

Physiklabor für Anfänger\*innen 2  
Ferienpraktikum im Wintersemester 2018/19

## **Versuch 64: Operationsverstärker**

(durchgeführt am 18. März 2019 bei )

19. März 2019



## Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Ziel des Versuchs</b>	<b>4</b>
<b>2</b>	<b>Physikalische Grundlagen</b>	<b>4</b>
<b>3</b>	<b>Aufbau und Durchführung</b>	<b>5</b>
3.1	Invertierender Verstärker . . . . .	5
3.2	Integrator . . . . .	6
3.3	Spannungsfolger . . . . .	6
<b>4</b>	<b>Messung</b>	<b>6</b>
4.1	Invertierender Verstärker . . . . .	6
4.2	Integrator . . . . .	7
4.3	Spannungsfolger . . . . .	7
<b>5</b>	<b>Auswertung</b>	<b>8</b>
5.1	Invertierender Verstärker . . . . .	8
5.2	Integrator . . . . .	10
5.3	Spannungsfolger . . . . .	12
5.4	Sättigungsverhalten . . . . .	12
<b>6</b>	<b>Diskussion</b>	<b>16</b>
6.1	Invertierender Verstärker . . . . .	16
6.2	Integrator . . . . .	17
6.3	Spannungsfolger . . . . .	17
6.4	Sättigungsverhalten . . . . .	18
<b>A</b>	<b>Anhang</b>	<b>19</b>
A.1	Messwerte . . . . .	19
A.2	Laborheft . . . . .	24

In Tabelle 1 ist eine Übersicht über alle in diesem Versuchsprotokoll verwendeten Symbole gegeben.

Größensymbol	Bedeutung
$U$	Spannung
$I$	Stromstärke
$R$	Elektrischer Widerstand
$Z$	Impedanz
$C$	Kapazität
$A$	Verstärkung
$\omega$	Kreisfrequenz
$r_A$	Dynamischer Ausgangswiderstand
$f$	Frequenz
$\mathfrak{N}, \mathfrak{M}$	Regressionsparameter
$s_x$	Unsicherheit auf (Mess-) Größe $x$

Tabelle 1: Symbole, die in diesem Versuchsprotokoll verwendet wurden.

## 1 Ziel des Versuchs

Das Ziel dieses Versuchs ist, einen invertierten Verstärker aufzubauen, um den Frequenzgang der Verstärkung mit einem sinusförmigen Wechselspannungssignal für verschiedene Rückkopplungswiderstände zu messen. Dann soll die Eignung der Schaltung als Integrator untersucht werden. Anschließend soll ein Spannungsfolger aufgebaut werden und das Sättigungsverhalten der Ausgangsspannung bei Belastung des Ausgangs und bei erhöhtem Ausgangswiderstand untersucht werden.

## 2 Physikalische Grundlagen

Bei einem Operationsverstärker beeinflussen die beiden Eingangssignale nach

$$U_A = A_0(U_+ - U_-) \quad (1)$$

mit umgekehrtem Vorzeichen das Ausgangssignal. Dabei ist  $A_0$  die Leerlaufverstärkung. Damit ein invertierender Verstärker „normal“ arbeitet, muss bei ihm

$$U_- = -\frac{U_A}{A_0} \quad (2)$$

gelten.

Der Zusammenhang zwischen dem Eingangs- und Rückkopplungswiderstand bei einem invertierendem Verstärker lässt sich mit

$$U_A = -(R_2/R_1)U_E \quad (3)$$

beschreiben, wobei

$$A = R_1/R_2 \quad (4)$$

die Verstärkung ist. Für komplexwertige Rückkopplungsimpedanzen ist in der obigen Formel der elektrische Widerstand  $R_2$  durch die entsprechende Impedanz zu ersetzen. Dann gibt allerdings auch der Betrag von  $A$ , das durch die Impedanz zu einer komplexen Größe geworden ist, das Verhältnis der (reellen) Amplituden an.

Der durch die interne Schaltung hervorgerufene dynamische Leerlauf-Ausgangswiderstand ist an der Stelle  $U_+ - U_- = \text{konst.}$  gegeben durch

$$r_{A,0} = -\frac{\delta U_A}{\delta I_A}. \quad (5)$$

### 3 Aufbau und Durchführung

#### 3.1 Invertierender Verstärker

Zuerst bauten wir eine Operationsverstärker-Grundschialtung gemäß Abbildung 1 auf und führten einen Nullabgleich durch, indem wir über einen veränderlichen Widerstand im Operationsverstärker-Baustein das Offset der Ausgangsspannung regulierten und auf null setzten. Daraufhin nahmen wir bei einem sinusförmigen Eingangssignal den Frequenzgang eines linearen Verstärkers auf und konnten überprüfen, ob das bei hohen Frequenzen erwartete Zusammenbrechen der Verstärkung stattfindet. Ebenfalls maßen wir den Frequenzgang eines frequenzabhängigen Verstärkers für einen komplexen Widerstand.

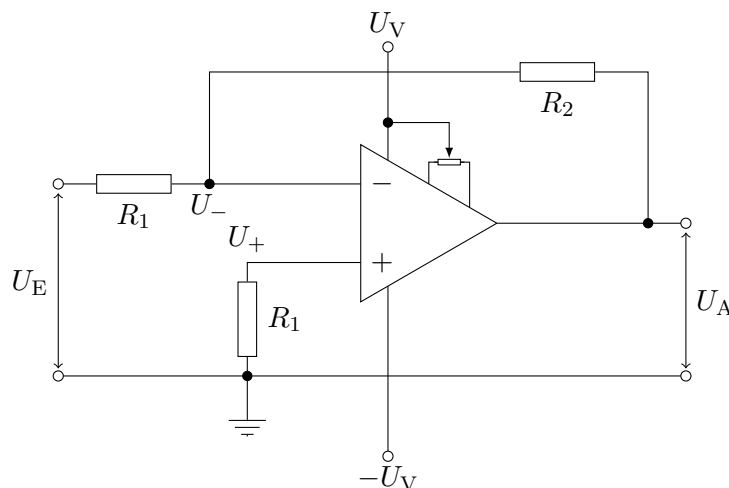


Abbildung 1: Schaltbild eines invertierenden Verstärkers

### 3.2 Integrator

Beim Integrator überprüften wir die Integrationsfunktion, indem wir als Eingangssignal eine Rechteckverlauf wählten und die Form sowie die Amplitude des Ausgangssignals in Abhängigkeit der Frequenz untersuchten. Die selbe Messung wiederholten wir danach mit einem anderen Widerstand, um die Änderung der Signalform und -amplitude beobachten zu können.

### 3.3 Spannungsfolger

Nun modifizierten wir die Schaltung so, dass wir einen Spannungsfolger erhielten. Dieser ist schematisch in Abbildung 2 dargestellt. Anschließend führten wir erneut einen Nullabgleich durch. Dann nahmen wir die Kennlinie der Ausgangsspannung als Funktion der Eingangsspannung auf. Selbiges wiederholten wir für die Untersuchung des Sättigungsverhaltens mit einem erhöhten Ausgangswiderstand und mit Belastung des Ausgangs durch drei verschiedene Lastwiderstände.

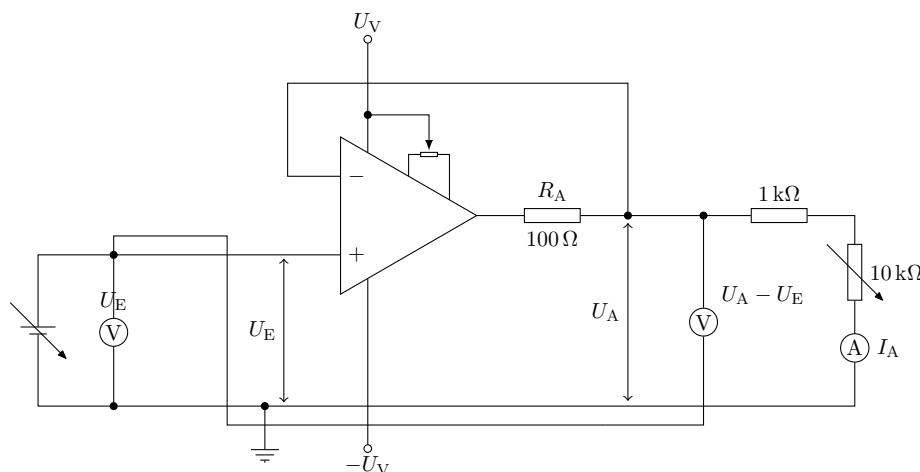


Abbildung 2: Schaltbild eines Spannungsfolgers

## 4 Messung

### 4.1 Invertierender Verstärker

Nach dem Aufbau der Operationsverstärkergrundschialtung mit  $R_1 = R'_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$  und nach dem Nullabgleich, nahmen wir bei einem sinusförmigen Eingangssignal den Frequenzgang für einen Widerstand  $R_2 = 47 \text{ k}\Omega$  und  $470 \text{ k}\Omega$  auf. Dabei entschieden wir uns die Amplitude der Ausgangsspannung (Messung Peak to Peak) mit dem Oszilloskop für die Frequenzen

$\nu = 100, 300 \text{ Hz}, 1, 3, 10 \text{ kHz}$  und  $20, 50, 100 \text{ kHz}$ . Für den kleineren Widerstand wählten wir eine Amplitude der Eingangsspannung von  $10 \text{ mV}$ . Für den größeren ohmschen Widerstand wählten wir die zehnfache Amplitude. Die Ergebnisse dieser Messreihen befinden sich in: Tabelle 2 Die Fehler schätzten wir auf Basis der Schwankungen in der Anzeige des Oszilloskops ab.

Den Frequenzgang eines frequenzabhängigen Verstärkers für den komplexen Widerstand  $Z_2 = (R_{2,\text{par}} = 470 \text{ k}\Omega \text{ parallel mit } C_2 = 2,2 \text{ nF})$  maßen wir in einem 1-2-5-Raster mit den Zwischenschritten 1,5-3-7. Das ergab die Ergebnisse aus Tabelle 3 Die Fehler schätzten wir wieder auf Basis der Schwankungen in der Anzeige des Oszilloskops ab.

Da die Amplitude der Ausgangsspannung sich über den gesamten Messbereich hin stark veränderte, mussten wir verschiedene Auflösungen am Oszilloskop einstellen. Bis zu Frequenzen von  $0,2 \text{ kHz}$  wählten wir eine Auflösung von  $20 \text{ mV}$ , ab dort bis zu Frequenzen von  $2 \text{ kHz}$  wählten wir eine Auflösung von  $2 \text{ V}$ , dann bis zu  $20 \text{ kHz}$  eine Auflösung von  $200 \text{ mV}$  und ab dort eine Auflösung von  $50 \text{ mV}$ . In dem zuletzt verwendeten kleinen Messbereich schwankte die Amplitude der Ausgangsspannung allerdings stark.

## 4.2 Integrator

Hier verwendeten wir als Eingangssignal eine Rechteckverlauf von  $100 \text{ mV}$  (Peak to Peak). Dann untersuchten wir für die beiden Widerstände  $R_2 = 47 \text{ k}\Omega$  und  $470 \text{ k}\Omega$  parallel zu dem Kondensator mit der Kapazität  $C_2 = 2,2 \text{ nF}$  im Rückkopplungsweig die Form sowie die Amplitude des Ausgangssignals in Abhängigkeit der Frequenz. Die Messungen führten wir in einem 1-3-Raster durch, wobei wir für den kleineren Widerstand bis zu Frequenzen von  $0,3 \text{ kHz}$  wir am Oszilloskop eine Division von  $50 \text{ V}$ , bei einer Frequenz von  $1 \text{ kHz}$  eine Division von  $20 \text{ V}$ , bei einer Frequenz von  $3 \text{ kHz}$  eine Division von  $5 \text{ V}$  und bis zu Frequenzen von  $100 \text{ kHz}$  am Oszilloskop eine Division von  $2 \text{ V}$  einstellten. Für den größeren Widerstand wählten wir die Divisions  $10 \text{ V}$ ,  $1 \text{ V}$  und  $0,2 \text{ V}$ . Unsere Messdaten mit den je nach verwendeter Auflösung abgeschätzten Fehlern befinden sich in Tabelle 4 und Tabelle 5.

## 4.3 Spannungsfolger

Nach Modifikation der Schaltung, führten wir einen Nullabgleich bei einer Eingangsspannung von  $1,5 \text{ V}$  durch. Dann nahmen wir  $U_A - U_E$  als Funktion der Eingangsspannung zwischen  $-15 \text{ V}$  und  $15 \text{ V}$  auf. Erst nahmen wir die Werte im positiven Bereich auf, wobei wir die Eingangsspannung mit einem Verstellrädchen in an die Änderung von  $U_A - U_E$  angepassten Schritten erhöhten. Es ließen sich, wie man in Tabelle 6 sieht, allerdings nur Werte für  $U_A - U_E$  bis etwa zu einer Eingangsspannung von  $12 \text{ V}$  messen. Danach betrug die angezeigte Spannungsdifferenz stets null. Auf die in diesem Ver-

suchsteil mit dem Multimeter gemessenen Werte wählten wir entsprechend unserer Erfahrung mir früheren Versuchen einen Fehler von 3% des Messwertes + 1 Digit. Die ersten Messwerte bis zu einer Eingangsspannung von etwa 10,5 V schwankten allerdings so stark, dass wir hier noch einmal eine Abweichung von  $\pm 1$  V quadratisch zum Fehler dazu addieren.

Nach Umpolung des Netzgerätes nahmen wir die selbe Messreihe für die negativen Eingangsspannungen auf. Die Ergebnisse befinden sich in Tabelle 7.

Selbiges wiederholten wir für die Untersuchung des Sättigungsverhaltens mit einem um  $100\ \Omega$  erhöhten Ausgangswiderstand. Den Ausgang belasteten wir durch drei verschiedene Lastwiderstände, indem wir den Poti auf  $0\ \text{k}\Omega$ ,  $3\ \text{k}\Omega$  und den über die Ohm-Funktion des Multimeters maximal möglichen Wert  $9,05\ \text{k}\Omega$  einstellten. In Reihe dazu schalteten wir noch einen Widerstand von  $1\ \text{k}\Omega$ . Unsere Messpunkte wählten wir so, dass wir jeweils die Ausgangsströme so einstellten, dass wir den maximal möglichen Bereich möglichst gleichmäßig abdeckten. Unsere Messreihen zu diesem Teil des Versuchs befinden sich in Tabelle 8, Tabelle 9 und Tabelle 10.

## 5 Auswertung

### 5.1 Invertierender Verstärker

Bevor wir unsere Messdaten aus Tabellen 2 und 3 graphisch auftragen, wollen wir uns zunächst Gedanken über den Kurvenverlauf für die komplexen Rückkopplungsimpedanzen machen. Die Verstärkung  $A$  ist – wie schon in den theoretischen Grundlagen in Gleichung (4) gegeben – durch das Verhältnis der Widerstände, bzw. Impedanzen gegeben. Mit einer Rückkopplungsimpedanz, die durch

$$\frac{1}{Z_2} = \frac{1}{R_{2,\text{par}}} + i\omega C_2 \quad (6)$$

gegeben ist, lässt sich die Verstärkung berechnen als

$$\begin{aligned} A &= \frac{1}{R_1} \frac{1}{\frac{1}{R_{2,\text{par}}} + i\omega C_2} \\ &= \frac{1}{R_1} \frac{R_{2,\text{par}}}{1 + i\omega C_2 R_{2,\text{par}}} \\ &= \frac{R_{2,\text{par}}}{R_1} \frac{1 - i\omega C_2 R_{2,\text{par}}}{1 + (\omega C_2 R_{2,\text{par}})^2}. \end{aligned} \quad (7)$$



Der Betrag von  $A$  bestimmt das Verhältnis der Amplituden, bzw. Spitzenwerte, der Spannung. Dieser berechnet sich folgendermaßen:

$$\begin{aligned} |A| &= \sqrt{\operatorname{Re}^2 A + \operatorname{Im}^2 A} \\ &= \frac{R_{2,\text{par}}}{R_1} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega C_2 R_{2,\text{par}})^2}}. \end{aligned} \quad (8)$$

Mit den von uns verwendeten Bauteilen  $R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{2,\text{par}} = 470 \text{ k}\Omega$  und  $C_2 = 2,2 \text{ nF}$  sowie  $\omega = 2\pi f$  erhalten wir für den theoretischen Verlauf der Verstärkung für die komplexe Rückkopplungsimpedanz:

$$|A|(f) = \frac{100}{\sqrt{1 + (2\pi f \cdot 2,2 \text{ nF} \cdot 470 \text{ k}\Omega)^2}} \quad (9)$$

Nun lässt sich die theoretische Rückkopplungsimpedanz zusammen mit den anderen Impedanzen aus Tabellen 2 und 3 in einem Diagramm auftragen. Dies ist in Abbildung 3 getan. Die theoretisch bestimmte Verstärkung ist in der Legende mit  $|A_{\text{th}}|$  gekennzeichnet. Ebenfalls eingezeichnet ist die Grenz-

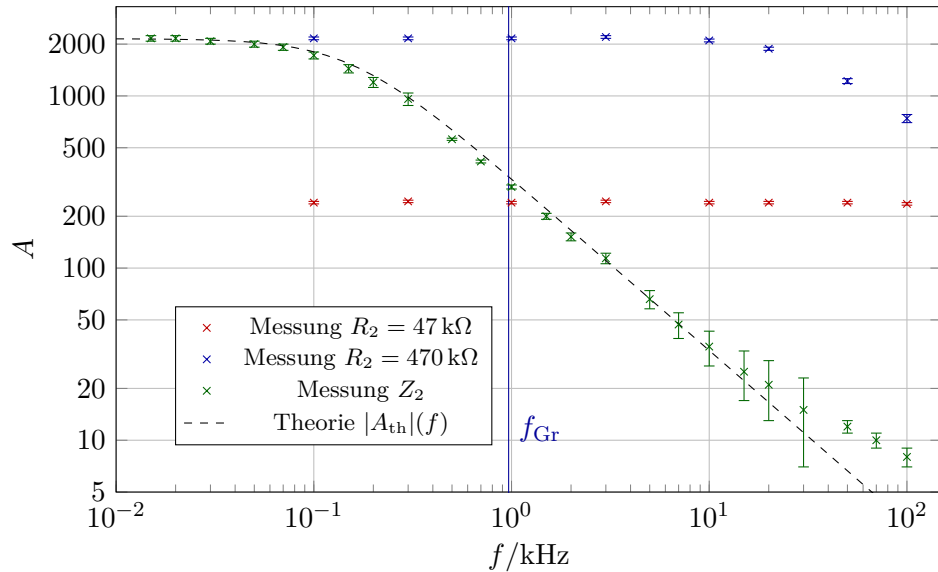


Abbildung 3: Verstärkungskurven der beiden verwendeten ohmschen Rückkopplungswiderstände und der Rückkopplungsimpedanz, sowie der theoretisch vorhergesagte Kurvenverlauf, welcher mit einem Faktor von 21,5 multipliziert wurde

frequenz  $f_{\text{Gr}}$ , die sich aus der Zeitkonstanten  $\tau = R_{2,\text{par}} C_2$  folgendermaßen berechnen lässt:

$$f_{\text{Gr}} = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{R_{2,\text{par}} C_2} = 0,97 \text{ kHz} \quad (10)$$

Zum Diagramm sei zusätzlich angemerkt, dass die theoretische Vorhersage  $|A_{\text{th}}|(f)$  mit dem Faktor 21,5 multipliziert wurde, was in etwa der von uns abgeschätzten Verstärkung des zweiten Channels des verwendeten Oszilloskops entspricht.

Die Rückkopplungsimpedanz  $Z_2$  berechnet sich, da eine Parallelschaltung vorliegt (vgl. Gleichung (6)), aus

$$Z_2 = \frac{1}{1/R_2 + i\omega C}. \quad (11)$$

Daraus folgt für den Betrag von  $Z_2$ :

$$|Z_2| = \frac{R_2}{\sqrt{1 + \omega^2 R_2^2 C^2}}. \quad (12)$$

Aus der Formel für den Betrag wird erkennbar, dass bei der Impedanz für sehr kleine Frequenzen der kapazitive Anteil vernachlässigbar wird, weil hier der Kondensator vollständig sperrt. Aus Gleichung (8) erkennt man dann auch, dass sich die Verstärkung des komplexen Widerstandes für geringe Frequenzen dem Wert

$$R_{a,\text{par}}/R_1 \approx 100 \quad (13)$$

annähert. Da wir wie bereits angemerkt, an der Anzeige unseres Oszilloskops etwa eine Verstärkung von 21,5 haben, stimmt dieser Wert sehr gut mit dem Wert für kleine Frequenzen in Abb. 3 überein.

Für sehr große Frequenzen folgt aus Gleichung (12) und Gleichung (8), dass die Verstärkung für den komplexen Widerstand verschwindet. Auch dies ist im Diagramm deutlich erkennbar.

## 5.2 Integrator

Ein Integrator integriert wie der Name schon sagt mittels

$$U_A(t) = \frac{-1}{R_1 C_2} \int U_E dt. \quad (14)$$

Daher resultiert theoretisch aus einer rechteckigen Eingangsspannung eine dreieckige Ausgangsspannung. Diesen Zusammenhang konnten wir auch für ausreichend hohe Frequenzen und den damit verbundenen kleinen Ausgangsspannungen bestätigen (vgl. Abb. 4) Ebenfalls in Abb. 4 im Anhang ist erkennbar, dass das Ausgangssignal für kleinere Frequenzen immer stärker deformiert wird. Der Grund dafür ist die exponentielle Auf- und Entladekurve:

$$U_C(t) = |U_0|(1 - e^{\frac{-t}{RC}})U_C(t) = |U_0|e^{\frac{-t}{RC}} \quad (15)$$

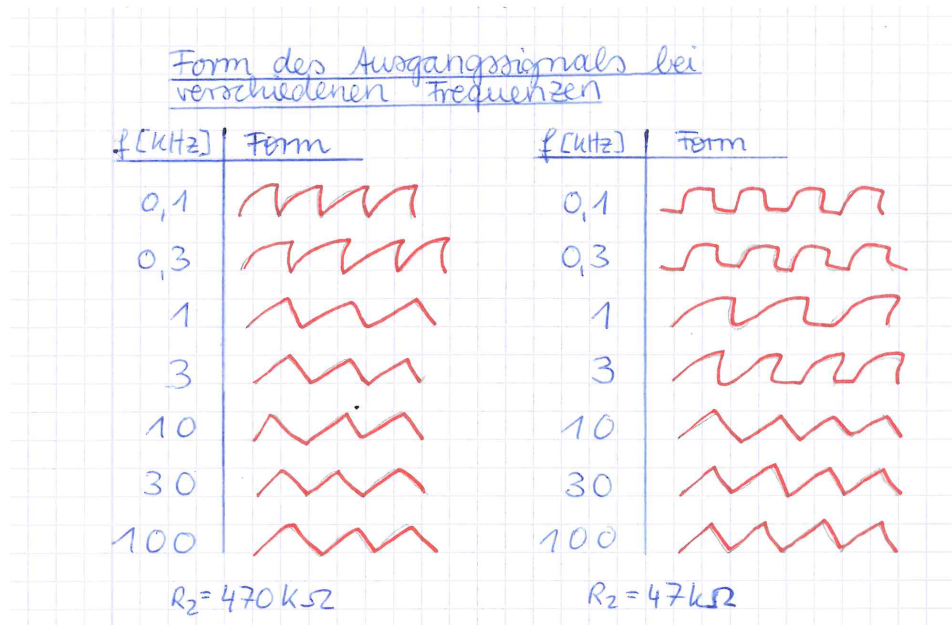


Abbildung 4: Form des Ausgangssignals als Funktion der Frequenz

des Kondensators. Dieser bewirkt durch seine Entladung während der äußeren Aufladung eine Verzögerung der Ausgangsspannung bzgl. des theoretisch erwarteten Verlaufs. Die theoretisch erwartete Dreiecksspannung überlagert sich mit der Entladekurve des Kondensators, was die veränderte Form des Signals bei kleineren Frequenzen erklärt. Für zunehmende Frequenzen „kommt der Kondensator mit seiner Auf- bzw. Entladung nicht mehr schnell genug hinterher“, wodurch der Effekt dann zunehmend an Einfluss verliert. Die Stärke des Einflusses wird dabei durch die Zeitkonstante  $\tau = RC$  bestimmt. Für einen größeren Widerstand ist die Zeitkonstante größer. Daraus resultiert, dass der Kondensator länger zum Auf- bzw. Entladen braucht. Das erklärt auch, warum sich für den höheren Widerstand  $R_2 = 470 \text{ k}\Omega$  die erwartete Dreiecksspannung bereits bei um den Faktor zehn geringeren Frequenzen entsprechend der im Vergleich zu  $R_2' = 47 \text{ k}\Omega$  um den selben Faktor höheren charakteristischen Zeitkonstante einstellt (vgl. Abb. 4). Der Effekt der Abweichung von der erwarteten Dreiecksspannung lässt sich noch deutlicher erkennen, wenn man einen zusätzlichen Widerstand parallel schaltet, denn dieser drückt die wachsende Spannung bereits wieder ab. Die Form des Ausgangssignals kann folglich durch die Wahl eines geeignet gewählten Parallelwiderstandes variiert werden. Die gewünschte Funktion als Integrator, also das Erhalten einer Dreiecksspannung, wird jedoch nur bei ausreichend hohen Frequenzen und mit eher höherem Widerstand  $R_{C,\text{par}}$  erreicht.

### 5.3 Spannungsfolger

In Abbildungen 5 und 6 ist die Ausgangsspannung  $U_A$ , bzw. die Differenz zwischen Aus- und Eingangsspannung  $U_A - U_E$ , auf die Eingangsspannung  $U_E$  für die Erhöhung der Spannung von 0 V auf 12 V abgebildet. Die Unsicherheiten auf die Ausgangsspannung errechnen sich wegen

$$U_A = (U_A - U_E) + U_E \quad (16)$$

aus Gaußscher Fehlerfortpflanzung durch

$$s_{U_A} = \sqrt{s_{U_A - U_E}^2 + s_{U_E}^2}. \quad (17)$$

Analog wurden in Abbildungen 7 und 8 die (negative) Ausgangsspannung, bzw. die Differenz zwischen Aus- und Eingangsspannung, auf die Eingangsspannung aufgetragen. Der Fehler auf die Ausgangsspannung berechnet sich dabei genau wie in Gleichung (17).

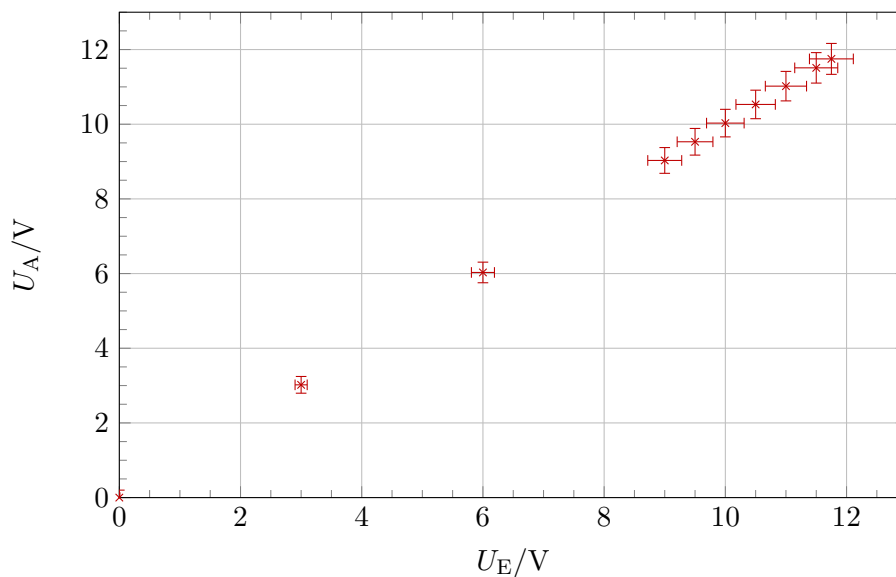


Abbildung 5: Ausgangsspannung  $U_A$  aufgetragen auf die zugehörige Eingangsspannung. Der Übersicht wegen wurden im Bereich 9 V bis 12 V zwei Drittel der Datenpunkte nicht abgebildet.

### 5.4 Sättigungsverhalten

In Abbildung 9 erkennt man das Sättigungsverhalten für die verschiedenen verwendeten Lastwiderstände. Dabei fällt auf, dass der Beginn der Sättigung im Hinblick auf die Eingangs- als auch die Ausgangsspannung abhängig von

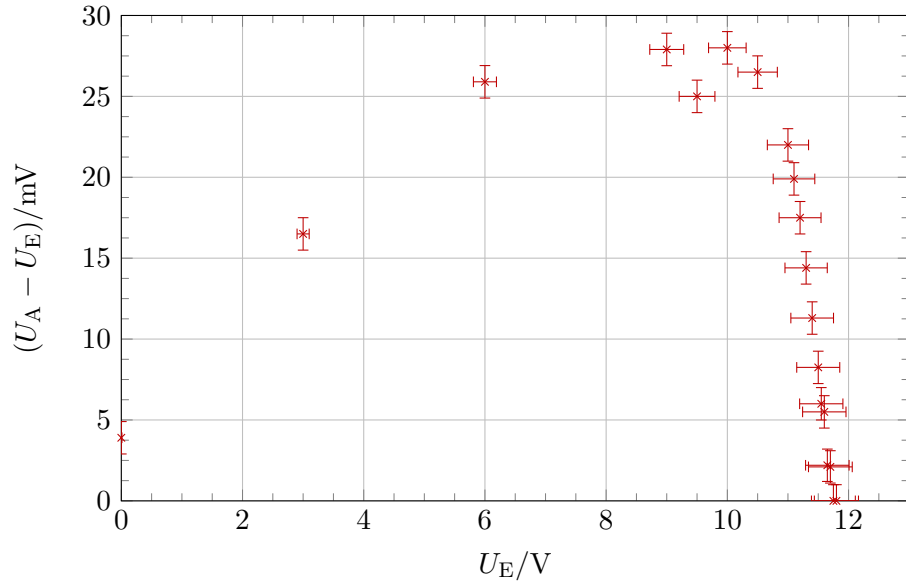


Abbildung 6: Differenz zwischen Aus- und Eingangsspannung in Abhängigkeit von letzterer ausgehend von Tabelle 6.

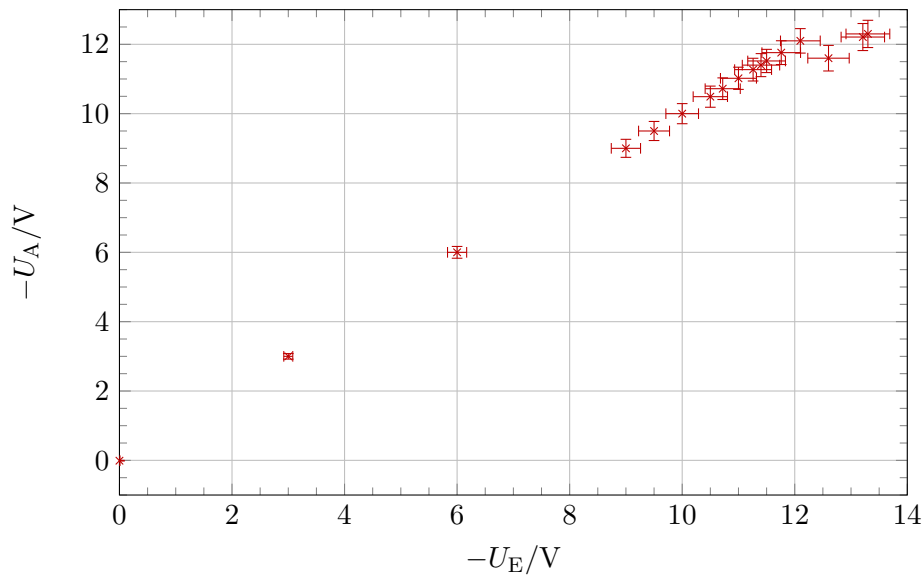


Abbildung 7: Negative Ausgangsspannung  $-U_A$  aufgetragen auf die zugehörige (negative) Eingangsspannung. Der Übersicht wegen wurden im Bereich 10 V bis 12,5 V drei Viertel der Datenpunkte nicht abgebildet.

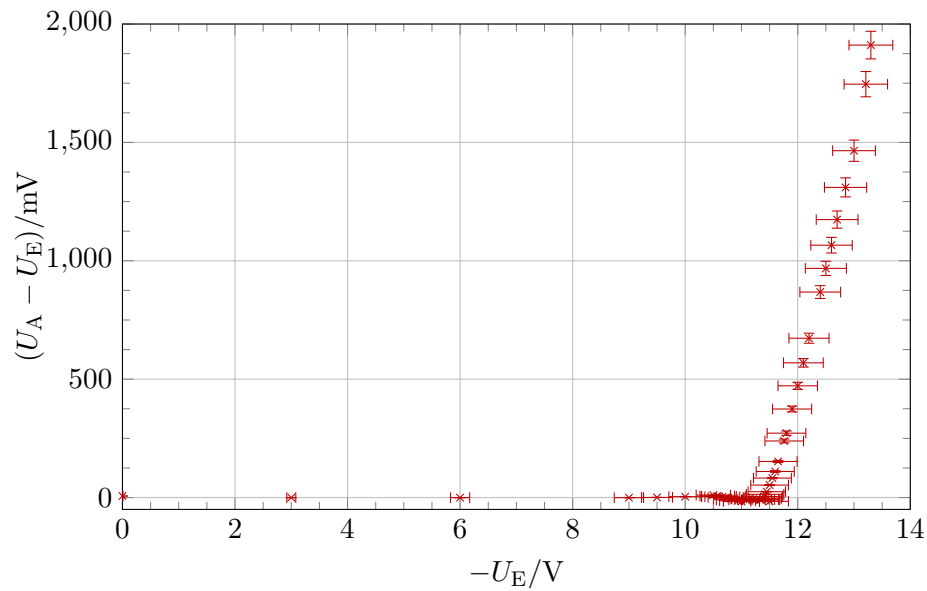


Abbildung 8: Differenz zwischen Aus- und Eingangsspannung in Abhängigkeit von letzterer ausgehend von Tabelle 7.

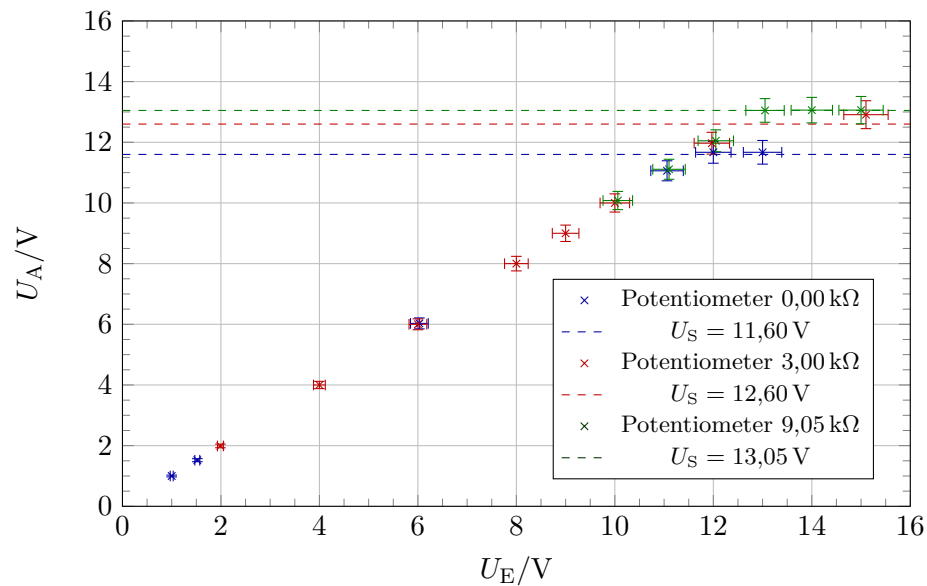


Abbildung 9: Verlauf der Ausgangsspannung  $U_A$  zu gegebener Eingangsspannung  $U_E$  für verschiedene Widerstände. Eingezeichnet sind zusätzlich die von uns abgeschätzten Sättigungsspannungen  $U_S$ .

der Größe des verwendeten Lastwiderstandes ist und mit diesem zunimmt, da an jenem dann eine höhere Spannung abfällt.

Für die drei Lastwiderstände kann man aus Abb. 9 für die positive Sättigungsspannung folgende Werte ablesen:

$$\begin{aligned} U_S^{0,00 \text{ k}\Omega} &= (11,60 \pm 0,25) \text{ V} \\ U_S^{3,00 \text{ k}\Omega} &= (12,60 \pm 0,27) \text{ V} \\ U_S^{9,05 \text{ k}\Omega} &= (13,05 \pm 0,23) \text{ V} \end{aligned} \quad (18)$$

Die Fehler haben wir dabei dadurch abgeschätzt, dass wir die gemittelten Unsicherheiten der zur Bestimmung der Sättigungsspannung relevanten Datenpunkte gemittelt und durch die Wurzel der Anzahl dieser Datenpunkte dividiert haben<sup>1</sup>. Die Widerstandsabhängigkeit erklärt auch, warum die Kurven jetzt deutlich früher in den horizontalen Sättigungsbereich einknicken im Vergleich zu Messung 3.1.

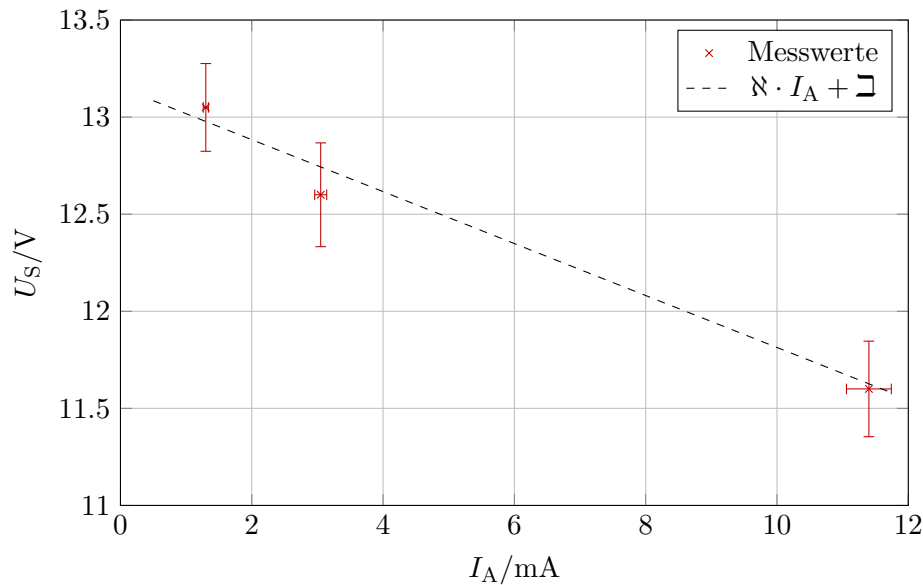


Abbildung 10: Sättigungsspannung  $U_S$  in Abhängigkeit vom (abgeschätzten) Laststrom  $I_A$ . Eingezeichnet ist eine Ausgleichsgerade.

Die effektive Sättigungsspannung ist eine Frage der Belastung, d.h. des Ausgangsstromes. Dieser beträgt, wie aus Tabellen 8 bis 10 ungefähr abge-

<sup>1</sup>Selbstverständlich wäre auch eine Abschätzung per Auge möglich gewesen, allerdings sind die von uns bestimmten Unsicherheiten unserer Meinung quantitativ zufriedenstellend.

schätzt werden kann, für die jeweiligen Belastungen

$$\begin{aligned} I_A^{0,00\text{k}\Omega} &= (11,40 \pm 0,34) \text{ mA}, \\ I_A^{3,00\text{k}\Omega} &= (3,05 \pm 0,09) \text{ mA}, \\ I_A^{9,05\text{k}\Omega} &= (1,30 \pm 0,04) \text{ mA}. \end{aligned} \quad (19)$$

Der Fehler auf die Lastströme ist dabei ausschließlich aus der Messungenauigkeit des verwendeten Multimeters zustande gekommen.

Zur Untersuchung des Zusammenhang dieser und der Sättigungsspannung, trugen wir das Verhältnis beider zueinander graphisch in Abbildung 10 auf. Hierbei verwendeten wir *nicht* den Wert der ersten Messreihe (ohne  $R_A$ ), da wir in dieser Messreihe innerhalb des von uns betrachteten Spannungsbereichs keine Sättigung feststellen konnten. Die zweite Messreihe (in der der Bereich 0 V bis  $-12$  V abgetastet werden sollte) wird ebenfalls nicht für die Sättigungskurve verwendet, da wir einen systematischen Fehler in diesem Versuchsteil vermuten (siehe Abschnitt 6.3).

Das Diagramm zeigt, dass die Sättigungsspannung sehr genau linear mit der Stromstärke bei Sättigung abnimmt. Dieses Verhalten ist uns von realen Strom- und Spannungsquellen her bekannt und so auch wieder auf den schaltungsbedingten Ausgangswiderstand zurückzuführen. Die Linearität können wir auch quantitativ untersuchen, indem wir eine lineare Regression mit Unsicherheiten durchführen<sup>2</sup>. Die Regression von

$$U_S(I_A) = \aleph I_A + \beth \quad (20)$$

führt uns auf die geschätzten Parameter

$$\begin{aligned} \aleph &= (-1,38 \pm 0,03) \cdot 10^{-1} \frac{\text{V}}{\text{mA}}, \\ \beth &= (1,32 \pm 0,02) \cdot 10^1 \text{ V}. \end{aligned} \quad (21)$$

Der OV selbst besitzt einen dynamischen Ausgangswiderstand. Dieser berechnet sich über Gleichung (5), kann aber auch mit  $r_{A,0} = -\aleph$  über die Regression bestimmt werden:

$$r_{A,0} = (1,38 \pm 0,03) \cdot 10^2 \Omega \quad (22)$$

Dieser Zusammenhang (20) kann dabei natürlich nur für große Sättigungsspannungen gelten, weil  $U_S$  positiv sein muss.

## 6 Diskussion

### 6.1 Invertierender Verstärker

Für rein ohmsche Widerstände konnten wir in diesem Versuchsteil verifizieren, dass zumindest für nicht zu hohe Frequenzen die Verstärkung mit

<sup>2</sup>Da uns die statistischen Methoden an dieser Stelle fehlen, vernachlässigen wir hier den Fehler auf den Laststrom  $I_A$ .



einem theoretisch erwarteten Faktor von etwa 210 bzw. 2100 unabhängig von der eingestellten Frequenz ist und direkt mit dem verwendeten Arbeitswiderstand zunimmt. Das „Abknicken“ bei sehr hohen Frequenzen ist darauf zurückzuführen, dass die hohe Leerlaufverstärkung des OV's nicht bis zu hohen Frequenzen hin aufrecht erhalten werden kann. Für größere Widerstände findet dieses „Abknicken“ früher statt, als für kleinere Widerstände. Deswegen können wir den Knick in der Verstärkungskurve für den kleineren Widerstand nicht in unserem Messbereich erkennen.

Bei der Betrachtung der Verstärkungskennlinie für die komplexe Belastung fällt auf, dass die praktisch gemessenen Werte immer etwas unter den theoretisch erwarteten liegen. Der Grund dafür könnte ein systematischer Fehler, wie die Eichtoleranz des Frequenzgenerators oder die große eigene Verstärkung von einem Faktor von etwa 21,5 des Oszilloskops verantwortlich sein. Es können aber auch statistische Unsicherheiten, wie die Ableseungenauigkeit eine Rolle spielen. Zudem mussten wir für unsere Messungen öfter die Auflösung am Oszilloskop ändern, was ebenso zu einer Verfälschung der Messdaten führen konnte.

Trotzdem ist aber gut erkennbar, dass sich die Verstärkungskennlinie für die komplexe Belastung in den Grenzfällen für sehr große und sehr kleine Frequenzen den erwarteten Werten annähert.

## 6.2 Integrator

Aus unseren Messergebnissen konnten wir erkennen, dass das theoretisch erwartete Dreieckssignal sich überlagert sich mit der Auf- und Entladekurve des Kondensators überlagert. Dies erklärt die veränderte Form des Signals bei kleineren Frequenzen. Für zunehmende Frequenzen verliert der Effekt dann zunehmend an Einfluss. Die Stärke des Einflusses wird dabei durch die Zeitkonstante  $\tau = RC$  bestimmt. Weil für einen größeren Widerstand ist die Zeitkonstante größer ist, braucht der Kondensator länger zum Auf- bzw. Entladen. Bei einem höheren Widerstand stellt sich die das erwartete Dreieckssignal früher ein, als bei einem kleinen Widerstand.

Die Form des Ausgangssignals kann durch die Wahl eines geeignet gewählten Parallelwiderstandes variiert werden. Die gewünschte Funktion als Integrator, also das Erhalten einer Dreiecksspannung, kann jedoch nur bei ausreichend hohen Frequenzen und mit eher höherem Widerstand  $R_{C,par}$  erreicht werden.

## 6.3 Spannungsfolger

Wie man in Abbildung 5 sehen kann, ist es uns nicht gelungen, bei einer Erhöhung der Eingangsspannung von 0 V auf 15 V die vorhergesagte Sättigung zu erreichen. Auch interessant ist die Tatsache, dass Datenpunkte, die oberhalb von 12 V aufgenommen wurden, keine Differenz (d.

h.  $U_A - U_E = 0\text{ V}$ ) zwischen Aus- und Eingangsspannung erbracht haben. Diesen Umstand kann man teilweise in Abb. 6 sehen<sup>3</sup>. Anders sieht es hingegen in der Messung der Ausgangsspannung bei einer negativen Eingangsspannung aus: Wie man in Abbildung 7 gut sehen kann, ist oberhalb von 12 V ein Spannungsplateau erreicht und die Ausgangsspannung erhöht sich nicht merklich. Dies sieht man ebenfalls gut in Abbildung 8, wo die Spannungsdifferenz knapp unter 12 V einen scharfen Knick macht und daraufhin stark anwächst. Prinzipiell ist dieses Anwachsen auch in Abb. 6 sichtbar, jedoch bricht das Abfallen der Spannung bei null ab. Da wir einen systematischen oder gar groben Fehler in diesem Versuchsaufbau vermuten, haben wir die hier gewonnenen Daten über das Spannungsplateau nicht weiter bei der Bestimmung des dynamischen Ausgangswiderstands im darauffolgenden Auswertungsabschnitt verwendet.

#### 6.4 Sättigungsverhalten

Aus unseren Messergebnissen konnten wir folgern, dass der Beginn der Sättigung im Hinblick auf die Eingangs- als auch die Ausgangsspannung abhängig von der Größe des verwendeten Lastwiderstandes ist und mit diesem zunimmt, da an jenem dann eine höhere Spannung abfällt.

Für die drei Lastwiderstände kann man aus Abb. 9 für die positive Sättigungsspannung folgende Werte ablesen:

$$\begin{aligned} U_S^{0,00\text{ k}\Omega} &= (11,60 \pm 0,25)\text{ V} \\ U_S^{3,00\text{ k}\Omega} &= (12,60 \pm 0,27)\text{ V} \\ U_S^{9,05\text{ k}\Omega} &= (13,05 \pm 0,23)\text{ V} \end{aligned} \quad (23)$$

Die effektive Sättigungsspannung ist dabei abhängig vom Ausgangsstrom. Dieser beträgt für die jeweiligen Belastungen

$$\begin{aligned} I_A^{0,00\text{ k}\Omega} &= (11,40 \pm 0,34)\text{ mA}, \\ I_A^{3,00\text{ k}\Omega} &= (3,05 \pm 0,09)\text{ mA}, \\ I_A^{9,05\text{ k}\Omega} &= (1,30 \pm 0,04)\text{ mA}. \end{aligned} \quad (24)$$

Aus dem Zusammenhang zwischen Spannungs- und Stromverlauf konnten wir für große Sättigungsspannungen den dynamischen Ausgangswiderstand

$$r_{A,0} = (1,38 \pm 0,03) \cdot 10^2 \Omega \quad (25)$$

bestimmen.

Bei der scheinbar geringen Unsicherheit muss man allerdings Vorsicht walten lassen: Zum einen basiert der Fehler auf die Spitzenspannung  $U_S$

<sup>3</sup>Wie in der Messung bereits erwähnt, hörten wir knapp oberhalb von 12 V auf, weitere Datenpunkte aufzunehmen.

auf der Bildung des Mittelwerts von zwei, bzw. drei, Messwerten, was keine allzu hohe Stichprobengröße darstellt. Es wäre daher sehr wünschenswert, wenn mehr Messpunkte – insbesondere im Bereich des Ausgangsspannungsplateaus – aufgenommen werden würden. Zusätzlich stellt auch die Simplifizierung durch die lineare Regression eine Fehlerquelle dar: Da diese nur Fehler bezüglich  $U_S$  miteinbezieht und den Fehler auf  $I_A$  komplett vernachlässigt, ist bei den Ergebnissen der Regression Vorsicht geboten; besonders dann, wenn die Unsicherheiten auf  $I_A$  in der gleichen Größenordnung wie die auf  $U_S$  liegen, kann die Regression u. U. falsche Werte (und auch falsche Unsicherheiten auf diese) liefern.

## A Anhang

### A.1 Messwerte

$f$ in kHz	$U_{SS}^A$ in V	
	$R_2 = 47\text{ k}\Omega$	$R_2 = 470\text{ k}\Omega$
0,1	$2,40 \pm 0,04$	$21,60 \pm 0,40$
0,3	$2,44 \pm 0,04$	$21,60 \pm 0,40$
1,0	$2,40 \pm 0,04$	$21,60 \pm 0,40$
3,0	$2,44 \pm 0,04$	$22,00 \pm 0,40$
10,0	$2,40 \pm 0,04$	$21,00 \pm 0,40$
20,0	$2,40 \pm 0,04$	$18,80 \pm 0,40$
50,0	$2,40 \pm 0,04$	$12,20 \pm 0,40$
100,0	$2,36 \pm 0,04$	$7,40 \pm 0,40$

Tabelle 2: Spannungsamplituden  $U_{SS}^A$  in Abhängigkeit von der Frequenz  $f$  bei verschiedenen Lastwiderständen  $R_2$ . Die Eingangsamplitude beträgt Spitze-zu-Spitze gerade 10 mV.

$f$ in kHz	$U_{SS}^A$ in V	$f$ in kHz	$U_{SS}^A$ in V
0,015	$21,60 \pm 0,80$	1,5	$2,00 \pm 0,08$
0,020	$21,60 \pm 0,80$	2	$1,52 \pm 0,08$
0,030	$20,80 \pm 0,80$	3	$1,14 \pm 0,08$
0,050	$20,00 \pm 0,80$	5	$0,66 \pm 0,08$
0,070	$19,20 \pm 0,80$	7	$0,47 \pm 0,08$
0,100	$17,20 \pm 0,80$	10	$0,35 \pm 0,08$
0,150	$14,40 \pm 0,80$	15	$0,25 \pm 0,08$
0,200	$12,00 \pm 0,80$	20	$0,21 \pm 0,08$
0,300	$9,60 \pm 0,80$	30	$0,15 \pm 0,08$
0,500	$5,60 \pm 0,08$	50	$0,12 \pm 0,01$
0,700	$4,16 \pm 0,08$	70	$0,10 \pm 0,01$
1000	$2,96 \pm 0,08$	100	$0,08 \pm 0,01$

Tabelle 3: Spannungsamplituden  $U_{SS}^A$  in Abhängigkeit von der Frequenz  $f$  für den Rückkopplungswiderstand  $R_{2,\text{par}} = 470 \text{ k}\Omega$  parallel zu  $C_2 = 2,2 \text{ nF}$

$f$ in kHz	$U_{SS}^A$ in V
0,1	$202 \pm 8$
0,3	$130 \pm 8$
1	$46,0 \pm 0,8$
3	$16,0 \pm 0,8$
10	$4,88 \pm 0,08$
30	$1,92 \pm 0,08$
100	$0,72 \pm 0,08$

Tabelle 4: Spannungsamplituden  $U_{SS}^A$  in Abhängigkeit von der Frequenz  $f$  für den Rückkopplungswiderstand  $R_2 = 470 \text{ k}\Omega$

$f$ in kHz	$U_{SS}^A$ in V
0,1	$22,00 \pm 0,40$
0,3	$21,60 \pm 0,40$
1	$20,80 \pm 0,40$
3	$13,20 \pm 0,40$
10	$4,88 \pm 0,08$
30	$1,84 \pm 0,08$
100	$0,72 \pm 0,08$

Tabelle 5: Spannungsamplituden  $U_{SS}^A$  in Abhängigkeit von der Frequenz  $f$  für den Rückkopplungswiderstand  $R_2 = 470 \text{ k}\Omega$

$U_E$ in V	$U_A - U_E$ in mV	$U_A$ in V
$0,00 \pm 0,10$	$3,90 \pm 0,22$	$0,00 \pm 0,14$
$3,00 \pm 0,19$	$16,50 \pm 0,59$	$3,02 \pm 0,21$
$6,00 \pm 0,28$	$25,90 \pm 0,88$	$6,03 \pm 0,30$
$9,00 \pm 0,37$	$27,90 \pm 0,94$	$9,03 \pm 0,38$
$9,50 \pm 0,39$	$25,00 \pm 0,85$	$9,53 \pm 0,40$
$10,00 \pm 0,40$	$28,00 \pm 0,94$	$10,03 \pm 0,41$
$10,50 \pm 0,42$	$26,50 \pm 0,89$	$10,53 \pm 0,43$
$11,00 \pm 0,43$	$22,00 \pm 0,76$	$11,02 \pm 0,44$
$11,10 \pm 0,43$	$19,90 \pm 0,70$	$11,12 \pm 0,44$
$11,20 \pm 0,44$	$17,50 \pm 0,62$	$11,22 \pm 0,45$
$11,30 \pm 0,44$	$14,40 \pm 0,53$	$11,31 \pm 0,45$
$11,40 \pm 0,44$	$11,30 \pm 0,44$	$11,41 \pm 0,45$
$11,50 \pm 0,44$	$8,50 \pm 0,35$	$11,51 \pm 0,46$
$11,55 \pm 0,45$	$6,00 \pm 0,28$	$11,56 \pm 0,46$
$11,60 \pm 0,45$	$5,50 \pm 0,27$	$11,61 \pm 0,46$
$11,65 \pm 0,45$	$2,20 \pm 0,17$	$11,65 \pm 0,46$
$11,70 \pm 0,45$	$2,10 \pm 0,16$	$11,70 \pm 0,46$
$11,75 \pm 0,45$	$0,00 \pm 0,10$	$11,75 \pm 0,46$
$11,80 \pm 0,45$	$0,00 \pm 0,10$	$11,80 \pm 0,46$

Tabelle 6: Ausgangsspannung als Funktion der positiven Eingangsspannung

$U_E$ in V	$U_A - U_E$ in mV
0,00	$194,00 \pm 0,15$
-3,00	$189,70 \pm 0,11$
-6,00	$191,99 \pm 0,13$
-9,0	$186,79 \pm 0,20$
-11,00	$185,29 \pm 0,25$
-11,20	$144,19 \pm 0,26$
-11,30	$88,59 \pm 0,26$
-11,40	$4,81 \pm 0,26$
-11,50	$5,91 \pm 0,26$
-11,60	$7,01 \pm 0,27$
-11,80	$9,31 \pm 0,27$
-12,00	$11,61 \pm 0,28$
-12,20	$11,81 \pm 0,28$
-12,30	$6,81 \pm 0,29$
-12,35	$0,09 \pm 0,29$
-12,36	$7,99 \pm 0,29$
-12,37	$21,09 \pm 0,29$
-12,40	$87,69 \pm 0,29$
-12,45	$465,99 \pm 0,30$
-12,50	$525,99 \pm 0,30$
-12,60	$724,99 \pm 0,30$
-12,70	$759,99 \pm 0,31$
-12,80	$633,99 \pm 0,31$
-12,90	$500,99 \pm 0,31$
-13,00	$269,99 \pm 0,31$
-13,25	$129,99 \pm 0,32$
-13,50	$26\ 799,99 \pm 0,95$
-13,75	$26\ 899,99 \pm 0,96$
-14,00	$27\ 199,99 \pm 0,97$

Tabelle 7: Ausgangsspannung als Funktion der negativen Eingangsspannung

$U_E$ in V	$U_A - U_E$ in V	$U_A$ in V	$I_A$ in mA
$1,00 \pm 0,13$	$0,000 \pm 0,100$	$1,00 \pm 0,16$	$1,00 \pm 0,13$
$1,52 \pm 0,15$	$0,000 \pm 0,100$	$1,52 \pm 0,18$	$1,50 \pm 0,15$
$6,03 \pm 0,28$	$0,000 \pm 0,100$	$6,03 \pm 0,30$	$6,00 \pm 0,28$
$11,06 \pm 0,43$	$0,000 \pm 0,100$	$11,06 \pm 0,44$	$11,00 \pm 0,43$
$12,00 \pm 0,46$	$-0,327 \pm 0,090$	$11,67 \pm 0,47$	$11,60 \pm 0,45$
$13,00 \pm 0,49$	$-1,334 \pm 0,060$	$11,67 \pm 0,49$	$13,00 \pm 0,49$

Tabelle 8: Ausgangsspannung als Funktion der Eingangsspannung mit Poti auf  $0 \text{ k}\Omega$

$U_E$ in V	$U_A - U_E$ in V	$U_A$ in V	$I_A$ in mA
$4,00 \pm 0,22$	$0,00 \pm 0,10$	$4,00 \pm 0,24$	$1,00 \pm 0,13$
$6,00 \pm 0,28$	$0,00 \pm 0,10$	$6,00 \pm 0,30$	$1,50 \pm 0,15$
$8,00 \pm 0,34$	$0,00 \pm 0,10$	$8,00 \pm 0,35$	$2,00 \pm 0,16$
$9,00 \pm 0,37$	$0,00 \pm 0,10$	$9,00 \pm 0,38$	$2,25 \pm 0,17$
$10,00 \pm 0,40$	$0,00 \pm 0,10$	$10,00 \pm 0,41$	$2,50 \pm 0,17$
$11,97 \pm 0,46$	$0,00 \pm 0,10$	$11,97 \pm 0,47$	$3,00 \pm 0,19$
$15,10 \pm 0,55$	$-2,19 \pm 0,03$	$12,91 \pm 0,55$	$3,21 \pm 0,20$

Tabelle 9: Ausgangsspannung als Funktion der Eingangsspannung mit Poti auf  $3 \text{ k}\Omega$

$U_E$ in V	$U_A - U_E$ in V	$U_A$ in V	$I_A$ in mA
$10,06 \pm 0,40$	$0,020 \pm 0,100$	$10,08 \pm 0,41$	$1,00 \pm 0,13$
$11,10 \pm 0,43$	$0,013 \pm 0,100$	$11,11 \pm 0,44$	$1,10 \pm 0,13$
$12,05 \pm 0,46$	$0,000 \pm 0,100$	$12,05 \pm 0,47$	$1,20 \pm 0,14$
$13,05 \pm 0,49$	$0,000 \pm 0,100$	$13,05 \pm 0,50$	$1,30 \pm 0,14$
$14,00 \pm 0,52$	$-0,942 \pm 0,070$	$13,06 \pm 0,52$	$1,30 \pm 0,14$
$15,00 \pm 0,55$	$-1,938 \pm 0,040$	$13,06 \pm 0,55$	$1,30 \pm 0,14$

Tabelle 10: Ausgangsspannung als Funktion der Eingangsspannung mit Poti auf  $9,05 \text{ k}\Omega$

A.2 Laborheft

Versuch 64: Operationsverstärker 18.3.19

1.) Nullabgleich  $\pm 300 \mu V$   
 Amplitude: ~~100mV~~  $50mV$   $10mV$   $f = 1kHz$   $R_2 = 470k\Omega$

a)  $f$  [kHz] |  $U_{ss}$  [V] |  $U_{ss}^A$  [V]  $R_2 = 470k\Omega$   $A = 100mV$

0,1	208	2,40	21,6
0,3	208	2,44	21,6
1	208	2,40	21,6
3	208	2,44	22,0
10	212	2,40	21,0
20	212	2,40	18,8
50	208	2,40	12,0
100	200	2,36	7,4
$\pm 10Hz$		$\pm 0,04$	$\pm 0,4$

b)  $f$  [kHz] |  $U_{ss}^A$  [V] |  $f$  [kHz] |  $U_{ss}^A$  [V]  $Z_2 = (R_{2par} = 470k\Omega$   
 parallel mit  $C_2 = 2,2nF$   
 Amplitude  $10mV_{pp}$

0,02	21,6 $\pm 0,8$	0,015	21,6 $\pm 0,8$
0,05	20,0 $\pm 0,8$	0,3	20,8 $\pm 0,8$
0,1	17,2 $\pm 0,8$	0,7	19,2 $\pm 0,8$
0,2	12,0 $\pm 0,8$	1,5	14,4 $\pm 0,8$
0,5	5,6 $\pm 0,8$	3	12,6 $\pm 0,8$
1	2,96	0,7	4,16 $\pm 0,08$
2	1,52	1,5	2,08
5	0,664	3	1,04 $\pm 0,08$
10	0,350	7	0,472
20	0,208	15	0,248
50	0,124	30	0,152
100	0,082	70	0,102

2.) a)  $A = 100mV_{ss}$  Rechtecksignal  $R_2 = 470k\Omega$   $A = 100mV_{ss}$   $R_2 = 47k\Omega$

$f$ [kHz]	$U_{ss}$ [V]	Form	$f$ [kHz]	$U_{ss}$ [V]	Form
0,1	20,2 $\pm 8$		0,1	22,0 $\pm 0,8$	
0,3	13,0		0,3	21,6	
1	4,60 $\pm 0,8$		1	20,8	
3	16,0		3	13,2	
10	4,88 $\pm 0,8$		10	4,88 $\pm 0,8$	
30	1,52		30	1,84	
100	0,72		100	0,72 $\pm 0,08$	

3.) a) Nullabg. mit  $U_E = 1,5V$   
 Kennlinie  $P_{ab}$  auf 0-2  
 $U_E$  [V] |  $U_A - U_E$  [V]  $f(3\% \pm 10\%)$

$U_E$ [V]	$U_A - U_E$ [V]	$f$
0	6,5	0
3,00	-0,2	-10,72
6,00	-0,3	-10,82
9,00	-0,4	-10,82
12,00	0,6	-10,93
15,00	3,9	-11,00
18,00	4,6	-11,50
21,00	16,7	-11,10
24,00	6,5	-11,15



-11,33	-9,6
-11,35	-9,2
-11,38	-8,1
-11,40	44,1
-11,42	13,7
-11,45	24,7
-11,50	52,8
-11,55	82,3
-11,60	110,1
-11,65	152,4
-11,76	239
-11,80	272
-11,90	374
-12,1	472
-12,10	569
-12,20	673
-12,40	863
-12,50	968
-12,60	1066
-12,70	1174
-12,85	1310
-13,00	1465
-13,21	1746
-13,30	1911
-13,39	17000]

38a) 2. neu nach Umpolung

U <sub>E</sub> (V)	U <sub>A</sub> -U <sub>E</sub> (mV)	
-0	194,0	
-3	189,7	+0,5
-6	185,3	
-9	180,8	
-11	185,3	
-11,20	144,2	-12,80   634
-11,30	88,6	-12,90   501
-11,40	-4,8	-13   270
-11,50	-5,9	-13,25   130
-11,60	-7,0	-13,50   26,8
-11,80	-9,3	-13,75   26,9
-12,00	-11,6	-14   27,2
-12,20	-11,8	
-12,30	-6,8	
-12,35	0,1	
-12,36	8,0	
-12,32	21,1	
-12,40	37,7	
-12,45	466	
-12,50	526	
-12,60	725	
-12,70	760	

b) U<sub>E</sub>(V) | U<sub>A</sub>-U<sub>E</sub>(V) | I<sub>A</sub>(mA) | R<sub>ext</sub> 3kΩ

10,00	0	2,5	20mA
4,00	0	1	
15,10	-2,19	6,21	
11,97	0	3,00	
10,00	2,500	2,50	
9,00	0	2,25	
8,00	0	2,00	
6,00	0	1,50	
1,99	6,50	1,99	0,50

U<sub>E</sub>(V) | U<sub>A</sub>-U<sub>E</sub> | I<sub>A</sub>(mA) | R<sub>ext</sub> 0kΩ

1V	0	1	
1,52	0	1,50	
6,03	0	6	
11,06	0	11	
12	-0,327	11,6	
13	-1,334	13	

U<sub>E</sub>(V) | U<sub>A</sub>-U<sub>E</sub> | I<sub>A</sub>(mA) | R<sub>ext</sub> 9,05kΩ

10,06	0,020	1	
11,10	0,013	1,10	
12,05	0	1,20	
13,05	0	1,30	
14	-0,942	1,30	
15	-1,938	1,30	