

V51

Schaltungen mit Operationsverstärkern

Lukas Bertsch

lukas.bertsch@tu-dortmund.de

Tom Troska

tom.troska@tu-dortmund.de

Durchführung: 08.01.2024

TU Dortmund – Fakultät Physik

Inhaltsverzeichnis

1. Zielsetzung	3
2. Theorie	3
2.1. Grundlegende Schaltungen	4
2.1.1. Invertierender Linearverstärker	4
2.1.2. Integrator	5
2.1.3. Differenzierer	6
2.1.4. Schmitt-Trigger	6
2.1.5. Generator	7
3. Durchführung	8
4. Auswertung	9
4.1. Invertierter Linearverstärker	9
4.2. Integrator	12
4.3. Differenzierer	13
4.4. Schmitt-Trigger	17
4.5. Generator	17
5. Diskussion	20
Literatur	21
A. Anhang	22
A.1. Originaldaten	22

1. Zielsetzung

In diesem Versuch werden Anwendungen eines Operationsverstärkers untersucht. Dazu werden verschiedene Schaltungen mit Operationsverstärkern aufgebaut und ihre elektrotechnischen Eigenschaften geprüft. Kenngrößen und Zusammenhänge werden vermessen und mit den Erwartungen eines idealen Operationsverstärkers verglichen.

2. Theorie

Der Operationsverstärker (*OP*, *OpAmp*) ist ein wichtiges Bauteil zur Verstärkung von Spannungssignalen. Dem Aufbau eines OpAmp's liegt ein Differenzverstärker zur Grunde, welcher die Differenz zweier anliegender Spannungssignale verstärkt. Der invertierende Eingang wird mit einem „-“ gekennzeichnet, der nicht-Invertierende mit einem „+“. Ein idealer OpAmp hat eine unendliche Leerlaufverstärkung, wohingegen der reale Operationsverstärker einen Verstärkungsfaktor V von etwa 10^4 bis 10^7 aufweist. Der OpAmp wird mit zwei Betriebsspannungen $\pm U_B$ versorgt, wodurch die Amplitude des Ausgangssignals

$$U_a = V(U_+ - U_-) \quad (1)$$

in den Bereich $-U_B < U_a < U_B$ eingeschränkt ist. Dies kann auch anhand der Übertragungskennlinie eines idealen OpAmp's in Abbildung 1 gesehen werden. Überschreitet die

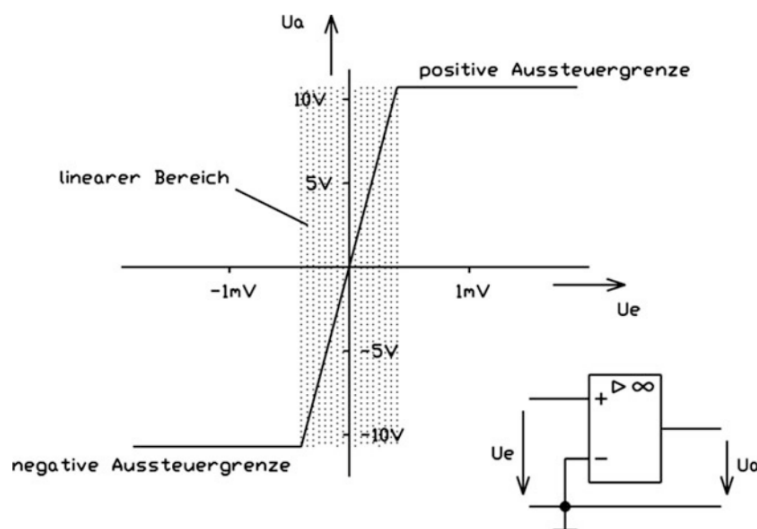


Abbildung 1: Übertragungskennlinie eines idealen Operationsverstärkers [1].

Verstärkung bei einem realen OpAmp die Betriebsspannung, so erreicht das Signal ein Plateau einige Volt (milli Volt) unter der Betriebsspannung. Die Kennlinie eines realen Verstärkers kann außerdem um einen Offset U_{offset} verschoben sein.

Beim idealen Operationsverstärker ist der Eingangswiderstand unendlich groß und der Ausgangswiderstand 0Ω . Ein realer OpAmp hat typischerweise einen Eingangswiderstand

von $R_e > 1 \text{ M}\Omega$ und einen Ausgangswiderstand von etwa $R_a = 10 \Omega - 1000 \Omega$. Ebenso hat der ideale OpAmp eine unendliche Übertragungsbandbreite, wohingegen der reale Operationsverstärker eine Grenzfrequenz zwischen 10 Hz und 10 kHz hat. Die Bandbreite wird bei Operationsverstärkern mit dem konstanten Verstärkung-Bandbreite-Produkt angegeben. Des Weiteren tritt bei realen Verstärkern eine Gleichtaktverstärkung auf, sobald gleiche Spannungssignale anliegen. Bei einem idealen OpAmp wäre in diesem Fall die Ausgangsspannung $U_a = 0$. Nichtsdestotrotz tritt eine Gleichtaktunterdrückung auf, deren Kenngröße

$$G = \frac{V_0}{V_{\text{Gl}}} \quad (2)$$

als Verhältnis der Leerlaufverstärkung V_0 und der Gleichtaktverstärkung V_{Gl} angegeben wird und welche das gleichgetaktete Rauschen an den Eingängen des Operationsverstärkers unterdrückt.

2.1. Grundlegende Schaltungen

Durch Rückkopplung des Ausgangssignals auf den Eingang (Feedback) kann ein Operationsverstärker in Schaltungen mit unterschiedlichen Funktionen verwendet werden. Eine positive Rückkopplung verstärkt dabei das Eingangssignal, während negatives Feedback Änderungen des Eingangssignals dämpft. Durch zweiteres kann eine Stabilisierung des Betriebs des OpAmp's erreicht werden.

2.1.1. Invertierender Linearverstärker

Bei einem invertierenden Verstärker wird eine Rückkopplung des Ausgangssignals auf den invertierenden Eingang (Gegenkopplung) angewandt. Nach Gleichung 1 gilt mit $U_0 \equiv U_a$

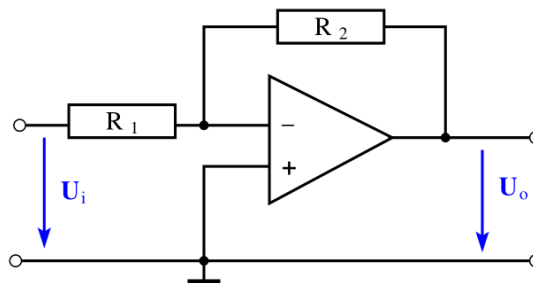


Abbildung 2: Schaltplan eines invertierenden Linearverstärkers [3].

$$U_i = -\frac{U_a}{V}.$$

Mit der Kirchhoffschen Knotenregel gilt für den Knoten vor dem invertierenden Eingang

$$\frac{U_i - U_1}{U_a - U_1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Daraus folgt für die Verstärkung

$$\begin{aligned} \frac{1}{V'} &= -\frac{U_1}{U_a} = \frac{1}{V} + \frac{R_1}{R_2} \left(1 + \frac{1}{V}\right) \\ \Leftrightarrow V' &\approx \frac{R_2}{R_1} \left(= \frac{U_a}{U_e}\right), \end{aligned} \quad (3)$$

da $V \gg 1$ ist. Die Bandbreite des Verstärkers wird um den Faktor

$$g := \frac{V}{V'} \quad (4)$$

erhöht.

2.1.2. Integrator

Der Schaltplan eines Integrators ist in Abbildung 3 gegeben. Hier gilt für den Knotenpunkt

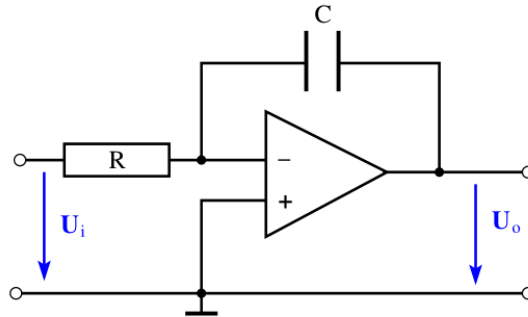


Abbildung 3: Schaltplan eines Integrators [3].

$$I_1 + I_C = 0.$$

Unter Verwendung des Ohmschen Gesetzes

$$I_1 = \frac{U_1}{R}$$

für den Strom I_1 und dem Ausdruck

$$\int I_C dt = Q = CU_a$$

für den Strom am Kondensator, folgt zur Berechnung der Ausgangsspannung

$$U_a = -\frac{1}{RC} \int U_1 dt. \quad (5)$$

Für eine Wechselspannung $U_1 = U_0 \sin(\omega t)$ beträgt die Ausgangsspannung demnach

$$U_a = \frac{U_0}{\omega RC} \cos(\omega t). \quad (6)$$

2.1.3. Differenzierer

Beim Differenzierer (Abbildung 4) sind Widerstand und Kondensator getauscht. Analog

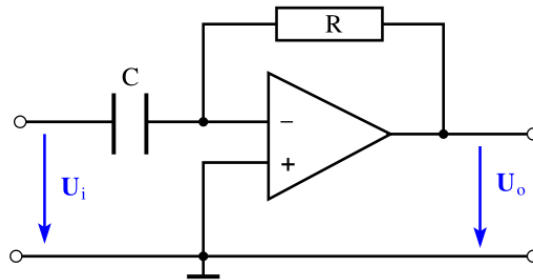


Abbildung 4: Schaltplan eines Differenzierers [3].

zum Integrator folgt mit

$$\begin{aligned} I_1 &= \dot{Q} = C\dot{U}_1 \\ U_a &= -RC \cdot \dot{U}_1 . \end{aligned} \quad (7)$$

Mit einer sinusförmigen Wechselspannung am Eingang ergibt sich somit die Ausgangsspannung

$$U_a = -\omega RC U_0 \cdot \cos(\omega t) . \quad (8)$$

2.1.4. Schmitt-Trigger

Bei der Schaltung für den Schmitt-Trigger (Abbildung 5) wird nun eine Rückkopplung auf den nicht-invertierenden Eingang gegeben. Dadurch springt das Signal des Verstärkers schalgartig auf seinen maximalen Wert $(-)U_B$, wenn eine gewisse Schwellenspannung überschritten (unterschritten) wird. Der Schmitt-Trigger fungiert also als Schalter. Die Schwellenspannung ist dabei durch

$$U_{\pm} = \pm \frac{R_1}{R_2} U_B \quad (9)$$

gegeben.

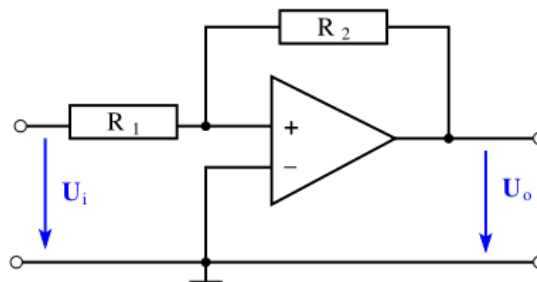
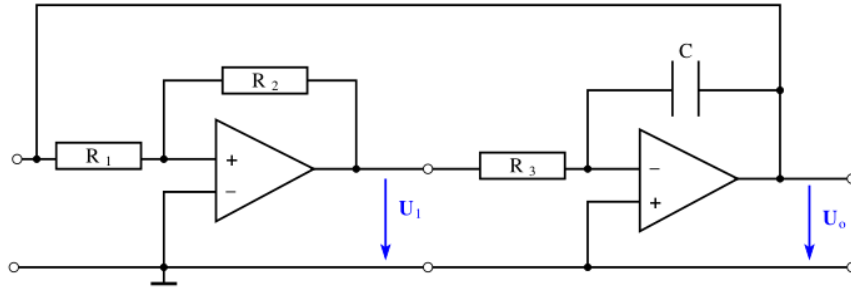


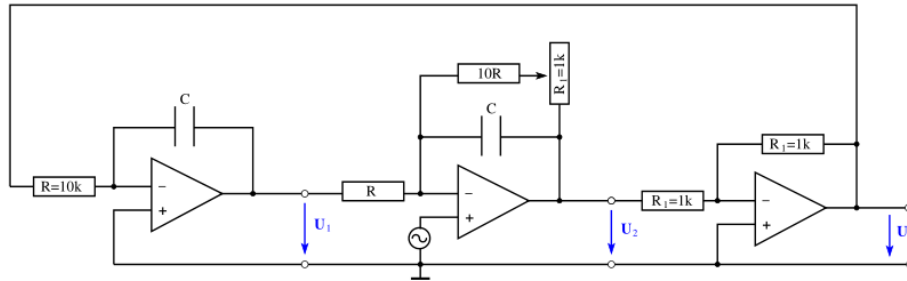
Abbildung 5: Schaltplan eines Schmitt-Triggers [3].

2.1.5. Generator

Zuletzt werden die Schaltungen eines Generators (Abbildung 6a) und eines Generators mit variierender Amplitude (Abbildung 7b) betrachtet. Der Generator besteht aus



(a) Generator.



(b) Generator mit variierender Amplitude.

Abbildung 6: Schaltplan eines Generators und eines Generators mit variierender Amplitude [3].

einem Schmitt-Trigger und einem Integrator. Der Schmitt-Trigger schaltet zwischen den Spannungen $\pm U_B$ und gibt daher eine Rechteckspannung aus. Diese wird über den Integrator zu einer Dreieckspannung umgewandelt, die wieder auf den Eingang des Schmitt-Triggers rückgekoppelt wird und dort wiederum das periodische Umschalten des Schmitt-Triggers auslöst. Die Frequenz des Generators ist durch

$$\nu_a = \frac{R_2}{4CR_1R_3} \quad (10)$$

und die Amplitude durch

$$U_0 = U_{\max} \frac{R_1}{R_2} \quad (11)$$

gegeben.

Die Ausgangsspannung des Generators mit variierender Amplitude wird über die Differentialgleichung einer gedämpften Schwingung

$$\frac{d^2U_a}{dt^2} - \frac{\eta}{10RC} \frac{dU_a}{dt} + \frac{1}{(RC)^2} U_a = 0 \quad (12)$$

beschrieben. Die Dämpfungskonstante $-1 \leq \eta \leq 1$ ist dabei über R_1 einstellbar. Für $\eta < 0$ kann eine gedämpfte Schwingung gemessen werden, für $\eta > 0$ oszilliert das System. Die Schwingungsdauer ist dabei

$$T = 2\pi RC \quad (13)$$

und die Zerfallskonstante lautet

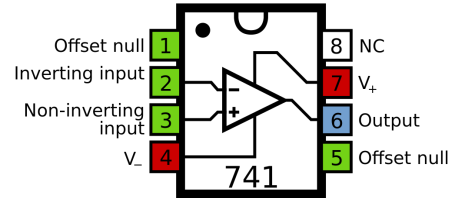
$$\tau = \frac{20RC}{|\eta|}. \quad (14)$$

3. Durchführung

Für die Durchführung des Versuches stehen ein Frequenzgenerator, ein Oszilloskop, eine Stromquelle, ein Steckbrett und LM741 Operationsverstärker, sowie diverse Widerstände und Kondensatoren zur Verfügung. Die verschiedenen Bauteile und die Pinbelegung des LM741 OpAmp's sind in Abbildung 7 zu sehen.



(a) Verfügbare Bauteile des Versuchsaufbaus [3].



(b) Pinbelegung des LM741 Operationsverstärkers [2].

Abbildung 7: Bestandteile des Versuchsaufbaus.

Zuerst wird die Schaltung des invertierenden Linearverstärkers nach Abbildung 2 aufgebaut. Es werden zuerst Widerstände $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ und $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ verwendet. Die Frequenzabhängigkeit der Amplitude und der Phase zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung werden über mehrere Größenordnungen der Frequenz gemessen ($1 \text{ kHz} - 100 \text{ kHz}$). Die Messung wird für zwei weitere Konfigurationen der Widerstände wiederholt.

Anschließend wird der Integrator nach Abbildung 3 mit $R = 10 \text{ k}\Omega$ und $C = 100 \text{ nF}$ aufgebaut. Wieder wird die Ausgangsspannung als Funktion der Frequenz gemessen. Außerdem wird die Form des Ausgangssignals für eine Rechteck- und Dreiecksspannung (und Sinusspannung) mithilfe des Oszilloskops gespeichert. Analoge Messungen werden für den Differenzierer nach Abbildung 4 mit $R = 100 \text{ k}\Omega$ und $C = 22 \text{ nF}$ vorgenommen. Der Schmitt-Trigger (Abbildung 5) wird mit $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ und $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ aufgebaut. Durch stetiges Erhöhen der Spannung oder mithilfe einer Dreiecksspannung wird die Schwellenspannung der Schaltung mehrfach bestimmt und gemittelt. Des Weiteren werden Messdaten der Eingangs- und Ausgangsspannung mithilfe des Oszilloskops gespeichert. Der Generator aus Abbildung 6a wird mit $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$ und

$C = 1 \mu\text{F}$ aufgebaut. Es werden U_1 und U_a mit dem Oszilloskop gespeichert um anschließend die Frequenz und Amplitude des Generators bestimmen zu können.

Zuletzt wird der Generator mit variierender Amplitude (Abbildung 7b) mit $C = 22 \text{ nF}$ oder $C = 100 \text{ nF}$ aufgebaut. Die Dämpfung der Amplitude und die Schwingungsdauer werden mit dem Oszilloskop gemessen.

4. Auswertung

4.1. Invertierter Linearverstärker

Die Spannung des Ausgangssignals U_2 wird in Abhängigkeit von der verwendeten Frequenz f gemessen. Mithilfe der bekannten Widerstände R_1 und R_2 sowie Formel (3) werden die theoretischen Verstärkungen für die drei eingebauten Widerstandskombinationen ausgerechnet. Es ergibt sich

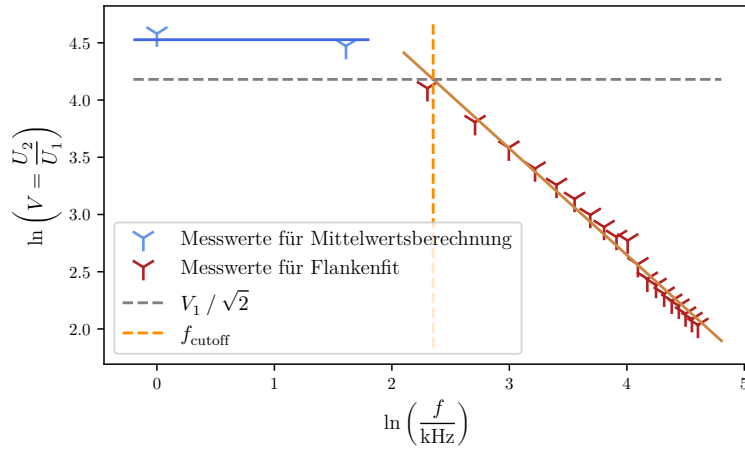
$$\begin{aligned} V_{1,\text{theo}} &= \frac{100 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} = 100 \\ V_{2,\text{theo}} &= \frac{150 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} = 15 \\ V_{3,\text{theo}} &= \frac{68 \text{ k}\Omega}{330 \Omega} \approx 179. \end{aligned}$$

Wird die tatsächlich gemessenen Verstärkung V in Abhängigkeit von der Frequenz f in einem doppelt-logarithmischen Diagramm dargestellt, ergeben sich Graphen, die zunächst annähernd konstant verlaufen und ab einem bestimmten Punkt linear abfallen. Die entsprechenden Plots der experimentellen Daten sind in Abbildung 8 dargestellt. Die gemittelte Leerlaufverstärkung V ergibt sich jeweils als Mittelwert der in Abbildung 8 als konstant zu betrachtenden Messwerte. Es folgt

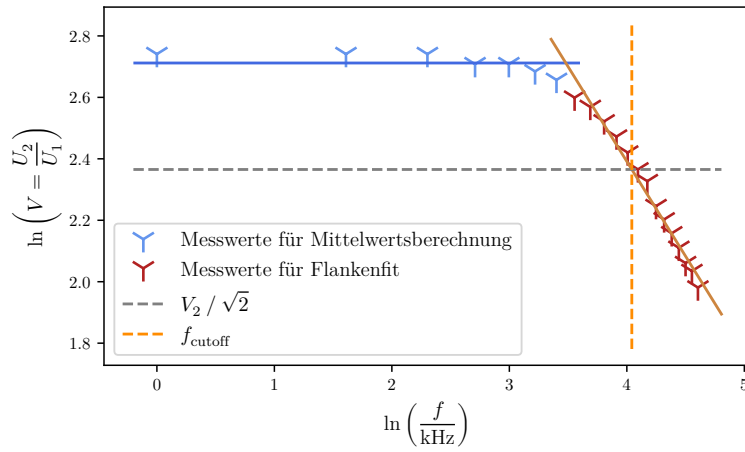
$$\begin{aligned} V_1 &= 92 \pm 5 \\ V_2 &= 15,1 \pm 0,4 \\ V_3 &= 129 \pm 11. \end{aligned}$$

Die Grenzfrequenz f_{Grenz} des Schaltkreises wird als die Frequenz definiert, bei der die Verstärkung V den Wert $\frac{V_i}{\sqrt{2}}$ annimmt. Zur Berechnung dieser Grenzfrequenzen werden mithilfe der `python`-Erweiterung `scipy` [4] lineare Fits der Messwerte von den Flanken in Abbildung 8 erstellt. Durch einfaches Gleichsetzen der sich ergebenden Fitfunktion mit $\ln\left(\frac{V_i}{\sqrt{2}}\right)$ und Umformen ergeben sich die Grenzfrequenzen f_{Grenz} . Diese, sowie die Fitparameter der drei verschiedenen Verstärkungen sind in Tabelle 1 dargestellt.

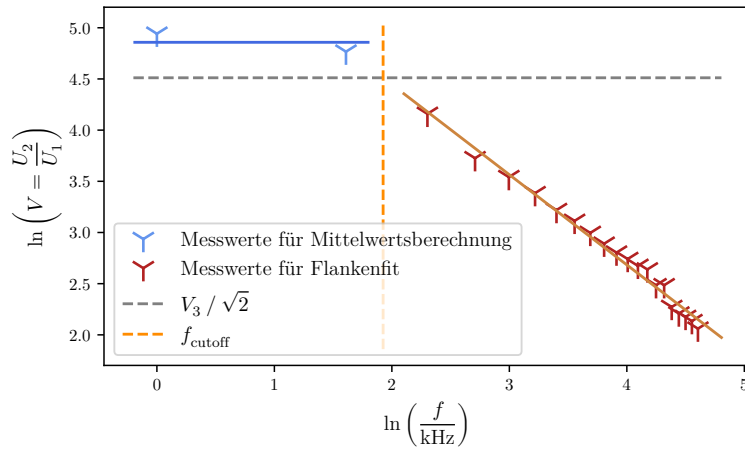
Neben den Leerlaufverstärkungen und den Grenzfrequenzen wird auch die Phasenverschiebung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung betrachtet. Diese ist ebenfalls Frequenzabhängig und wird in Abbildung 9 dargestellt.



(a) $V_{1,\text{theo}} = 100$



(b) $V_{2,\text{theo}} = 15$



(c) $V_{3,\text{theo}} = 179$

Abbildung 8: Doppellogarithmische Plots der bei verschiedenen Frequenzen f zu beobachtenden Verstärkungen V .

Tabelle 1: Leerlaufverstärkung, Fitparameter der Flankenfits aus Abbildung 8 und daraus resultierende Grenzfrequenzen f_{Grenz} , sowie das Bandbreitenprodukt.

V_{theo}	V_i	m	b	f / kHz	$V_i \cdot f_{\text{Grenz}} / \text{kHz}$
100	92 ± 5	$-0,931 \pm 0,023$	$6,37 \pm 0,09$	$10,5 \pm 1,3$	$(9,7 \pm 1,1) \cdot 10^2$
15	$15,1 \pm 0,4$	$-0,617 \pm 0,026$	$4,86 \pm 0,11$	57 ± 14	$(5,3 \pm 1,4) \cdot 10^3$
179	129 ± 11	$-0,881 \pm 0,024$	$6,21 \pm 0,09$	$6,9 \pm 1,0$	$(6,3 \pm 1,0) \cdot 10^2$

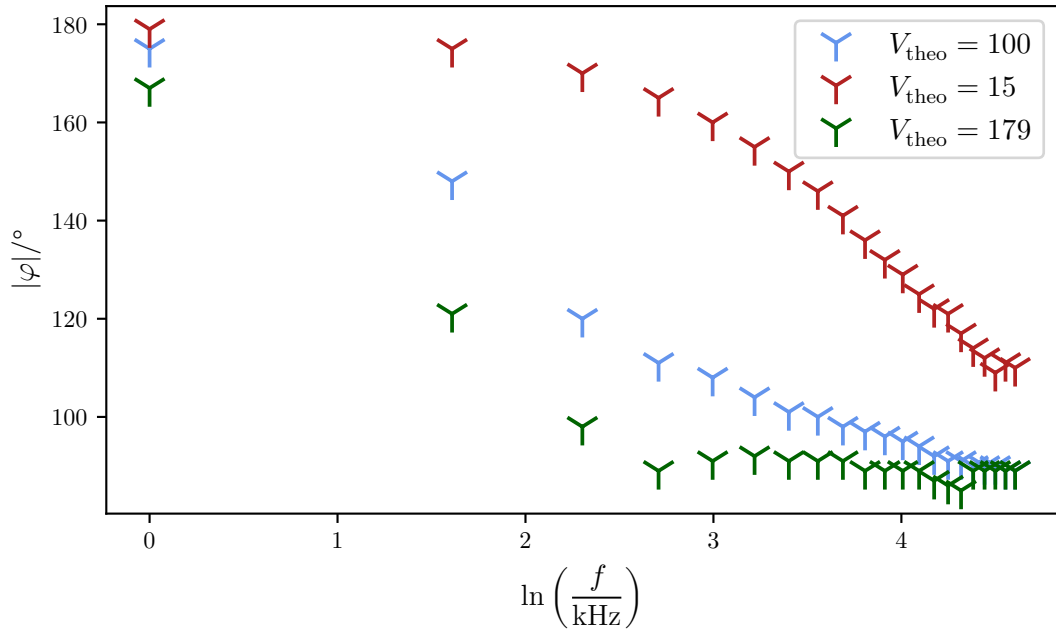


Abbildung 9: Messwerte der Phasenverschiebung φ zwischen der Eingangsspannung U_1 und Ausgangsspannung U_2 für die verschiedenen Widerstandskombinationen.

4.2. Integrator

Für die Schaltung eines Integrators ergibt sich mit den Werten des Kondensators $R_1 = 10\text{ k}\Omega$ und des Kondensators $C = 100\text{ nF}$ für die Zeitkonstante

$$\tau_{\text{int,theo}} = RC = 1\text{ ms}.$$

Ein experimenteller Wert für die Zeitkonstante lässt sich bestimmen, indem erneut in einem doppellogarithmischen Diagramm die Verstärkung gegen die Frequenz aufgetragen wird. Erneut wird mithilfe der `python`-Erweiterung `scipy` [4] ein linearer Fit der Messwerte durchgeführt. In Abbildung 10 ist das doppellogarithmische Diagramm mit eingezeichneter Fitfunktion zu sehen.

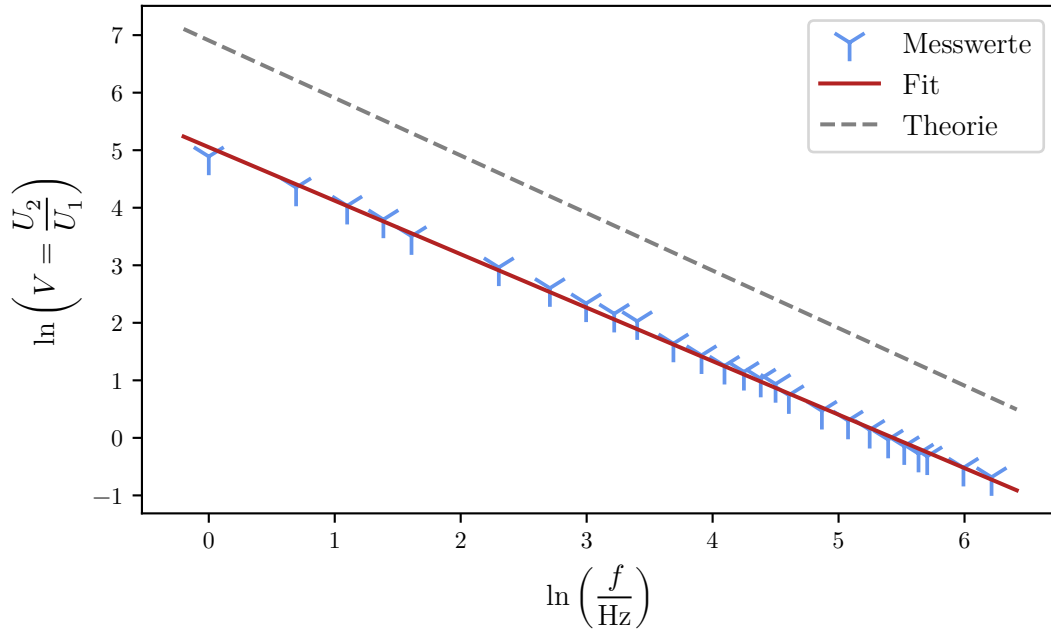


Abbildung 10: Doppellogarithmischer Plot der Messwerte der Verstärkung von der Integratorschaltung abhängig von der Frequenz mit eingezeichneter Fit- und Theoriefunktion.

Die Fitfunktion liefert die logarithmische Verstärkung abhängig von der logarithmischen Frequenz gemäß

$$\ln(V) = m \ln\left(\frac{f}{\text{Hz}}\right) + b.$$

Durch Exponenzieren und Umformen wird

$$V = f^m e^b$$

erreicht. Durch einen Koeffizientenvergleich mit Gleichung 6 folgt, dass

$$m \approx -1 \qquad e^b = \frac{1}{RC}$$

gelten muss. Die Fitparameter ergeben sich zu

$$m = -0,930 \pm 0,008 \qquad b = 5,052 \pm 0,033,$$

woraus für die Zeitkonstante

$$\tau_{\text{int,exp}} = (6,40 \pm 0,21) \text{ ms}$$

folgt.

Nach Gleichung 5 wirkt diese Schaltung als Integrator. Dies lässt sich experimentell überprüfen, indem verschiedene Wechselspannungen als Eingangssignal verwendet werden und die Ausgangsspannung damit verglichen wird. In Abbildung 11 ist der Bildschirm des Oszilloskops bei drei verschiedenen Wechselspannungen zu sehen. Es ist für alle Eingangssignale zu beobachten, dass diese integriert werden.

4.3. Differenzierer

Für den Differenzierer wird analog zum Integrator vorgegangen, die Zeitkonstante wird mit $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ und $C = 22 \text{ nF}$ zu

$$\tau_{\text{diff,theo}} = RC = 2,20 \text{ ms}$$

berechnet. Der Koeffizientenvergleich erfolgt mit Gleichung 8. Demnach muss

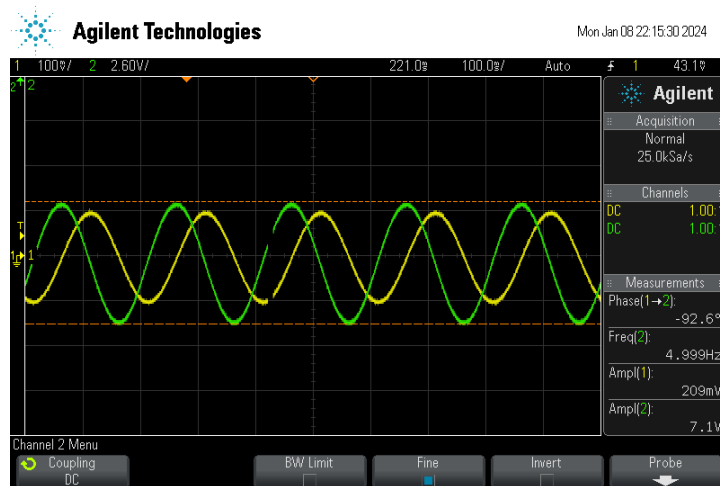
$$m \approx 1 \qquad e^b = RC$$

gelten. In Abbildung 12 ist der entsprechende Plot dargestellt. Die Parameter des Fits lauten

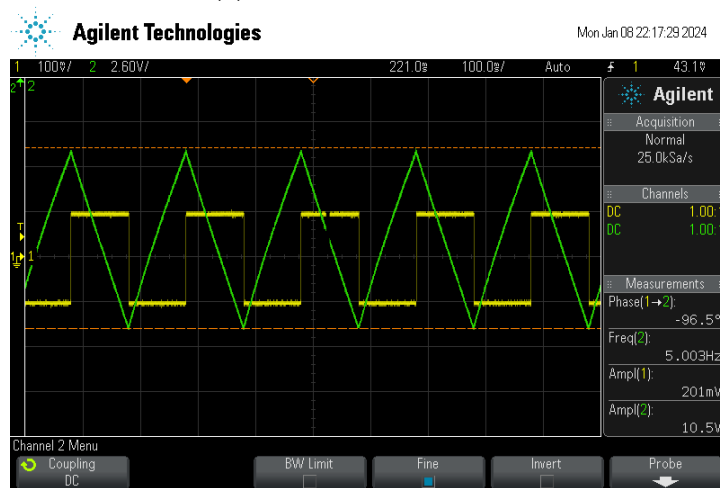
$$m = -1,0159 \pm 0,0027 \qquad \text{und} \qquad b = 6,658 \pm 0,010.$$

Auf den ersten Blick wird klar, dass diese Werte nicht mit der Theorie vereinbar sind. Gründe für die große Diskrepanz werden in Abschnitt 5 erörtert. Aufgrund der großen Abweichung von der Theorie wird auf eine weitere Berechnung der Zeitkonstanten verzichtet.

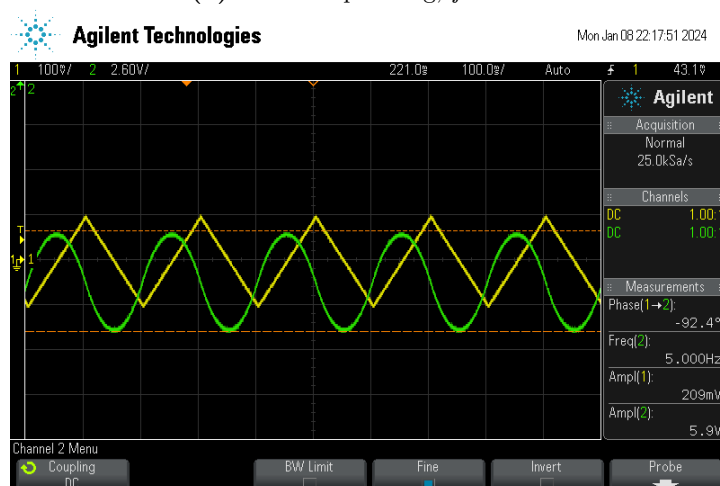
Werden hier erneut drei verschiedene Wechselspannungen als Eingangssignal verwendet, lässt sich nicht die nach Gleichung 7 zu erwartende ableitende Wirkung des Differenzierers beobachten. Stattdessen wird in Abbildung 13 deutlich, dass hier, wie zuvor, integriert wird.



(a) Sinusspannung, $f = 5 \text{ Hz}$



(b) Rechteckspannung, $f = 5 \text{ Hz}$



(c) Dreieckspannung, $f = 5 \text{ Hz}$

Abbildung 11: Bilder des Oszilloskopschirms bei verschiedenen angelegten Wechselspannungen für die Integratorschaltung.

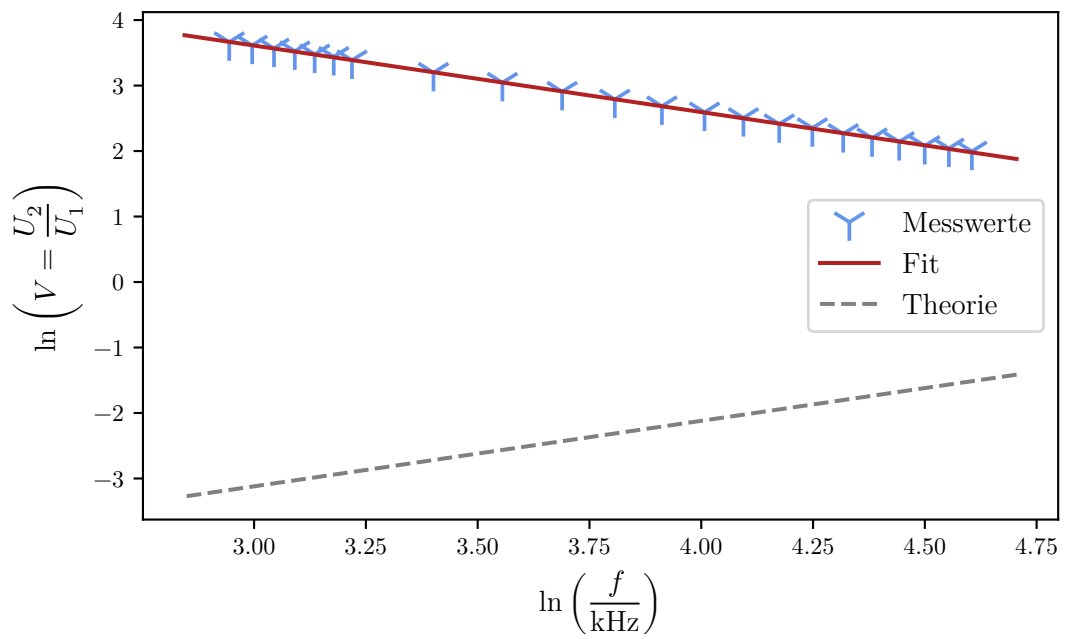
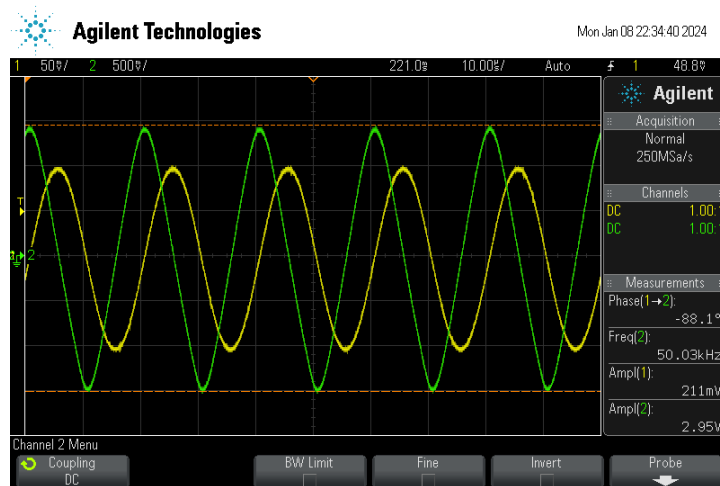
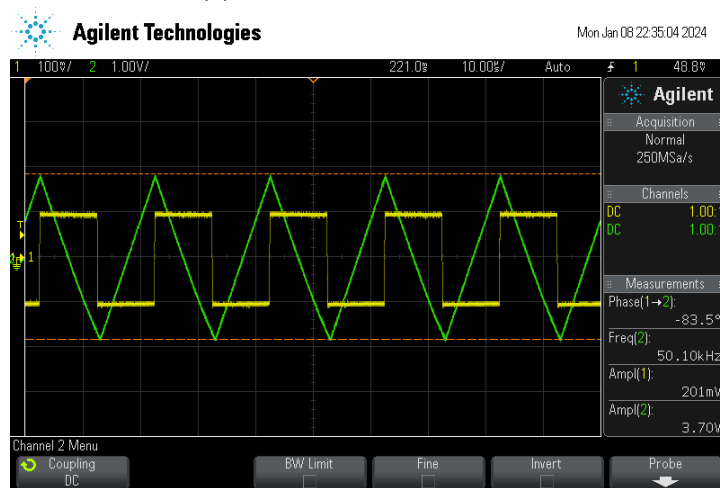


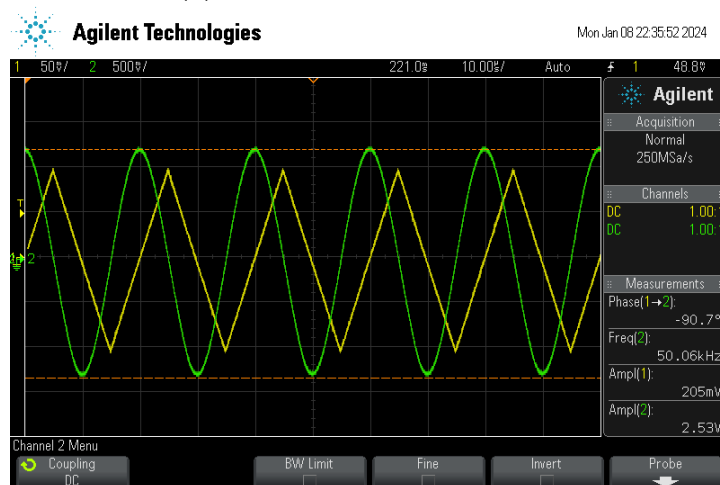
Abbildung 12: Doppellogarithmischer Plot der Messwerte der Verstärkung von der Differenzierschaltung abhängig von der Frequenz mit eingezeichneter Fit- und Theoriefunktion.



(a) Sinusspannung, $f = 50 \text{ kHz}$



(b) Rechteckspannung, $f = 50 \text{ kHz}$



(c) Dreieckspannung, $f = 50 \text{ kHz}$

Abbildung 13: Bilder des Oszilloskopschirms bei verschiedenen angelegten Wechselspannungen für die Differentiatorschaltung.

4.4. Schmitt-Trigger

Mithilfe von Gleichung 9 wird die für die verwendeten Widerstände $R_1 = 10\text{ k}\Omega$ und $R_2 = 100\text{ k}\Omega$ theoretische Schwellenspannung

$$U_{\text{kippt, theo}} = \pm \frac{R_1}{R_2} U_B = \pm \frac{10\text{ k}\Omega}{100\text{ k}\Omega} 15\text{ V} = \pm 1,5\text{ V}$$

berechnet. Durch langsames Erhöhen der Eingangsspannung bis zum Kipppunkt wird die experimentelle Schwellenspannung

$$U_{\text{kippt, exp}} = 1,503\text{ V}$$

bestimmt. In Abbildung 14 ist der Oszilloskopschirm knapp überhalb der Schwellenspannung zu sehen.

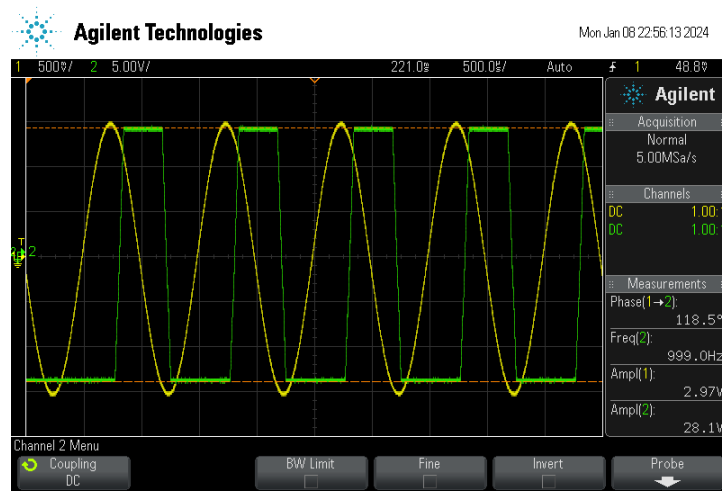


Abbildung 14: Bild des Oszilloskopschirms des Schmitt-Triggers bei einer Eingangsspannung von $U = 1,503\text{ V}$.

4.5. Generator

Für den Generator werden die Widerstände $R_1 = 10\text{ k}\Omega$, $R_2 = 10\text{ k}\Omega$, $R_3 = 1\text{ k}\Omega$, sowie ein Kondensator mit $C = 1\text{ }\mu\text{F}$ verwendet. Mit den Formeln (10) und (11) für die Frequenz und Amplitude werden diese zu

$$\nu_a = \frac{R_2}{4CR_1R_3} = 2,5\text{ kHz}$$

$$U_0 = U_{\text{max}} \frac{R_1}{R_2} = 1,5\text{ V}$$

berechnet. Experimentelle Werte dafür lassen sich aus Abbildung 15 bestimmen. Es ergibt

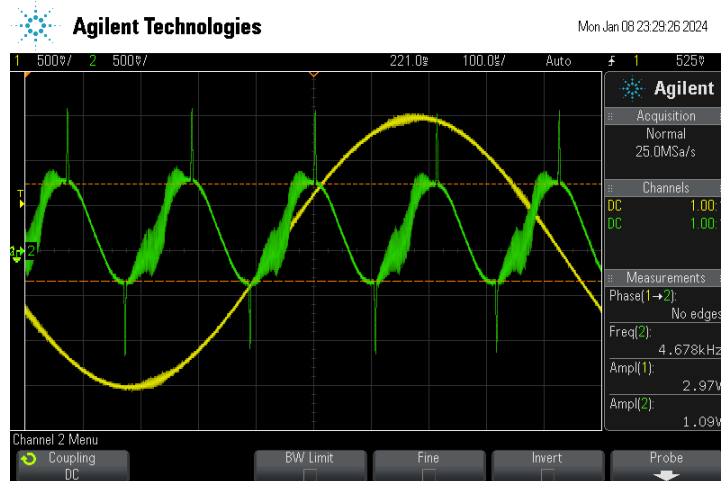


Abbildung 15: Bild des Oszilloskopschirms für die Generatorschaltung.

sich

$$\nu_{a,exp} = 4,678 \text{ kHz}$$

$$U_{0,exp} = 1,09 \text{ V.}$$

Für die weitergehende Generatorschaltung mit variierender Amplitude wird die Schaltung gemäß des Schaltplans Abbildung 7b umgebaut. Als Kapazität des Kondensators wird $C = 100 \text{ nF}$ gewählt, sodass sich mit der Widerstandskonstanten $R = 10 \text{ k}\Omega$ und Gleichung 13 eine theoretische Periodendauer von

$$T_{theo} = 6,28 \text{ ms}$$

ergibt. Zur experimentellen Bestimmung der Periodendauer wird mithilfe des Oszilloskops die abklingende Schwingung sichtbar gemacht. Dies ist in Abbildung 16 zu sehen, wobei zu beachten ist, dass aus, in Abschnitt 5 näher diskutierten, möglichen Gründen die eingekoppelte Rechteckspannung nicht zeitgleich mit der gedämpften Schwingung sichtbar ist. Zur Bestimmung der Periodendauer der Schwingung werden die Daten aus Abbildung 16a in Abbildung 17 geplottet und die lokalen Extrema werden bestimmt. Aus dem mittleren Abstand dieser wird die experimentelle Periodendauer zu

$$T_{exp} = (5,56 \pm 0,32) \text{ ms}$$

bestimmt.



Abbildung 16: Oszilloskopschirm der Generatorschaltung mit variierender Amplitude für verschiedene Frequenzen.

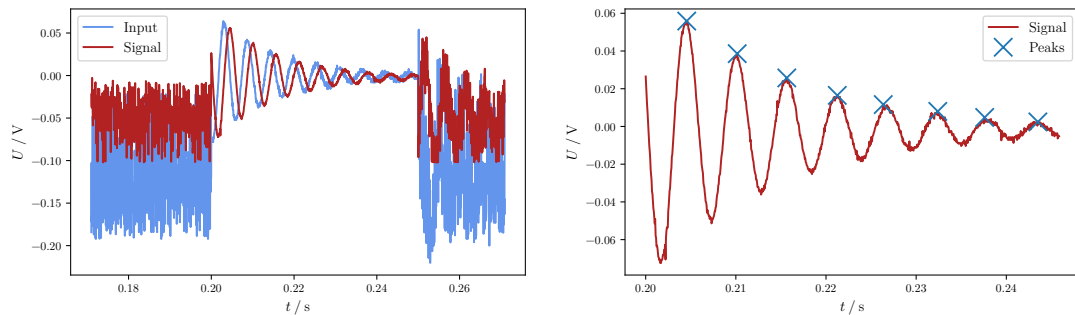


Abbildung 17: Plot des Oszilloskopschirms aus Abbildung 16a. Rechts: Zoom der relevanten Schwingung im Signal mit eingezeichneten lokalen Maxima.

5. Diskussion

Die experimentell bestimmten Leerlaufverstärkungen werden in Tabelle 2 mit den theoretischen verglichen. Es fällt auf, dass für $V_{\text{theo}} = 15$ der experimentelle Wert mit dem Unsicherheitsbereich vereinbar ist. Für diese Messung konnte über einen großen Plateaubereich gemittelt werden (siehe Abbildung 8), was für die anderen beiden Verstärkungen nicht der Fall ist. Daher liegt die Vermutung nahe, dass mit einem größeren Datensatz auch die anderen Verstärkungen näher am Theoriewert lägen.

Tabelle 2: Vergleich der theoretischen und experimentell bestimmten Leerlaufverstärkungen

V_{theo}	V_i	rel. Abweichung
100	92 ± 5	8 %
15	$15,1 \pm 0,4$	0,7 %
179	129 ± 11	27,9 %

Die bestimmten Grenzfrequenzen und Bandbreiten hängen auch von den bestimmten Leerlaufverstärkungen ab, sodass sich die Unsicherheiten hier fortpflanzen.

Die Funktionsweise der Integratorschaltung kann in diesem Versuch bestätigt werden. In Abbildung 11 ist deutlich die integrierende Wirkung der Schaltung visualisiert. In dem zur Bestimmung der Zeitkonstanten verwendete Plot Abbildung 10 ist zu sehen, dass der erwartete Theoriewert und der experimentelle Wert voneinander abweichen. Im Detail liegen die beiden Werte der beiden Werte

$$\tau_{\text{int,theo}} = 1 \text{ ms}$$

$$\tau_{\text{int,exp}} = (6,40 \pm 0,21) \text{ ms}$$

soweit auseinander, dass diese nicht durch statistische Unsicherheiten erklärt werden können. Es ist denkbar, dass ein Bauteil fehlerhaft ist oder ein falsches Bauteil in die Schaltung eingesetzt wurde.

Bei der Differentiatorschaltung kann keine differenzierende Wirkung festgestellt werden. Stattdessen ist zu beobachten, dass die Schaltung genau wie die Integratorschaltung zuvor funktioniert. Auch der Fit in Abbildung 12 liefert eine Steigung von $m \approx -1$, was charakteristisch für eine Integratorschaltung ist. Es ist daher nicht auszuschließen, dass fahrlässiger Weise zweimal dieselbe Schaltung aufgebaut wurde.

Für den Schmitt-Trigger wird die theoretische Schwellenspannung von $U_{\text{kip},\text{theo}} = 1,5 \text{ V}$ experimentell bestätigt. Minimale Abweichung lassen sich durch Innen- oder Kabelwiderstände erklären.

Für die erste Generatorschaltung weichen die bestimmten Werte der Frequenz und Spannung stark von den theoretischen ab. Es ist auch hier nicht unvorstellbar, dass falsche Bauteile eingesetzt wurden. Die Periodendauer der Generatorschaltung mit variierender

Amplitude wird zu

$$T_{\text{exp}} = (5,56 \pm 0,32) \text{ ms}$$

bestimmt, was einer Abweichung von 12,9 % zu der theoretischen von

$$T_{\text{theo}} = 6,28 \text{ ms}$$

entspricht. Möglich ist hier, dass die bestimmten lokalen Maxima nicht exakt genug sind. Hierbei ist darüber hinaus verwunderlich, dass die eingekoppelte Rechteckspannung nicht für alle Frequenzen sichtbar bleibt (vgl. Abbildung 16). Etwaige Rückkopplungen könnten ebenfalls das Ergebniss verfälschen.

Literatur

- [1] Joachim Federau. *Operationsverstärker*. Springer Fachmedien Wiesbaden, 2017. ISBN: 9783658163730. DOI: 10.1007/978-3-658-16373-0.
- [2] Inductiveload. *LM741 Pinout Square*. Wikimedia. URL: https://commons.wikimedia.org/wiki/File:LM741_Pinout_Square.svg (besucht am 14.01.2024).
- [3] *V51 - Schaltungen mit Operationsverstärkern*. TU Dortmund.
- [4] Pauli Virtanen u. a. „SciPy 1.0: Fundamental Algorithms for Scientific Computing in Python“. In: *Nature Methods* 17 (2020), S. 261–272. DOI: 10.1038/s41592-019-0686-2.

A. Anhang

A.1. Originaldaten

08.01.24

V51: Operationsverstärker

$U_1 = 200\text{mV}$

Inverting Amplifier $R_1 = 1\text{k}\Omega$ $R_2 = 100\text{k}\Omega$

<u>f/Hz</u>	<u>U_1/V</u>	<u>U_2/V</u>
1	-175	19,5
5	-148	17,5
10	-120	12,1
15	-111	9,0
20	-108	7,2
25	-104	6,0
30	-101	5,2
35	-100	4,6
40	-98	4,0
45	-97	3,6
50	-96	3,3
55	-95	3,2
60	-94	2,6
65	-92	2,29
70	-91	2,17
75	-91	2,01
80	-90	1,89
85	-90	1,81
90	-90	1,69
95	-89	1,61
100	-89	1,53

Inverted Amplifier

$R_1 = 10k\Omega$ $R_2 = 150k\Omega$ $R_3 = 330k\Omega$ $R_4 = 68k\Omega$

f/Hz	U_1/V	U_2/V	U_1/V	U_2/V
1	-179	3,1	-67	28,0
5	-175	3,1	-121	20,5
10	-170	3,1	-58	12,8
15	-165	3,0	-89	8,3
20	-160	3,0	-51	6,9
25	-155	2,93	-52	5,9
30	-150	2,85	-51	5,0
35	-146	2,69	-57	4,5
40	-141	2,61	-30	4,0
45	-136	2,49	-89	3,6
50	-132	2,37	-89	3,3
55	-129	2,25	-89	3,1
60	-125	2,13	-86	2,9
65	-122	2,05	-87	2,8
70	-121	1,89	-86	2,4
75	-117	1,81	-85	2,4
80	-114	1,73	-89	1,94
85	-112	1,65	-89	1,82
90	-109	1,57	-89	1,76
95	-101	1,53	-89	1,69
100	-110	1,45	-89	1,57

Integrador

f/Hz	U_1/V	U_2/V
1	9,7	26,6
20		

Integrador $U_1 = 200mV$ $R_1 = 10k\Omega$ $C = 100nF$

f/Hz	U_2/V	f/Hz	U_2/mV
1	26,6	150	320
5	6,66	160	270
10	3,87	190	230
15	2,70	220	194
20	2,07	250	173
25	1,73	280	152
30	1,52	300	145
2	15,5	400	119
3	11,3	500	101
4	8,9		
40	1,03		
50	0,840		
60	0,700		
70	0,630		
80	0,560		
90	0,570		
100	0,420		

sin { score 1.0mg
score 2.0mg
score 3.0mg
score 4.0mg
score 5.0mg
score 6.0mg } 7Hz

Differentiator $R = 100k\Omega$ $C = 22nF$ $U_1 = 200mV$

f/kHz	U_2/V
100	1,47
95	1,54
90	1,60
85	1,70
80	1,80
75	1,92
70	2,10
65	2,23
60	2,45
55	2,67
50	2,93
45	3,25
40	3,66
35	4,20
30	4,85
25	5,51
20	7,41
15	27,5)
10	
8	
24	6,23
23	6,47
22	6,79
21	7,08
19	7,9
18	
17	
16	

Bild Se: ~~254Hz~~ 50kHz

sin { scope_7.csv
scope_8.png

square { scope_9.png
scope_10.csv

1 { scope_11.csv
scope_12.png

Signal Tracer

+3,006V threshold sine,

scope_13.png

scope_14.csv

scope_15.png Se: 2,006V

Generator

$f = 4.6004Hz$

Bild Se: 16kHz scope_16.png
scope_17.csv

Generator

scope_18.csv } 10kHz, 800mV
scope_19.png }

scope_20.png } 157.727Hz, 800mV
scope_21.csv }