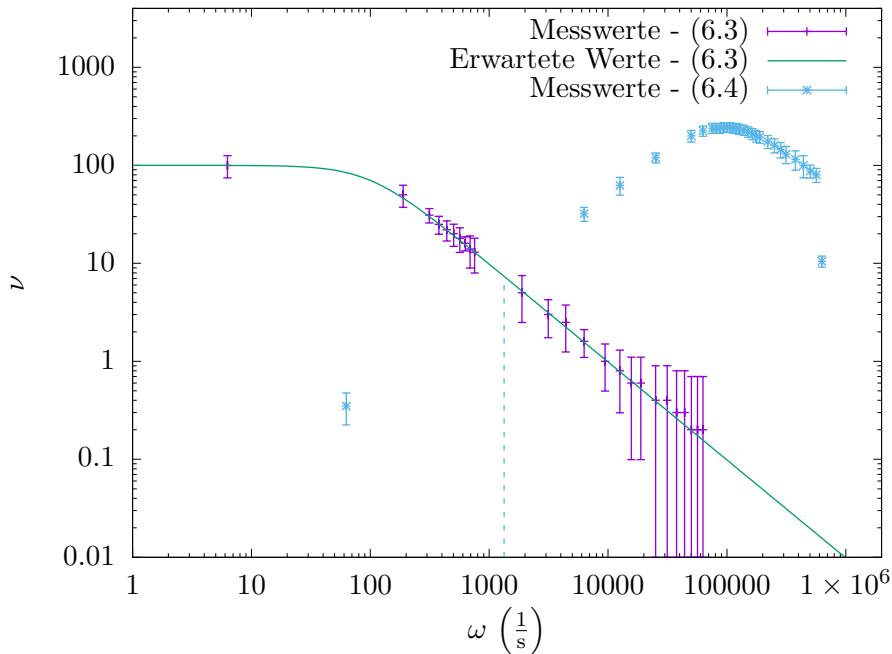


Abbildung 3.8: Frequenzgang des Bandpasses (blau) und Umkehrintegrators (lila)

Die Kurven schneiden sich bei einer Frequenz von $\omega \approx 1330 \frac{1}{\text{s}}$, da die Schaltung des Bandpasses links von seinem Hochpunkt als Integrierer arbeitet und ermöglicht somit einen Schnittpunkt. Zudem sind die Grenzfrequenzen aufgrund der unterschiedlichen verwendeten Bauteile verschoben.

Verbesserung

ω in $\frac{1}{\text{s}}$	s_ω in $\frac{1}{\text{s}}$	ν	s_ν
62,8318531	0,02513274	0,007	0,00250881
6283,18531	2,51327412	0,64	0,10182775
12566,3706	5,02654825	1,25	0,25279874
25132,7412	10,0530965	2,4	0,26016824
50265,4825	20,106193	4,0	0,5142079
62831,8531	25,1327412	4,5	0,51791636
75398,2237	30,1592895	4,8	0,52033648
81681,409	32,6725636	4,8	0,52033648
87964,5943	35,1858377	4,8	0,52033648
94247,7796	37,6991118	4,9	0,52117525
100530,965	40,212386	4,9	0,52117525
106814,15	42,7256601	4,9	0,52117525
113097,336	45,2389342	4,8	0,52033648
119380,521	47,7522083	4,8	0,52033648
125663,706	50,2654825	4,7	0,51951369
138230,077	55,2920307	4,6	0,51870696
150796,447	60,3185789	4,4	0,51714196
163362,818	65,3451272	4,2	0,51564209
175929,189	70,3716754	4,0	0,5142079
188495,559	75,3982237	3,9	0,51351561
219911,486	87,9645943	3,5	0,51091337
251327,412	100,530965	3,2	0,50913873
282743,339	113,097336	2,9	0,50751762
314159,265	125,663706	2,6	0,5060515
376991,118	150,796447	2,3	0,50474174
439822,972	175,929189	2	0,50358956
502654,825	201,06193	1,75	0,25545669
565486,678	226,194671	1,6	0,25456937
628318,531	251,327412	0,21	0,0257821

Tabelle 3.4: Wertetabelle Differenzierschaltung

3 Auswertung

Angepasster Plot:

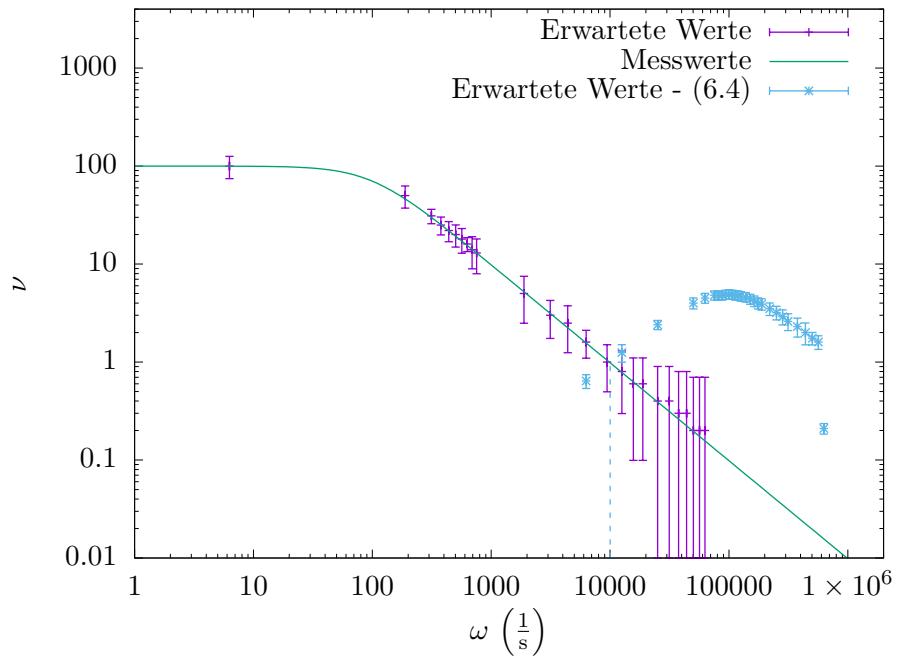


Abbildung 3.9: Frequenzgang des Bandpasses (blau) und Umkehrintegrators (lila)

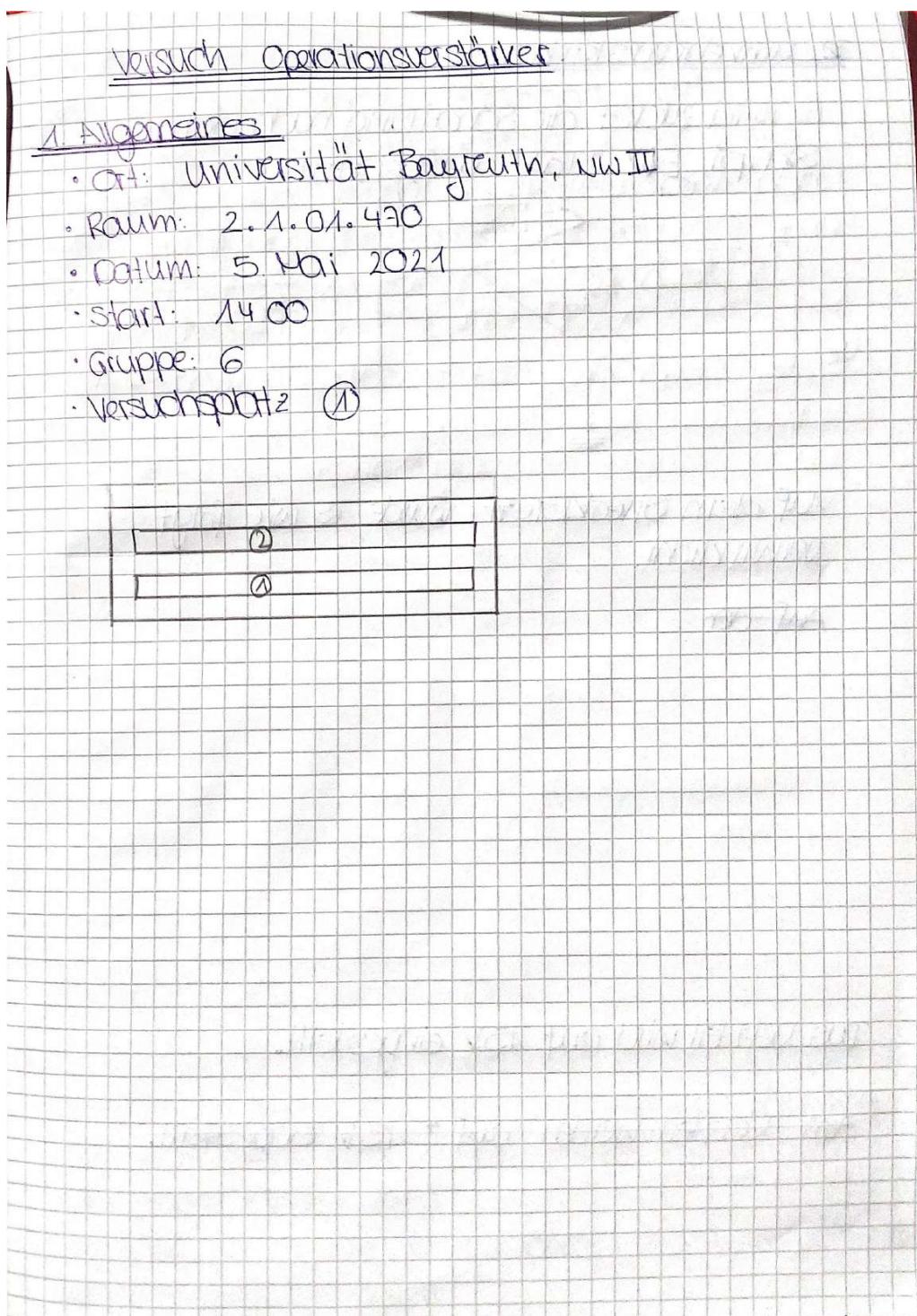
4 Fazit

Generell ist zu sagen, dass der Operationsverstärker, trotz seines komplexen Innenlebens, sich mit relativ einfachen Mitteln bedienen lässt. Erstaunlich war, dass sich dieser Verstärker, nur durch das Ersetzen eines Widerstandes durch einen Kondensator zu einem Integrierer umwandeln lässt.

Alle gemessenen/berechneten Werte lagen im (Fehler-) Bereich der theoretisch zu erwarteten Werten. Es wurden keine größeren Abweichungen oder grobe Messfehler festgestellt.

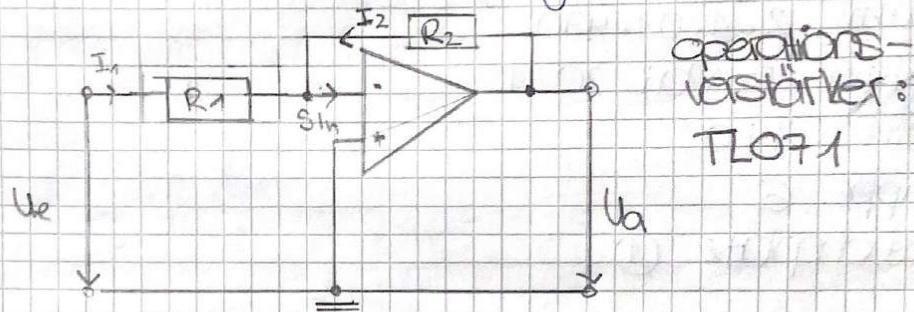
Abschließend ist zu sagen, dass dieser Versuch uns einen guten Einblick in die analoge Elektrotechnik gegeben hat.

A Messprotokoll

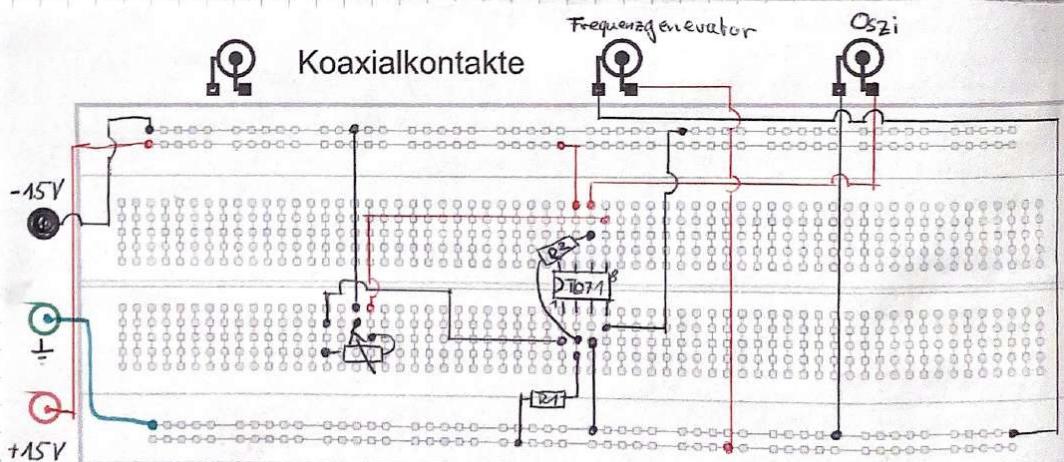


2. Umkehrverstärker

Es wird zuerst die Schaltung nach dem Skript EL2.2 (a) aufgebaut



Auf dem Streckbrett wurde es wie folgt verwirklicht.



Das Netzteil wird auf 15V eingestellt.

Am Netzteil werden auf $\pm 15V$ eingestellt.

für den ersten Widerstand wird $R_1 = 10k\Omega$
 und für den zweiten Widerstand wird
 zuerst $R_2 = 1M\Omega$ und dann $R_2 = 4,7M\Omega$
 verwendet. Die Widerstände werden
 zuerst geprüft. Der Hersteller gibt eine
 Toleranz von $\pm 1\%$ an.

$$R'_1 = 10k\Omega \pm 1\%$$

$$R_1 = 9,99k\Omega \text{ gemessen (DMM)}$$

$$R'_2 = 1M\Omega \pm 1\%$$

$$R_2 = 1M\Omega \text{ gemessen (DMM)}$$

$$R'_3 = 4,7M\Omega \pm 1\%$$

$$R_3 = 4,71M\Omega \text{ gemessen (DMM)}$$

Nun wird der Frequenzgang der Verstärkung V von 10 Hz bis zu dem Punkt, an dem die Verstärkung $\star 1$ ist, gemessen.

Zudem soll die Grenzfrequenz \star , also die Frequenz an dem kein Signal mehr ankommt, gemessen werden.

zum Schluss wird noch die Flankenabfallzeit τ bei der Übertragung einer Rechteckspannung untersucht.

\star Die Grenzfrequenz oder Bandbreite ist der Frequenzbereich, in dem die Spannungsverstärkung des Verstärkers über $70,7\%$ seines maximalen Ausgangswertes liegt.

\star Wenn die der Betrag des Verstärker A ist heißt es auch Transitfrequenz.

Bevor gemessen wird, wird zuerst überprüft, ob der Offsetfehler kleiner $0,1\text{ V}$ ist. Der Offset beträgt $-0,953\text{ V}$. Nach dem Nullspannungsabgleich, der nach Versuchsanleitung durchgeführt wurde, beträgt der Offset $\text{±}0,003\text{ V}$. MH DHM gemessen.

Bei ~~der~~ Überprüfung ist der erste Operationsverstärker der Schaltung zum Opex gefallen, nach erneuter Prüfung ~~ist~~ wurde die grobe Verstärkung getestet.

⊗ und Ersatzung des Operationsverstärkers,

Teil 1) Der Frequenzgang wird gemessen,
mithilfe des Oszilloskop

Der Frequenzgang der Verstärkung.

~~Verwendete Geräte: O211~~ Mithilfe des

Oszilloskop wird die Eingangsspannung
 U_e und Ausgangsspannung U_a

gemessen. $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$

channel 1
channel 2

Nr.	f in Hz	U_e div	U_a div	U_{in} div	Osz. Einstellung
1	10,0	1,9	5 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	1,8	0,5 div 
2	10000	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	3,8	0,5 div
3	$20 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	3,4	0,5 div
4	$30 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	4,0	0,5 div
5	$40 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	2,6	0,5 div
6	$50 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	2,2	0,5 div
7	$60 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	1,9	0,5 div
8	$70 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	1,7	0,5 div
9	$80 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	3,9	0,2 div
10	$90 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	3,5	0,2 div
11	$100 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	3,2	0,2 div
12	$110 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	3,0	0,2 div
13	$120 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	2,7	0,2 div
14	$130 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	2,4	0,2 div
15	$140 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	2,3	0,2 div
16	$150 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	2,1	0,2 div
17	$160 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	1,9	0,2 div

Nr.	f in Hz	U_b in V	div	Oszi	U_a in V	div	Oszi
18	$1 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{mV}{div}$	4,0	0,1 $\frac{V}{div}$		
19	$180 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{mV}{div}$	3,4	0,1 $\frac{V}{div}$		
20	$0,5 \cdot 10^6$	2,0	10 $\frac{mV}{div}$	2,5	50 $\frac{mV}{div}$		
21	$1 \cdot 10^6$	2,0	10 $\frac{mV}{div}$	2,5	20 $\frac{mV}{div}$		
22	$1,5 \cdot 10^6$	2,0	10 $\frac{mV}{div}$	1,5	20 $\frac{mV}{div}$		
23	$2,0 \cdot 10^6$	2,0	10 $\frac{mV}{div}$	0,8	20 $\frac{mV}{div}$		
24							
Ergebnis							
24	$35 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{mV}{div}$	1,4	1 $\frac{V}{div}$		

Die gemessenen Werte wurden „peak to peak“ abgelesen.

Die Frequenz wurde mit dem Frequenzgenerator eingestellt.

○ ab diesem Messwert war die Ablesegenauigkeit weiter ungenauer: $U_a \pm 1 \text{ div}$

Bei den restlichen Werten war die Ablesegenauigkeit: $U_a \pm 0,5 \text{ div}$ (und U_b)

*** Grober Fehler:

$$1' f = 10 \text{ Hz} \quad U_b = 2,0 \quad 10 \frac{mV}{div} \quad U_a = 4,0 \quad 0,5 \frac{V}{div}$$

Die Grenzfrequenz wurde grob abgeschätzt, der Messwert 24, anhand der vorherigen Werte.

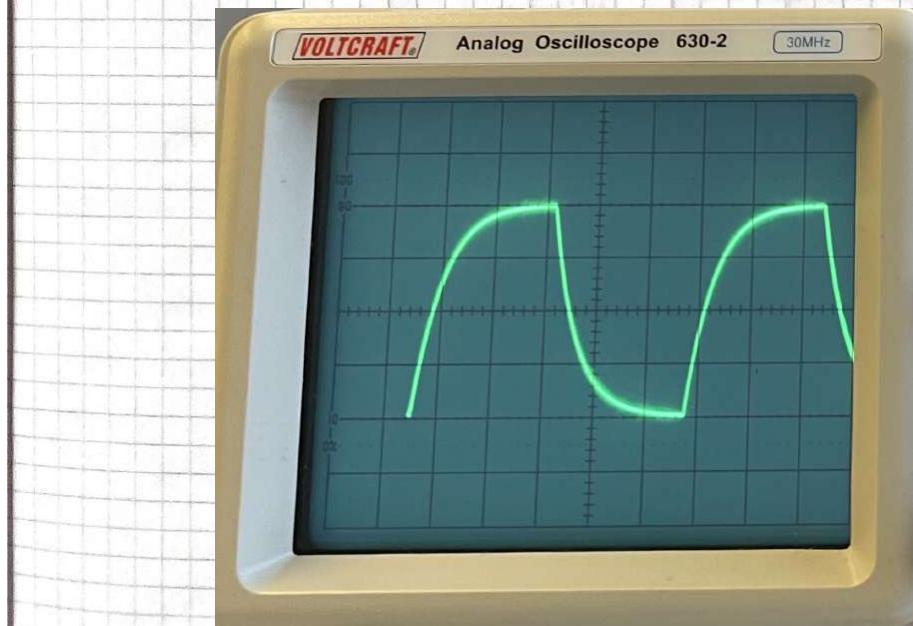
Teil 2) Nun wird die Flankenfree-Flanken-abfallzeit τ bestimmt.

Die Frequenz $f = 19\text{kHz}$. Die Zeit ist 0,8 div bei 10 $\frac{\mu\text{s}}{\text{div}}$.

Ablesefehler ist 0,2 div.
Einstellung: 0,5 $\frac{\text{V}}{\text{div}}$

$$R_1 = 1\text{M}\Omega$$

Diese wurde vom Oszilloskop abgelesen:



Teil 3) Es wird nochmal der Frequenzgang der Verstärkung gemessen.

Mithilfe des Oszilloskop, wird auf Channel 1 die Eingangsspannung U_e und auf Channel 2 die Ausgangsspannung gemessen. (peak-to-peak)
Die Frequenz wird mit dem Frequenzgenerator ggf eingestellt.

Der Widerstand 2 $R_2 = 4,71 \text{ M}\Omega$

Offset liegt bei 0,003 V. (DMM)

Urf.	f in Hz	Uebiv	Oszl	Ualdiv	
1	10	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	2,845	2 $\frac{\text{V}}{\text{div}}$
2	$10 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	5,4	1 $\frac{\text{V}}{\text{div}}$
3	$20 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	3	1 $\frac{\text{V}}{\text{div}}$
4	$15 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	3,9	1 $\frac{\text{V}}{\text{div}}$
5	$14 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	4,2	1 $\frac{\text{V}}{\text{div}}$
6	$13 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	4,4	1 $\frac{\text{V}}{\text{div}}$
7	$12 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	4,6	1 $\frac{\text{V}}{\text{div}}$
8	$11 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	5	1 $\frac{\text{V}}{\text{div}}$
9	$16 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	3,7	1 $\frac{\text{V}}{\text{div}}$
10	$17 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	3,5	1 $\frac{\text{V}}{\text{div}}$
11	$18 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	3,4	1 $\frac{\text{V}}{\text{div}}$
12	$19 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	3,2	1 $\frac{\text{V}}{\text{div}}$
13	$25 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	2,5	1 $\frac{\text{V}}{\text{div}}$
14	$30 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	2,1	1 $\frac{\text{V}}{\text{div}}$
15	$35 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	1,8	1 $\frac{\text{V}}{\text{div}}$
16	$40 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	1,6	1 $\frac{\text{V}}{\text{div}}$
17	$50 \cdot 10^3$	2,0	10 $\frac{\text{mV}}{\text{div}}$	6,3	0,2 $\frac{\text{V}}{\text{div}}$

Nr.	f in Hz	Ue [div]	Oszil	Ua [div]	
18	$60 \cdot 10^3$	2,0	$10 \frac{mV}{div}$	5,2	$0,2 \frac{V}{div}$
19	$80 \cdot 10^3$	2,0	$10 \frac{mV}{div}$	4,0	$0,2 \frac{V}{div}$
20	$200 \cdot 10^3$	2,0	$10 \frac{mV}{div}$	1,6	$0,2 \frac{V}{div}$
21	$300 \cdot 10^3$	2,0	$10 \frac{mV}{div}$	2,0	$0,1 \frac{V}{div}$
22	$1 \cdot 10^6$	2,0	$10 \frac{mV}{div}$	0,8	$0,1 \frac{V}{div}$
23	$2 \cdot 10^6$	2,0	$10 \frac{mV}{div}$	0,5	$0,1 \frac{V}{div}$ hier wurde aufgehört
24	100	2,0	$10 \frac{mV}{div}$	4,7	2 $\frac{V}{div}$ da es
25	1000	2,0	$10 \frac{mV}{div}$	4,6	2 $\frac{V}{div}$ außerhalb
26	5000	2,0	$10 \frac{mV}{div}$	3,8	2 $\frac{V}{div}$ des Auf-
27	7000	2,0	$10 \frac{mV}{div}$	3,2	2 $\frac{V}{div}$ lösungs-
28	4000	2,0	$10 \frac{mV}{div}$	4,0	bereich des Oszil-
29	3000	2,0	$10 \frac{mV}{div}$	4,2	war

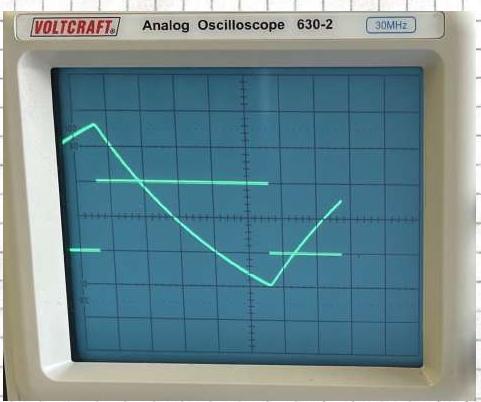
Ablesefehler beträgt $\pm 0,5$ div für Ua, Ue.

Teil 4) Flankendauer bei $R_2 = 4,7 k\Omega$.

$$T = 4,4 \text{ bei } 5 \frac{\mu s}{div}$$

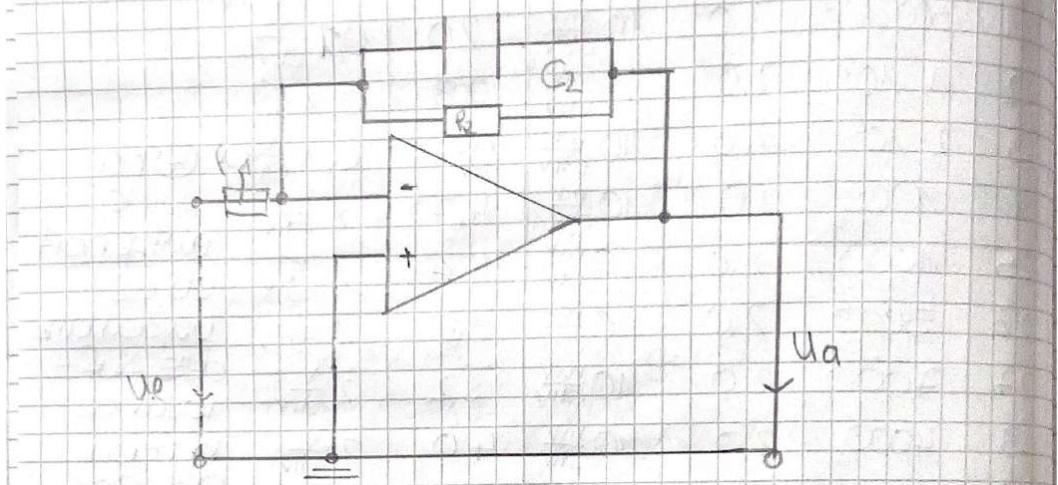
Voltauflösung: $1 \frac{V}{div}$

Wurde wieder mit dem Oszilloskop aufgenommen

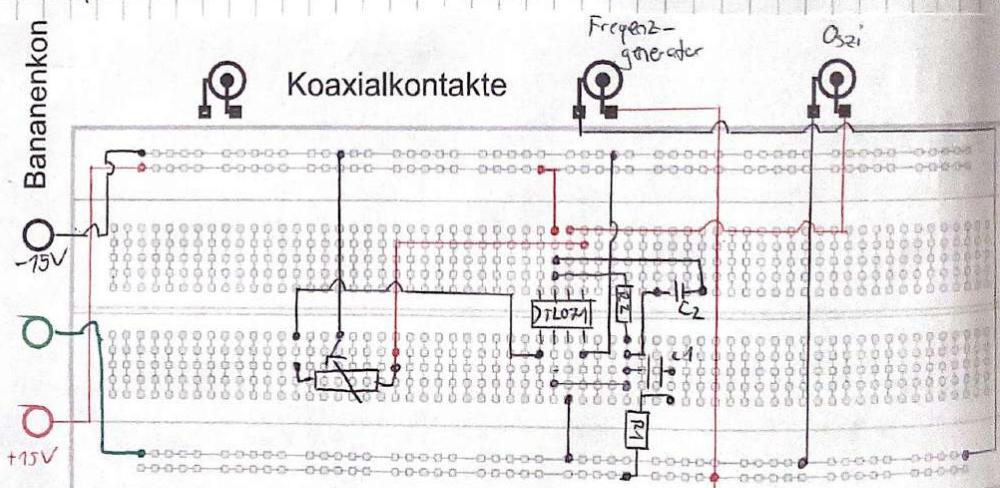


3. Umkehrintegrator

Nun wird die Schaltung aus dem Skript EL2.5(a) aufgebaut.



Auf dem Steckkrett:



Am Netzteil werden wieder 15V angelegt

Nun werden den die Widerstände gemessen / überprüft:

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega \pm 1\%$$

$$R_1 = 9,99 \text{ k}\Omega \text{ (gemessen) (DMM)}$$

$$R_2 = 1 \text{ M}\Omega \pm 1\%$$

$$R_2 = 0,999 \text{ M}\Omega \text{ gemessen (DMM)}$$

B

Für den Kondensator wird $C_2 = 10 \text{ nF}$ verwendet, mit gemessen: $C_2 = 10,17 \text{ nF}$ (VM)

Der Nullstellenabgleich ist nicht nötig, da der Offsetfehler 0,002 V beträgt.

Die Amplitude wird als gering eingestellt, da aufsummiert wird.

* Es wird die Rechteckspannung am Eingang am Netzteil an eingestellt. Beobachtet wird die Ausgangsspannung auf dem Oszilloskop beobachtet für die Eingangs frequenzen 10 Hz, 100 Hz und 1 kHz.

Die Eingangsspannung beträgt 10 mV.

Bild 1: • $f = 1\text{Hz}$

- channel 1: $20 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$
- channel 2: $0,5 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$
- zeit: $10 \frac{\text{ms}}{\text{div}}$

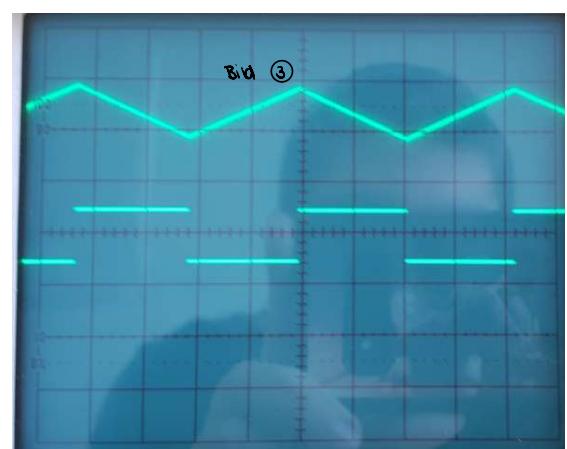
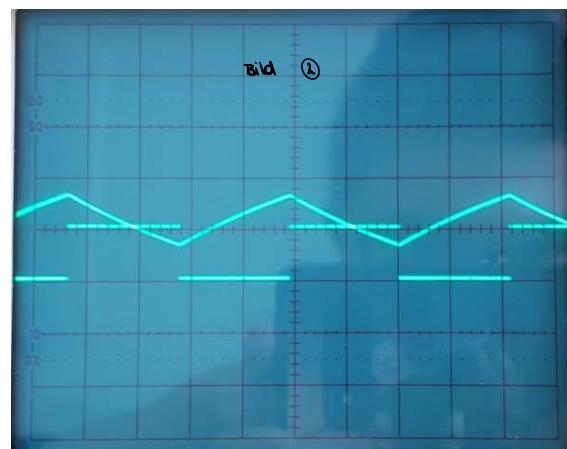
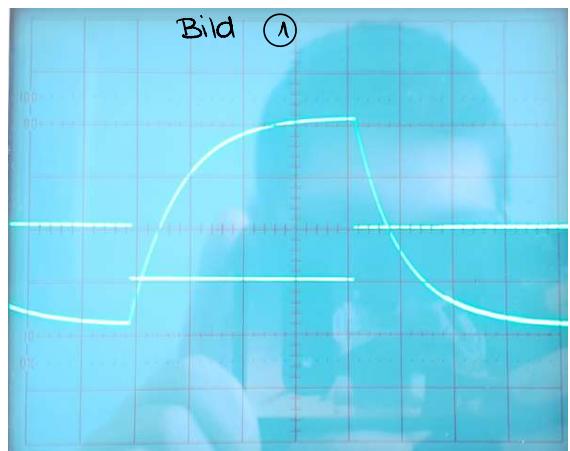
Bild 2: • $f = 100\text{Hz}$

- channel 1: $20 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$
- channel 2: $0,5 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$
- zeit: $2 \frac{\text{ms}}{\text{div}}$

Bild 3: • $f = 1\text{kHz}$

- channel 1: $20 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$
- channel 2: $50 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$
- zeit: $0,2 \frac{\text{ms}}{\text{div}}$

BT



Nun wird der Frequenzgang der Verstärkung untersucht.

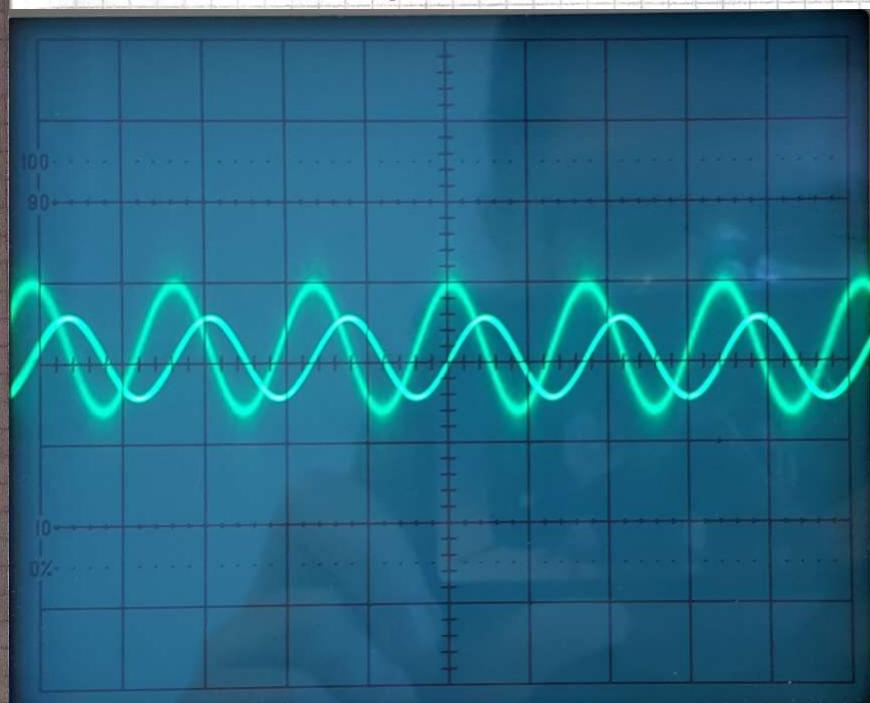
Das Netzteil wird auf Sinusspannung eingestellt.

Die Eingangsspannung beträgt $U_a = 20 \text{ mV}$
Der Ablesefehler beträgt $\pm 0,5 \text{ div}$

Nr.	f in Hz	U_a indir	
1	1	2,0	$1 \frac{\text{V}}{\text{div}}$
2	500	1,2	$50 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$
3	1000	1,6	$20 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$
4	1500	1,0	$20 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$
5	2000	0,8	$20 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$
6	2500	0,6	$20 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$
7	3000	0,6	$20 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$
8	4000	0,4	$20 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$
9	5000	0,4	$20 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$
10	6000	0,4	$20 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$
11	7000	0,3	$20 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$
12	8000	0,2	$20 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$
13	9000	0,2	$20 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$
14	10000	0,2	$20 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$
15	100	3,2	$0,1 \frac{\text{V}}{\text{div}}$
16	700	1,0	$50 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$
17	900 30	2,0	$0,5 \frac{\text{V}}{\text{div}}$
18	300	1,0	$0,1 \frac{\text{V}}{\text{div}}$
19	50	3,1	$0,2 \frac{\text{V}}{\text{div}}$

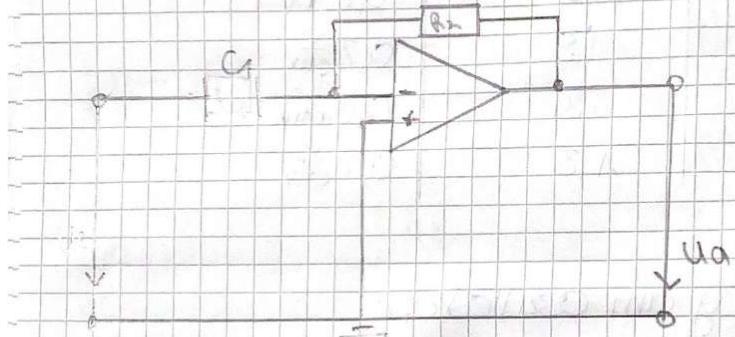
<u>Uf</u>	<u>f in Hz</u>	<u>Ua individ</u>	
20	60	2,5	0,2 div
21	70	2,2	0,2 div
22	80	2,0	0,2 div
23	90	1,8	0,2 div
24	110	1,4	0,2 div
25	120	1,3	0,2 div

Die Sinusspannung am Oszilloskop:

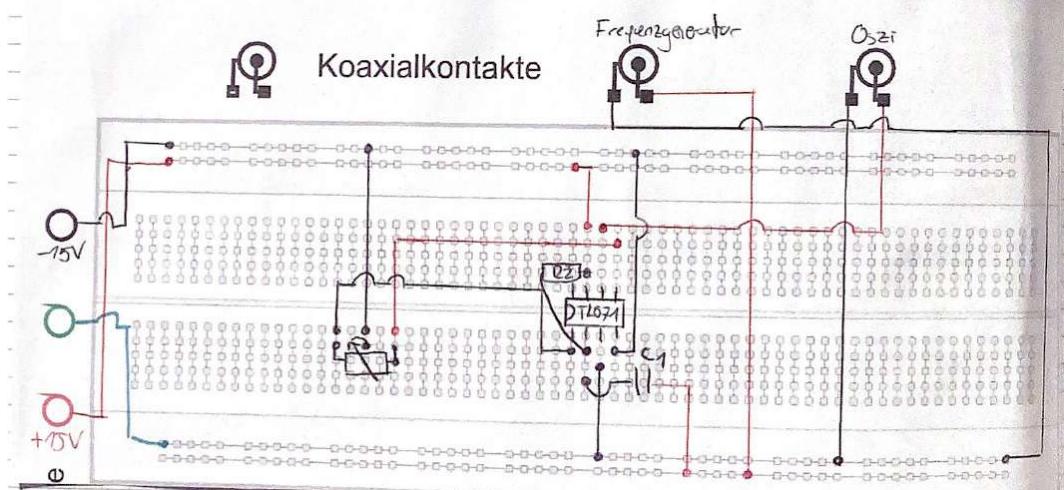


4. Umkehrdifferenzverstärker

Nun wird die Schaltung aus Abb. E2.4 (b) aufgebaut.



Steckbrett:



wobei

$$R_2 = 10 \text{ k}\Omega \pm 1\%$$

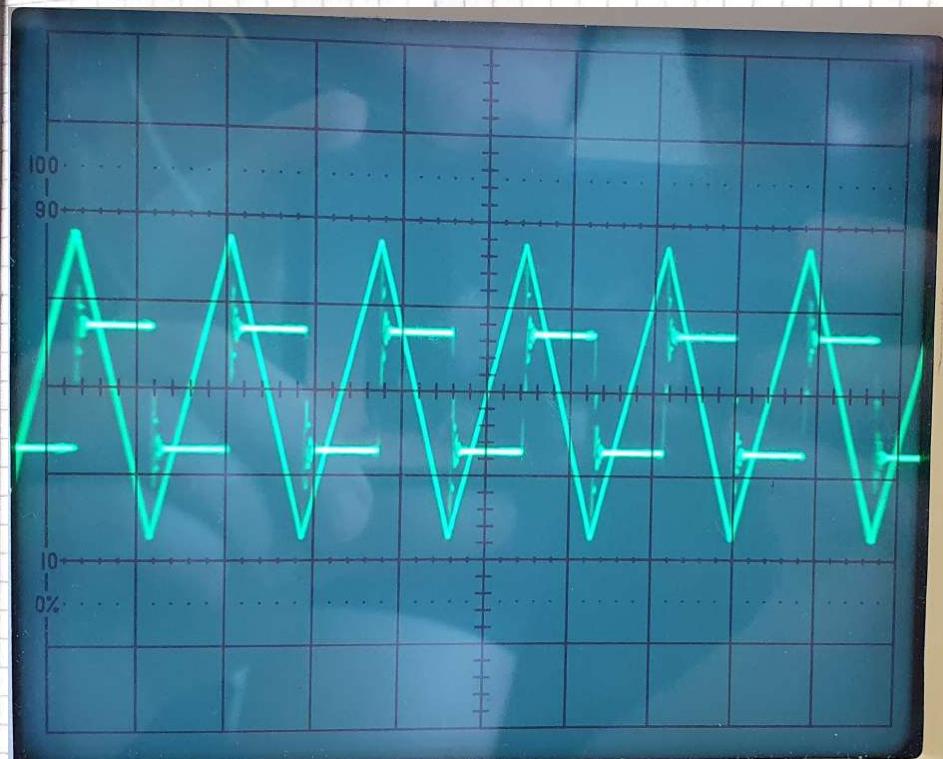
$$R_2 = 9,99 \text{ k}\Omega \text{ gemessen (DMM)}$$

$$C_1 = 10 \text{ nF}$$

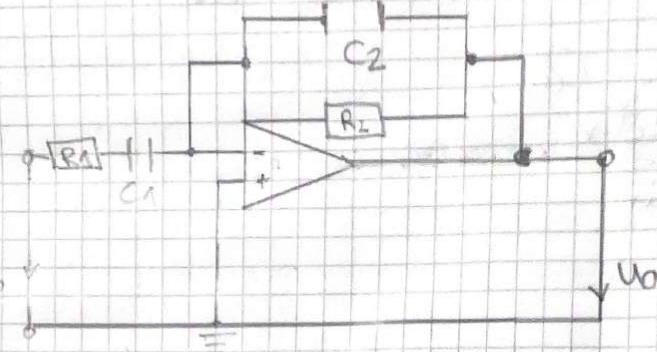
Der Offsetfehler beträgt 0,003V.
Kein Nullabgleich nötig.

Am Oszilloskop wird die Übertragung einer Dreiecksspannung bei $f = 1\text{ kHz}$ beobachtet.
Die Eingangsspannung beträgt 7V.

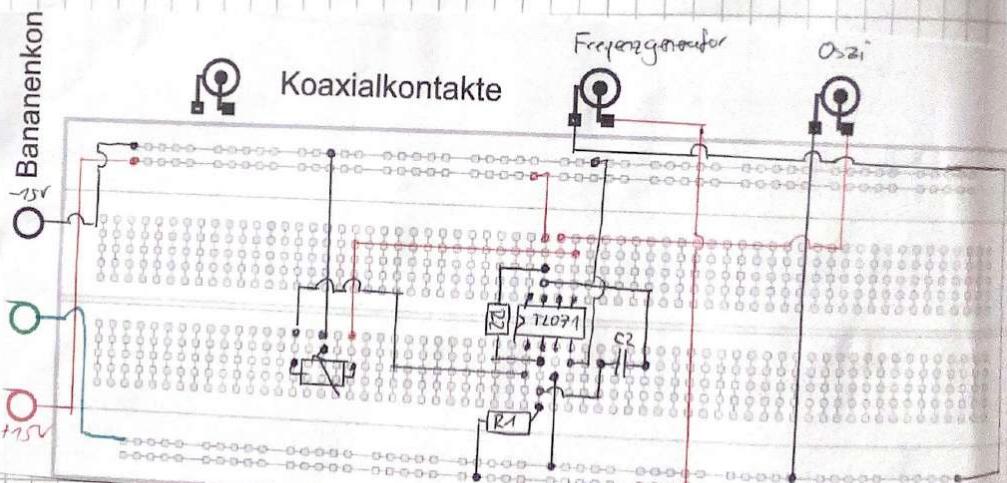
- für Channel 1: $2 \frac{\text{V}}{\text{div}}$
- Channel 2: $2 \frac{\text{V}}{\text{div}}$
- Zeit: $0,5 \frac{\text{ms}}{\text{div}}$



Als nächstes wird die Abbildung E12.5 (b) aufgebaut.



Steckbrett:



Hinzugefügt wurden

$$R_1 = 1\text{ k}\Omega \quad R_2 = 1\text{ M}\Omega$$

$$R_1 = 0,9997\text{ k}\Omega \quad (\text{gemessen DMM})$$

$$C_2 = 1\text{ nF} \quad (\text{gemessen mit VOM})$$

Der Offsetfehler beträgt 0V.

Hier wird beobachtet wie sich das Ausgangssignal ändert.

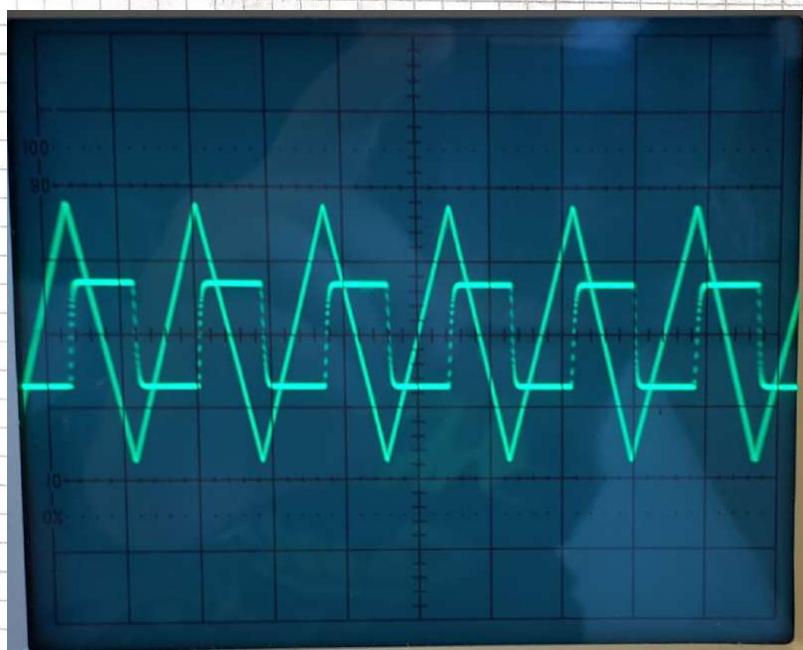
Amplitude beträgt ~~7~~ 7 V.

Channel 1 & 2: 2 div

Erste grobe Beobachtung: Δ

Der differenzierte Teil ist deutlich „Rechteckförmiger“.

Das Netzteil ist noch auf Dreiecksspannung eingestellt.



Nun wird der Frequenzgang der Verstärkung gemessen.

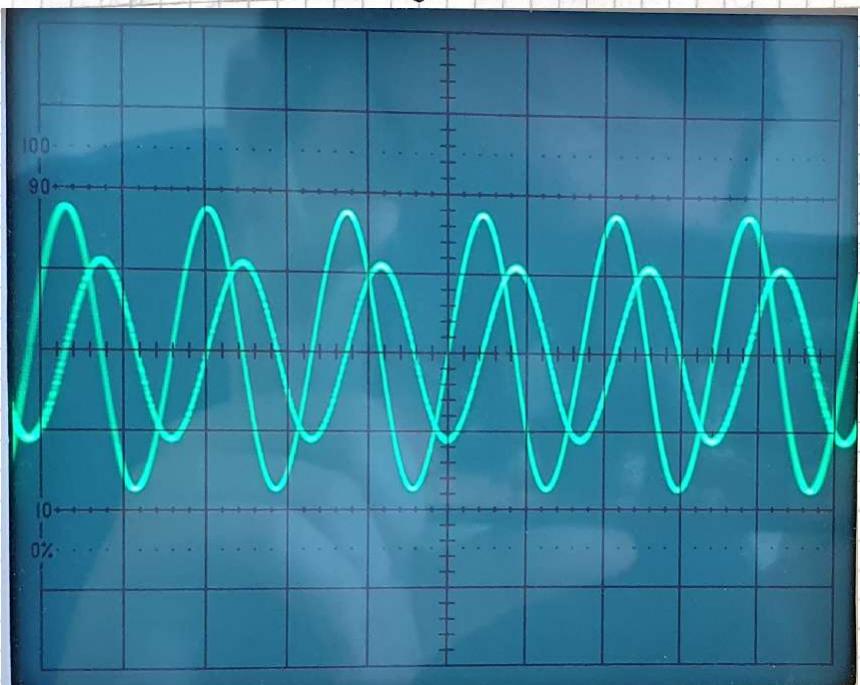
Eingangsspannung beträgt ~~27.4V~~. 1V.

Netzteil ist auf Sinusspannung umgestellt.

Nr.	f in Hz	Ua indiv	$\frac{mV}{div}$
1	10	2,3	20 $\frac{mV}{div}$
2	$5 \cdot 10^3$		
1	10	1,4	$5 \frac{mV}{div}$
2	$1 \cdot 10^3$	3,2	0,2 $\frac{mV}{div}$
3	$2 \cdot 10^3$	2,5	$0,5 \frac{mV}{div}$
4	$4 \cdot 10^3$	4,8	$0,5 \frac{mV}{div}$
5	$8 \cdot 10^3$	4	$1 \frac{mV}{div}$
6	$10 \cdot 10^3$	4,5	$1 \frac{mV}{div}$
7	$12 \cdot 10^3$	4,8	$1 \frac{mV}{div}$
8	$13 \cdot 10^3$	4,8	$1 \frac{mV}{div}$
9	$14 \cdot 10^3$	4,8	$1 \frac{mV}{div}$
10	$15 \cdot 10^3$	4,9	$1 \frac{mV}{div}$
11	$16 \cdot 10^3$	4,9	$1 \frac{mV}{div}$
12	$17 \cdot 10^3$	4,9	$1 \frac{mV}{div}$
13	$18 \cdot 10^3$	4,8	$1 \frac{mV}{div}$
14	$19 \cdot 10^3$	4,8	$1 \frac{mV}{div}$
15	$20 \cdot 10^3$	4,7	$1 \frac{mV}{div}$
16	$22 \cdot 10^3$	4,6	$1 \frac{mV}{div}$
17	$24 \cdot 10^3$	4,4	$1 \frac{mV}{div}$
18	$26 \cdot 10^3$	4,2	$1 \frac{mV}{div}$
19	$28 \cdot 10^3$	4,0	$1 \frac{mV}{div}$

Wr.	$f \text{ in Hz}$	$U_a \text{ individ}$	
20	$30 \cdot 10^3$	3,9	$1 \frac{V}{div}$
21	$35 \cdot 10^3$	3,5	$1 \frac{V}{div}$
22	$40 \cdot 10^3$	3,2	$1 \frac{V}{div}$
23	$45 \cdot 10^3$	2,9	$1 \frac{V}{div}$
24	$50 \cdot 10^3$	2,6	$1 \frac{V}{div}$
25	$60 \cdot 10^3$	2,3	$1 \frac{V}{div}$
26	$70 \cdot 10^3$	2,0	$1 \frac{V}{div}$
27	$80 \cdot 10^3$	3,5	$0,5 \frac{V}{div}$
28	$90 \cdot 10^3$	3,2	$0,5 \frac{V}{div}$
29	$100 \cdot 10^3$	4,2	$50 \frac{mV}{div}$

Der Ablesefehler beträgt wieder $\pm 0,5 \text{ div}$.



5. Fehler und Messgeräte:

i) Oszilloskop

Analog Volcraft 630-2

Nr. 71449

Eingangsimpedanz: $1M\Omega / 25\text{ pF}$

Genauigkeit: für \times und Zeit: $\leq 3\%$.

~~Avg~~

ii) Frequenzgenerator

Agilent 33220 A

Nr. 7

Inventar: 72787

Genauigkeit (Amplitude): $\pm 1\% \text{ of setting} \pm 1\text{ mVpp}$

Genauigkeit (Frequenz): 0,04% (DC bis 20kHz)

iii) DMM

Volcraft VC 270 (2 Stück)

Genauigkeit (Spannung):

400mV: $\pm (0,8\% + 3)$

\rightarrow Auflösung: 0,1mV

Genauigkeit (Widerstand):

$400\Omega \quad \pm (1,2\% + 2) \quad S_a = 0,1\Omega$

bis $400k\Omega \quad \pm (1,0\% + 2) \quad \otimes$

bis $4M\Omega \quad \pm (1,2\% + 2) \quad S_a = 0,001M\Omega$

bis $40M\Omega \quad \pm (1,5\% + 2) \quad S_a = 0,01M\Omega$

$\otimes 4k\Omega \quad S_a = 0,001k\Omega$

$40k\Omega \quad S_a = 0,01k\Omega$

$400k\Omega \quad S_a = 0,1k\Omega$

IV) Spannungsnetzteil

Nr. 1

Power supply HM7042-S

V) Kondensator- Messung: (VU)

Monacor

CU - 200

(Keine HIRS Anleitung f. Fehler vorhanden)

6 Unterschriften

Bayreuth, 5.5.2021

Reinhard Schwanitz
MES: Paul Schwanitz

Anna-Maria Pleyer
Rö: Anna-Maria Pleyer

Dominik Müller
AUS: ~~Reinhard~~ Dominik Müller

Literaturverzeichnis

- E. HERING, K. BRESSLER, J. GUTEKUNST 2017 *Elektronik für Ingenieure und Naturwissenschaftler*, 7. Auflage. Berlin: Springer-Verlag.
- E. J. EICHLER, H.-D. KRONFELDT, J. SAHM 2016 *Das neue physikalische Grundpraktikum*, 3. Auflage. Berlin: Springer-Verlag.
- MATTHES, PROF. DR. WOLFGANG 2012 Elektronik für Embedded Systems. URL http://www.controllersandpcs.de/lehrarchiv/pdfs/elektronik/ees04_01.pdf – Zugriffsdatum: 03.05.2021.
- STMICROELECTRONICS 2008 TL071-Datenblatt. URL <https://www.st.com/resource/en/datasheet/tl071.pdf> – Zugriffsdatum: 08.05.2021.
- WIKIPEDIA 2021 Operationsverstärker. URL <https://de.wikipedia.org/wiki/Operationsverstärker> – Zugriffsdatum: 10.04.2021.

Abbildungsverzeichnis

2.1	Schaltplan des nichtinvertierenden Verstärkers.	8
2.2	Schaltplan der Integrationsschaltung.	9
2.3	Schaltplan der erweiterten Integrationsschaltung.	10
2.4	Verlauf von $\hat{\nu}_1$ und $\hat{\nu}_2$ in Abhängigkeit von $\hat{\omega}$ mit der Grenzfrequenz ω_{int} .	12
2.5	Schaltplan der Differenzierschaltung	13
2.6	Schaltplan der erweiterten Differenzierschaltung	14
2.7	Verlauf von $\hat{\nu}_1$ und $\hat{\nu}_2$ in Abhängigkeit von $\hat{\omega}$ mit der Grenzfrequenz ω_{diff} .	15
2.8	Verlauf des Bandpasses mit $R_1 = 0,05 \Omega$, $R_2 = 100 \Omega$, $C_1 = 4 \text{ F}$ und $C_2 = 0,5 \text{ F}$	16
3.1	Frequenzabhängigkeit der Verstärkung bei verschiedenen Widerständen R_2 .	21
3.2	Aufnahmen des Ozilloskop der Ausgangsspannungen bei angelegter Rechteckspannung für die Frequenzen $f_1 = 10 \text{ Hz}$ (Bild1), $f_2 = 100 \text{ Hz}$ (Bild2) und $f_3 = 1000 \text{ Hz}$ (Bild3).	24
3.3	Die Verstärkung des Umkehrintegrators gegen die Kreisfrequenz doppeltlogarithmisch aufgetragen.	27
3.4	Schaltplan der einfachen Differenzierschaltung	28
3.5	Eingangsspannung (Dreieck) und Ausgangsspannung (Rechteck) der einfachen Differenzierschaltung.	28
3.6	Schaltplan der erweiterten Differenzierschaltung (Bandpass)	29
3.7	Eingangsspannung (Dreieck) und Ausgangsspannung (Rechteck) der erweiterten Differenzierschaltung	29
3.8	Frequenzgang des Bandpasses (blau) und Umkehrintegrators (lila)	30
3.9	Frequenzgang des Bandpasses (blau) und Umkehrintegrators (lila)	32

Tabellenverzeichnis

2.1	Wichtige Daten eines idealen und realen Operationsverstärker.	6
3.1	Messwerte für ν_1 ($R_2 = 1 \text{ M}\Omega$).	19
3.2	Messwerte für ν_2 ($R_2 = 4,7 \text{ M}\Omega$).	20
3.3	Werte des Frequenzgangs der Verstärkung des Umkehrintegrators.	26
3.4	Wertetabelle Differenzierschaltung	31