

**SS2021**

---

PPBphys1

---

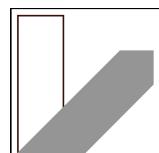
# Operations- verstärker

---

Charlotte Geiger - Manuel Lippert - Leonard Schatt

---

Gruppe 4



# Informationen

<b>Versuchstag</b>	05.05.2021
<b>Versuchsplatz</b>	NWII   2.1.01.470
<b>Betreuer</b>	Christoph Schnupfhagn
<b>Gruppen Nr.</b>	4
<b>Auswertperson</b>	Manuel Lippert
<b>Messperson</b>	Leonard Schatt
<b>Protokollperson</b>	Charlotte Geiger

# Inhaltsverzeichnis

<b>1 Einleitung</b>	<b>5</b>
<b>2 Fragen zur Vorbereitung</b>	<b>6</b>
2.1 Operationsverstärker und Gegenkopplung . . . . .	6
2.2 Begriffsklärung . . . . .	7
2.3 Nichtinvertierender Verstärker . . . . .	8
2.4 Integrationsschaltung . . . . .	9
2.5 Differenzierschaltung . . . . .	12
<b>3 Messprotokoll</b>	<b>16</b>
<b>4 Auswertung und Diskussion</b>	<b>33</b>
4.1 Umkehrverstärker . . . . .	33
4.2 Umkehrintegrator . . . . .	42
4.3 Umkehrdifferenzierer . . . . .	46
<b>5 Fazit</b>	<b>51</b>



# 1 Einleitung

Ideale Gleichspannungsverstärker mit großer Verstärkung werden Operationsverstärker genannt. Der Name leitet sich von der Funktionsweise dieses elektrischen Bauteils ab. Mit einem Operationsverstärker kann gezielt der **Verstärkungsfaktor** eingestellt und mathematische **Operationen** an der Eingangsspannung(en) ausgeführt werden. Bestandteile des Bauteils sind Dioden, Transistoren, Widerstände und Kondensatoren, welche häufig in einer integrierten Schaltung auf einem winzigen, gekapselten Siliziumchip verbaut sind. In der Praxis wird von der hohen Leerlaufspannung kaum Gebrauch gemacht sondern eine Rückkopplung (Eigenschaft der Schaltung).

In diesem Versuch lernen die Studenten den Umgang mit der sogenannten Rückkopplungsschaltung. Dabei werden Schaltungen zum Verstärken, Differenzieren, und Integrieren der Eingangsspannung aufgebaut und deren Eigenschaften gemessen. Weiterhin lernen die Studierenden einen effektiven Impedanzwandler kennen in Form des Elektrometerverstärkers.

## 2 Fragen zur Vorbereitung

### 2.1 Operationsverstärker und Gegenkopplung

Bei einem realen und idealen Operationsverstärker (OPV) sind folgende Größen wichtig:

- Verstärkung  $V$  (möglichst groß)
- Eingangswiderstand  $R_e$  (möglichst hoch → geringe Belastung für Signalquelle)
- Ausgangswiderstand  $R_a$  (möglichst klein → Ausgangsspannung  $U_a$  unabhängig vom Verbraucher)
- Bandbreite (Obere Grenzfrequenz)  $B = f_{gr}$  (Kleine Einstellzeit → hohe Grenzfrequenz  $f_{gr}$ )

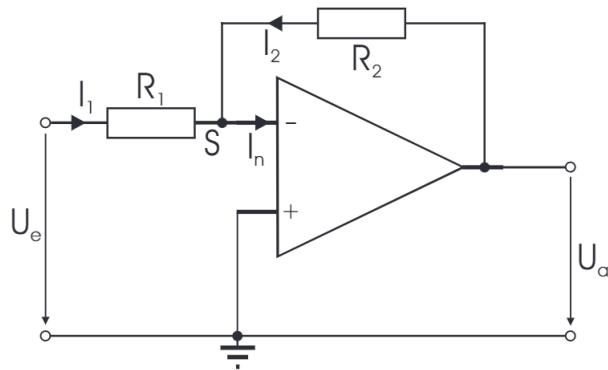


Abbildung 2.1: Gegenkopplung eines invertierenden Verstärkers

Durch die Gegenkopplung wird unabhängig von Signal- und Ausgangsspannungen immer genau auf dem Potential des nichtinvertierenden Eingangs gehalten, wodurch Ein- und Ausgang voneinander getrennt sind und der Verstärker nicht übersteuern kann. Dabei beeinflusst die Gegenkopplung die Frequenz so, dass die Bandbreite ansteigt, aber die Verstärkung gleichzeitig abnimmt.

Das **Verstärkung–Bandbreite–Produkt** bleibt dabei näherungsweise konstant  $v \cdot B = v \cdot f_{gr} = \text{constant}$ . Der konstante Bereich wird dabei durch die Grenzfrequenz  $f_{gr}$  begrenzt, wobei bei einer Verstärkung  $v = 0$  die sogenannte **Transitfrequenz**  $f_T$  liegt.<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Eichler, Kronfeldt, Sahm - Das neue Physikalische Praktikum, Kapitel 31

## 2.2 Begriffsklärung

- **Eingangs-Offsetstrom** (Input Offset Current):  
Eingangsstromdifferenz bei der die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers 0 V beträgt.<sup>2</sup>
- **Eingangs-Offsetspannung** (Input Offset Voltage):  
Eingangsspannung bei der die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers 0 V beträgt.<sup>2</sup>
- **Gleichtakt-Eingangswiderstand**:  
Diese beiden Widerstände liegen zwischen dem jeweiligen Eingang und Mas-  
se und liegen somit parallel zu den Eingängen und werden durch die Gegenkopplung  
nicht beeinflusst. Am nichtinvertierenden Eingang bewirkt der Gleichtakt-  
Eingangswiderstand eine Abschwächung und am invertierenden Eingang eine Stei-  
gerung der Verstärkung (Bei realen OPV Abweichungen vernachlässigbar für < 10  
 $M\Omega$ ).<sup>3</sup>
- **Differenz-Eingangswiderstand**:  
Dieser Widerstand liegt zwischen nichtinvertierendem und invertierendem Eingang  
und wirkt durch die Gegenkopplung dynamisch stark erhöhend. Dabei wird die  
Spannung zwischen den beiden Eingängen nahe 0 V gehalten (Dynamische Werte  
in Bereich < 10  $G\Omega$  aufwärts).<sup>3</sup>
- **Gleichtakt-Eingangsbereich** (Input Common Mode Range):  
Eingangsspannungsbereich bzgl. der Betriebsspannung, bei dem der OPV linear  
arbeitet. Wird der Bereich verlassen bricht die Verstärkung drastisch ein und kann  
Schäden am Bauteil verursachen.<sup>2</sup>
- **Differenz-Eingangsbereich**:  
Zulässige Eingangsspannungsdifferenzen, bei dem der OPV normal arbeitet.<sup>2</sup>
- **Slewrate**:  
Bauartbedingte schnellste Änderung der Ausgangsspannung. Der Wert liegt beim  
kompensierten OPV fest und kann beim unkompenzierten durch externe Beschal-  
tung reduziert werden.<sup>2</sup>
- **Impedanzwandlung**:  
Die Verschaltung, bei der der invertierte Eingang mit dem Ausgang kurzgeschlos-  
sen/rückgekoppelt ist, um eine gleichphasige Spannung ( $U_e = U_a$ ) und eine Verstär-  
kung  $v = 1$  zu realisieren. Es gelten Bedingung für  $R_e, R_a$  wie in Kapitel 2.1. Damit  
wird das Signal von einer hochohmigen zu einer niederohmigen Last gewandelt.<sup>2</sup>

<sup>2</sup>Hering, Bressler, Gutekunst - Elektronik für Ingenieure und Naturwissenschaftler, Kapitel 8.2 - 8.4

<sup>3</sup><https://de.wikipedia.org/wiki/Operationsverst%C3%A4rker>

## 2.3 Nichtinvertierender Verstärker

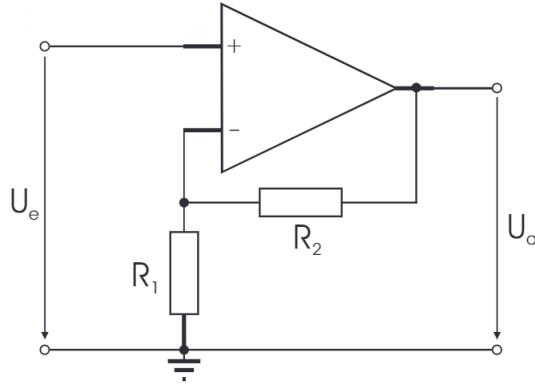


Abbildung 2.2: Nichtinvertierender Verstärker

Aus den Annahmen aus dem Skript (EL2 - 2) folgt:

$$U_n - U_p = \Delta U = 0 \quad (2.1)$$

$$\Rightarrow U_e = \Delta U + U_{R_1} = U_{R_1}$$

$$U_a = U_{R_1} + U_{R_2} \quad (2.2)$$

$$I_n = I_p = 0 \quad (2.3)$$

$$\Rightarrow I_1 + I_n = I_1 = I_2 =: I \text{ (Aus Knotenregel)} \quad (2.4)$$

Womit sich die Verstärkung angeben lässt wie folgt:

$$v = \frac{U_a}{U_e} = \frac{U_{R_1} + U_{R_2}}{U_{R_1}} = \frac{I(R_1 + R_2)}{IR_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (2.5)$$

$$\Rightarrow v = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (2.6)$$

## 2.4 Integrationsschaltung

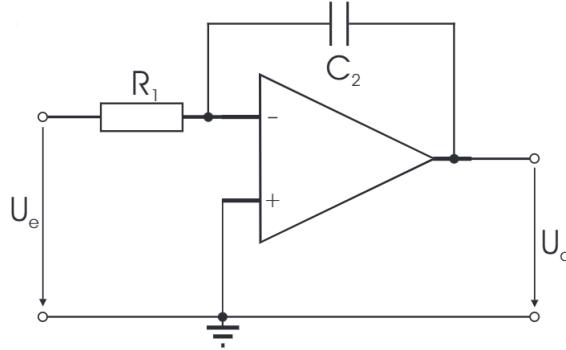


Abbildung 2.3: Integrationsschaltung

Mit den selben Annahmen aus Kapitel 2.3 folgt:

$$I_1 + I_{C_2} = 0 \quad (2.7)$$

$$I_1 = \frac{U_e}{R_1} \quad (2.8)$$

Weiterhin ist die zeitliche Ladungsänderung am Kondensator  $C_2$  gegeben durch die zeitliche Änderung der Ausgangsspannung und kann ausgedrückt werden als

$$\dot{Q}_{C_2} = C_2 \dot{U}_a = I_{C_2} . \quad (2.9)$$

Mit Gleichung (2.7) und (2.8) folgt:

$$\begin{aligned} \frac{U_e}{R_1} &= -C_2 \dot{U}_a \\ \Leftrightarrow \dot{U}_a &= -\frac{1}{R_1 C_2} U_e \end{aligned} \quad (2.10)$$

Die Gleichung (2.10) ist eine Differentialgleichung 1. Ordnung mit allgemeiner Lösung:

$$\Rightarrow \boxed{U_a(t) = -\frac{1}{R_1 C_2} \int_0^t U_e(\tau) d\tau + U_0} \quad (2.11)$$

Dabei ist  $U_0$  festgelegt durch die Aufladung des Kondensators und somit gilt  $U_0 = U_{C_2}$ , wobei fortan zum Vereinfachen der Rechnung  $U_0 = 0$  V angenommen wird.

## 2 Fragen zur Vorbereitung

$$\text{Ansatz: } U_e(t) = U_{e,0} e^{i\omega t} \quad (2.12)$$

$$\Rightarrow U_a(t) = -\frac{1}{R_1 C_2} \frac{1}{i\omega} U_{e,0} (e^{i\omega t} - 1) \stackrel{t \gg 0}{\approx} -\frac{1}{R_1 C_2} \frac{1}{i\omega} U_{e,0} e^{i\omega t} \quad (2.13)$$

$$\Rightarrow v_1(\omega) = \left| \frac{U_a}{U_e} \right| = \left| -\frac{1}{R_1 C_2} \frac{1}{i\omega} \right| = \frac{1}{R_1 C_2 \omega} \quad (2.14)$$

$$\Rightarrow \boxed{v_{i,1}(\omega) = \frac{1}{R_1 C_2 \omega}} \quad (2.15)$$

Schaltet man nun zum Kondensator  $C_2$  noch den Widerstand  $R_2$  parallel gilt:

$$I_1 + I_2 + I_{C_2} = 0 \quad (2.16)$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow \frac{U_e}{R_1} + \frac{U_a}{R_2} &= -C_2 \dot{U}_a \\ \Leftrightarrow \dot{U}_a + \frac{U_a}{R_1 C_2} &= -\frac{U_e}{R_2 C_2} \end{aligned} \quad (2.17)$$

Bei Gleichung (2.17) handelt es sich um eine Inhomogene lineare Differentialgleichung 1. Ordnung dessen Lösung wie folgt bestimmt wird:

$$\text{Ansatz: } U_a^h(t) = U_{a,0} e^{-\frac{1}{R_2 C_2} t} \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow U_a(t) &= K(t) U_a^h(t) , \text{ wobei } K(t) = -\frac{1}{R_1 C_2} \int_0^t \frac{U_e(\tau)}{U_a^h(\tau)} d\tau \\ \Rightarrow U_a(t) &= -\frac{1}{R_1 C_2} \int_0^t \frac{U_e(\tau)}{U_a^h(\tau)} d\tau U_a^h(t) \\ &= -\frac{U_{e,0}}{R_1 C_2} \int_0^t e^{\left(i\omega + \frac{1}{R_2 C_2}\right)\tau} d\tau e^{-\frac{1}{R_2 C_2} t} \\ &= -\frac{U_{e,0}}{R_1 C_2} \frac{1}{i\omega + \frac{1}{R_2 C_2}} \left( e^{\left(i\omega + \frac{1}{R_2 C_2}\right)t} - 1 \right) e^{-\frac{1}{R_2 C_2} t} \end{aligned} \quad (2.19)$$

$$\begin{aligned} &\stackrel{t \gg 0}{\approx} -\frac{U_{e,0}}{R_1 C_2} \frac{1}{i\omega + \frac{1}{R_2 C_2}} e^{\left(i\omega + \frac{1}{R_2 C_2}\right)t} e^{-\frac{1}{R_2 C_2} t} \\ &= -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + i\omega R_2 C_2} U_{e,0} e^{i\omega t} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + i\omega R_2 C_2} U_e(t) \end{aligned}$$

$$\Rightarrow v_2(\omega) = \left| -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + i\omega R_2 C_2} \right| = \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega R_2 C_2)^2}}$$

$$\Rightarrow \boxed{v_{i,2}(\omega) = \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega R_2 C_2)^2}}} \quad (2.20)$$

## 2.4 Integrationsschaltung

Bei der Grenzfrequenz  $f_{\text{gr}}$  soll die Verstärkung  $v$  ungefähr  $70\% \approx \frac{1}{\sqrt{2}}^1$  der Leerlaufverstärkung  $v(0)$  betragen, wobei diese gemessen wird wenn der OPV nicht beschalten ist. Damit ist  $v(0)$  in (EL2 - 3) durch Gleichung (3) gegeben und es folgt:

$$v_{i,2}(\omega_{i,\text{gr}}) = \frac{1}{\sqrt{2}} v(0) = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{R_2}{R_1} \stackrel{!}{=} \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_{i,\text{gr}} R_2 C_2)^2}} \quad (2.21)$$

$$\Leftrightarrow \boxed{w_{i,\text{gr}} = \frac{1}{R_2 C_2}} \quad (2.22)$$

Um die Ausdrücke für die Verstärkung zu vereinfachen wenden wir folgende Formeln an:

$$\omega R_2 C_2 = \frac{\omega}{\omega_{i,\text{gr}}} = \tilde{\omega}_i \quad (2.23)$$

$$v \frac{R_1}{R_2} = \tilde{v} \quad (2.24)$$

$$\Rightarrow \boxed{\tilde{v}_{i,1}(\tilde{\omega}_i) = \frac{1}{\tilde{\omega}_i} \quad \tilde{v}_{i,2}(\tilde{\omega}_i) = \frac{1}{\sqrt{1 + \tilde{\omega}_i^2}}} \quad (2.25)$$

Dabei ist anzumerken, dass auf die Umwandlung auf die Frequenz  $f = 2\pi\omega$  verzichtet wird, da die Formeln die selben bleiben.

Im folgenden wird  $\tilde{v}_1(\tilde{\omega})$  und  $\tilde{v}_2(\tilde{\omega})$  doppellogarithmisch gegen  $\tilde{\omega}$  aufgetragen, womit man Abbildung 2.4 erhält.

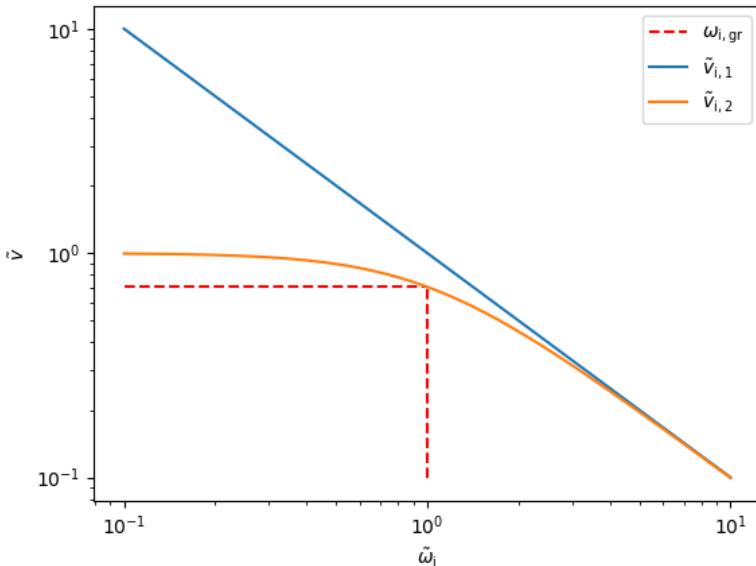


Abbildung 2.4: Frequenzabhängigkeit von  $\tilde{v}$  zu  $\tilde{\omega}_i$

---

<sup>1</sup>Eichler, Kronfeldt, Sahm - Das neue Physikalische Praktikum, Kapitel 31

## 2 Fragen zur Vorbereitung

Aus der Abbildung 2.4 folgt, dass die Frequenz für die Eingangsspannung deutlich höher als  $f_{i,gr} = 2\pi\omega_{i,gr}$  gewählt werden, damit man sich im linearen Bereich der Verstärkung befindet.

### 2.5 Differenzierschaltung

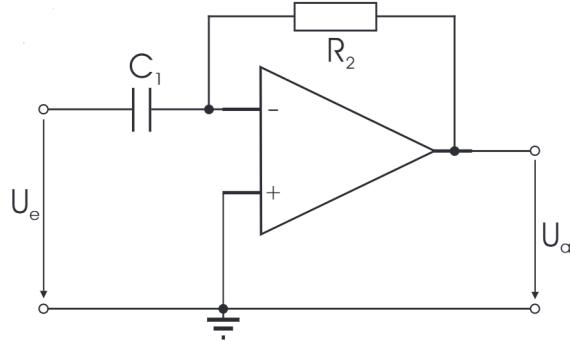


Abbildung 2.5: Differenzierschaltung

Nochmaliges Anwenden der Annahmen aus Kapitel 2.3 folgt:

$$I_{C_1} + I_2 = 0 \quad (2.26)$$

$$I_2 = \frac{U_a}{R_2} \quad (2.27)$$

$$I_{C_1} = \dot{Q}_{C_1} = C_1 \dot{U}_e \quad (2.28)$$

Einsetzen von (2.26), (2.27) in (2.28) folgt:

$$\begin{aligned} & \Rightarrow \frac{U_a}{R_2} = -C_1 \dot{U}_e \\ & \Leftrightarrow U_a(t) = -R_2 C_1 \frac{dU_e}{dt} \end{aligned} \quad (2.29)$$

Nach Anwendung des selben Ansatzes wie in (2.12) erhält man:

$$\Rightarrow U_a(t) = -i\omega R_2 C_1 U_e(t) \quad (2.30)$$

$$\Rightarrow v_1(\omega) = |-i\omega R_2 C_1| = \omega R_2 C_1 \quad (2.31)$$

$$\Rightarrow \boxed{v_{d,1}(\omega) = \omega R_2 C_1} \quad (2.32)$$

Nun wird der Widerstand  $R_1$  in Reihe zum Kondensator  $C_1$  geschaltet. Betrachtet man Gleichung (2.15), (2.20) und (2.31) wird offensichtlich, dass Verstärkung  $v$  der negative

## 2.5 Differenzierschaltung

Quotient aus Ausgangsimpedanz  $Z_{\text{Aus}}$  durch Eingangsimpedanz  $Z_{\text{Ein}}$  ist, woraus folgt:

$$v_2(\omega) = \left| -\frac{Z_{\text{Aus}}}{Z_{\text{Ein}}} \right| = \left| -\frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{i\omega C_1}} \right| = \left| -\frac{R_2}{R_1} \frac{i\omega R_1 C_1}{1 + i\omega R_1 C_1} \right| = \frac{R_2}{R_1} \frac{\omega R_1 C_1}{\sqrt{1 + (\omega R_1 C_1)^2}} \quad (2.33)$$

$$\Rightarrow v_{d,2}(\omega) = \frac{R_2}{R_1} \frac{\omega R_1 C_1}{\sqrt{1 + (\omega R_1 C_1)^2}} \quad (2.34)$$

Damit folgt mit dem selben Ansatz wie bei Kapitel 2.4 mit dem unterschied, dass nun statt  $v(0)$  nun  $v(\omega \rightarrow \infty)$  betrachtet wird, aber die Gleichung (3) aus (EL2-3) und die Bedingung von für  $f_{\text{gr}}$  weiterhin gilt:

$$\boxed{\omega_{d,\text{gr}} = \frac{1}{R_1 C_1}} \quad (2.35)$$

Vereinfacht man erneut auf dimensionslose Größen wie in Kapitel 2.4 erhält man:

$$\tilde{v}_{d,1}(\tilde{\omega}_d) = \tilde{\omega}_d \quad \tilde{v}_{d,2}(\tilde{\omega}_d) = \frac{\tilde{\omega}_d}{\sqrt{1 + \tilde{\omega}_d^2}} \quad (2.36)$$

Mit erneuter doppellogarithmischen Auftragung ergibt sich dann Abbildung 2.6 .

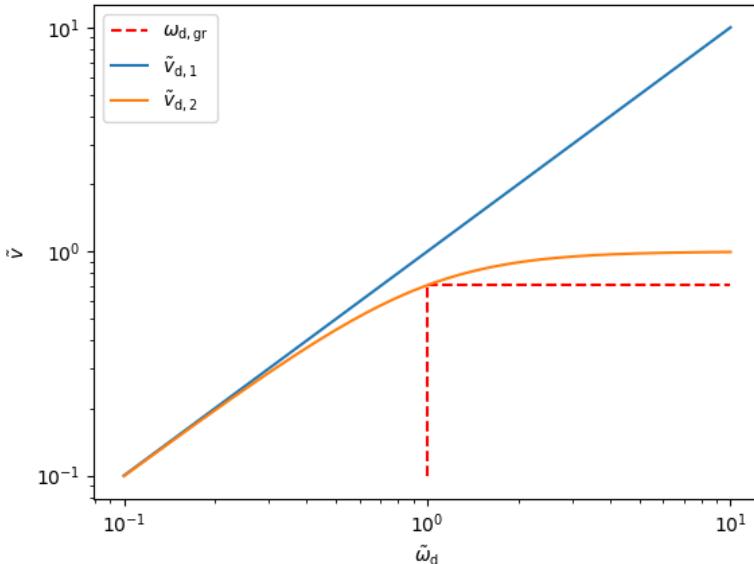


Abbildung 2.6: Frequenzabhängigkeit von  $\tilde{v}$  zu  $\tilde{\omega}_d$

An Abbildung 2.6 kann man schon erkennen, dass sie in Prinzip eine spiegelverkehrte Abbildung 2.4 ist. Damit muss aber auch  $f_{d,\text{gr}} = 2\pi\omega_{d,\text{gr}}$  kleiner gewählt werden für einen idealen Betrieb des OPV im linearen Bereich.

## Bandpass 1. Ordnung

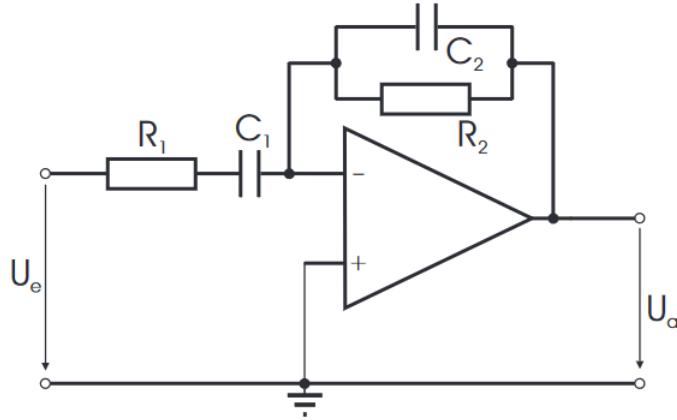


Abbildung 2.7: Bandpass 1. Ordnung

Diesen Schritt wiederholt man nun nochmal mit, aber nun wird noch zum Widerstand  $R_2$  der Kondensator  $C_2$  parallel geschaltet, was einer Kombinationsschaltung aus Integration und Differenzierschaltung darstellt. Damit folgt:

$$\begin{aligned}
 v_{d,i}(\omega) &= \left| -\frac{Z_{\text{Aus}}}{Z_{\text{Ein}}} \right| = \left| -\frac{\frac{1}{\frac{1}{R_2} + i\omega C_2}}{R_1 + \frac{1}{i\omega C_1}} \right| = \left| \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + i\omega R_2 C_2} \frac{i\omega R_1 C_1}{1 + i\omega R_1 C_1} \right| \\
 &= \left| \frac{R_2}{R_1} \frac{i\omega R_1 C_1}{1 + i\omega R_1 C_1 + i\omega R_2 C_2 + (i\omega R_1 C_1)(i\omega R_2 C_2)} \right| \\
 &= \left| \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} + i\omega R_2 C_2 + \frac{1}{i\omega R_1 C_1}} \right| \\
 &= \left| \frac{1}{\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + i(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1})} \right|
 \end{aligned} \tag{2.37}$$

$$\Rightarrow v_{d,i} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}\right)^2 + \left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1}\right)^2}} \quad \text{mit } \omega_0 = \sqrt{\omega_{i,\text{gr}} \cdot \omega_{d,\text{gr}}}^4 \tag{2.38}$$

Mit  $R_1 = 2 \Omega$ ,  $R_2 = \frac{1}{2} \Omega$ ,  $C_1 = 2 \text{ F}$  und  $C_2 = \frac{1}{2} \text{ F}$  erhält man dann Abbildung 2.8 .

<sup>4</sup><http://techniker.pi-pro.de/fs/nae/pdf/filter.pdf>

## 2.5 Differenzierschaltung

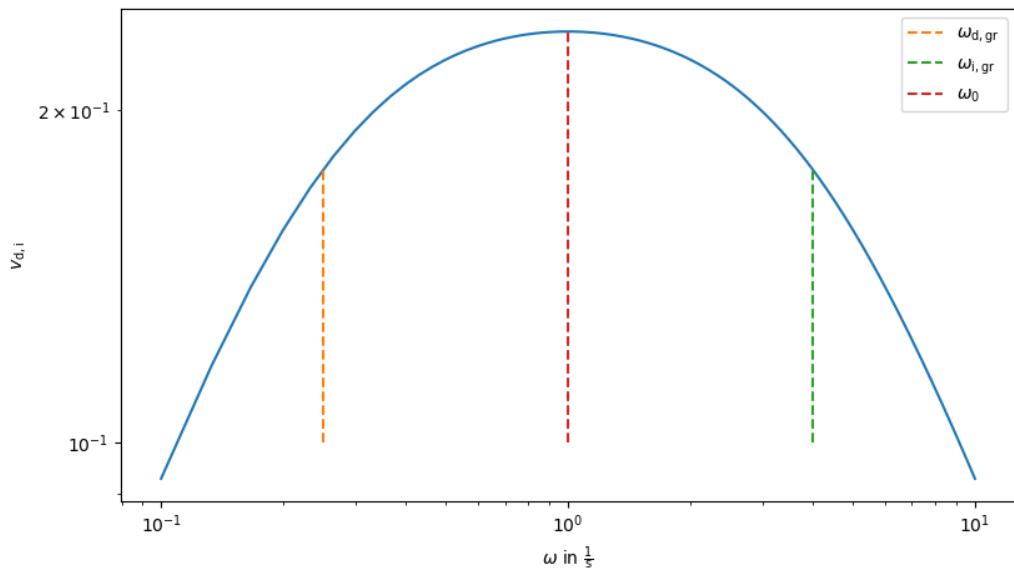


Abbildung 2.8: Frequenzabhängigkeit von  $v$  zu  $\omega$

Die Bandpass wirkt als Differenzierer für  $\omega \ll \omega_{d,\text{gr}}$  und bei  $\omega \gg \omega_{i,\text{gr}}$  als Integrator. Bei geeigneter Wahl von  $R_1, R_2, C_1$  und  $C_2$  kann der Bandbereich ( $\omega \in [\omega_{d,\text{gr}}, \omega_{i,\text{gr}}]$ ) geschmälert oder verbreitert werden.

### **3 Messprotokoll**

Das Messprotokoll wurde am Versuchstag handschriftlich erstellt und hier als PDF-Datei eingefügt.

#### **Zusatz**

Im Protokoll selbst ist uns dabei ein Fehler unterlaufen, wodurch die Bilder selbst nicht richtig zugeordnet werden können, dafür fügen wir die Bilder mit der korrekten Zuordnung und zur besseren Übersicht am Ende des Protokolls an. Weiterhin werden die verwendeten Schaltungen und Widerstände des Versuchs zusätzlich anfügen.

## Versuch EL 2 - Operationsverstärker

Mengerson:

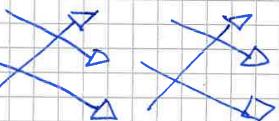
# Teil 1      Teil 2      Teil 3

Protocol (person):

1

## Auswerteperson:

Nomia



## Verwendete Meßgeräte / Versuchsaufbau

Osei (Nr. 986511)

Fehler: Sensitivity: 5mV

Massfehler :  $\leq 3\%$

Ablesefehler: 0,1 div

Widerstände: Fehler immer < 3%  
Widerstände siehe Anhang

## Gleichspannungsquelle (Nr. 73016)

Im Anhang des Protokolls, aber eigentlich unwichtig

## Frequenzgenerator (ID: F2781)

Folger d. Frequenz  $0,04\% + 0,0001 \text{ Hz}$

Fehler d. Amplitude:  $1\% \pm 1\text{ mV}_{pp}$  Ablesungsgerungheit

## Ampifier

~~Hinterland~~: Siehe Anhang

### 3 Messprotokoll

Teil 1:

Umlehrverstärker

Ziel: Das Ziel des Versuchstages ist es die Grenz- und Transitfrequenz zu bestimmen. Außerdem wird von 10Hz bis zur Transitfrequenz die Verstärkung gemessen. Des Weiteren soll die Flankenauffallzeit  $t_f$  gemessen werden.

Charlotte baut dafür folgende Schaltung auf:

Die Versorgungsspannung, die am Operationsverstärker angelegt wird sind  $\pm 15V$  (symmetrisch).

Diese wird durch das in Reihe-schalten von 2 Gleichspannungsquellen erzeugt:

Die Endung erfolgt dabei über das Oszilloskop.

Die Eingangs- und Ausgangsspannung wird mit dem Oszillographen gemessen.

zu Beginn muss Charlotte die Offset-Spannung messen. Dazu schließt sie die Kabel für  $U_a$  kurz, also auf Masse. Die daraufhin gemessene Spannung  $U_a$  beträgt ~~etwa 0,001V~~  $0,111V$ , gemessen mit dem DMM. Danach Nullspannungsabgleich auf  $U_e = 0,000V$ . Vervendet wird für  $R_1 = 10k\Omega$  und  $R_2 = 1M\Omega$  bzw  $4,7M\Omega$ .

Die Messung von  $t_f$  im x-y-Modus des Oszillographen.  $U_e = 5div \cdot 20mV/div = 0,1V$   
 $V = 1$  bei circa  $1,7$  MHz.

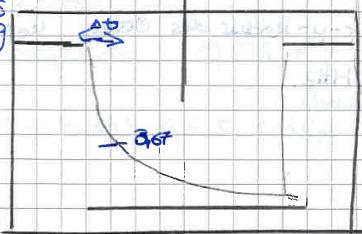
$R_1 = 1 \text{ M}\Omega$	auf CH1 P rotter Ua in div	Einstellung CH1	$R_2 = 4,7 \text{ M}\Omega$	Ua in div (CH2)	Einstellung CH2	$U_a = 20 \text{ mV/div} \cdot 4 \text{ div} = 20 \text{ mV}$
10 kHz	4,9		0,2 V/div	4,6	1 V/div	10 kHz
100 kHz	3,05		1 V/div	3,6	20 mV/div	1 MHz
200 kHz	3,1		0,5 V/div	5,0	10 mV/div	2 MHz
300 kHz	5		0,2 V/div	4,2		3
400 kHz	3,7		0,2 V/div	4,4		4
500 kHz	5,5		0,1 V/div	4,0		5
600 kHz	4,5		0,1 V/div	4,0		6
700 kHz	3,7		0,1 V/div	4,2		7
800 kHz	3,0		0,1 V/div	3,8		8
900 kHz	5,0		0,050 mV/div	3,8		9
1 MHz	4,4			3,8		10
1,1 MHz	3,8			3,8		11
1,2 MHz	3,4			3,8		12
1,3 MHz	3,0			3,8		13
1,4 MHz	2,8			3,8		14
1,5 MHz	2,4			3,8		15
1,6 MHz	5,4		20 mV/div	3,8		16
1,7 MHz	5,0			3,7		17
1,8	7,6			3,7		18
50 kHz	5,4	1 V/div		3,7		20
25 kHz	4,0	2 V/div		3,7		
40 kHz	3,2 V/div	2 V/div		6,5	50 mV/div	200 kHz
20 kHz	3,5 V/div	2 V/div		3,4		400 kHz
				1,4	0,1 V/div	600 kHz
				4,3	20 mV/div	800 kHz
				5,2	1 V/div	10 kHz (X1)
Fehler Abdeckung				Stelle Ua auf Ua (10 kHz). $V_e \approx 3,8 \text{ V}$ ein		
droci t 1 kHz					$\Rightarrow f \approx 14,38 \text{ kHz bei } 0,5 \text{ V/div in KVMeter}$	

## Flankenabfallszeit:

Wir legen die Rechteckspannung bei einer niedrigen Frequenz (9 kHz) an mit  $0,1 \text{ V}$  an. Dann tragen wir auf und erhalten folgendes Bild bei eingeschränktem  $r-t$ -Betrieb:

Dabei messen wir, dass die versteckte Spannung von  $10V$  auf  $\frac{1}{10} \cdot 10V \approx 3.3V$  fällt

Dabei entspricht  
 $\Delta t = 4,8 \text{ div} \cdot 1 \text{ ms/div}$   
 bei  $R_A = 1 \text{ k}\Omega$



Für  $R_2$ :

$$\Delta t = 4 \text{ div} \cdot 0,2 \text{ ms/div}$$

wieder auf C11 getrimmt

$x_1$	5 k $t_{\text{ff}}$	3,8	2 V/div
	4 k $t_{\text{ff}}$	4,2	2 V/div
	3 k $t_{\text{ff}}$	4,35	2 V/div

### 3 Messprotokoll

Teil 2 : Umkehrinverter

~~Rechteck~~

Ziel: Betrachten der Ausgangsspannung bei 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz für ~~alle~~ ~~Zeit~~ bei einer Rechteckspannung am Eingang.  
Außerdem messen der Verstärkung für einen Frequenzgang von 1 Hz bis 10 kHz.

Die verwendete Schaltung sieht wie folgt aus:

Als Anfangsschaltung wird die Schaltung von Teilaufgabe 2 genommen und nur der Widerstand  $R_2$  angepasst und ein Kondensator  $C_2$  dazugebaut.

$R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ , genau genommen  $9,97 \text{ k}\Omega$

$C_2 = 10 \text{nF}$

Zu Anfang legen wir am Eingang eine Rechteckspannung an für die Eingangsfrequenzen 10 Hz und 100 Hz und 1 kHz.  
Bei 10 Hz:

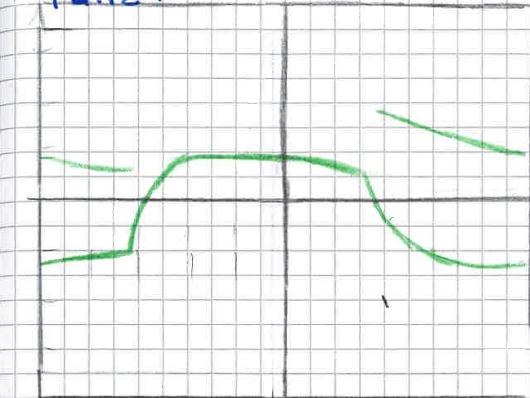
(Bemerkung: Oszil stand auf AC statt DC)

Man kann keine schöne Beckteilspannung sehen, bei höheren Frequenzen ist dies besser zu erkennen.

→ Startschwierigkeiten → Änderung von  $50\text{mV}_{\text{pp}}$

Nach aufzähliglichen Startschwierigkeiten (falscher Widerstand) bekommen wir nur ein gut anschauliches Ergebnis.

10Hz:



Einstellungen:

Time/Div: 10ms

CH 1: 20mV

CH 2: 2V

(mit Offset: -1,2 V → geändert auf 0)

100Hz

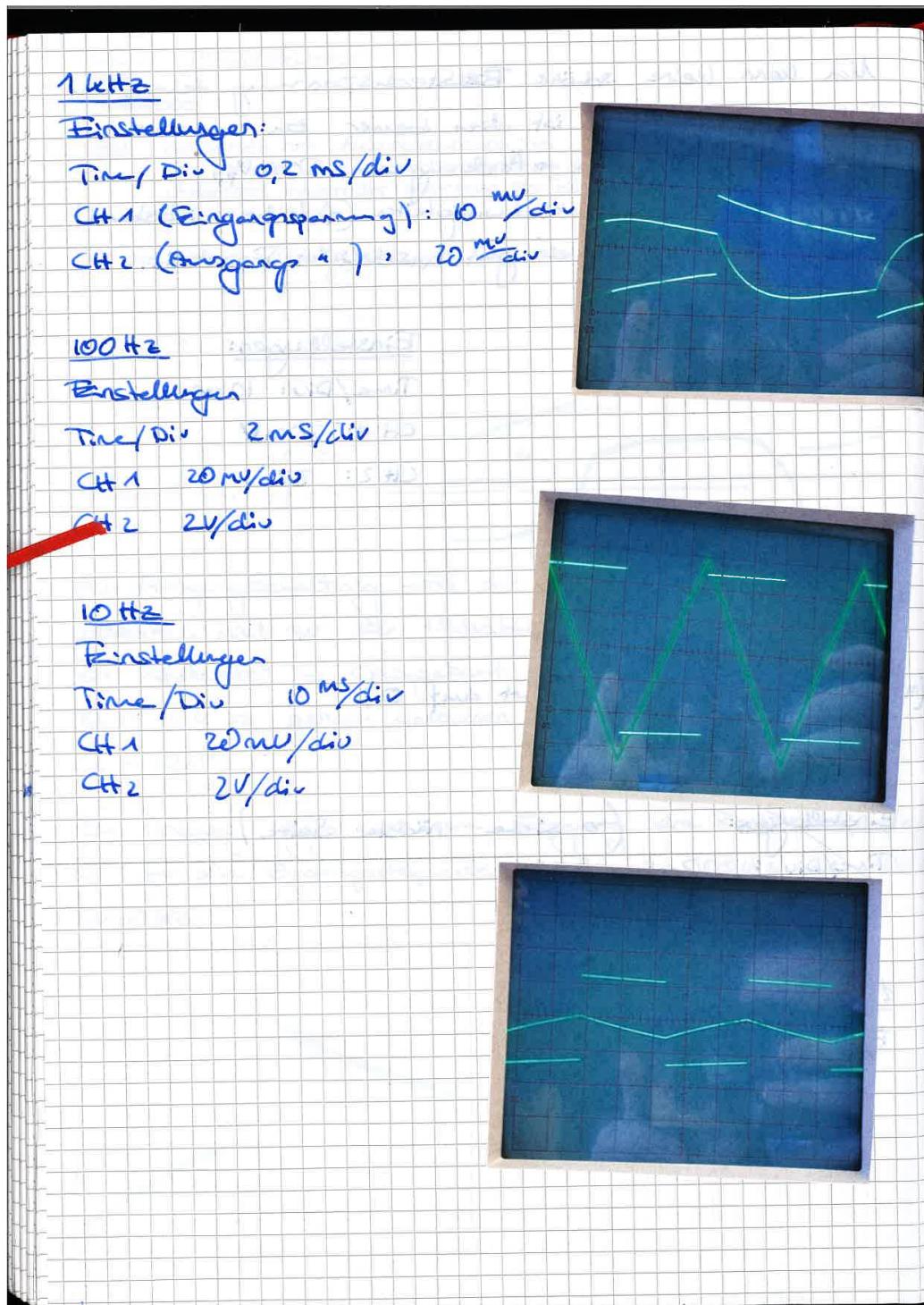
Einstellungen: (zu siehe nächste Seite)

Time/Div: 2ms

1kHz

Einstellungen:

### 3 Messprotokoll



## Frequenzgang - Verstärkung von 1Hz bis 10kHz

Frequenz	Divisions	Einstellung	Eingangsspannung:
400 Hz	7	0,2 V/div (schwer ablesbar weil aufgeteilt)	50 mV (gem an Osz)
1 Hz	7	0,2 V/div	Einstellung Schv/10mV div
5	4	1 V/div	
10	4	1 V/div	
14	3,8	1 V/div	
17	3,5	1 V/div	
21	3,0	1 V/div	
28	5,0	0,5 V/div	
37	4	0,5 V/div	
52	3	0,5 V/div	
56	7	0,2 V/div	
66	6	0,2	
78	5	0,2	
100	4	0,2 V/div	
110	7	0,1 V/div	
130	6		
160	5		
210	4		
280	3		
440	2	0,1 V/div	ab jetzt schwer zu erkennen
800 Hz	2	50 mV/div	
2,1 kHz	4	10 mV/div	(schw! ungenau) (ab jetzt)
3,1 kHz	3	10 mV/div	
5,8 kHz	2	10 mV/div	
7,5 kHz	3	5 mV/div	
10 kHz	2,4	5 mV/div	

### 3 Messprotokoll

Aufgabenteil 3 - Umkehrdifferenzverstärker

Als Ausgangsschaltung wird wieder die erste Schaltung genommen. Zusätzlich wird eingebaut:

$R_2 = 10k\Omega$ ,  $C_1 = 10nF$

Hier wird bei Einstellung der Dreieckspannung bei 1kHz das Bild am Oszilloskop beobachtet. Folgendes Bild ist Resultat:

Einstellung:

Channel 1: 0,2 V/div

Channel 2: 0,1 V/div

XT-Modus: 0,2 ms

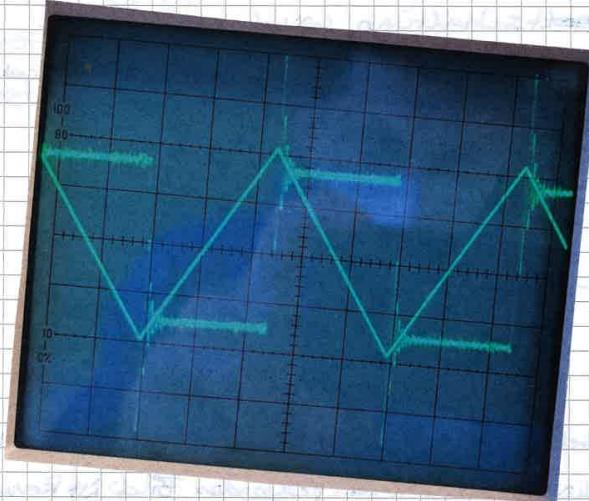
Dual-Modus

Geo

Ziel des Versuchs ist sich einen Umkehrdifferenzverstärker anzuschauen und sich damit zu beschäftigen. Außerdem sollen wir uns den Frequenzgang der Verstärkung an.

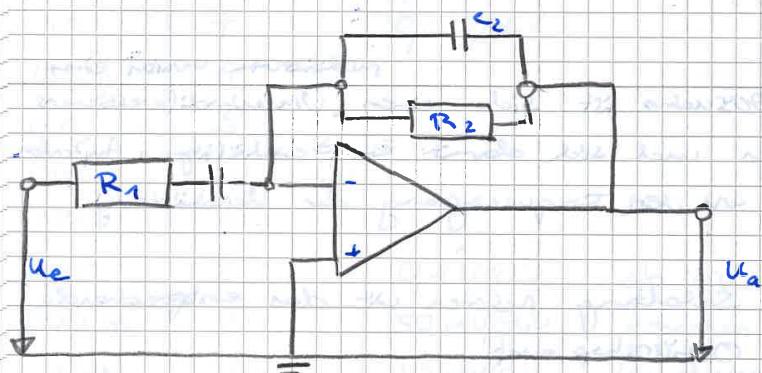
Von obiger Schaltung nehmen wir den entsprechende Bild vom Oszilloskop auf.

Bild Teilbereich 1



Nun bauen wir die Schaltung teilweise folgendermaßen auf/zu

$$R_1 = 1\text{ k}\Omega \quad C_2 = 1\text{nF}$$



### 3 Messprotokoll

Es wird jetzt der Frequenzgang von 10Hz bis 1MHz  
Sinusspannung gemessen.

Frequenz	Divisions	Einstellung
1 MHz	3,8 6,6	0,1 V/div (neue Einstellungen) nur: 3 Vpp siehe unten
300 kHz	7,7 6,7	
800 kHz	7,7 7,2	
600 kHz	4,4	0,2 V/div
500	5,0	
400	6,0	
300	8,0	
200 kHz	4,6	0,5 V/div
100 kHz	4,5	1 V/div
90 kHz	5,0	
70 kHz	6,2	
50 kHz	4,2	2 V/div
30 kHz	6	
10 kHz	6,8	Weiter auf nächster Seite

Vor den Messungen wird der Offset gemessen  
Offset: 0,005 V  $\rightarrow$  SWR  
 $\rightarrow$  nicht der Auslöser für das gemessene Rauschen

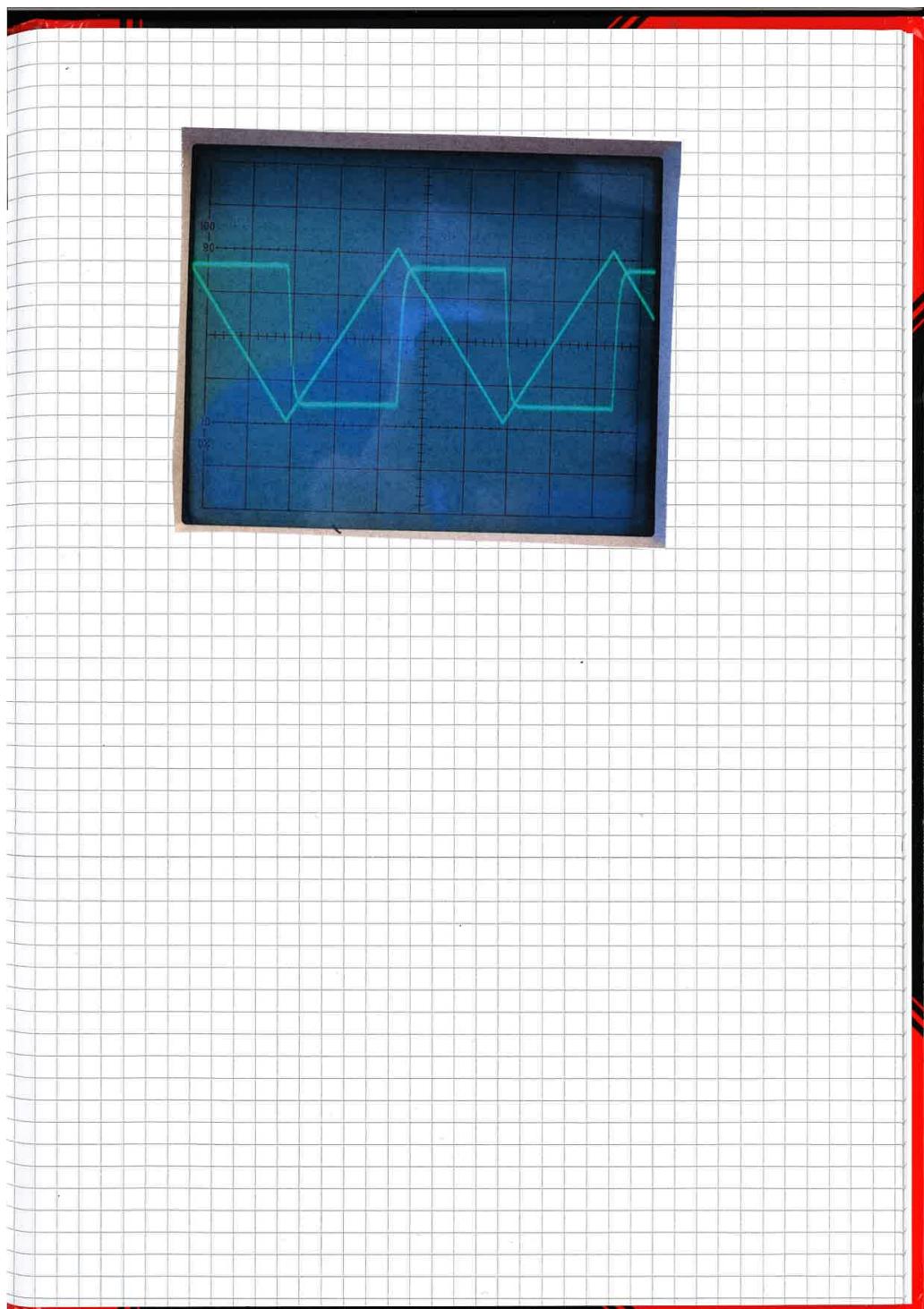
Einstellungen:  
 ⑥ 3 Vpp am Funktionsgenerator am ~~oscilloskop~~ kommen  
 nur 7,5 div. 2V/div an  $\Rightarrow$  15 V  
 $\rightarrow$  hat übersteuert  $\rightarrow$  wir sinden neue Einstellungen  
 Neue Einstellung  
 3 Vpp am Funct. generator, am ~~oscil.~~: 2,8 div. 1 V/div

Bildwert	div	Einstellung
maximal Wert: 16 kHz	7,5	2 V/div
1 kHz	7,0	
8 kHz	6	
6 kHz	5	
4 kHz	3,6	
3 kHz	3,0	
2 kHz	2	
1 kHz	1,1	
500 Hz	0,5	0,2 V/div
300 Hz	3	
100 Hz	1	
50 Hz	2,4	50 mV/div
30 Hz	1,2	
10 Hz	0,5	

~~Abgleich:~~

3 Volt:  $\approx 1,610000 \text{ kHz} = 1,61 \text{ kHz}$   
 $157,61 \text{ kHz}$

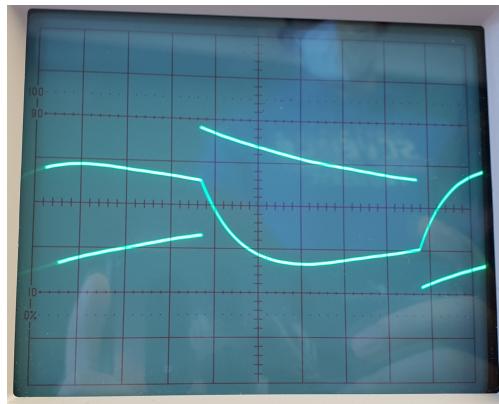
### 3 Messprotokoll



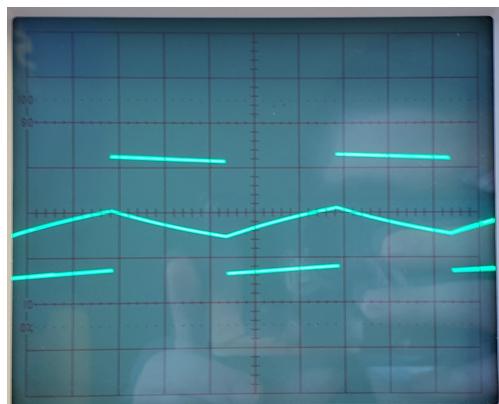
## Zusatz

### Umkehrintegrator

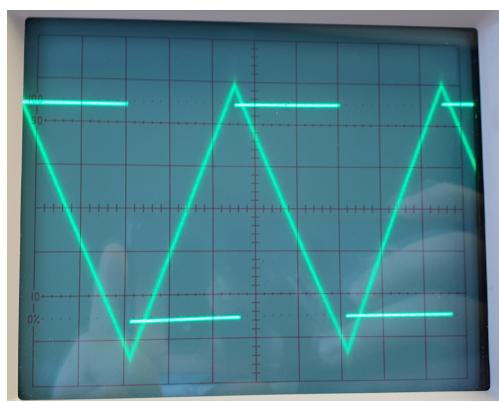
10 Hz



100 Hz



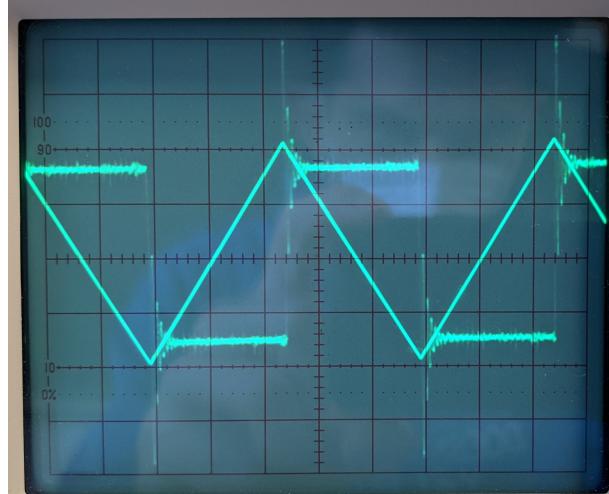
1000 Hz



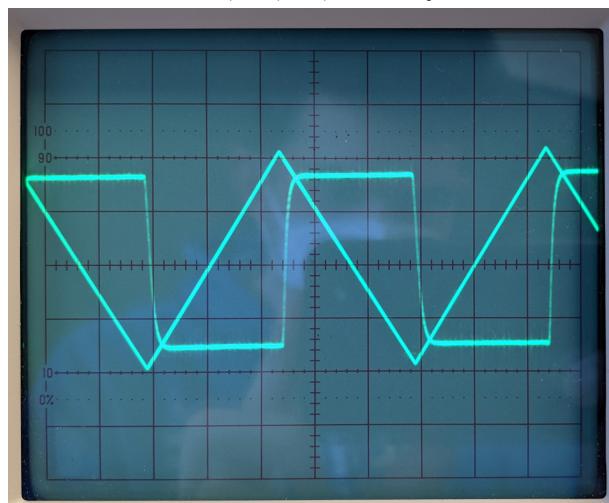
### 3 Messprotokoll

## Umkehrdifferenzierer

OPV mit  $R_2, C_1$  bei  $f = 1$  kHz



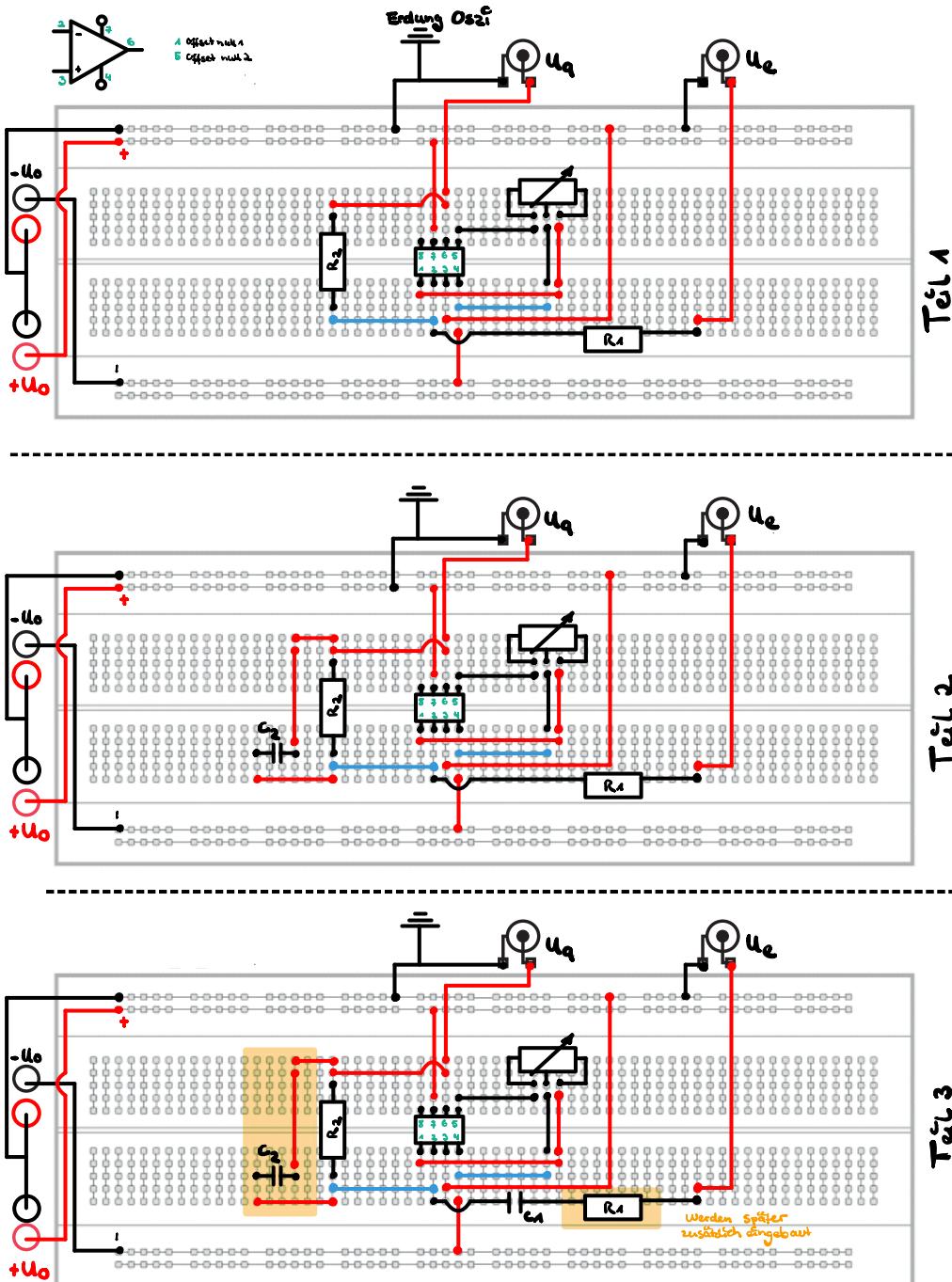
OPV mit  $R_1, R_2, C_1, C_2$  bei  $f = 1$  kHz



## Widerstände

	Widerstand	Wert
1		1,005 kΩ
2		10,00 kΩ
3		3,97 kΩ
4		100,0 kΩ
5		1,001 MΩ
6		4,71 MΩ

## Steckbretter



# 4 Auswertung und Diskussion

## 4.1 Umkehrverstärker

### Verstärkung und Eingangswiderstand

In dieser Teilaufgabe der Auswertung wird  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$  und  $R_{2,1} = 1 \text{ M}\Omega$  bzw.  $R_{2,2} = 4.7 \text{ M}\Omega$  verwendet. Nun sollten wir sowohl den Frequenzgang der Verstärkung  $v$  von 10Hz ab messen, als auch die Flankenabfallszeit  $\tau$  bei der Übertragung einer Rechteckspannung. Zuerst berechnen wir die Verstärkung  $v$  und den Eingangswiderstand  $R_e$ .

Dabei bezeichnet  $v_{t1}$  die theoretische Berechnung der Verstärkung bei Nutzung des Widerstandes  $R_{2,1} = 1 \text{ M}\Omega$ , und  $v_{t2}$  die theoretische Berechnung der Verstärkung mit dem Widerstand  $R_{2,1} = 4.7 \text{ M}\Omega$ . Der Eingangswiderstand ergibt sich folgendermaßen:

$$R_e = \frac{U_e}{I_1} = R_1 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$v = -\frac{R_2}{R_1} \quad \Rightarrow \quad v_{t1} = -100, \quad v_{t2} = -470 \quad (4.1)$$

Nun folgt die Fehlerberechnung mit dem Fehlerfortpflanzungsgesetz:

$$u_v = \sqrt{\left(-\frac{1}{R_1} \cdot u_{R_2}\right)^2 + \left(\frac{R_2}{R_1^2} \cdot u_{R_1}\right)^2} \quad (4.2)$$

$$u_{R_e} = u_{R_1} \quad (4.3)$$

Den Fehler für die Widerstände nehmen wir als kleiner 3 Prozent an. Daraus ergeben sich folgende theoretischen Werte:

$$R_e = R_1 = (10.0 \pm 0.3) \text{ k}\Omega \quad (4.4)$$

$$R_{2,1} = (1.00 \pm 0.03) \text{ M}\Omega \quad (4.5)$$

$$R_{2,2} = (4.71 \pm 0.14) \text{ M}\Omega \quad (4.6)$$

$$v_{t1} = -(100 \pm 4) \quad (4.7)$$

$$v_{t2} = -(470 \pm 20) \quad (4.8)$$

Beim Versuch, die gemessene Verstärkung  $v$  mit den theoretisch berechneten Werten der Verstärkung  $v_{t1}$  bzw  $v_{t2}$  fällt auf, dass die theoretischen Werte nicht von der Frequenz abhängen. Beim Vergleich der Werte wird deutlich, dass die theoretisch berechnete Verstärkung die Verstärkung sehr kleiner Frequenzen beschreibt. Daher nehmen wir die gemessene Verstärkung von kleinen Frequenzen als Vergleich.

$v_1(f = 10 \text{ Hz}) = (98 \pm 15)$	$v_2(f = 10 \text{ Hz}) = (460 \pm 49)$	(4.9)
--	---	-------

## 4 Auswertung und Diskussion

Beim Vergleich erkennt man, dass die Beträge der Werte sich in den Fehlerbereichen überschneiden und daher im Rahmen der Messgenauigkeit übereinstimmen. Jedoch fällt auch auf, dass die theoretischen Werte negativ, die gemessenen jedoch positiv sind. Der Grund dafür ist die Phasenverschiebung von Eingangs und Ausgangssignal.

### Frequenzgang und Verstärker-Bandbreiten-Produkt

Für den Fehler des Oszilloskop wird ein Ablesefehler  $s_a = 0.1$  Div und ein Restfehler  $s_r = 0.03 \cdot$  Messwert in Div verwendet, woraus mit der Einstellung des Oszilloskops folgt:

$$U = \text{Messwert} \cdot \text{Einstellung} = [\text{Div}] \cdot [\text{V/Div}] \quad (4.10)$$

$$s_U = [\text{V/Div}] \sqrt{(0.03 \cdot [\text{Div}])^2 + (0.1 [\text{Div}])^2} \quad (4.11)$$

Daraus folgt auch der Fehler für die Verstärkung  $v$  mit dem Fehlerfortpflanzungsgesetz wie folgt:

$$v = \frac{U_a}{U_e} \Rightarrow s_v = \sqrt{\left(\frac{s_{U_a}}{U_e}\right)^2 + \left(\frac{U_a s_{U_e}}{(U_e)^2}\right)^2} \quad (4.12)$$

Mit diesen Formel ergibt sich dann Tabelle 4.1, wobei ab Messwert 20 ein Ablesefehler von 1 Div (erschwertes Ablesen), und Tabelle 4.2, wobei da generell ein Ablesefehler von 1 Div verwendet wird wegen den schwierigen Ablesebedingungen.

#### 4.1 Umkehrverstärker

Tabelle 4.1: Messreihe für  $R_{2,1}$

	$f/\text{Hz}$	$U_a/\text{mV}$	$s_{U_a}/\text{mV}$	$U_e/\text{mV}$	$s_{U_e}/\text{mV}$	$v$	$s_v$
1	10	9800	356	100	4	98.00	5.01
2	25000	8000	312	100	4	80.00	4.25
3	33300	7000	290	100	4	70.00	3.84
4	40000	6400	277	100	4	64.00	3.61
5	50000	5400	190	100	4	54.00	2.72
6	100000	3050	136	100	4	30.50	1.75
7	200000	1550	68	100	4	15.50	0.88
8	300000	1000	36	100	4	10.00	0.51
9	400000	740	30	100	4	7.40	0.40
10	500000	550	19	100	4	5.50	0.28
11	600000	450	17	100	4	4.50	0.23
12	700000	370	15	100	4	3.70	0.20
13	800000	300	13	100	4	3.00	0.17
14	900000	255	9	100	4	2.55	0.13
15	1000000	220	8	100	4	2.20	0.11
16	1100000	190	8	100	4	1.90	0.10
17	1200000	170	7	100	4	1.70	0.09
18	1300000	150	7	100	4	1.50	0.09
19	1400000	140	7	100	4	1.40	0.08
20	1500000	120	50	100	4	1.20	0.50
21	1600000	108	20	100	4	1.08	0.21
22	1700000	100	20	100	4	1.00	0.21
23	1800000	92	20	100	4	0.92	0.20

#### 4 Auswertung und Diskussion

Tabelle 4.2: Messreihe für  $R_{2,2}$

	$f/\text{Hz}$	$U_a/\text{mV}$	$s_{U_a}/\text{mV}$	$U_e/\text{mV}$	$s_{U_e}/\text{mV}$	$v$	$s_v$
1	10	9200	2019	20	5	460.0	153.6
2	3000	8700	2017	20	5	435.0	148.9
3	4000	8400	2016	20	5	420.0	146.1
4	5000	7600	2013	20	5	380.0	138.9
5	10000	5200	1012	20	5	260.0	82.7
6	200000	325	51	20	5	16.2	4.8
7	400000	170	50	20	5	8.5	3.3
8	600000	140	100	20	5	7.0	5.3
9	800000	86	20	20	5	4.3	1.5
10	1000000	72	20	20	5	3.6	1.4
11	2000000	50	10	20	5	2.5	0.8
12	3000000	42	10	20	5	2.1	0.7
13	4000000	44	10	20	5	2.2	0.7
14	5000000	40	10	20	5	2.0	0.7
15	6000000	40	10	20	5	2.0	0.7
16	7000000	42	10	20	5	2.1	0.7
17	8000000	38	10	20	5	1.9	0.7
18	9000000	38	10	20	5	1.9	0.7
19	10000000	38	10	20	5	1.9	0.7
20	11000000	38	10	20	5	1.9	0.7
21	12000000	38	10	20	5	1.9	0.7
22	13000000	38	10	20	5	1.9	0.7
23	14000000	38	10	20	5	1.9	0.7
24	15000000	38	10	20	5	1.9	0.7
25	16000000	38	10	20	5	1.9	0.7
26	17000000	37	10	20	5	1.8	0.7
27	18000000	37	10	20	5	1.8	0.7
28	19000000	37	10	20	5	1.8	0.7
29	20000000	37	10	20	5	1.8	0.7

Da nach der Theorie (Kapitel 2.1) die Verstärkung  $v$  für Frequenzen größer der Grenzfrequenz  $f_{\text{gr}}$  linear abnehmen soll und bei Versuchsdurchführung es nicht geschafft wurde für den Widerstand  $R_{2,2}$  eine Verstärkung von  $v = 1$  zu messen, wird bei Tabelle 4.2 alle Messwerte ab Messwert 13 aus folgenden Auswertung ausgeschlossen. Eine mögliche Erklärung für diese Messwerte wurde nicht gefunden.

#### 4.1 Umkehrverstärker

Doppellogarithmische Auftragung ergibt dann folgende Abbildung 4.1. Dabei ist anzumerken, dass in dieser Abbildung ein Curve-Fit, erstellt mit dem Module „optimize“ aus den Python Packages „scipy“, der Form:

$$v = a \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{b}\right)^2}} \quad (4.13)$$

verwendet wurde. Die Verwendung dieser Formel entstand aus der Überlegung, dass der Verlauf der Messpunkte der Verstärkung  $v$  der Kurve von der Verstärkung des Integrators  $v_{i,2}$  ähnelt. Anzumerken ist, dass die gefitteten Kurven der beiden Widerstände beide in den selben linearen Bereich übergehen, was auch der Theorie entspricht, da dort des Verstärkung-Bandbreiten-Produkt konstant ist und dies eine Kenngröße des Operationsverstärkers ist. Interessant wird es beim Auswerten der Parameter  $a, b$ . Aus der Berechnung folgt nämlich:

$$R_{2,1} : a = 98.98181807063608 \quad b = 32877.91584299329 \quad (4.14)$$

$$R_{2,2} : a = 469.4477468969374 \quad b = 6954.533596674419 \quad (4.15)$$

Wenn man die Parameter genauer betrachtet wird auffällig, dass  $a = \frac{R_{2,i}}{R_1}$  ist und  $b$  durch Eintragen der Werte in Abbildung 4.1 die Grenzfrequenz  $f_{gr,i}$  der jeweiligen Schaltung in Hz ist. Womit man folgern könnte:

$$v_i = \frac{R_{2,i}}{R_1} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{gr,i}}\right)^2}} \quad (4.16)$$

Die Ergebnisse von  $b$  für  $R_{2,1}$  würde sich auch mit unserer Messung decken. Dort haben wir für die Grenzfrequenz  $f_{gr,1} \approx 33.3$  kHz gemessen. Für  $f_{gr,2}$  haben wir den Wert von 14.38 kHz, was nach dem Fit einen falschen Messwert darstellt. Diese Vermutungen werden im dritten Teil dieses Kapitels mittels der Flankenabfallzeit validiert.

Den Wert für das Verstärkung–Bandbreite–Produkt ermitteln wir rechnerisch. Wie vorhin angesprochen bleibt das Verstärkung–Bandbreite–Produkt näherungsweise konstant. Daher betrachten wir nur den linearen Teil der Kurve ( $f \in [100$  kHz, 3000 kHz]). Dafür multiplizieren wir die jeweiligen Messwerte mit der Verstärkung und bilden daraus den Mittelwert, wodurch wir das Verstärkung–Bandbreite–Produkt  $B \cdot v$  bekommen. Mit dem Fehlerfortpflanzungsgesetz folgt dann für den Fehler, wobei der Fehler der Frequenz  $f$  angegeben ist durch den Ablesefehler  $s_a = 0.01$  Hz und den Restfehler  $s_r = 0.04\% \cdot \text{Messwert} + 0.01$  Hz:

$$v_{B,i} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N B_i^n \cdot v_i^n = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N f_i^n \cdot v_i^n \quad (N: \text{Anzahl der Messwerte}) \quad (4.17)$$

$$s_{f_i^n} = \sqrt{s_a^2 + (s_{r,i}^n)^2} \quad (4.18)$$

$$s_{v_{B,i}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \sqrt{(f_i^n s_{f_i^n})^2 + (v_i^n s_{f_i^n})^2} \quad (4.19)$$

#### 4 Auswertung und Diskussion

Daraus folgen dann Tabelle 4.3 und Tabelle 4.4:

Tabelle 4.3:  $v_B$  Tabelle für  $R_{2,1}$

	$v$	$s_v$	$f/\text{kHz}$	$s_f/\text{kHz}$	$v_B/\text{kHz}$	$s_{v_B}/\text{kHz}$
1	30.50	1.75	100.00	0.05	3050	175
2	15.50	0.88	200.00	0.09	3100	176
3	10.00	0.51	300.00	0.13	3000	153
4	7.40	0.40	400.00	0.17	2960	160
5	5.50	0.28	500.00	0.21	2750	140
6	4.50	0.23	600.00	0.25	2700	138
7	3.70	0.20	700.00	0.29	2590	140
8	3.00	0.17	800.00	0.33	2400	136
9	2.55	0.13	900.00	0.37	2295	117
10	2.20	0.11	1000.00	0.41	2200	110
11	1.90	0.10	1100.00	0.45	2090	110
12	1.70	0.09	1200.00	0.49	2040	108
13	1.50	0.09	1300.00	0.53	1950	117
14	1.40	0.08	1400.00	0.57	1960	112
15	1.20	0.50	1500.00	0.61	1800	750
16	1.08	0.21	1600.00	0.65	1728	336
17	1.00	0.21	1700.00	0.69	1700	357
18	0.92	0.20	1800.00	0.73	1656	360

Tabelle 4.4:  $v_B$  Tabelle für  $R_{2,2}$

	$v$	$s_v$	$f/\text{kHz}$	$s_f/\text{kHz}$	$v_B/\text{kHz}$	$s_{v_B}/\text{kHz}$
1	16.2	4.8	200.00	0.09	3240	960
2	8.5	3.3	400.00	0.17	3400	1320
3	7.0	5.3	600.00	0.25	4200	3180
4	4.3	1.5	800.00	0.33	3440	1200
5	3.6	1.4	1000.00	0.41	3600	1400
6	2.5	0.8	2000.00	0.81	5000	1600
7	2.1	0.7	3000.00	1.21	6300	2100

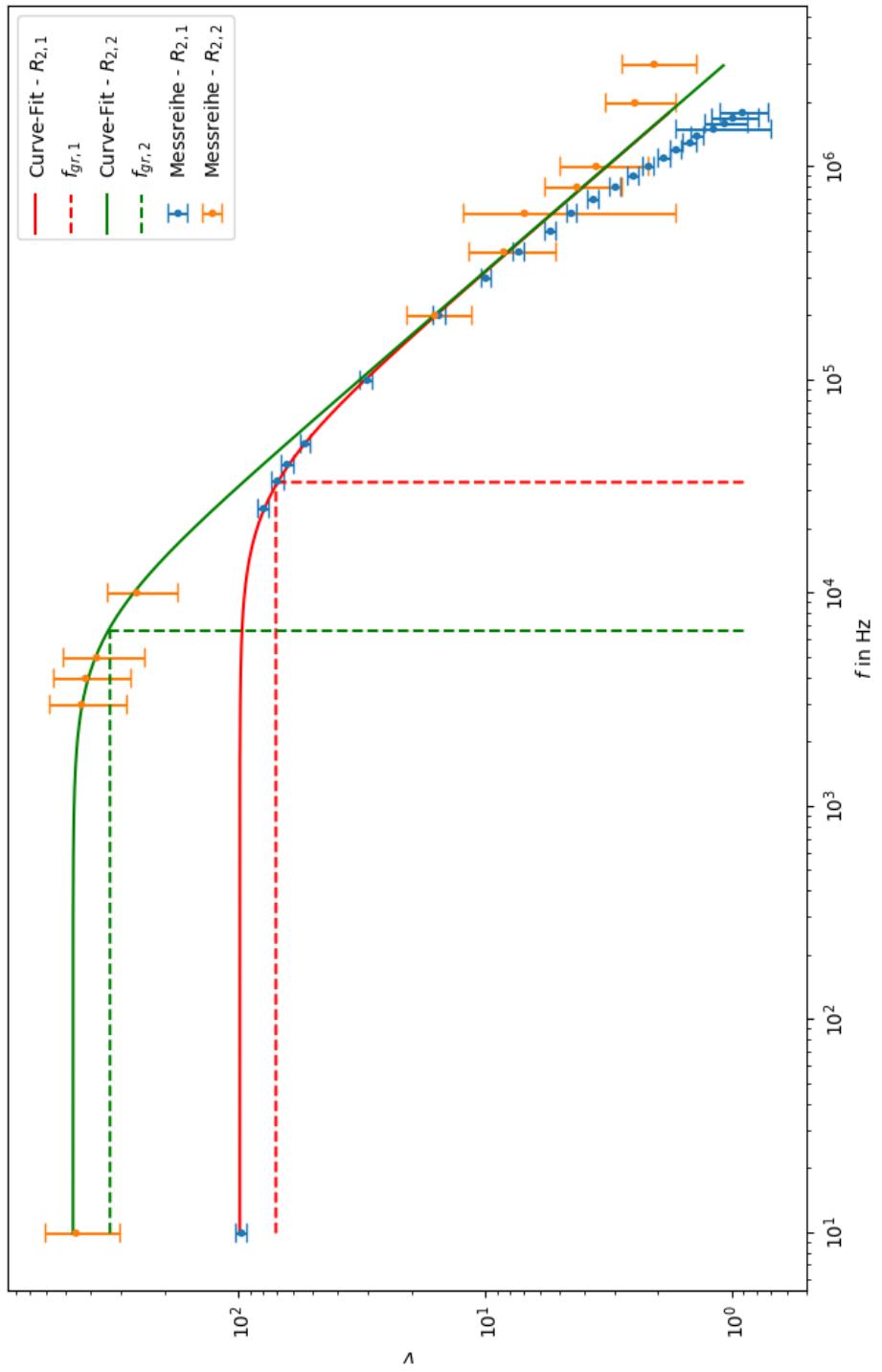
$$\Rightarrow \boxed{v_{B,1} = (2332 \pm 205) \text{ kHz} \quad v_{B,2} = (4169 \pm 1680) \text{ kHz}} \quad (4.20)$$

Vergleicht man dieses Ergebnis mit den angegebenen Werten aus dem Datenblatt <sup>1</sup> sind die beiden Ergebnisse im Rahmen der Messgenauigkeit akzeptabel. Erwähnt werden muss aber, dass beide Ergebnisse laut Theorie identisch sein müssen, weshalb unsere Erwartungen nicht erfüllt wurden. Grund hierfür könnte bei der Messreihe von  $R_{2,1}$  der Knick weg vom linearen Bereich des Curve-Fits in Abbildung 4.1 sein, was auf einen Messfehler deuten könnte.

<sup>1</sup><https://pdf1.alldatasheetde.com/datasheet-pdf/view/242229/STMICROELECTRONICS/TL071.html>

#### 4.1 Umkehrverstärker

Abbildung 4.1: Frequenzgang für Umkehrverstärker für unterschiedliche Widerstände



## 4 Auswertung und Diskussion

### Bandbreite und Flankenabfallzeit

Die theoretisch erwartete Bandbreite liegt in dem Bereich, in dem die Verstärkung auf das konstante  $\frac{\sqrt{2}}{2}$ -fache des Maximalwertes gefallen ist. Das heißt für:

$$R_{2,1} : v_B = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot v_{\max} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot 98 = 69.296 \approx 69 \quad (4.21)$$

$$R_{2,2} : v_B = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot v_{\max} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot 460 = 325.27 \approx 325 \quad (4.22)$$

Nun soll auch die Beziehung zwischen der Flankenabfallszeit und der Bandbreite B betrachtet werden. Dafür nehmen wir das oben berechnete Verstärkung–Bandbreite–Produkt und setzen dies mit der Transitfrequenz gleich, da die folgende Relation gilt:

$$f_{\text{gr}} = \frac{f_T}{v_{\text{theo}}} \quad (4.23)$$

Dadurch bekommen wir folgende Werte für die zwei Widerstände, wobei wir die Transitfrequenz aus einem Datenblatt entnommen haben:

$$R_{2,1} : f_{\text{gr},1} = \frac{f_T}{v_{t1}} = \frac{4}{100} = 0,04 \cdot 10^6 = 40000 \text{ Hz} \quad (4.24)$$

$$R_{2,2} : f_{\text{gr},2} = \frac{f_T}{v_{t2}} = \frac{4}{470} = 0,0085 \cdot 10^6 = 8500 \text{ Hz} \quad (4.25)$$

Da wir den Fehler für die Transitfrequenz aus dem Datenblatt<sup>1</sup> wegen fehlender Angaben weglassen, berechnet sich der Fehler folgendermaßen:

$$u_{f_{\text{gr},1}} = \sqrt{\left(\frac{f_T \cdot u_{v_{t1}}}{v_{t1}^2}\right)^2} = 0,0016 \cdot 10^6 = 1600 \text{ Hz} \quad (4.26)$$

$$u_{f_{\text{gr},2}} = \sqrt{\left(\frac{f_T \cdot u_{v_{t2}}}{v_{t2}^2}\right)^2} = 0,00036 \cdot 10^6 = 360 \text{ Hz} \quad (4.27)$$

$$\Rightarrow f_{\text{gr},1} = (40 \pm 2) \text{ kHz} \quad f_{\text{gr},2} = (8.5 \pm 0.4) \text{ kHz} \quad (4.28)$$

Zusätzlich können wir die Grenzfrequenz auch durch folgende Relation berechnen: Wir nehmen an, dass die Beziehung zwischen B und  $\tau$  indirekt proportional ist. Dadurch können wir mit folgender Beziehung nach  $f_g$  auflösen:

$$B = 2\pi \cdot f_{\text{gr}} \Rightarrow \frac{1}{\tau} = B = 2\pi \cdot f_{\text{gr}} \Leftrightarrow f_{\text{gr}} = \frac{1}{2\pi\tau} \quad (4.29)$$

Dies werden wir nun durch unsere und gemessenen Werte versuchen zu bestätigen und vergleichen dann die verschiedenen Werte für die Grenzfrequenz.

Die gemessenen Flankenabfallszeiten haben folgende Werte:

$$R_{2,1} : \tau_1 = \Delta t = 4.8 \text{ Div} \cdot 0.1 \frac{\mu\text{s}}{\text{div}} = 4.8 \cdot 10^{-6} \text{ s} = 4.8 \mu\text{s} \quad (4.30)$$

$$R_{2,2} : \tau_2 = \Delta t = 4.0 \text{ Div} \cdot 0.2 \frac{\mu\text{s}}{\text{Div}} = 0 - 8 \cdot 10^{-6} \text{ s} = 0.8 \mu\text{s} \quad (4.31)$$

$$\Rightarrow R_{2,1} : f_{\text{gr},1} = \frac{1}{2\pi\tau_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 4.8 \cdot 10^{-6} \text{ s}} = 33.157 \text{ kHz} \quad (4.32)$$

#### 4.1 Umkehrverstärker

Im Vergleich mit mehreren Gruppen fällt auf, dass wir uns bei  $\tau$  von  $R_{2,2} = 4.7 \text{ M}\Omega$  verschrieben haben. Die Skalierung lag wahrscheinlich bei  $5 \frac{\mu\text{s}}{\text{Div}}$ . Daher rechne ich nun mit diesem Wert weiter.

$$R_{2,2} : f_{\text{gr},2} = \frac{1}{2\pi\tau_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 0.8 \cdot 10^{-6}} = 7957.747 \text{ Hz} \quad (4.33)$$

$$u_{\tau_1} = \sqrt{0.5^2 + (4.8 \cdot 0.03)^2} \cdot 10^{-6} = \cdot 10^{-6} = 0.52 \cdot 10^{-6} \quad (4.34)$$

$$u_{\tau_2} = \sqrt{0.1^2 + (20 \cdot 0.03)^2} \cdot 10^{-6} = 0.608 \cdot 10^{-6} \quad (4.35)$$

$$u_{f_{\text{gr},1}} = \sqrt{\left(\frac{u_{\tau_1}}{\tau^2 \cdot 2\pi}\right)^2} = 3592.04 \quad (4.36)$$

$$u_{f_{\text{gr},2}} = \sqrt{\left(\frac{u_{\tau_2}}{\tau^2 \cdot 2\pi}\right)^2} = 241.9 \quad (4.37)$$

$$\Rightarrow \boxed{f_{\text{gr},1} = (33 \pm 4) \text{ kHz} \quad f_{\text{gr},2} = (8.0 \pm 0.2) \text{ kHz}} \quad (4.38)$$

Beim Vergleichen der auf zwei Arten berechneten Grenzfrequenzen  $f_{\text{gr}}$  bemerkt man, dass sie deutlich in der gleichen Größenordnung sind und vor allem die Werte für den Widerstand  $R_{2,2} = 4.7 \text{ M}\Omega$  sich in ihren Fehlern deutlich überschneiden. Auch bei dem anderen Widerstand merkt man, dass sich die Werte stark annähern, sich aber nicht in den Fehlern überschneiden. Dafür könnten mehrere Gründe die Ursache sein. Zum Einen könnten es Messunsicherheiten, zu lange Kabel oder ähnliche Schalttechnische Fehler sein. Dies würde jedoch auch einen Fehler bei dem anderen Widerstand hervorrufen, was es jedoch wie gerade beschrieben nicht macht. Ein anderer Grund könnten fehlerhafte Mitschriften der Protokollperson sein. Da dies auch bei dem anderen Widerstand vorgekommen ist, ist dies auch hier nicht ausgeschlossen. Jedoch ist die Abweichung sehr gering, weshalb man es auch der generellen Ablesegenauigkeit zu schieben könnte. Im Allgemeinen erkennt man jedoch, dass beide Rechenmethoden zu einem sehr ähnlichen Ergebnis führen, wodurch unsere theoretische Vermutung der Indirekten Proportionalität von  $B$  zu  $\tau$  bestätigt wurde.

Abschließend ist noch anzumerken, dass die Werte für  $b$  unseres Fits aus dem zweiten Teil dieses Kapitels tatsächlich den jeweiligen Grenzfrequenzen  $f_{\text{gr},i}$  entsprechen kann, da diese in der korrekten Größenordnung wie oben berechnet vorhanden sind.

## 4 Auswertung und Diskussion

### 4.2 Umkehrintegrator

#### Diskussion der Beobachtungen am Oszilloskop

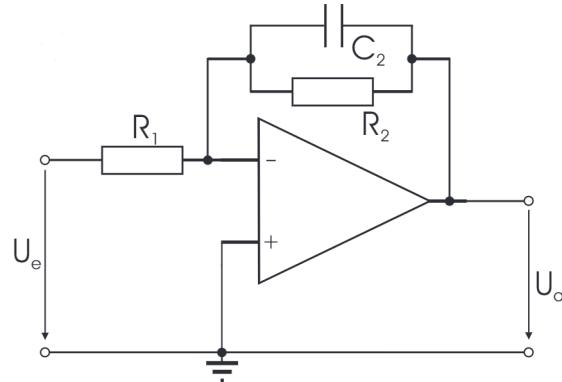


Abbildung 4.2: Modifizierte Version eines Umkehrintegrators

Bei der Betrachtung von Abbildung 4.3 wird deutlich, dass der Umkehrintegrator bei zunehmender Frequenz immer besser integriert und die dadurch entstehende Dreiecksspannung immer besser sichtbar wird.

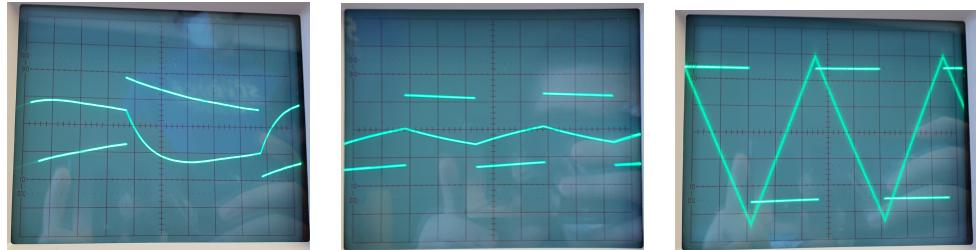


Abbildung 4.3: Umkehrintegrator bei zunehmender Frequenz

Dabei ist zu bemerken, dass die entstehende Dreiecksspannung einen sichtbaren Phasenunterschied  $\Delta\varphi$  vorweist. Das deckt sich mit der Erwartung der Integrationsschaltung, da die Ausgangsspannung  $U_a$  der Eingangsspannung  $U_e$  aufgrund des Kondensators  $C_2$  bei höheren Frequenzen um  $\Delta\varphi = \frac{\pi}{2}$  nachhinkt. Dieser Umstand lässt sich auch mit

## 4.2 Umkehrintegrator

Gleichung (2.19) herleiten, wobei daraus folgt:

$$U_a(t) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + i\omega R_2 C_2} U_e(t)$$
(4.39)

$$\Leftrightarrow \frac{U_a}{U_e} = v_{i,2} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + i\omega R_2 C_2} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1 - i\omega R_2 C_2}{1 + (\omega R_2 C_2)^2}$$

$$\Rightarrow \Delta\varphi = \arctan\left(\frac{\Im(v_{i,2})}{\Re(v_{i,2})}\right) = \arctan(\omega R_2 C_2) \xrightarrow{\omega \rightarrow \infty} \frac{\pi}{2}$$
(4.40)

Betrachtet man nun die Gleichung 2.22 ergibt sich für diese Schaltung mit den Widerständen

$$R_1 = (10.0 \pm 0.3) \text{ k}\Omega, R_2 = (1.00 \pm 0.03) \text{ M}\Omega \text{ und } C_2 = (10.0 \pm 0.3) \text{ nF},$$

wobei dabei der Fehler der Widerstände mit 3% des Messwerts abgeschätzt und der Kondensator einen vom Hersteller angegebenen Fehler von 2.5% des angegebenen Wertes hat, für die Grenzfrequenz  $f_{i,gr}$  mit dem Fehler  $s_{f_{i,gr}}$  (ermittelt durch das Fehlerfortpflanzungsgesetz):

$$f_{i,gr} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} = 15.91549 \text{ Hz}$$
(4.41)

$$s_{f_{i,gr}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{s_{R_2}}{R_2^2 C_2}\right)^2 + \left(\frac{s_{C_2}}{R_2 C_2^2}\right)^2} = 0.67523 \text{ Hz}$$
(4.42)

$$\Rightarrow f_{i,gr} = (15.9 \pm 0.7) \text{ Hz}$$
(4.43)

Dieses Ergebnis deckt sich mit der Messung, da bei einer Frequenz von 100 Hz erkennt man in Abbildung 4.3 schon die Dreiecksspannung, währenddessen bei einer Frequenz von 10 Hz das Signal der Ausgangsspannung  $U_a$  die Ladekurve des Kondensators zeigt. Dies hat den Grund, dass der OPV ungefähr ab der Grenzfrequenz  $f_{i,gr}$  linear arbeitet und korrekt integriert. Weiterhin lässt sich durch Erhöhung der Frequenz der Spannungsquelle durch die Einstellungen am Oszilloskop (siehe S.22) gut erkennen, dass die Verstärkung frequenzabhängig ist.

## 4 Auswertung und Diskussion

### Frequenzgang

Für den theoretischen Verlauf der Verstärkung  $v_{i,2}$  betrachten wir Gleichung (2.20) mit  $\omega = 2\pi f$ . Die Fehlerrechnung für die Messwerte des Oszilloskop wird analog zu Kapitel 4.1 durchgeführt. Mit einsetzen der Messwerte folgt dann folgende Tabelle 4.5, wobei der Messwert 1 ausgesondert wird, da dieser nicht korrekt ablesbar war und ab Messwert 19 ein Ablesefehler  $s_a = 0.5$  Div verwendet wird, da diese Werte bei der Messung sehr schwer abzulesen waren.

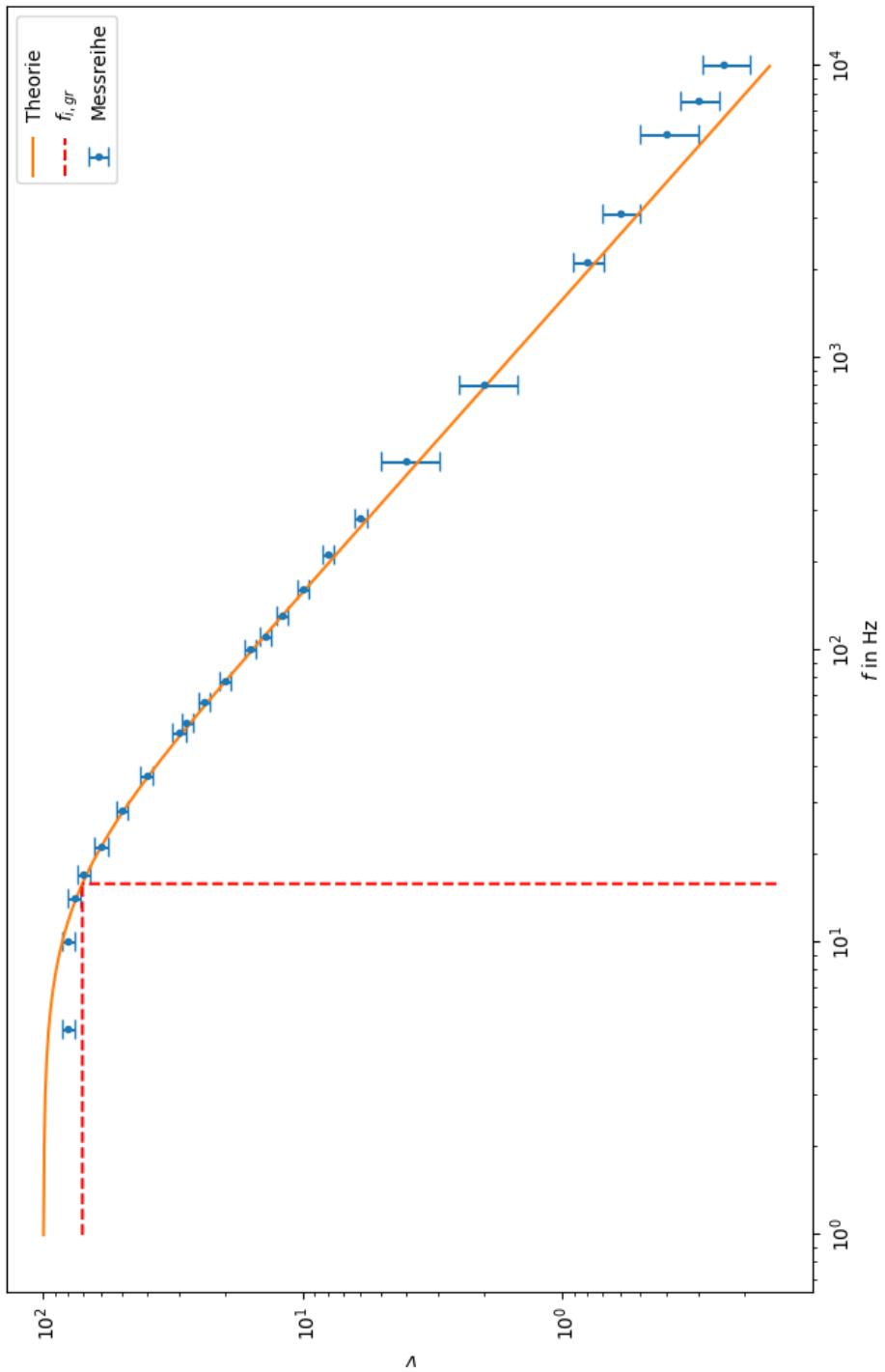
Tabelle 4.5: Messreihe Umkehrintegrator

	$f/\text{Hz}$	$U_a/\text{V}$	$s_{U_a}/\text{V}$	$U_e/\text{V}$	$s_{U_e}/\text{V}$	$v$	$s_v$
1	5	4.000	0.156	0.050	0.002	80.00	4.25
2	10	4.000	0.156	0.050	0.002	80.00	4.25
3	14	3.800	0.152	0.050	0.002	76.00	4.09
4	17	3.500	0.145	0.050	0.002	70.00	3.84
5	21	3.000	0.135	0.050	0.002	60.00	3.45
6	28	2.500	0.090	0.050	0.002	50.00	2.55
7	37	2.000	0.078	0.050	0.002	40.00	2.13
8	52	1.500	0.067	0.050	0.002	30.00	1.73
9	56	1.400	0.047	0.050	0.002	28.00	1.37
10	66	1.200	0.041	0.050	0.002	24.00	1.19
11	78	1.000	0.036	0.050	0.002	20.00	1.02
12	100	0.800	0.031	0.050	0.002	16.00	0.85
13	110	0.700	0.023	0.050	0.002	14.00	0.69
14	130	0.600	0.021	0.050	0.002	12.00	0.60
15	160	0.500	0.018	0.050	0.002	10.00	0.51
16	210	0.400	0.016	0.050	0.002	8.00	0.43
17	280	0.300	0.013	0.050	0.002	6.00	0.35
18	440	0.200	0.050	0.050	0.002	4.00	1.02
19	800	0.100	0.025	0.050	0.002	2.00	0.51
20	2100	0.040	0.005	0.050	0.002	0.80	0.11
21	3100	0.030	0.005	0.050	0.002	0.60	0.10
22	5800	0.020	0.005	0.050	0.002	0.40	0.10
23	7500	0.015	0.003	0.050	0.002	0.30	0.05
24	10000	0.012	0.003	0.050	0.002	0.24	0.05

Trägt man die Verstärkung  $v$  doppellogarithmisch gegen die Frequenz  $f$  auf erhält man Abbildung 4.4, wobei der theoretische Verlauf von  $v$  gegeben ist durch die Gleichung (2.20). Dabei ist deutlich zu erkennen, dass die Messung in Rahmen der Messgenauigkeit gut getroffen wurde. Auch ist die Grenzfrequenz  $f_{i,\text{gr}}$  durch die Messung nochmal bestätigt und es lässt sich gut der lineare Bereich des OPVs erkennen, indem dieser korrekt integriert.

## 4.2 Umkehrintegrator

Abbildung 4.4: Frequenzgang des Umkehrintegrator



### 4.3 Umkehrdifferenzierer

#### Vergleich der optimierten mit der nicht optimierten Schaltung

Im folgenden wird diskutiert, inwiefern sich die Ausgangsspannung des Umkehrdifferenzierers ändert, wenn man die Grundschaltung aus Abbildung 2.5 verwendet oder wenn man Schaltung verwendet.

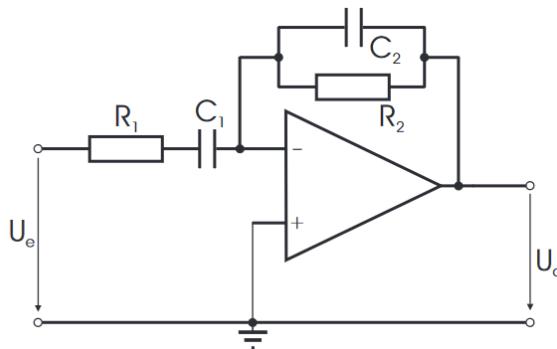


Abbildung 4.5: Modifizierte Version eines Umkehrdifferenzierers

Wenn man das „differenzierte“ Bild der einfachen Schaltung 2.5 betrachtet fällt einem sehr schnell auf, dass man einen Einschwingprozess wie in Grafik 4.7 beobachten kann. Dieser kommt daher, dass die Schaltung nicht alles differenziert<sup>2</sup> in dem Moment, in dem sich die Steigung sprunghaft ändert. Der Grund dafür ist, dass kein Widerstand dem Kondensator  $C_1$  vorgeschaltet ist. Bei hoher Frequenz ist der Widerstand des Kondensators sehr gering. Da der Innenwiderstand der Stromquelle nicht Null ist, fallen auch Teile der Spannung dort ab.

Ein Teil des Signales wird undifferenziert durchgelassen. Dabei scheint dieser Prozess nicht bei allen Frequenzen im gleichen Maß abzulaufen. Man sieht, dass Eingangssignal von dem Funktionsgenerator erzeugt wird, eine Komposition aus vielen Sinusspannungen zu sein scheint. Genauerer Informationen sollte man erhalten, wenn man das Ausgangssignal Fouriertransformiert. Außerdem fällt auf, dass das Rauschen bei der Grundschaltung deutlich stärker ist, als bei der optimierten Schaltung.

---

<sup>2</sup>[https://projektteam4.cotto.de/index\\_htm\\_files/Beschreibung%20Operationsverstarker.pdf](https://projektteam4.cotto.de/index_htm_files/Beschreibung%20Operationsverstarker.pdf)

### 4.3 Umkehrdifferenzierer



Abbildung 4.6:  $U_a$  eines **einfachen** Umkehrdifferenzierers beim Anlegen einer Dreiecksspannung mit der Frequenz  $f = 1\text{kHz}$

Betrachten wir nun, dass die Ausgangssignal der modifizierten Schaltung aus Abbildung 4.5. Dabei würden wir erwarten, dass das Rauschen stark vermindert wird, weil der Kondensator  $C_2$  wie ein Tiefpassfilter einfluss nimmt. Damit filtert er auch das Einschwingen sehr gut weg. Es bleibt der Gleichstromanteil in der Spannung.

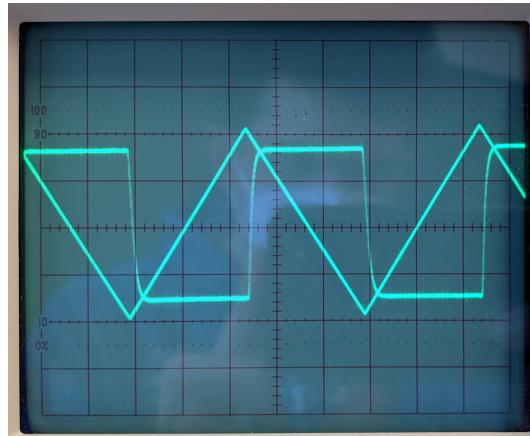


Abbildung 4.7:  $U_a$  eines **verbesserten** Umkehrdifferenzierers beim Anlegen einer Dreiecksspannung mit der Frequenz  $f = 1\text{kHz}$

Das Differenzieren ist nicht perfekt, wegen der endlichen Flankenabfallzeit. Diese ist auf das Auf- und Entladen des Kondensators.

#### 4 Auswertung und Diskussion

### Zusammenhang zwischen dem Frequenzgang des Umkehrintegrators und dem des Umkehrdifferenzierers

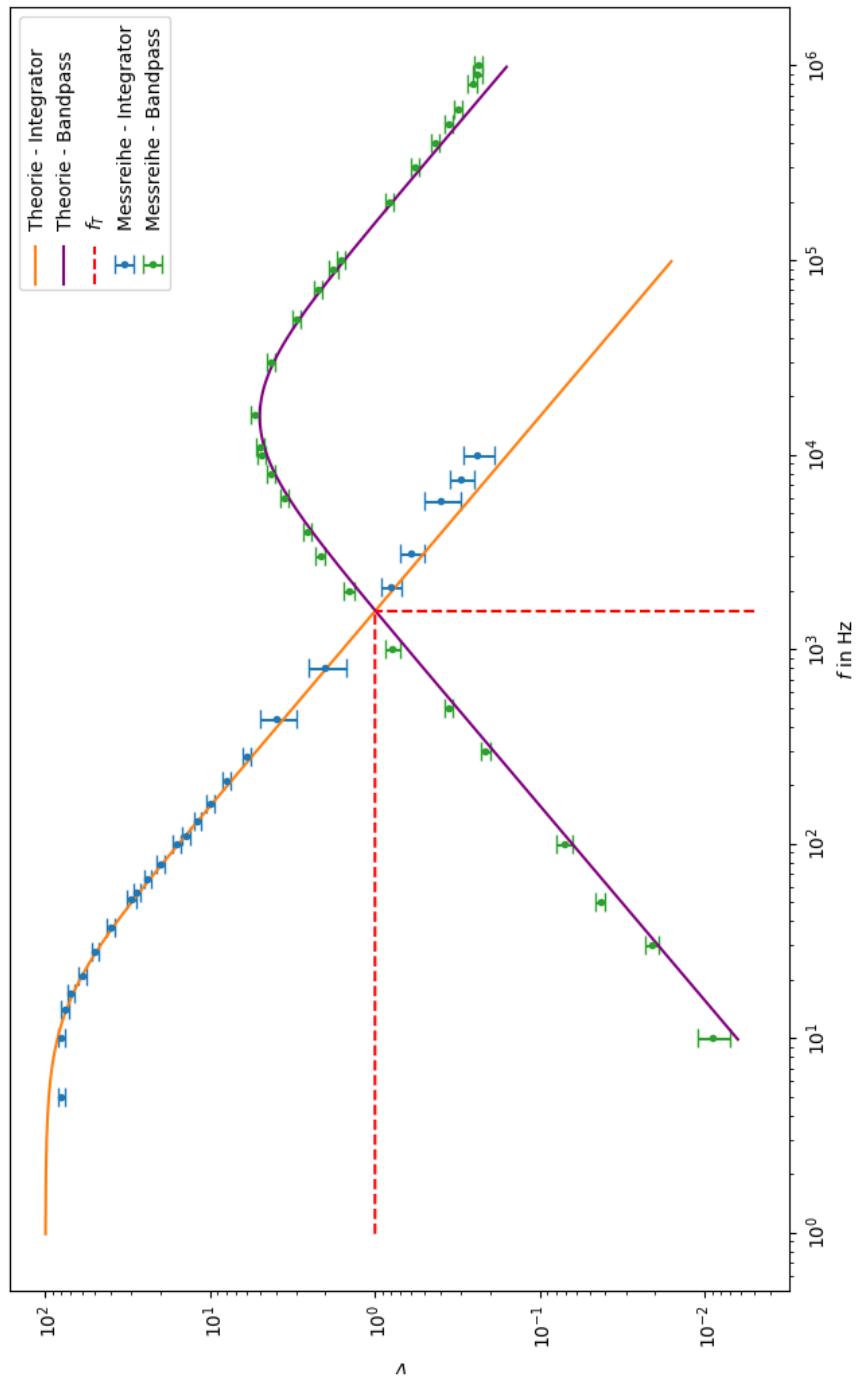
Im folgenden wird wieder die Verstärkung  $v$  doppellogarithmisch aufgetragen, wobei die Fehlerrechnung diesselbe ist wie in Kapitel 4.1. Daraus ergibt sich die Tabelle 4.6 und Abbildung 4.8:

Tabelle 4.6: Messreihe Bandpass

	$f/\text{Hz}$	$U_a/\text{V}$	$s_{U_a}/\text{V}$	$U_e/\text{V}$	$s_{U_e}/\text{V}$	$v$	$s_v$
1	10	0.025	0.005	2.80	0.13	0.009	0.002
2	30	0.060	0.005	2.80	0.13	0.021	0.002
3	50	0.120	0.006	2.80	0.13	0.043	0.003
4	100	0.200	0.021	2.80	0.13	0.071	0.008
5	300	0.600	0.027	2.80	0.13	0.214	0.014
6	500	1.000	0.036	2.80	0.13	0.357	0.021
7	1000	2.200	0.211	2.80	0.13	0.786	0.084
8	2000	4.000	0.233	2.80	0.13	1.429	0.107
9	3000	6.000	0.269	2.80	0.13	2.143	0.139
10	4000	7.200	0.294	2.80	0.13	2.571	0.159
11	6000	10.000	0.361	2.80	0.13	3.571	0.211
12	8000	12.000	0.412	2.80	0.13	4.286	0.248
13	10000	13.600	0.454	2.80	0.13	4.857	0.279
14	11000	14.000	0.465	2.80	0.13	5.000	0.286
15	16000	15.000	0.492	2.80	0.13	5.357	0.306
16	30000	12.000	0.412	2.80	0.13	4.286	0.248
17	50000	8.400	0.322	2.80	0.13	3.000	0.181
18	70000	6.200	0.211	2.80	0.13	2.214	0.128
19	90000	5.000	0.180	2.80	0.13	1.786	0.105
20	100000	4.500	0.168	2.80	0.13	1.607	0.096
21	200000	2.300	0.085	2.80	0.13	0.821	0.049
22	300000	1.600	0.052	2.80	0.13	0.571	0.032
23	400000	1.200	0.041	2.80	0.13	0.429	0.025
24	500000	1.000	0.036	2.80	0.13	0.357	0.021
25	600000	0.880	0.033	2.80	0.13	0.314	0.019
26	800000	0.720	0.024	2.80	0.13	0.257	0.015
27	900000	0.670	0.022	2.80	0.13	0.239	0.014
28	1000000	0.660	0.022	2.80	0.13	0.236	0.014

Weiterhin wird in die Abbildung 4.8 die Verstärkung des Integrators  $v_{i,2}$  un dder theoretische Verlauf mit den Werten aus Kapitel 4.2 und der theoretischen Verlauf von  $v$  (Gleichung (2.38)) eingetragen.

Abbildung 4.8: Frequenzgang des Bandpasses mit Umkehrintegrator



## 4 Auswertung und Diskussion

Im Folgenden werden die Verstärkung von Umkehrdifferenzierer und Umkehrintegrator in ein Diagramm aufgetragen. Diese schneiden sich bei  $v = 1$ .

Bevor wir den Frequenzwert  $f$  jedoch betrachten, beschäftigen wir uns kurz mit der Theorie:

$$v_{i,2} = \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R_2^2 C_2^2}} \quad (4.44)$$

$$f_{i,gr} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad (4.45)$$

$$f_{i,T} = \text{konstant} = f_{i,gr} \cdot v_{i,2}(0) = \frac{1}{2\pi R_1 C_2} \quad (4.46)$$

$$s_{f_{i,T}} = \sqrt{\left(\frac{s_{R_1}}{2\pi R_1^2 C_2}\right)^2 + \left(\frac{s_{C_2}}{2\pi R_1 C_2^2}\right)^2} \quad (4.47)$$

Aus diesen Formeln mit den Bauteilen aus **Kapitel 4.2** ergibt sich für unseren Aufbau hier:

$$f_{i,T} = (1.59 \pm 0.07) \text{ kHz}$$

Dieser Wert passt perfekt zu unserer Abbildung 4.8. Nun berechnen wir wie oben den selben Wert mit der Formel für den unmodifizierten Differenzierer aus den Fragen zur Vorbereitung.

$$v_{d,2} = \frac{R_2}{R_1} \frac{\omega R_1 C_1}{\sqrt{1 + (\omega R_1 C_1)^2}} \stackrel{f \approx 1 \text{ kHz}}{\approx} \frac{R_2}{R_1} \omega R_1 C_1 \stackrel{!}{=} 1 \quad (4.48)$$

$$\Rightarrow f_{d,T} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \quad (4.49)$$

$$s_{f_{d,T}} = \sqrt{\left(\frac{s_{R_2}}{2\pi R_2^2 C_1}\right)^2 + \left(\frac{s_{C_1}}{2\pi R_2 C_1^2}\right)^2} \quad (4.50)$$

Setzen wir nun die von uns verbauten Teil ein, so folgt:

$$f_{d,T} = (1.59 \pm 0.07) \text{ kHz} = f_{i,T} = f_T$$

An den Formeln sieht man sehr schön, dass sich der Schnittpunkt abhängig von der verbauten Bauteilen ändert.

Der Nachteil des Differenzierers ist, dass er für hohe Frequenzen instabil wird. Er differenziert nur wirklich gut im linearen niedrigfrequenten Bereich. Durch das vorschalten eines Widerstandes wird die Verstärkung begrenzt. Der zu  $R_2$  parallelgeschaltete Widerstand bildet einen Hochpassfilter der Rauschen herausfiltern kann. Das führt dazu, dass die verbesserte Schaltung bei niedrigen Frequenzen wie ein Differentiater wirkt und bei hohen Frequenzen wie ein Verstärker mit ohmscher Rückkopplung.<sup>3</sup>

---

<sup>3</sup><https://www.electronics-tutorials.ws/de/operationsverstaerker/differentiator-verstaerker.html>

## **5 Fazit**

Dieser Versuch hat uns demonstrativ gezeigt, dass, trotz komplexen Innenaufbau des Operationsverstärkers, jener leicht in der Bedienung ist bei der Durchführung mehrfacher Rechenoperationen. Dabei hat uns die Tatsache überrascht, wie einfache bestimmte Schaltungen in der Lage waren komplexe Rechenoperationen durchzuführen und diese am Oszilloskop visuell darzustellen. Insbesondere das Differenzieren der Dreiecksspannung war sehr beeindruckend. Dabei haben wir auch die Grenzen dessen, was die Schaltungen können kennengelernt.

Im Gesamten haben wir mit diesem Versuch unsere Elektronikkenntnisse vertieft und hatten hatten generell viel Spaß und Freude in der Auswertung. Insbesondere wurde uns klar, dass, wenn man niedrigfrequente Rechtecksspannungen am Oszilloskop betrachten will, man das dieses in den Wechselstrommodus stellen muss, da sonst Versucht wird den Gleichspannungsanteil heraus zu filtern. Des Weiteren haben die Studierenden definitiv einiges zu Operationsverstärker dazugelernt.