

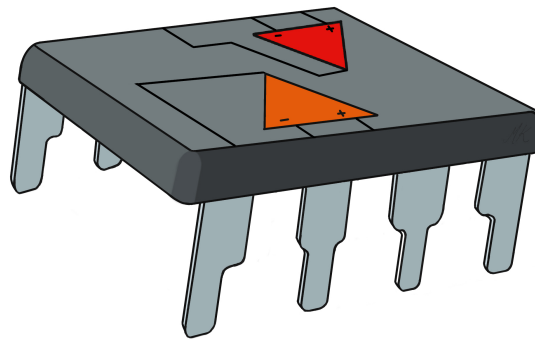
# **Versuch: Operationsverstärker**

## **Gruppe: 12**

Marius Kaiser, Felix Mateo Brunnabend

12. März 2021

Physikalisches Praktikum  
im Sommersemester 2019  
Versuch durchgeführt am 15.05.2019



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Motivation</b>	<b>5</b>
<b>2</b>	<b>Fragen zur Vorbereitung</b>	<b>6</b>
2.1	Wichtige Größen . . . . .	6
2.2	Begriffsklärungen . . . . .	7
2.3	Nichtinvertierender Verstärker . . . . .	7
2.4	Integrationsschaltung . . . . .	9
2.5	Differenzierschaltung . . . . .	12
<b>3</b>	<b>Durchführung</b>	<b>16</b>
<b>4</b>	<b>Auswertung</b>	<b>17</b>
4.1	Umkehrverstärker . . . . .	17
4.2	Elektrometerverstärker . . . . .	24
4.3	Umkehrintegrator . . . . .	25
4.4	Umkehrdifferenzierer . . . . .	28
<b>5</b>	<b>Fazit</b>	<b>32</b>



# 1 Motivation

Der Operationsverstärker ist eine Kombination aus bisher behandelten elektrischen Bauteilen, die durch ihre Rückkopplungseigenschaften umfassende Rechenoperationen ermöglicht. Die kompakte Bauweise begünstigt eine Vielfachheit von Verschaltungen, von denen wir einige auf dessen Eigenschaften untersuchen und verstehen möchten.

Der Versuch soll außerdem die Einfachheit im Umgang solcher Operationsverstärker klar machen und den Zusammenhang idealer und theoretischer herstellen. Dafür werden wir für vier Schaltungsmöglichkeiten die Verstärkung  $v$ , die Bandbreite  $B$ , die Flankenabfallzeit  $\tau$  bzw. die Ausgangsspannung  $U_a$  messen und auswerten.

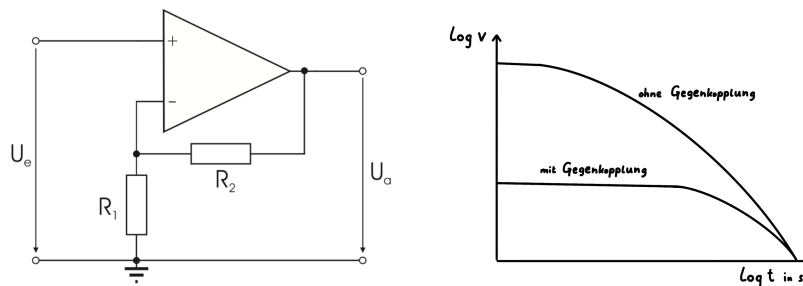
## 2 Fragen zur Vorbereitung

### 2.1 Wichtige Größen

Die wichtigsten Daten eines Operationsverstärkers (OPV) sind die Verstärkung  $v$ , die Bandbreite (obere Grenzfrequenz)  $B = f_g$  und der Ein- und Ausgangswiderstand  $R_{e/a}$ . Dabei sollte die Verstärkung möglichst groß, der Eingangswiderstand auch möglichst hoch (um die Signalquelle nicht zu belasten) und der Ausgangswiderstand möglichst klein sein (Ausgangsspannung soll vom Verbraucher unabhängig sein). Damit eine möglichst hohe Grenzfrequenz erreicht wird, muss eine kleine Einstellzeit realisiert werden.

Die Gegenkopplung wird eingebaut um eine Übersteuerung zu verhindern und die Verstärkung um einen Wert zu stabilisieren, d.h. in diesem Fall die Rückkopplung vom Ausgang auf den invertierten Eingang. Die Gegenkopplung beeinflusst den Frequenzgang so, dass die Verstärkung abnimmt, die Bandbreite aber gleichzeitig steigt.

Damit bleibt das Produkt aus der Verstärkung und der Bandbreite annähernd konstant, also  $v \cdot B = \text{const.}$  Diese Frequenz wird auch Transitfrequenz  $f_T$  genannt. Dabei sind also  $v$  und  $B$  umgekehrt proportional zueinander.



(a) Gegenkopplung auf invertierten Eingang (b) Vergleich mit/ohne Gegenkopplung

Abbildung 2.1: Gegenkopplung

## 2.2 Begriffsklärungen

Der Eingangs-Offsetstrom (Input Offset Current) ist die Differenz der Basisströme  $I_{OS} = I_p - I_n$ , bei der die Ausgangsspannung Null ist.

Die Eingangs-Offsetspannung (Input Offset Voltage) ist die Differenz der Basisspannungen  $V_{OS} = V_p - V_n$ , welche auch als Offsetfehler bezeichnet wird und als systematischer Fehler berücksichtigt werden muss. Er tritt durch Alterungsprozesse, nicht ganz symmetrische Verschaltung der OPV und durch die temperaturabhängigen Transistoren auf. Der Fehler lässt sich durch eine s.g. Chopper-Stabilisierung beheben, beträgt aber bei guten OPV weniger als 0,1 mV und kann in der Fehlerberechnung berücksichtigt werden.

Die Gleichtakt-Eingangswiderstände liegen zwischen dem jeweiligen Eingang und der Masse und haben bei richtigem Abgleich theoretisch keinen Einfluss auf die Gegenkopplung. Am invertierten Eingang bewirkt dieser nämlich eine Steigerung der Verstärkung und am nicht-invertierten eine Schwächung. Bei realen OPV jedoch können leichte Abweichungen auftreten, welche aber aufgrund ihrer sehr hohen Werte ( $< 10 \text{ M}\Omega$ ) meist vernachlässigt werden können.

Der Differenz-Eingangswiderstand wirkt durch eine Gegenkopplung zwischen den beiden Eingängen dynamisch stark, um die Spannung zwischen den Eingängen nahezu Null zu halten. Damit erreicht dieser Widerstand dynamische Werte größer als  $10 \text{ G}\Omega$ .

Der Gleichtakt-Eingangsbereich (Input Common Mode Range) ist der 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.

Der Differenz-Eingangsbereich beschreibt die zulässigen Eingangsspannungsdifferenzen, bei dem der OPV normal arbeitet.

Die Slewrate, oder Spannungsanstiegsrate, kennzeichnet die maximal mögliche zeitliche Ausgangsspannungsänderung in  $\frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$ . ( $s = \frac{dV_0}{dt}$ )

Die Impedanzwandlung ist die Verschaltung, bei der der invertierte Eingang mit dem Ausgang kurzgeschlossen/rückgekoppelt ist, um eine gleichphasige Spannung ( $U_e = U_a$ ) und eine Verstärkung  $v = 1$  zu realisieren. Dabei ist wichtig, dass der Eingangswiderstand  $R_e$  (Eingangsimpedanz) sehr groß und der Ausgangswiderstand  $R_a$  (Ausgangsimpedanz) sehr klein ist, damit das Signal von einer hochohmigen zu einer niederohmigen Last gewandelt wird. Daher der Name Impedanzwandlung.

## 2.3 Nichtinvertierender Verstärker

Nocheinmal die nichtinvertierende Schaltung:

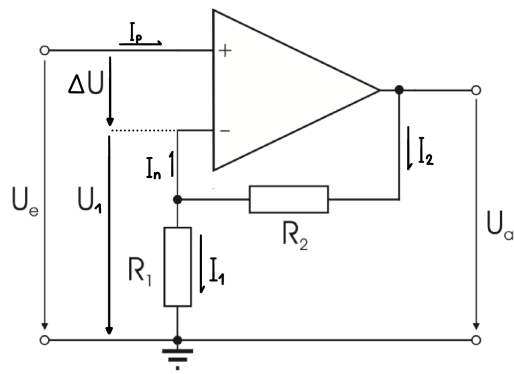


Abbildung 2.2: Nichtinvertierende Schaltung erweitert

Wir verwenden die Annahmen aus dem Skript (Seite EL2-2):

- $$\begin{array}{ll} 1.) & \Delta V = 0 \\ 2.) & I_n = I_p = 0 \\ \Rightarrow & U_e = \Delta V + U_{R_1} = U_{R_1} \quad \text{und} \quad U_a = U_{R_1} + U_{R_2} \end{array}$$

Aus der Knotenregel folgt:

$$I_1 + I_n = I_1 = I_2 =: I$$

Und somit für die Verstärkung:

$$v = \frac{U_a}{U_e} = \frac{U_{R_1} + U_{R_2}}{U_{R_1}}$$

$$= \frac{R_1 I + R_2 I}{R_1 I} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$



## 2.4 Integrationsschaltung

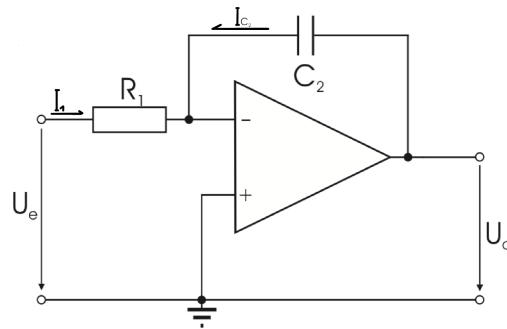


Abbildung 2.3: Integrationsschaltung

Mit den gleichen Annahmen aus der vorherigen Aufgabe folgt:

$$1.) \quad I_1 + I_{C_2} = 0$$

$$2.) \quad I_1 = \frac{U_e}{R_1}$$

und da die Ladungsänderung pro Zeit am Kondensator proportional zur zeitlichen Änderung der Ausgangsspannung ist, folgt

$$3.) \quad I_{C_2} = \dot{Q}_{C_2} = C_2 \dot{U}_a$$

Einsetzen ergibt

$$\begin{aligned} \frac{U_e}{R_1} &= -C_2 \dot{U}_a \\ \Leftrightarrow \quad \dot{U}_a &= -\frac{1}{R_1 C_2} U_e \\ \Leftrightarrow \quad U_a(T) &= -\frac{1}{R_1 C_2} \int_0^T U_e(t) dt + U_0 \end{aligned}$$

Die Integrationskonstante  $U_0$  ist durch die Aufladung des Kondensators  $C_2$  festgelegt, also  $U_{C_2}$ .

## 2 Fragen zur Vorbereitung

Für die weiterführenden Rechnungen nehmen wir  $U_0 = 0$  an.

$$\begin{aligned} \text{Ansatz:} \quad U_e(t) &= U_{e,0} e^{i\omega t} \\ \Rightarrow \quad U_a &= -\frac{1}{R_1 C_2} \frac{1}{i\omega} U_{e,0} e^{i\omega t} \end{aligned} \quad (2.1)$$

Betrachtet man nun die Verstärkung, so ergibt sich:

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

Nun berücksichtigen wir  $R_2$  in der Schaltung in Abbildung (2.4):

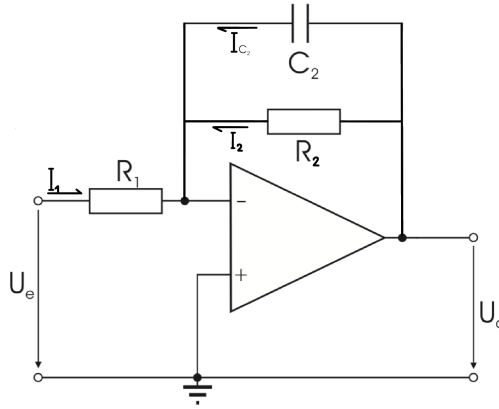


Abbildung 2.4: Integrationsschaltung erweitert

Es gilt weiterhin:

$$\begin{aligned} I_1 + I_2 + I_{C_2} &= 0 \\ \Leftrightarrow \quad \frac{U_e}{R_1} + \frac{U_a}{R_2} &= -C_2 \dot{U}_a \\ \Leftrightarrow \quad \dot{U}_a + \frac{U_a}{R_2 C_2} &= -\frac{U_e}{R_1 C_2} \\ \text{mit} \quad U_a^{\text{homo}}(t) &= U_{a,0} e^{-\frac{t}{R_2 C_2}} \\ \text{folgt} \quad U_a(t) &= C(t) U_a^{\text{homo}}(t) \\ \text{wobei} \quad C(t) &= -\frac{1}{R_1 C_2} \int^t -\frac{U_e(\tau)}{U_a^{\text{homo}}(\tau)} d\tau \end{aligned}$$

Damit erfolgt

$$\begin{aligned}
 U_a(t) &= -\frac{1}{R_1 C_2} \int^t -\frac{U_e(\tau)}{U_a^{\text{homo}}(\tau)} d\tau \cdot U_a^{\text{homo}}(t) \\
 \text{mit (2.1)} \quad &= -\frac{U_{e,0}}{R_1 C_2} \int^t \exp \left[ \left( i\omega + \frac{1}{R_2 C_2} \right) \tau \right] d\tau \cdot \exp \left[ -\frac{t}{R_2 C_2} \right] \\
 &= -\frac{U_{e,0}}{R_1 C_2} \frac{1}{i\omega + \frac{1}{R_2 C_2}} \exp \left[ \left( i\omega + \frac{1}{R_2 C_2} \right) t \right] \cdot \exp \left[ -\frac{t}{R_2 C_2} \right] \\
 &= -\frac{1}{R_1 C_2 i\omega + \frac{R_1 C_2}{R_2 C_2}} U_{e,0} e^{i\omega t} \\
 &= -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + i\omega R_2 C_2} U_e(t)
 \end{aligned}$$

Betrachtet man nun wieder die Verstärkung, so ergibt sich:

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

Der Theorie<sup>1</sup> nach soll die Verstärkung bei der Grenzfrequenz auf ca.  $70\% \approx \frac{1}{\sqrt{2}}$  abgefallen sein, und damit folgt:

$$\begin{aligned}
 v_2(\omega_{g_2}) &= \frac{1}{\sqrt{2}} v(0) = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{R_2}{R_1} \stackrel{!}{=} \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_{g_2}^2 R_2^2 C_2^2}} \\
 \Rightarrow \quad \omega_{g_2} &= \frac{1}{R_2 C_2}
 \end{aligned}$$

Zum vereinfachen betrachten wir nun die dimensionslosen Größen:

$$\begin{aligned}
 \omega R_2 C_2 &= \frac{\omega}{\omega_{g_2}} =: \omega^* \\
 v \frac{R_1}{R_2} &=: v^*
 \end{aligned}$$

Damit erhalten wir für die Verstärkungen:

$$\begin{aligned}
 v_1^*(\omega^*) &= \frac{1}{\omega^*} \\
 v_2^*(\omega^*) &= \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^{*2}}}
 \end{aligned}$$

Trägt man nun die Verstärkung  $v^*$  doppellogarithmisch gegen  $\omega^*$  auf, so erhält man die Abbildung (2.5).

---

<sup>1</sup>Das neue Physikalische Praktikum 3. Auflage, Seite 264

## 2 Fragen zur Vorbereitung

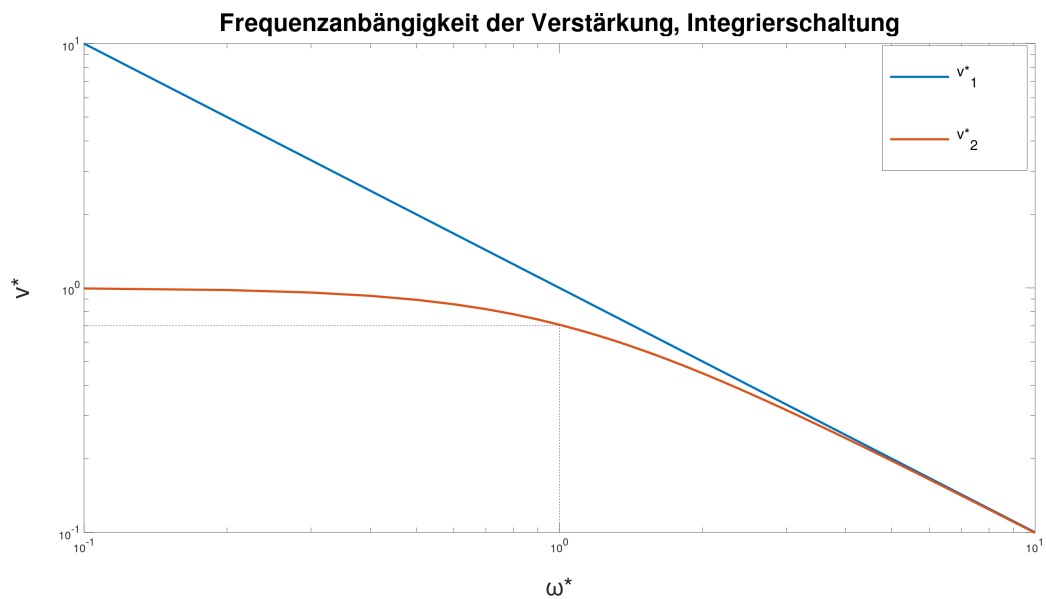


Abbildung 2.5: Frequenzabhängigkeit der Verstärkung, Integrierschaltung

Beachtet man, dass wir doppellogarithmisch auftragen, fällt auf, dass die Verstärkung ohne Gegenkopplung exponential abfällt. Die Verstärkung mit Gegenkopplung jedoch verläuft erst schwach abfallend und dann ab einer bestimmten Frequenz ( $\omega_{g_2}$  bei  $\omega^* = 1$ ) relativ linear gegen Null. Um den linearen Verstärkungsbereich also zu erreichen, sollte man eine größere Frequenz als die Grenzfrequenz  $\omega_{g_2}$  wählen.

## 2.5 Differenzierschaltung

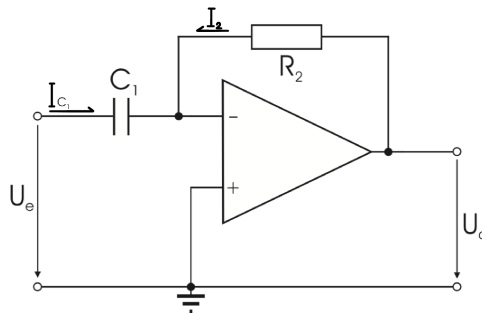


Abbildung 2.6: Differenzierschaltung

Aus den Annahmen aus der dritten Frage zur Vorbereitung folgt:

$$1) \quad I_{C_1} + I_2 = 0$$

Es gilt außerdem:

$$\begin{aligned} 2) \quad & I_2 = \frac{U_a}{R_2} \\ 3) \quad & I_{C_1} = \dot{Q}_{C_1} = C_1 \cdot \dot{U}_e \end{aligned}$$

Durch Einsetzen von 2) & 3) in 1) ergibt sich:

$$\begin{aligned} & \frac{U_a}{R_2} = -C_1 \dot{U}_e \\ \text{Bzw.} \quad & U_a(t) = -R_2 C_1 \frac{dU_e}{dt} \end{aligned}$$

Wir verwenden den Ansatz:

$$\begin{aligned} & U_e(t) = U_e^0 \cdot e^{i\omega t} \\ \Rightarrow \quad & U_a(t) = -i\omega R_2 C_1 U_e^0 e^{i\omega t} \\ & v_1(\omega) = \left| \frac{U_a}{U_e} \right| = \left| -i\omega R_2 C_1 \right| = \omega R_2 C_1 \end{aligned}$$

Nun fügen wir  $R_1$  hinzu, womit sich die Abbildung (2.7) ergibt.

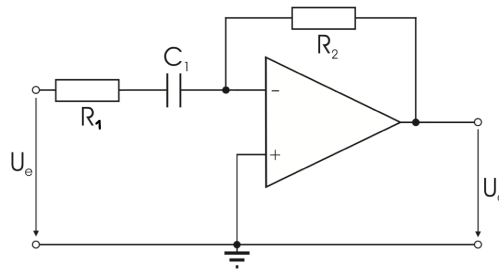


Abbildung 2.7: Differenzierschaltung erweitert

Betrachtet man nun den Spannungsabfall über die Ausgangs- und Eingangsimpedanz, so ergibt sich:

$$\begin{aligned} v_2(\omega) &= \left| \frac{U_a}{U_e} \right| = \left| -\frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{i\omega C_1}} \right| \\ &= \left| -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{1}{i\omega R_1 C_1}} \right| = \left| -\frac{R_2}{R_1} \frac{i\omega R_1 C_1}{1 + i\omega R_1 C_1} \right| \\ &= \frac{R_2}{R_1} \frac{\omega R_1 C_1}{\sqrt{1 + \omega^2 R_1^2 C_1^2}} \end{aligned}$$

## 2 Fragen zur Vorbereitung

Damit folgt für die Grenzfrequenz:

$$v_2(\omega_{g_1}) = \frac{1}{\sqrt{2}} v(\omega \rightarrow \infty) = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{R_2}{R_1} \stackrel{!}{=} \frac{R_2}{R_1} \frac{\omega_{g_1} R_1 C_1}{\sqrt{1 + \omega_{g_1}^2 R_1^2 C_1^2}}$$

$$\Leftrightarrow 2 = 1 + \frac{1}{\omega_{g_1}^2 R_1^2 C_1^2}$$

$$\Leftrightarrow \omega_{g_1} = \frac{1}{R_1 C_1}$$

Betrachten wir wieder die dimensionslosen Größen wie in der vorherigen Aufgabe, so erhalten wir die folgenden Verstärkungsfunktionen und die Abbildung (2.8):

$$v_1^*(\omega^*) = \omega^*$$

$$v_2^*(\omega^*) = \frac{\omega^*}{\sqrt{1 + \omega^{*2}}}$$

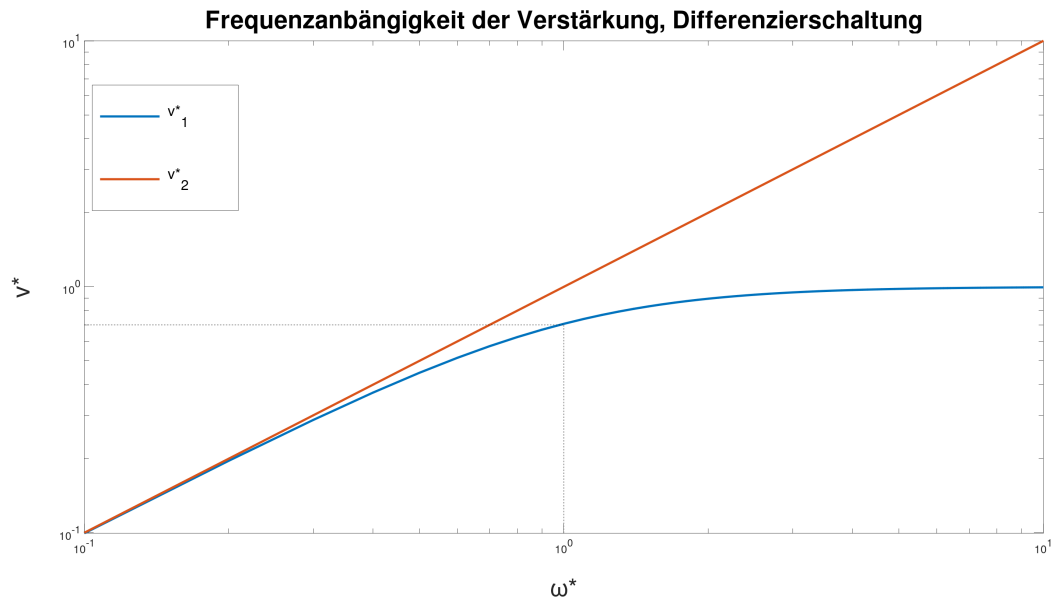


Abbildung 2.8: Frequenzabhängigkeit der Verstärkung, Differenzierschaltung

Auch in der Abbildung (2.8) ist ein exponentieller Verlauf von der Verstärkung ohne Gegenkopplung und der lineare Bereich der Verstärkung mit Gegenkopplung zu sehen. Jedoch hier spiegelverkehrt zu der Integrierschaltung.  $v_1$  steigt hier von Null exponentiell an und  $v_2$  hat im Frequenzintervall von  $\omega^* \in [0, \omega^*(\omega_{g_1})]$  einen relativ linearen und dann leicht steigenden Verlauf.

Die Schaltung (2.9) ist sichtlich eine Kombination der Schaltungen aus Abbildung (2.7) und (2.4). Welchen Einfluss die Widerstände  $R_i$  und Kondensatoren  $C_i$  auf den

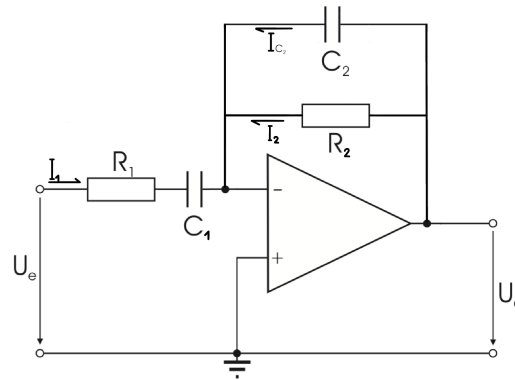


Abbildung 2.9: Kombinationsschaltung

Frequenzgang haben, wird in der Abbildung (2.10) dargestellt. Dier Verlauf zeigt, dass ein Bereich in der Mitte des Graphen zwischen  $\omega_{g_1}$  und  $\omega_{g_2}$  durchgelassen wird, wobei nicht zu vergessen ist, dass diese Grenzfrequenzen von den Widerständen und Kondensatoren abhängen. Der Frequenzbereich kann also durch geschickte Variation der Widerstände und Kondensatoren breiter oder schmaler gemacht werden. Da nur dieser Frequenzbereich dann durchgelassen wird, nennt man diese Schaltung auch Bandpassfilter.

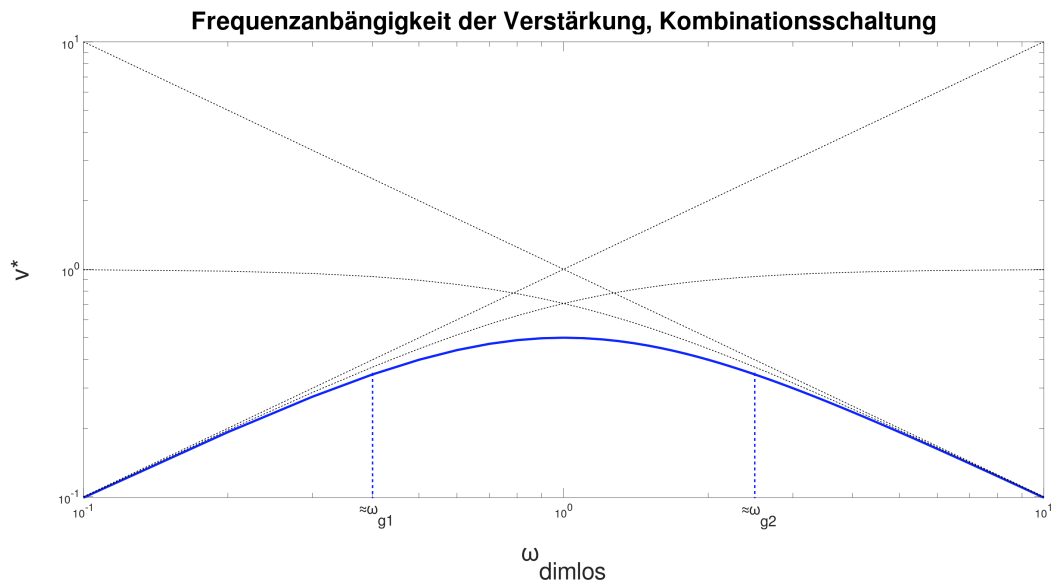


Abbildung 2.10: Frequenzabhängigkeit der Verstärkung, Kombinationsschaltung

## **3 Durchführung**

Siehe Anhang.



## 4 Auswertung

### 4.1 Umkehrverstärker

#### 4.1.1 Verstärkung und Eingangswiderstand

Als erstes möchten wir die theoretisch erwarteten Werte für den Umkehrverstärker berechnen. Dafür gelten die folgenden Relationen:

$$\begin{array}{ll} \text{Verstärkung:} & v = -\frac{R_2}{R_1} \\ \text{Eingangswiderstand:} & R_e = R_1 \end{array}$$

Wobei sich die Fehler nach dem Fehlerfortpflanzungsgesetz berechnen lassen:

$$s_v = \sqrt{\left(\frac{s_{R_2}}{R_1}\right)^2 + \left(\frac{R_2 \cdot s_{R_1}}{R_1^2}\right)^2}$$
$$s_{R_e} = s_{R_1}$$

Für die verwendeten Bauteile berechnet sich der Fehler aus  $s_a = 0,5$  Digit und  $s_r$  nach dem jeweiligen Fehlerbereich des DMM.

$$s = \sqrt{s_a^2 + s_r^2}$$

Mit den jeweiligen Bauteilen ergibt sich dann:

$$\begin{array}{ll} & R_1 = 9,99 \text{ k}\Omega \\ & R_2^{(1)} = 1,00 \text{ M}\Omega \\ & R_2^{(2)} = 4,68 \text{ M}\Omega \\ \Rightarrow & R_1 = (9,99 \pm 0,12) \text{ k}\Omega \\ \Rightarrow & R_2^{(1)} = (1,00 \pm 0,03) \text{ M}\Omega \\ \Rightarrow & R_2^{(2)} = (4,68 \pm 0,09) \text{ M}\Omega \end{array}$$

## 4 Auswertung

Damit ergeben sich die folgenden theoretischen Werte:

$$v^{(1)} = -(100 \pm 3)$$

$$v^{(2)} = -(468 \pm 10)$$

$$R_e = (9,99 \pm 0,12) \text{ k}\Omega$$

Nun errechnen wir die sich aus den Messwerten ergebenden Werte. Dabei setzt sich der Fehler der Messwerte aus dem geschätzten Ablesefehler von  $s_a = \frac{1}{10}$  Div und dem Restfehler des Oszilloskops von  $s_r = 3\%$  zusammen:

$$s_U = \sqrt{s_a^2 + s_r^2}$$

Die Verstärkung berechnet sich dann wie folgt:

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

Damit ergeben sich die folgenden Tabellen in Tabelle 4.1 und 4.2:

Auffällig ist hierbei, dass die theoretisch errechneten Verstärkungen keine Frequenzabhängigkeiten haben. Sie beschreiben eher die maximale Verstärkung für sehr kleine Frequenzen, da sie dort annähernd konstant wird. Für den Vergleich nehmen wir also die Verstärkung der kleinsten Frequenz.

$$v^{(1)} = 104 \pm 5$$

$$v^{(2)} = 475 \pm 29$$

Diese Werte passen im Rahmen der Messgenauigkeit und bis auf das Vorzeichen ziemlich gut zu den theoretischen Werten. Das Vorzeichen der theoretischen Werte berücksichtigt lediglich die Phasenverschiebung von  $\pi$  zwischen Eingangs- und Ausgangssignal.

### 4.1.2 Frequenzgang

Nun tragen wir die Messwerte doppellogarithmisch auf und erhalten die Abbildung 4.1.

Um nun das Verstärker-Bandbreite-Produkt (VBP) bestimmen zu können, betrachten wir den linearen Teil der Kurve. Also ist das der Bereich, bei dem das Produkt im Rahmen der Fehler annähernd konstant ist.

$$R_2 = 1,00 \text{ M}\Omega$$

$f/\text{kHz}$	$U_e/\text{mV}$	$s_{U_e}/\text{mV}$	$U_a/\text{mV}$	$s_{U_a}/\text{mV}$	$v$	$s_v$
0,01	50	5,2	5200	253,645422	104	5,101876
0,02	50	5,2	5200	253,645422	104	5,101876
0,05	50	5,2	5200	253,645422	104	5,101876
0,1	50	5,2	5200	253,645422	104	5,101876
0,2	50	5,2	5200	253,645422	104	5,101876
0,5	50	5,2	5200	253,645422	104	5,101876
1	50	5,2	5200	253,645422	104	5,101876
2	50	5,2	5200	253,645422	104	5,101876
5	50	5,2	5000	250,000000	100	5,027176
8	50	5,2	5000	250,000000	100	5,027176
10	50	5,2	4800	246,446749	96	4,954345
15	50	5,2	4600	242,989712	92	4,883466
17	50	5,2	4400	239,633053	88	4,814626
20	50	5,2	4200	236,381048	84	4,747913
23	50	5,2	4000	233,238076	80	4,683418
26	50	5,2	3800	151,644321	76	3,058725
30	50	5,2	3600	147,186956	72	2,967636
34	50	5,2	3400	142,842571	68	2,878820
38	50	5,2	3200	138,621788	64	2,792493
42	50	5,2	3000	134,536240	60	2,708893
50	50	5,2	2600	126,822711	52	2,550938
55	50	5,2	2500	125,000000	50	2,513588
60	50	5,2	2300	121,494856	46	2,441733
65	50	5,2	2200	119,816526	44	2,407313
70	50	5,2	2000	78,102497	40	1,575944
75	50	5,2	1900	75,822160	38	1,529362
85	50	5,2	1700	71,421285	34	1,439410
95	50	5,2	1600	69,310894	32	1,396246
110	50	5,2	1400	65,299311	28	1,314140
125	50	5,2	1200	61,611687	24	1,238586
150	50	5,2	1000	58,309519	20	1,170854
175	50	5,2	900	56,824291	18	1,140364
200	50	5,2	750	54,829280	15	1,099378
250	50	5,2	600	53,141321	12	1,064671
300	50	5,2	500	52,3	10	1,045335
350	50	5,2	400	51,419841	8	1,029244
450	50	5,2	350	51,090606	7	1,022465
550	50	5,2	300	50,803543	6	1,016553
700	50	5,2	200	50,358713	4	1,007391
900	50	5,2	150	50,202092	3	1,004164
1000	50	5,2	100	50,089919	2	1,001853

Tabelle 4.1: Werte des Umkehrverstärker  $R=1\text{M}\Omega$

$R_2 = 4,68 \text{ M}\Omega$						
$f/\text{kHz}$	$U_e/\text{mV}$	$s_{U_e}/\text{mV}$	$U_a/\text{mV}$	$s_{U_a}/\text{mV}$	$v$	$s_v$
0,01	20	2,09	9500	575,521503	475	28,793163
0,05	20	2,09	9500	575,521503	475	28,793163
0,10	20	2,09	9500	575,521503	475	28,793163
0,15	20	2,09	9500	575,521503	475	28,793163
0,20	20	2,09	9500	575,521503	475	28,793163
0,50	20	2,09	9500	575,521503	475	28,793163
0,70	20	2,09	9500	575,521503	475	28,793163
1,0	20	2,09	9500	575,521503	475	28,793163
2,0	20	2,09	9000	568,242906	450	28,427678
2,5	20	2,09	9000	568,242906	450	28,427678
3,0	20	2,09	8500	561,270879	425	28,077572
3,5	20	2,09	8500	561,270879	425	28,077572
4,0	20	2,09	8000	554,616985	400	27,743424
4,5	20	2,09	8000	554,616985	400	27,743424
5,0	20	2,09	7600	303,288641	380	15,185176
5,5	20	2,09	7200	294,373912	360	14,737878
6,0	20	2,09	7000	290,000000	350	14,518406
6,5	20	2,09	6800	285,685141	340	14,301889
7,0	20	2,09	6400	277,243575	320	13,878273
7,5	20	2,09	6200	273,122683	310	13,671466
8,0	20	2,09	6000	269,072481	300	13,468200
8,5	20	2,09	5800	265,096209	290	13,268635
9,0	20	2,09	5600	261,197243	280	13,072942
9,5	20	2,09	5400	257,379098	270	12,881298
10	20	2,09	5200	253,645422	260	12,693886
11	20	2,09	4800	246,446749	240	12,332524
12	20	2,09	4600	242,989712	230	12,158974
13	20	2,09	4200	236,381048	210	11,827184
14	20	2,09	4000	233,238076	200	11,669379
15	20	2,09	3800	230,208601	190	11,517265
16	20	2,09	3600	227,297162	180	11,371071
17	20	2,09	3400	224,508352	170	11,231029
18	20	2,09	3200	221,846794	160	11,097370
19	20	2,09	3000	219,317122	150	10,970328
20	20	2,09	2800	216,923950	140	10,850136
40	20	2,09	1500	109,658561	75	5,485164
60	20	2,09	1000	104,403065	50	5,221197
80	20	2,09	800	102,839681	40	5,142662
100	20	2,09	600	101,607086	30	5,080740
300	20	2,09	200	20,930000	10	1,044239
500	20	2,09	120	20,321417	6	1,016148
700	20	2,09	80	10,283968	4	0,514266
1000	20	2,09	30	10,040418	1,5	0,502031

Also für  $R_2^{(1)} : f \in [40, 600] \text{ kHz}$

Also für  $R_2^{(2)} : f \in [10, 600] \text{ kHz}$

Durch diesen Bereich legen wir dann Geraden mit maximaler und minimaler Steigung gemäß der Fehler und ermitteln den Frequenzbereich bei  $v = 1$ . Aus dem Datenblatt haben wir einen theoretischen Wert von 2,5-4 MHz zum Vergleich. Aus der Abbildung 4.1 können wir dann also das VBP ablesen:

$$\begin{aligned} B \cdot v^{(1)} \in [3; 5] \text{ MHz} &\Rightarrow B \cdot v^{(1)} = f_T^{(1)} = (4 \pm 1) \text{ MHz} \\ B \cdot v^{(2)} \in [2, 5; 3, 5] \text{ MHz} &\Rightarrow B \cdot v^{(2)} = f_T^{(2)} = (3, 0 \pm 0, 5) \text{ MHz} \end{aligned}$$

Wie man also schön sehen kann befinden sich die Transitfrequenzen beider Messungen ausreichend nah aneinander (OPV Kenngrößen sollten sich nicht ändern) und stimmen erstaunlich gut mit dem Bereich der Angabe des Datenblatts überein. Es lässt sich also sagen, dass mit diesem Verfahren der Bereich der Transitfrequenz eines OPV gut ermittelt werden kann. Im besten Fall sollte aber diese Messung mit mehreren Widerständen durchgeführt werden, um den Bereich besser eingrenzen zu können.

#### 4.1.3 Bandbreite und Flankenabfallzeit

Nun möchten wir noch die Flankenabfallzeit  $\tau$  untersuchen, die wir beim Abfallen des Ausgangssignal auf  $\frac{1}{e}$ , bei eingehenden Rechtecksignal, gemessen haben. Unsere theoretische Erwartung entspricht der folgenden Relation:

$$\begin{aligned} f_g &= \frac{f_T}{v(0)} \\ s_{f_g} &= \sqrt{\left(\frac{s_{f_T}}{v(0)}\right)^2 + \left(\frac{f_T \cdot s_{v(0)}}{v(0)^2}\right)^2} \\ \Rightarrow \quad f_g^{(1)} &= (38, 5 \pm 9, 8) \text{ kHz} \\ f_g^{(2)} &= (6, 3 \pm 1, 1) \text{ kHz} \end{aligned}$$

Die Beziehung zwischen Bandbreite und Flankenabfallzeit vermuten wir antiproportional, da wir das für allgemeine Übergangsfrequenzen aus KW kennen. Die dabei auftretene Zeitkonstante  $\tau$  ist abhängig von der Impedanz ( $\tau = R \cdot C$ ) und gleich dem Kehrwert der Grenzfrequenz. Daraus schließen wir also auf folgende Relation:

$$\begin{aligned} \frac{1}{\tau} &\stackrel{!}{=} B = \omega_g = 2\pi f_g \\ \Leftrightarrow \quad f_g &= \frac{1}{2\pi \tau} \\ s_{f_g} &= \frac{s_\tau}{2\pi \tau^2} \end{aligned}$$

#### 4 Auswertung

Dabei setzen wir wieder einen Ablesefehler von  $\frac{1}{10}$  Div für  $\tau$  an. Mit unseren Messwerten folgt damit:

$$f_g^{(1)} = (39,8 \pm 4,2) \text{ kHz}$$

$$f_g^{(2)} = (6,6 \pm 0,7) \text{ kHz}$$

Wie man sieht bestätigt der Vergleich sehr schön die Beziehung unserer Annahme. Die Grenzfrequenz lässt sich also sowohl mit der Transitfrequenz als auch mit der Flankenabfallszeit genau genug bestimmen.

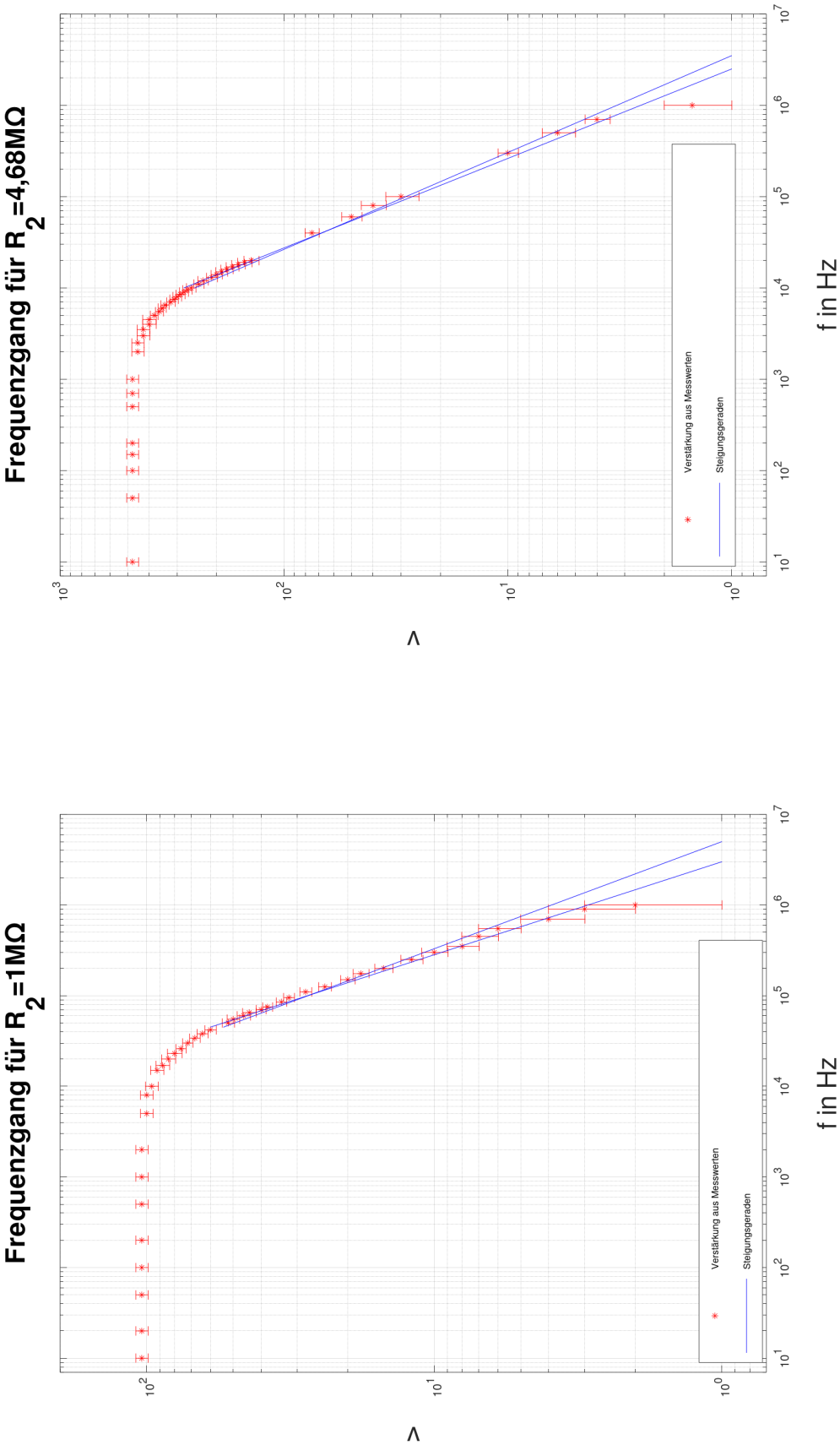


Abbildung 4.1: Frequenzgang Umkehrverstärker

## 4.2 Elektrometerverstärker

Beim Elektrometerverstärker gilt die folgende Relation für  $f \rightarrow 0$ :

$$v = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

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

Mit den verwendeten Bauteilen folgt:

$$R_1 = (9,99 \pm 0,12) \text{ k}\Omega$$

$$R_2^{(1)} = (9,99 \pm 0,12) \text{ k}\Omega$$

$$R_2^{(2)} = (100 \pm 1) \text{ k}\Omega$$

$$v^{(1)} = 2,00 \pm 0,02$$

$$v^{(2)} = 11,0 \pm 0,2$$

Die Verstärkung aus unseren Messwerten bei 1 kHz wird wie folgt berechnet:

$$v = \frac{U_a}{U_e}$$

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

Dabei berechnen wir die Spannungsunsicherheit mit einem Ablesefehler von 0,05 V (da wir die Auflösung so groß wie möglich machten um direkt die Spannung ablesen zu können) und dem angegebenen Restfehler von 3%. Die Verstärkung berechnen wir für alle aufgenommenen Spannungspaare und vergleichen sie mit dem theoretischen Wert.

$R_2^{(1)}$		$R_2^{(2)}$	
$U_a/V_{pp}$	$U_e/V_{pp}$	$U_a/V_{pp}$	$U_e/V_{pp}$
$0,10 \pm 0,05$	$0,20 \pm 0,05$	$0,10 \pm 0,05$	$1,10 \pm 0,06$
$0,50 \pm 0,05$	$1,00 \pm 0,06$	$0,50 \pm 0,05$	$5,5 \pm 0,2$
$1,00 \pm 0,06$	$2,00 \pm 0,08$	$1,00 \pm 0,06$	$11,0 \pm 0,3$
$2,00 \pm 0,08$	$4,0 \pm 0,1$	$1,30 \pm 0,06$	$14,0 \pm 0,4$

$$R_2^{(1)} : \quad v_1 = 2 \pm 1 \quad ; \quad v_2 = 2,0 \pm 0,2$$

$$v_3 = 2,0 \pm 0,1 \quad ; \quad v_4 = 2,0 \pm 0,1$$

$$R_2^{(2)} : \quad v_1 = 11 \pm 6 \quad ; \quad v_2 = 11 \pm 1$$

$$v_3 = 11,0 \pm 0,7 \quad ; \quad v_4 = 10,8 \pm 0,6$$



Eindeutig erkennt man, dass die gemessenen Werte bei höheren Eingangsspannungen den theoretischen Werten sehr Nahe kommen. Bei niedrigen Eingangsspannungen fallen die Fehler so groß aus, dass sie zwar den Bereich der theoretischen Werte abdecken, man aber so keine gute Aussage treffen kann. Zusätzlich kann man sehen, dass die Werte aus der Messung bei 1 kHz dahingehend sehr gut mit den theoretischen Werten für  $f \rightarrow 0$  übereinstimmen.

### 4.3 Umkehrintegrator

Zuerst betrachten wir qualitativ die von uns beobachteten Verläufe bei rechteckigem Eingangssignal und unterschiedlicher Frequenzen. Anhand der Skizzen in der Versuchsdurchführung erkennt man, dass die Integration mit zunehmender Frequenz im Bereich (10 bis 1000) Hz schöner bzw. sauberer wird. Bei 1 kHz hat man eine sehr schöne Integration der Rechteckspannung am Eingang, bei 100 Hz erkennt man auch schon annähernd einen integrierten Verlauf, aber bei 10 Hz lässt sich kaum eine Integration erahnen.

Nun wollen wir unsere gemessenen Werte des Frequenzganges untersuchen und mit der Theorie vergleichen. Die Unsicherheiten der verwendeten Widerstände werden wie gehabt berechnet und die Unsicherheit des Kondensators schätzen wir vorsichtshalber auf 1 nF.

$$R_1 = (9,99 \pm 0,12) \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = (1,00 \pm 0,03) \text{ M}\Omega$$

$$C_2 = (10 \pm 1) \text{ nF}$$

Für die theoretische Verstärkung verwenden wir die Relation aus der Vorbereitung:

$$v(\omega) = \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R_2^2 C_2^2}}$$

$$s_v = \sqrt{\left[ \left( \frac{1}{R_1 (1 + \omega^2 R_2^2 C_2^2)^{\frac{1}{2}}} + \frac{R_2}{R_1 (1 + \omega^2 R_2^2 C_2^2)^{\frac{3}{2}}} \right) s_{R_2} \right]^2 + \left( \frac{R_2 \cdot s_{R_1}}{R_1^2 (1 + \omega^2 R_2^2 C_2^2)^{\frac{1}{2}}} \right)^2 + \left( \frac{R_2 C_2 \cdot s_{C_2}}{R_1 (1 + \omega^2 R_2^2 C_2^2)^{\frac{3}{2}}} \right)^2}$$

Bei dieser Fehlerfortpflanzung treten Fehler bis zur Größenordnung  $10^7$  auf und sind daher viel zu groß um als Vergleichswert zu nehmen. Daher betrachten wir nur die theoretischen Schätzwerte zum Vergleich. Die Spannungen berechnen sich wieder wie folgt:

$$U_a = [\text{Volts/Div}] \cdot [\text{Div}]$$

$$s_{U_a} = \sqrt{(0,03 \cdot [\text{Volts/Div}] \cdot [\text{Div}])^2 + ([\text{Volts/Div}] \cdot s_a)^2}$$

#### 4 Auswertung

Bei der Eingangsspannung haben wir stets drauf geachtet, dass das Signal über 2 Div verläuft und setzen wie in aufgabe 1 einen Ablesefehler von  $\frac{1}{10}$  an.

$$s_{U_e} = \sqrt{(0,03 \cdot U_e)^2 + (\frac{1}{10} \cdot 0,01)^2}$$

Damit erhalten wir die Tabelle (4.3). Trägt man nun die Verstärkung gegen die

$f/Hz$	$U_e/mV$	$s_{U_e}/mV$	$U_a/mV$	$s_{U_a}/mV$	$v$	$s_v$	$v_{theo}$
1	2,00	0,116619	0,02	0,0011662	100	5.8321180	99.9030935
5	2,00	0,116619	0,02	0,0011662	100	5.8321180	95.4983200
10	2,00	0,1166190	0,02	0,0011662	100	5.8321180	84.7580597
15	1,50	0,1096586	0,02	0,0011662	75	5.4836256	72.8455639
20	1,20	0,2032142	0,02	0,0011662	60	10.1609496	62.3300293
50	0,60	0,1016071	0,02	0,0011662	30	5.0804748	30.3618089
100	0,50	0,0427200	0,02	0,0011662	15	2.1361999	15.7334060
200	0,16	0,0062482	0,02	0,0011662	8	0.3125493	7.9406103
500	0,06	0,0043863	0,02	0,0011662	3	0.2193450	3.1846722
1000	0,03	0,0031321	0,02	0,0011662	1,5	0.1566144	1.5929408
2000	0,0125	0,0015462	0,02	0,0011662	0,625	0.0773117	0.7965461
3000	0,01	0,0015297	0,02	0,0011662	0,5	0.0764875	0.5310401
5000	0,006	0,0015108	0,02	0,0011662	0,3	0.0755389	0.3186269
10000	0,022	0,0030717	0,5	0,0150333	0,044	0.0061790	0.1593141
20000	0,025	0,0030923	1	0,0300167	0,025	0.0031821	0.0796571
30000	0,024	0,0030852	1	0,0300167	0,024	0.0031682	0.0531047
50000	0,023	0,0040591	1	0,0300167	0,023	0.0041174	0.0318628
70000	0,022	0,0040541	1	0,0300167	0,022	0.0041075	0.0227592
100000	0,022	0,0040541	1	0,0300167	0,022	0.0041075	0.0159314

Tabelle 4.3: Werte Umkehrintegrierer

Frequenz für die theoretischen und gemessenen Werte doppellogarithmisch aus, so erhält man das Diagramm Abbildung (4.2). Hier ist zu erkennen, dass die Grenzfrequenz  $f_g = \frac{1}{2 \cdot C_2} = 16 \text{ Hz}$  in der gemessenen Verstärkung relativ gut getroffen wird. Auch sonst stimmt der Verlauf der Messungen im Rahmen der Messgenauigkeit bis ca. 5000 Hz gut mit der Theorie überein. Bei höheren Frequenzen sieht man eine Art Zusammenbruch der Verstärkung bis auf einen relativ konstanten Wert.

Im Großen und Ganzen lässt sich aber sagen, dass diese Messung den Frequenzgang gut trifft. Wir sollten allerdings anmerken, dass wir mehr Messwerte hätten aufnehmen sollen, gerade um das Phänomen bei Frequenzen über 5000 Hz besser untersuchen zu können.

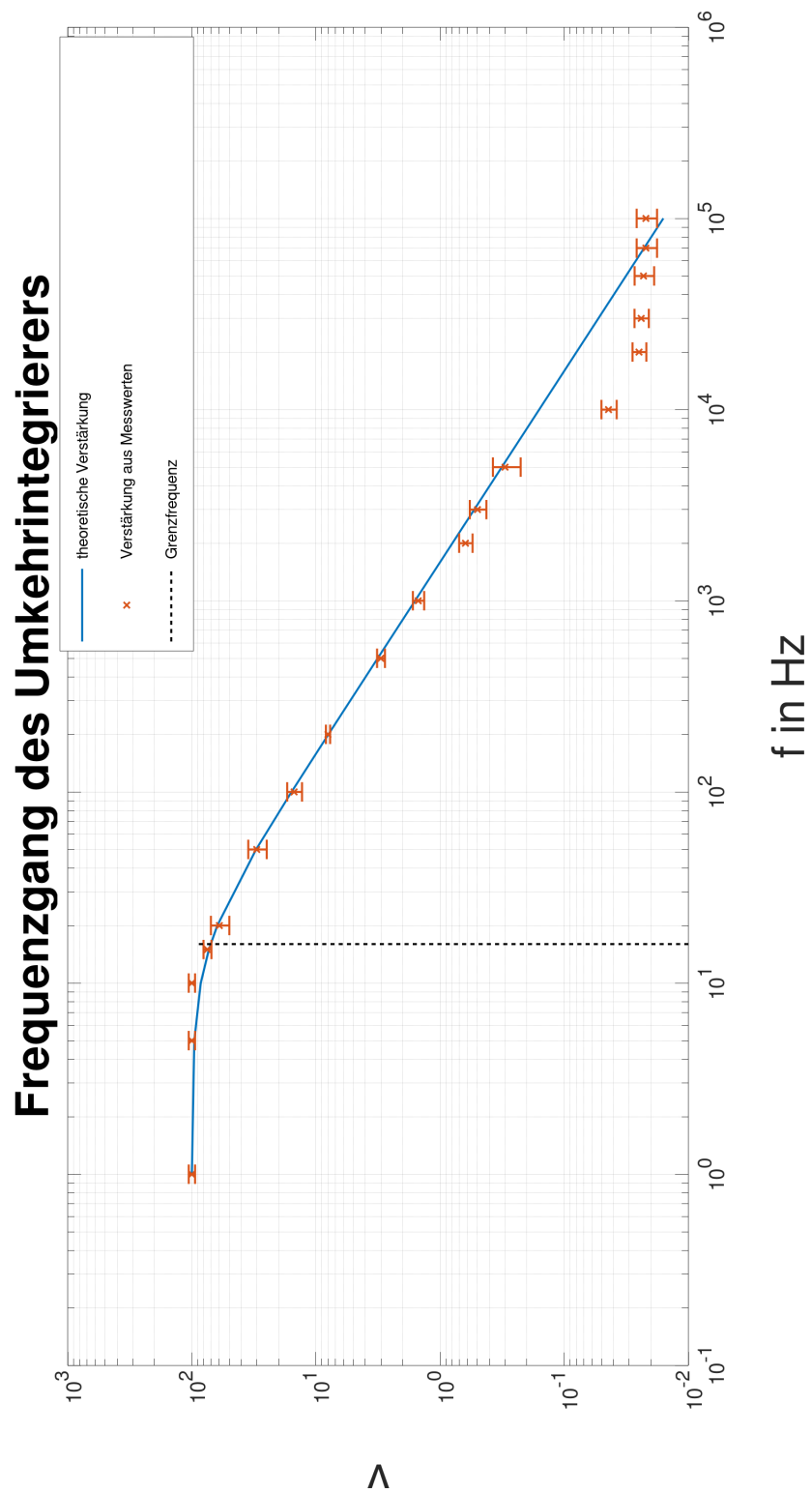


Abbildung 4.2: Frequenzgang Umkehrintegrierer

## 4.4 Umkehrdifferenzierer

### 4.4.1 Frequenzgang

Nun wollen wir erst wieder eine qualitative Betrachtung unserer Skizzen beim Umkehrdifferenzier abgeben. Beide Skizzen zeigen deutlich eine gelungene Differenzierung der eingehenden Dreiecksspannung. In der ersten Skizze jedoch sieht man bei der Ausgangsspannung beim Übergang (Also beim Knick der Rechtecksspannung) einen Verlauf gemäß Dämpfungsschwingungen. Erklären lässt sich das dadurch, dass bei solch starken Veränderungen eines Signals eine Überlagerung sehr hoher Frequenzen stattfindet, welche auch Verstärkt werden (vgl. Abbildung (2.8)). Welche Schwingungen sich dort überlagern ließe sich mit einer Fouriertransformation herausfinden, ist aber hier nicht weiter wichtig. Durch den eingebauten Widerstand wird dann also diese Dämpfung hervorgerufen. Betrachtet man nun die zweite Skizze, so sieht man gleich den Unterschied zur ersten bzgl. dieser Dämpfungsschwingung. Dieses Ausgangssignal wurde nun mit der Kombischaltung aus Abbildung (2.9) aufgenommen und man sieht einen wesentlich glatteren Übergang der Rechtecksspannung und somit eine sauberere Differenzierung. Hier werden, wie auch in der Abbildung (2.10) zu sehen, die großen Frequenzbereiche rausgefiltert. Die gut erkennbaren endlichen Flankenabfälle sind auf die Aufladung der Kondensatoren zurückzuführen und lassen sich nicht vermeiden.

Nun wollen wir wieder den theoretischen und gemessenen Frequenzgang untersuchen. Dabei berechnen wir die Spannungen wie in Aufgabe 3 vor und erhalten damit die Tabelle 4.4: Trägt man diese Werte zusätzlich zu denen des Umkehrintegrieres, so schneiden sich die beiden Graphen bei  $v = 1$  und ca **1600 Hz**. Um das zu begründen betrachten wir nochmal die Theorie dahinter. In den Fragen zur Vorbereitung haben wir für die Integrationsschaltung gezeigt, dass:

$$\begin{aligned}
 v^{(Int)} &= \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R_2^2 C_2^2}} \\
 f_g^{(Int)} &= \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \\
 \Rightarrow f_T^{(Int)} &= f_g^{(Int)} \cdot v^{(Int)}(0) = \frac{1}{2\pi R_1 C_2} \\
 s_{f_T^{(Int)}} &= \sqrt{\left(\frac{s_{R_1}}{2\pi R_1^2 C_2}\right)^2 + \left(\frac{s_{C_2}}{2\pi R_1 C_2^2}\right)^2}
 \end{aligned}$$

Mit den Werten aus dem Umkehrintegrierer folgt somit:

$$f_T^{(Int)} = (1600 \pm 160) \text{ Hz}$$

$f/Hz$	$U_e/mV$	$s_{U_e}/mV$	$U_a/mV$	$s_{U_a}/mV$	$v$	$s_v$
50	0,50	0,01802776	0,016	0,00069311	0,032	0,00180355
60	0,50	0,01802776	0,019	0,00075822	0,038	0,00204372
80	0,50	0,01802776	0,025	0,00090139	0,050	0,00254951
100	0,50	0,01802776	0,032	0,00138622	0,064	0,00360710
125	0,50	0,01802776	0,040	0,00156205	0,080	0,00425206
150	0,50	0,01802776	0,047	0,00172861	0,094	0,00484140
200	0,50	0,01802776	0,063	0,00213825	0,126	0,00623917
300	0,50	0,01802776	0,094	0,00345722	0,188	0,00968281
400	0,50	0,01802776	0,126	0,00427649	0,252	0,01247833
500	0,50	0,01802776	0,155	0,00682807	0,310	0,01764710
700	0,50	0,01802776	0,220	0,00828010	0,440	0,02293295
1000	0,50	0,01802776	0,315	0,01069123	0,630	0,03119583
1300	0,50	0,01802776	0,41	0,01585213	0,820	0,04335066
1600	0,50	0,01802776	0,50	0,01802776	1,000	0,05099020
2000	0,50	0,01802776	0,63	0,02138247	1,260	0,06239167
2500	0,50	0,01802776	0,77	0,02517161	1,540	0,07495012
3000	0,50	0,01802776	0,92	0,03408460	1,840	0,09512266
4000	0,50	0,01802776	1,20	0,04118252	2,400	0,11946548
5000	0,50	0,01802776	1,44	0,04760504	2,880	0,14088179
7000	0,50	0,01802776	1,85	0,07470107	3,700	0,20029478
10000	0,50	0,01802776	2,20	0,08280097	4,400	0,22932946
13000	0,50	0,01802776	2,40	0,12322337	4,800	0,30114448
16000	0,50	0,01802776	2,40	0,12322337	4,800	0,30114448
20000	0,50	0,01802776	2,30	0,12149486	4,600	0,29419721
25000	0,50	0,01802776	2,20	0,11981653	4,400	0,28738824
30000	0,50	0,01802776	1,90	0,11510430	3,800	0,26789550
40000	0,50	0,01802776	1,55	0,06828067	3,100	0,17647096
50000	0,50	0,01802776	1,30	0,06341136	2,600	0,15770859
60000	0,50	0,01802776	1,15	0,06074743	2,300	0,14709861
70000	0,50	0,01802776	1,00	0,05830952	2,000	0,13711309
80000	0,50	0,01802776	0,85	0,05612709	1,700	0,12789840
90000	0,50	0,01802776	0,80	0,03124100	1,600	0,08504117
100000	0,50	0,01802776	0,72	0,02943739	1,440	0,07849790
120000	0,50	0,01802776	0,60	0,02690725	1,200	0,06905071
150000	0,50	0,01802776	0,48	0,02464467	0,960	0,06022890
180000	0,50	0,01802776	0,42	0,02363810	0,840	0,05614553
200000	0,50	0,01802776	0,365	0,01203755	0,730	0,03567044
250000	0,50	0,01802776	0,295	0,01016477	0,590	0,02942482
300000	0,50	0,01802776	0,25	0,00901388	0,500	0,02549510
400000	0,50	0,01802776	0,19	0,00758222	0,380	0,02043722
500000	0,50	0,01802776	0,16	0,00520000	0,320	0,01553319
600000	0,50	0,01802776	0,14	0,00465188	0,280	0,01372880
700000	0,50	0,01802776	0,126	0,00427649	0,252	0,01247833
800000	0,50	0,01802776	0,118	0,00406591	0,236	0,01176993
900000	0,50	0,01802776	0,110	0,00385876	0,220	0,01106707
1000000	0,50	0,01802776	0,106	0,00375665	0,212	0,01071806

Tabelle 4.4: Werte Umkehrdifferenzierer

#### 4 Auswertung

Für den unmodifizierten Differenzierer können wir den linearen Teil der Beziehung aus den Fragen zur Vorbereitung nehmen, da sich die beiden Kurven schneiden:

$$\begin{aligned} v^{(\text{Dif})} &= \frac{R_2}{R_1} \omega R_1 C_1 \\ \text{mit } v &\stackrel{!}{=} 1 : \quad \Rightarrow \quad f_{\text{T}}^{(\text{Dif})} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \\ s_{f_{\text{T}}^{(\text{Dif})}} &= \sqrt{\left(\frac{s_{R_2}}{2\pi R_2^2 C_1}\right)^2 + \left(\frac{s_{C_1}}{2\pi R_2 C_1^2}\right)^2} \end{aligned}$$

Mit den hier verbauten Teilen folgt:

$$f_{\text{T}}^{(\text{Dif})} = (1600 \pm 160) \text{ Hz} = f_{\text{T}}^{(\text{Int})}$$

Daraus lässt sich also schlussfolgern, dass der Schnittpunkt je nach verwendeten Bauteilen den Frequenzbereich ändert. Unser hier verwendeter Aufbau arbeitet also im linearen Teil, wie erwartet, welcher hier im Bereich  $\approx 40 \text{ Hz}$  bis  $4000 \text{ Hz}$  liegt.

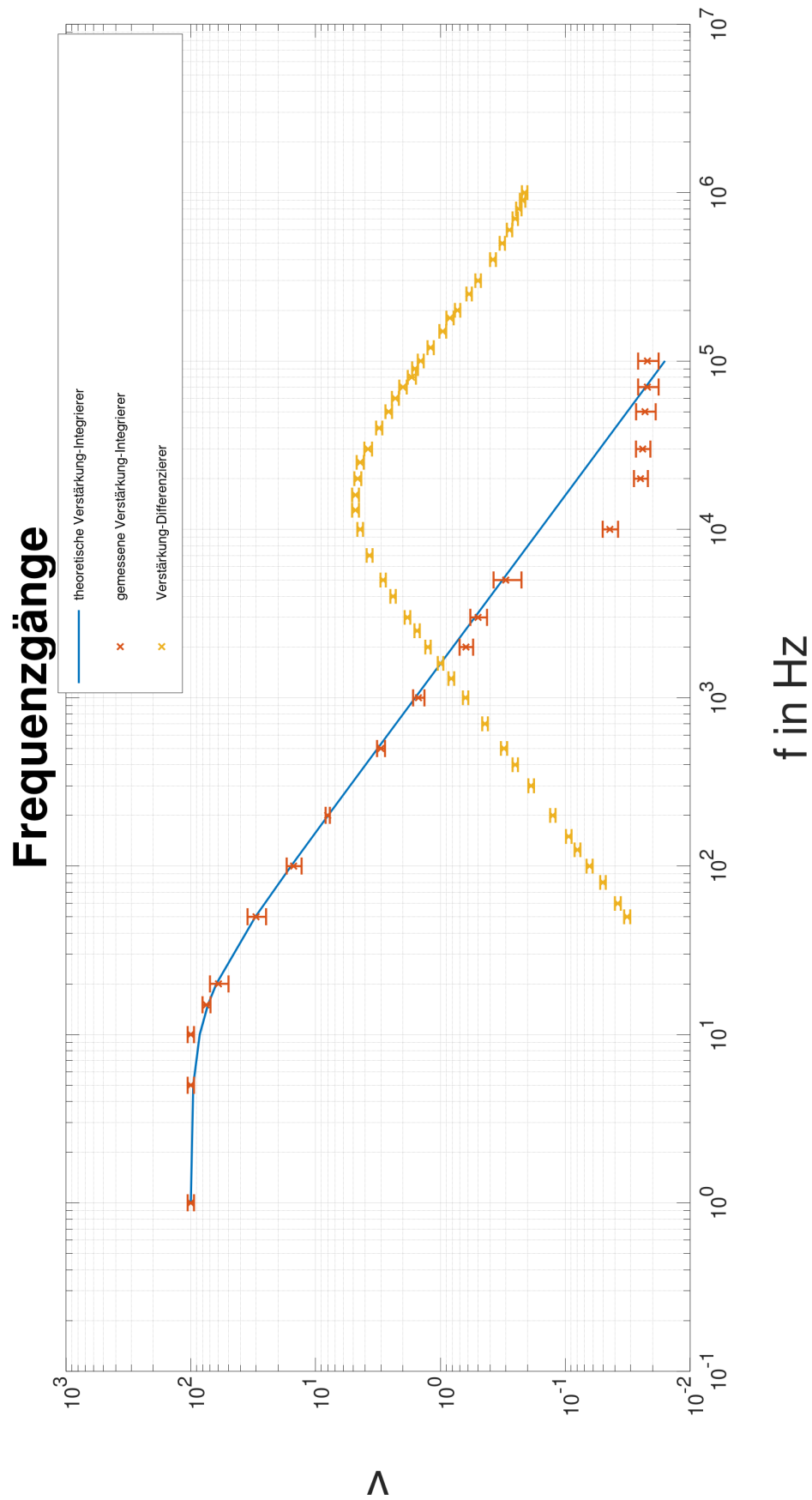


Abbildung 4.3: Frequenzgänge

## 5 Fazit

Als Rückblick können wir sagen, dass der Operationsverstärker trotz kompliziertem Innenaufbau recht leicht zu bedienen ist, um effektiv eine Vielzahl von Rechenoperationen durchzuführen. Uns war zwar nach der Vorbereitung klar, dass wir diese Operationen durchführen können, trotzdem war es sehr schön zu sehen welchen Einfluss ein zusätzlicher Einbau von Kondensator und Widerstand am Ausgangssignal hat und wie sauber das Eingangssignal dann integriert bzw. differenziert wird. Wir haben in diesem Versuch also sehr schön sehen können wie der Operationsverstärker in der Realität funktioniert und zu bedienen ist. Damit ist also das kleine offene Geheimnis von Rechnern und Prozessoren für uns gelüftet. Es hat uns viel Spaß und Wissen bereitet.