

Der Operationsverstärker

Paul Becker Alina Nasr-Esfahani
(paul.becker@udo.edu) (alina.esfahani@udo.edu)

Durchführung: 18.06.2018, 2. Korrektur: 08.08.2018

Inhaltsverzeichnis

1	Theorie	2
1.1	Ideale und reale Operationsverstärker	2
1.2	Schaltungen mit Operationsverstärker	3
1.2.1	Linearverstärker	3
1.2.2	Elektrometerverstärker	3
1.2.3	Amperemeter	4
1.2.4	Integrator und Differentiator	5
1.2.5	Schmitt-Trigger	6
1.2.6	Signalgenerator	7
1.2.7	Erzeugung von gedämpften Sinusschwingungen	8
2	Durchführung	9
3	Auswertung	10
3.1	Frequenzgang eines gegengekoppelten Verstärkers	10
3.1.1	Beziehung zwischen Frequenz und Phase	13
3.2	Umkehr-Integrator und Differentiator	13
3.2.1	Umkehr-Integrator	13
3.2.2	Umkehr-Differentiator	17
3.3	Schmitt-Trigger	20
3.4	Dreiecksgenerator	20
3.5	Gedämpften und ungedämpfte Schwingung	21
4	Diskussion	23
5	Anhang	24

1 Theorie

1.1 Ideale und reale Operationsverstärker

Ein Operationsverstärker ist ein gleichstromgekoppelter Differenzverstärker. Die Spannung am Ausgang U_A entspricht der Differenz der Eingangsspannungen U_P (am nicht invertierenden Eingang) sowie U_N (am invertierenden Eingang), die um den Verstärkungsfaktor V verstärkt wird.

$$U_A = V(U_P - U_N) \quad (1.1.1)$$

Das Schaltbild mit den entsprechenden Anschlüssen ist in Abbildung 1 abgebildet. Die

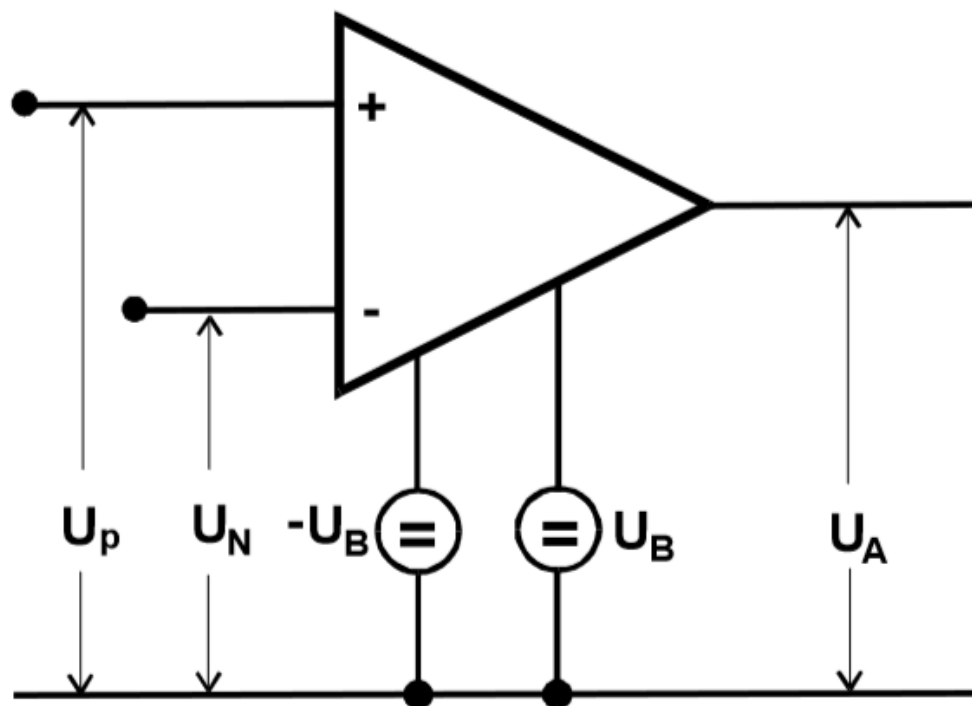


Abbildung 1: Schaltsymbol des Operationsverstärkers [3]

Ausgangsspannung des Operationsverstärkers kann im Bereich der Betriebsspannungen variieren:

$$-U_B < U_A < U_B \quad (1.1.2)$$

Sollte U_A außerhalb des von den Betriebsspannungen definierten Bereich liegen, so nimmt die Ausgangsspannung den nächstliegenden Wert, also $-U_B$ oder U_B an.

Um den Umgang mit realen Operationsverstärkern bei Berechnungen und in Schaltungen zu vereinfachen, wird das Modell des idealen Operationsverstärkers eingeführt: Der ideale Operationsverstärker zeichnet sich durch eine unendlich große Leerlaufverstärkung, einem unendlichen Eingangswiderstand, sowie einem verschwindenden Eingangswiderstand aus.

Für reale Operationsverstärker gibt es weitere Eigenschaften, die erläutert werden müssen: Sollte an beiden Eingängen die gleiche Spannung U_G anliegen, müsste theoretisch $U_A = 0$ sein. Jedoch beobachtet man auf Grund der Unsymmetrien der beiden

Kanäle eine Ausgangsspannung. Der Quotient aus U_G und U_A wird Gleichtaktverstärkung

$$V_G = \frac{\Delta U_A}{\Delta U_G} \quad (1.1.3)$$

genannt und ist ein Maß für die Abweichung vom idealen Operationsverstärker. Ferner gibt es Eingangsströme auf Grund der endlichen Eingangswiderstände. Somit ist es möglich den Eingangsruhestrom

$$I_B = \frac{1}{2}(I_P + I_N) \quad (1.1.4)$$

aus den Eingangsströmen I_P (nicht invertierter Eingang) und I_N (invertierter Eingang) zu berechnen. Außerdem lässt sich der Offsetstrom definieren

$$I_0 = I_P - I_N. \quad (1.1.5)$$

Aus den definierten Größen lässt sich der Differenzeingangswiderstand r_D definieren:

$$r_D = \left\{ \begin{array}{l} \frac{\Delta U_P}{\Delta I_P}, U_N = 0 \\ \frac{\Delta U_N}{\Delta I_N}, U_P = 0 \end{array} \right\}. \quad (1.1.6)$$

Auch ist für $U_G = U_P = U_N$ und $I_G = I_P + I_N$ der Gleichakteingangswiderstand

$$r_G = \frac{\Delta U_G}{\Delta I_G} \quad (1.1.7)$$

1.2 Schaltungen mit Operationsverstärker

1.2.1 Linearverstärker

Da der Operationsverstärker eine große Leerlaufverstärkung besitzt, kann er nur einen kleinen Eingangsspannungsbereich linear verstärken, bevor er an die Grenzen seiner Betriebsspannung stößt und in Sättigung geht. Um den Aussteuerungsbereich zu vergrößern, wird der Operationsverstärker nach Abbildung 2 mit einer Gegenkopplung erweitert, mit der das Verstärkungsverhältnis eingestellt werden kann. Die Verstärkung des Linearverstärkers, bei dem der invertierende Eingang genutzt wird, hat somit die Form

$$V' = -\frac{R_N}{R_1}. \quad (1.2.1)$$

Unter Berücksichtigung der Eigenschaften eines realen Operationsverstärkers und unter Betrachtung des Absolutwertes der Verstärkung $|V'| = -U_A/U_1$ ist entsprechend

$$\frac{1}{V'} = -\frac{U_1}{U_A} = \frac{1}{V} + \frac{R_1}{R_N} \left(1 + \frac{1}{V}\right) \approx \frac{1}{V} + \frac{R_1}{R_N}. \quad (1.2.2)$$

1.2.2 Elektrometerverstärker

Bei Messungen mit hochohmigen Spannungsquellen ist es möglich, dass der geringe Eingangswiderstand des Linearverstärkers die Messung verfälscht. Die Elektrometerverschaltungsart nach Abbildung 3 besitzt diesen Nachteil nicht, da die Eingangsspannung direkt am invertierenden Eingang des Operationsverstärkers anliegt, was für einen hohen Eingangswiderstand sorgt. Hier berechnet sich der Verstärkungsfaktor gemäß:

$$V' = \frac{U_A}{U_1} = \frac{R_N + R_1}{R_1}. \quad (1.2.3)$$

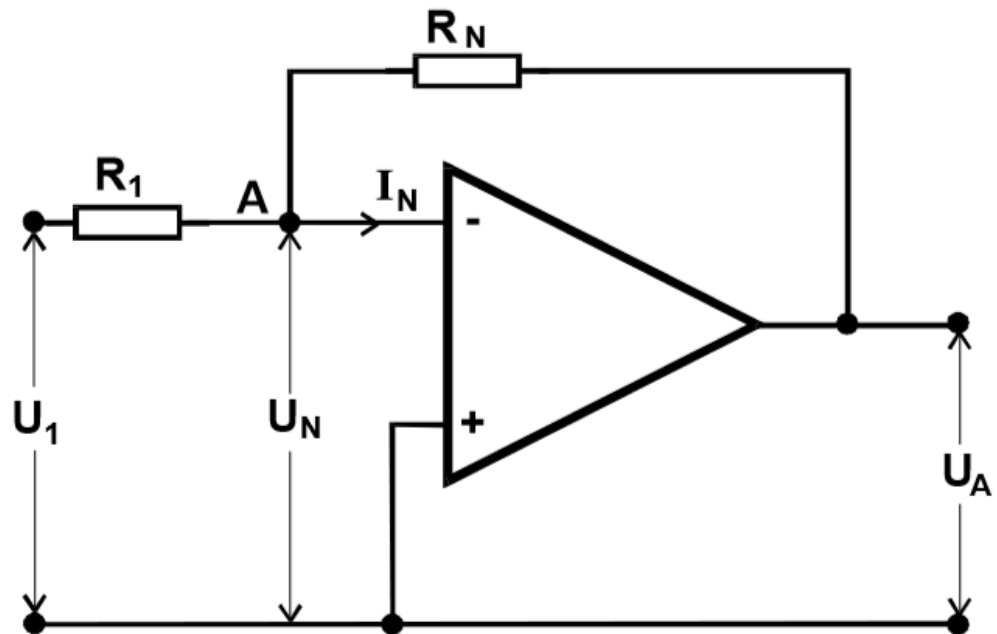


Abbildung 2: Gegengekoppelter invertierender Linearverstärker [3]

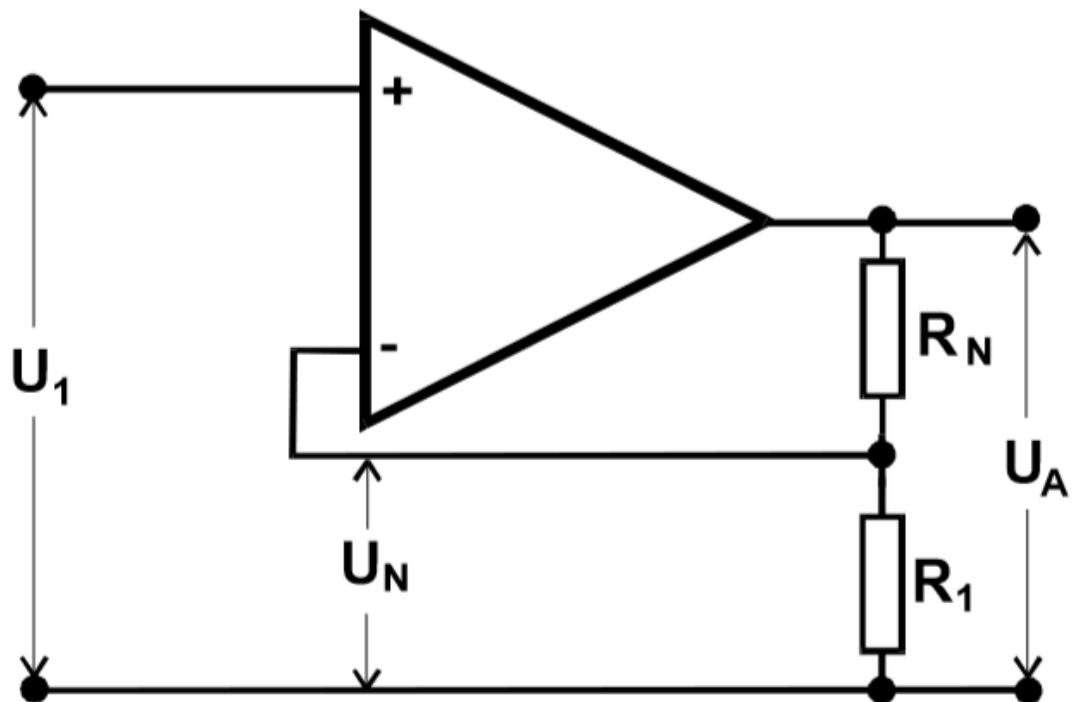


Abbildung 3: nicht-invertierender Elektrometerverstärker [3]

1.2.3 Amperemeter

Zur Messung von kleinen Strömen wird ein kleiner Eingangswiderstand benötigt. Dazu kann ein Amperemeter nach Abbildung 4 verwendet werden, bei dem die Ausgangsspan-

nung proportional zum Eingangsstrom ist:

$$U_A = IR_N. \quad (1.2.4)$$

Der Eingangswiderstand der Schaltung ist

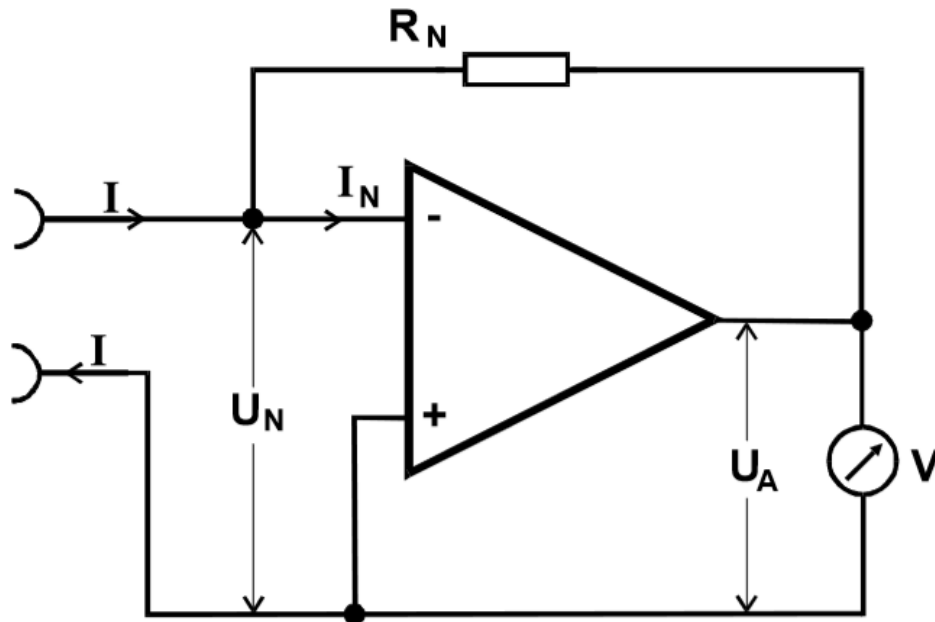


Abbildung 4: Amperemeter mit niedrigen Eingangswiderstand [3]

$$r_e = \frac{R_N}{V} \quad (1.2.5)$$

1.2.4 Integrator und Differentiator

Mit der in Abbildung 5 dargestellten Schaltung wird die Eingangsspannung integriert:

$$U_A = -\frac{1}{RC} \int U_1(t) dt. \quad (1.2.6)$$

Beschreibt U_1 eine Sinusspannung $U_1 = U_0 \sin(\omega t)$, so ist die Amplitude antiproportional zur Frequenz

$$U_A = \frac{U_0}{\omega RC} \cos(\omega t). \quad (1.2.7)$$

Das Gegenstück zum Integrator ist der Differentiator. Dieser wird nach Abbildung 6 aufgebaut.

$$U_A = -RC \frac{dU_1}{dt}. \quad (1.2.8)$$

Für den Fall, dass das Eingangssignal wieder als Sinusspannung vorliegt ergibt sich:

$$U_A = -\omega RC U_0 \cos(\omega t). \quad (1.2.9)$$

Somit ist die Amplitude der Ausgangsspannung proportional zur Frequenz.

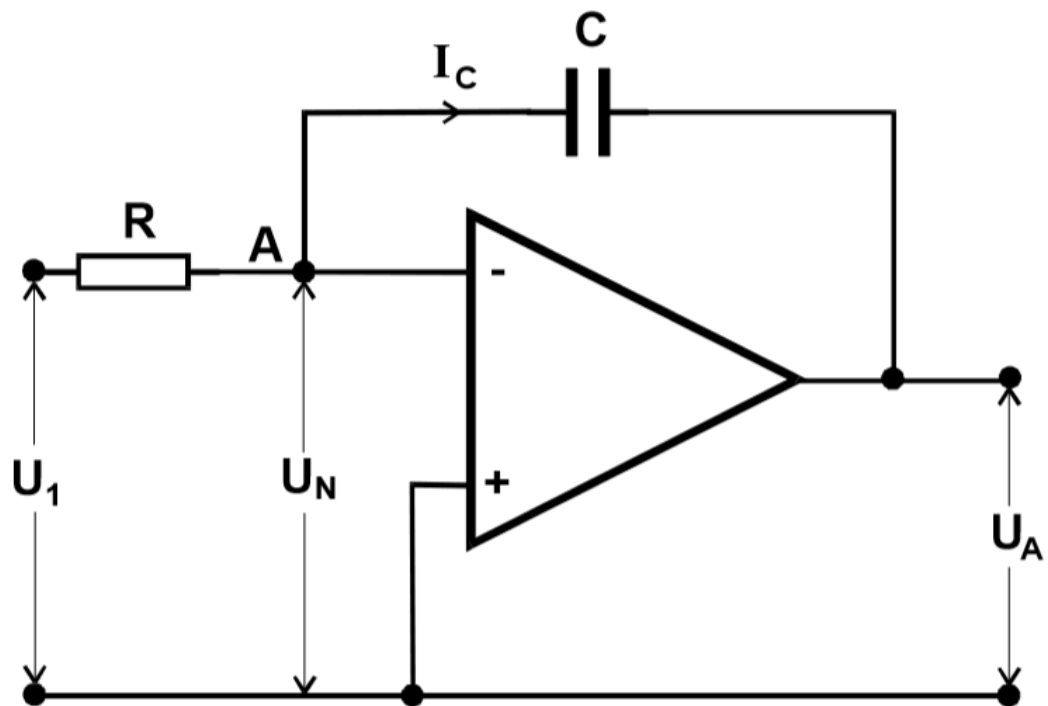


Abbildung 5: Umkehr-Integrator [3]

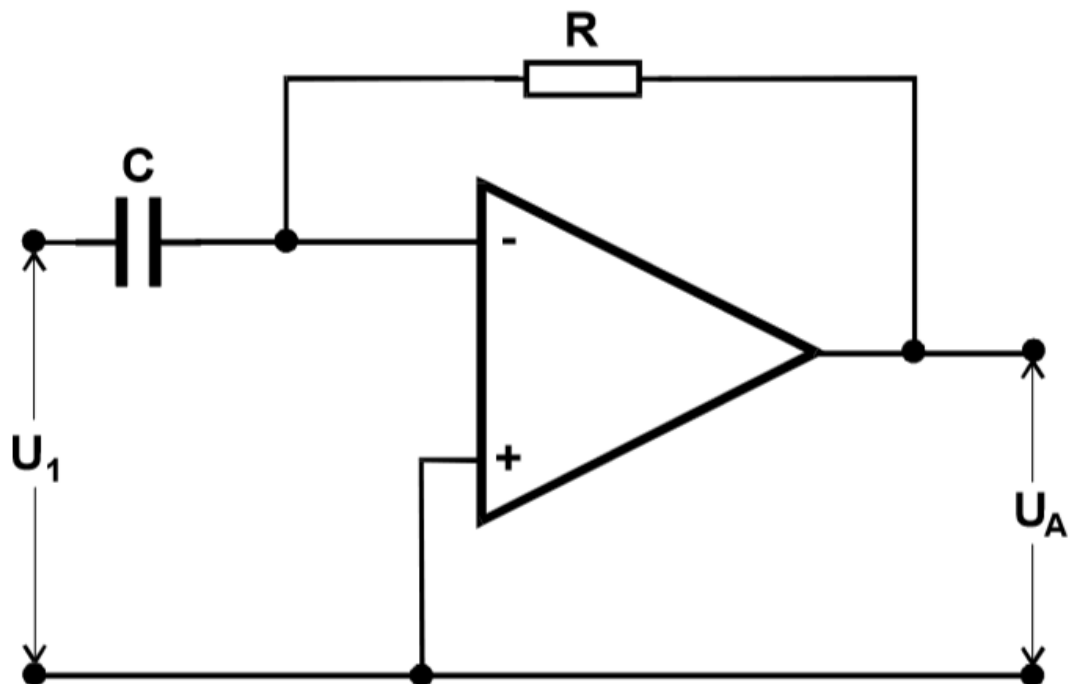


Abbildung 6: Umkehr-Differentiator [3]

1.2.5 Schmitt-Trigger

Der Schmitt-Trigger wird nach Abbildung 7 verschaltet. Hier liegt ein Teil der Ausgangsspannung wieder am nicht-invertierten Eingang an. Dadurch steigt die Ausgangs-

spannung immer weiter an. Die Schaltung bekommt somit ein instabiles Verhalten. Der Schmitt-Trigger hat nur zwei Zustände, in denen seine Ausgangsspannung U_B beträgt, wenn die Eingangsspannung $(R_1/R_P) \cdot U_B$ überschreitet oder $-U_B$ wenn die Eingangsspannung $-(R_1/R_P) \cdot U_B$ unterschreitet. Der Schmitt-Trigger liefert nach Über- bzw. Unterschreiten des Schwellenwertes solange eine konstante Ausgangsspannung bis die jeweils andere Schwelle über- bzw. unterschritten wurde. Somit ist der Schmitt-Trigger als Schalter zu verstehen, welcher nicht nur einen Schwellenwert besitzt. Wird zum Beispiel eine Sinusspannung angelegt, ist das resultierende Ausgangssignal eine Rechteckspannung. Durch geeignete Wahl der Widerstände ist es möglich, das Hysterese-Fenster zu beeinflussen und somit Einfluss auf die Schwellenwerte der Schaltung zu nehmen. Der Schmitt-Trigger ist daher ein nützliches Element für binäre Logik und Signalgeneratoren.

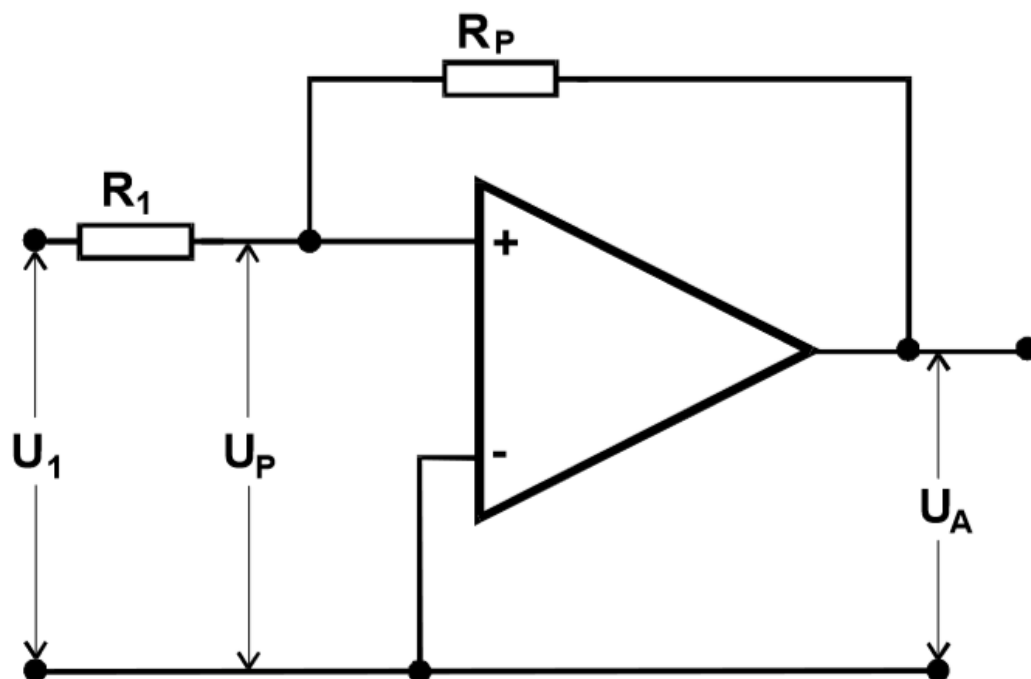


Abbildung 7: Schmitt-Trigger [3]

1.2.6 Signalgenerator

In Abbildung 8 ist der Aufbau eines Signalgenerators gezeigt. Dieser besteht aus einem Schmitt-Trigger und einem Integrator, wobei der Ausgang des Schmitt-Triggers auf dem invertierenden Eingang des Integrators liegt und der Ausgang des Integrators wieder zurück auf den nicht-invertierenden Eingang des Schmitt-Triggers gegeben wird. Der Schmitt-Trigger liefert zu Beginn eine konstante Ausgangsspannung U_B , welche vom Integrator integriert wird. Die Ausgangsspannung des Integrators fällt somit linear mit der Zeit, bis diese die Triggerschwelle des Schmitt-Triggers erreicht hat, sodass der Schmitt-Trigger schaltet und eine konstante Ausgangsspannung $-U_B$ liefert. Diese wird vom Integrator wieder integriert, was dazu führt, dass seine Ausgangsspannung mit der Zeit linear ansteigt, bis die andere Triggerschwelle erreicht wird. Sodann schaltet der Schmitt-Trigger erneut und ist wieder im Ausgangszustand.

Die Integration über eine viertel Periode mit dem Startzeitpunkt bei $U_E(t = 0) = 0$ erfolgt folgendermaßen:

$$U_A = -\frac{1}{RC} \int_0^{\frac{T}{4}} U_E(t') dt' = -\frac{1}{RC} U_B \frac{T}{4}. \quad (1.2.10)$$

Da diese Spannung der Differenz zwischen der Nulllinie und des Schwellenwertes des Schmitt-Triggers entspricht, ist

$$U_A = U_B \frac{R_1}{R_P}. \quad (1.2.11)$$

Diese beiden Gleichung ergeben mit der Periodendauer T und der Frequenz f :

$$f = \frac{R_P}{4RCR_1}. \quad (1.2.12)$$

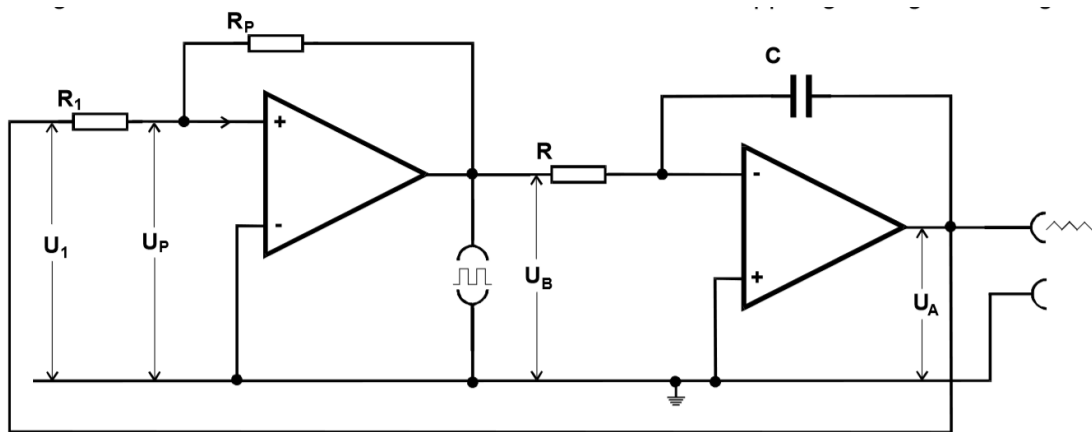


Abbildung 8: Dreiecks- und Rechteckgenerator [3]

1.2.7 Erzeugung von gedämpften Sinusschwingungen

Es wird ein Generator verwendet, der eine Sinusschwingung erzeugt, die mit einer abfallenden Exponentialfunktion überlagert ist. Die Schaltung ist in Abbildung 9 dargestellt. Die Schaltung besitzt die Differentialgleichung

$$\frac{d^2 U_A}{dt^2} - \frac{\nu}{10RC} \frac{dU_A}{dt} + \frac{1}{R^2 C^2} U_A = 0 \quad (1.2.13)$$

mit der näherungsweise Lösung

$$U_A(t) = U_0 \exp\left(\frac{\nu t}{20RC}\right) \sin\left(\frac{t}{RC}\right). \quad (1.2.14)$$

Mit der Schwingungsdauer

$$T = 2\pi RC \quad (1.2.15)$$

und der Abklingdauer

$$\tau = \frac{20RC}{\nu}. \quad (1.2.16)$$

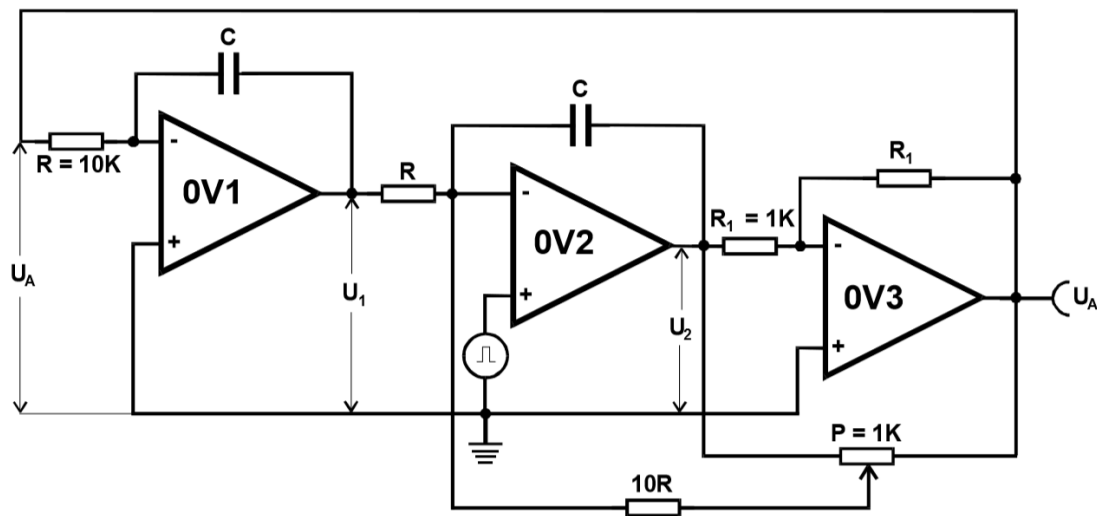


Abbildung 9: Nachbildung einer linearen Schwingungsdifferentialgleichung mit Operationsverstärkern [3]

2 Durchführung

Zuerst wird eine Schaltung nach Abbildung 2 aufgebaut und für vier verschiedene Verstärkungen (einstellbar über den Widerstand R_N in der Gegenkopplung oder den Eingangswiderstand R_1) die Frequenz über mehrere Größenordnungen variiert. Es ist eine frequenzabhängige Abnahme der Verstärkung zu beobachten und eine Abhängigkeit der Phase von der Frequenz wird überprüft.

Als nächstes wird ein Umkehrintegrator nach Abbildung 5 aufgebaut, sodass die Frequenzabhängigkeit der Amplitude des Ausgangssignals untersucht werden kann. Es ist darauf zu achten, dass der Frequenzbereich so gewählt wird, dass der Umkehrintegrator auch als solcher arbeitet. Dieses Vorgehen wiederholt man für den Differentiator nach Abbildung 6.

Als nächste Schaltung wird der Schmitt-Trigger nach Abbildung 7 untersucht. An den Eingang des Schmitt-Triggers wird ein Funktionsgenerator angeschlossen und an den Ausgang ein Oszilloskop. Die Amplitude des Eingangssignals wird von null ausgehend solange erhöht, bis die Schaltung anfängt zu kippen. Daraufhin wird der Scheitelwert dieser Spannung sowie die Größe $2U_B$ gemessen.

Für den Dreiecksgenerator nach Abbildung 8 wird die Zeitabhängigkeit der Ausgangsspannung mit einem Oszilloskop kontrolliert sowie die Frequenz und die Amplitude des erzeugten Signals gemessen.

Abschließend wird ein Signalgenerator nach Abbildung 9 aufgebaut. An den Ausgang der Schaltung wird ein Oszilloskop angeschlossen. Über das Potentiometer ist es möglich die Dämpfung der Schwingung einzustellen. Das Potentiometer wird so eingestellt, dass das Ausgangssignal ungedämpft ist. Von diesem Signal wird die Frequenz bestimmt. Daraufhin wird die Dämpfung auf ein Maximum erhöht und die Schwingung mit einem Rechteck-Signal angeregt, wobei die Periodendauer des Eingangssignals groß ist gegenüber der Abklingdauer der gedämpften Schwingung. Von dem Ausgangssignal wird ein Bild erstellt.

3 Auswertung

Ausgleichsrechnungen mit den dazugehörigen Fehlern werden mit dem `python`-Paket `SciPy` [1] erstellt, weitere Fehler werden mit dem `python`-Paket `uncertainties` [2] berechnet, welches eine automatische Gauß'sche Fehlerfortpflanzung bereitstellt.

3.1 Frequenzgang eines gegengekoppelten Verstärkers

Die Frequenzabhängigkeit des Linearverstärkers wird untersucht, indem die Verstärkung bei verschiedenen Frequenzen über mehrere Zehnerpotenzen gemessen wird. Dies wird für vier verschiedene Kombinationen von Widerständen durchgeführt. Eine doppelt-logarithmische Darstellung der Frequenzgänge ist in Abbildung 10 gezeigt. Die durchgezogene Linie stellt dabei jeweils den linearen Fit der Form

$$\log_{10} V_0' = A \cdot \log_{10} \frac{\nu}{1 \text{ Hz}} + B \quad (3.1.1)$$

an den abfallenden Teil bei hohen Frequenzen dar, wobei der Plateauwert $V_0' = U_A/U_E$ der Mittelwert aus dem Quotienten aus Ausgangs- und Eingangsspannung für Frequenzen $\nu < 10 \text{ Hz}$ ist. In Tabelle 1 werden die verwendeten Widerstände, die daraus resultierenden Fitparameter und die Grenzfrequenzen ν_G – also die Frequenz, bei der die Verstärkung auf $V'/\sqrt{2}$ abgefallen ist – zusammengefasst. Die Grenzfrequenz wird über

$$\nu_G = 10^{\left[\log_{10}(V_0'/\sqrt{2}) - B\right]/A}$$

berechnet. Das Verstärkung-Bandbreite-Produkt $\nu_G V_0'$ ist ebenfalls eingetragen. Der Mittelwert des Verstärkung-Bandbreite-Produkts der vier gemessenen Widerstandskombinationen ist

$$\bar{\nu}_G \bar{V}_0' = (833 \pm 37) \text{ Hz},$$

die Abweichungen der einzelnen Werte vom Mittelwert liegen zwischen 1.6% und 6.6%. Mit Gleichung 1.2.2 kann aus V_0' und den beiden Widerständen R_1 und R_N die Leerlaufverstärkung V mit

$$V = \frac{R_N + R_1}{\frac{R_N}{V_0'} - R_1} \quad (3.1.2)$$

abgeschätzt werden. Die entsprechenden Werte sind ebenfalls in Tabelle 1 eingetragen.

In Abbildung 11 werden beispielhaft ein Sinussignal als Eingangssignal (in grün) und das verstärkte Ausgangssignal (in gelb) als Oszilloskopaufnahme gezeigt. Da das Eingangssignal auf den invertierenden Eingang des Operationsverstärkers gegeben wird, beträgt die Phase zwischen Ein- und Ausgangssignal nahezu 180° , das Eingangssignal wird bei einer Frequenz von 99.90 Hz von 197 mV um einen Faktor von fast 5 auf 970 mV verstärkt.

Tabelle 1: Zusammenfassung der Messergebnisse des Linearverstärkers.

$R_1/\text{k}\Omega$	$R_N/\text{k}\Omega$	A	B	V_0'	R_N/R_1	ν_G/Hz	$\nu_G V_0'/\text{Hz}$	V
10.02	100.0	-0.83 ± 0.01	2.47 ± 0.03	10.20	9.98	80.74	862	-165.33
10.02	33.2	-0.80 ± 0.02	2.27 ± 0.06	3.13	3.31	262.07	820	226.91
0.20	1.0	-0.79 ± 0.01	2.28 ± 0.03	4.85	5.00	160.60	778	194.00
33.30	100.0	-0.94 ± 0.04	2.70 ± 0.10	3.127	3.00	269.00	873	-52.67

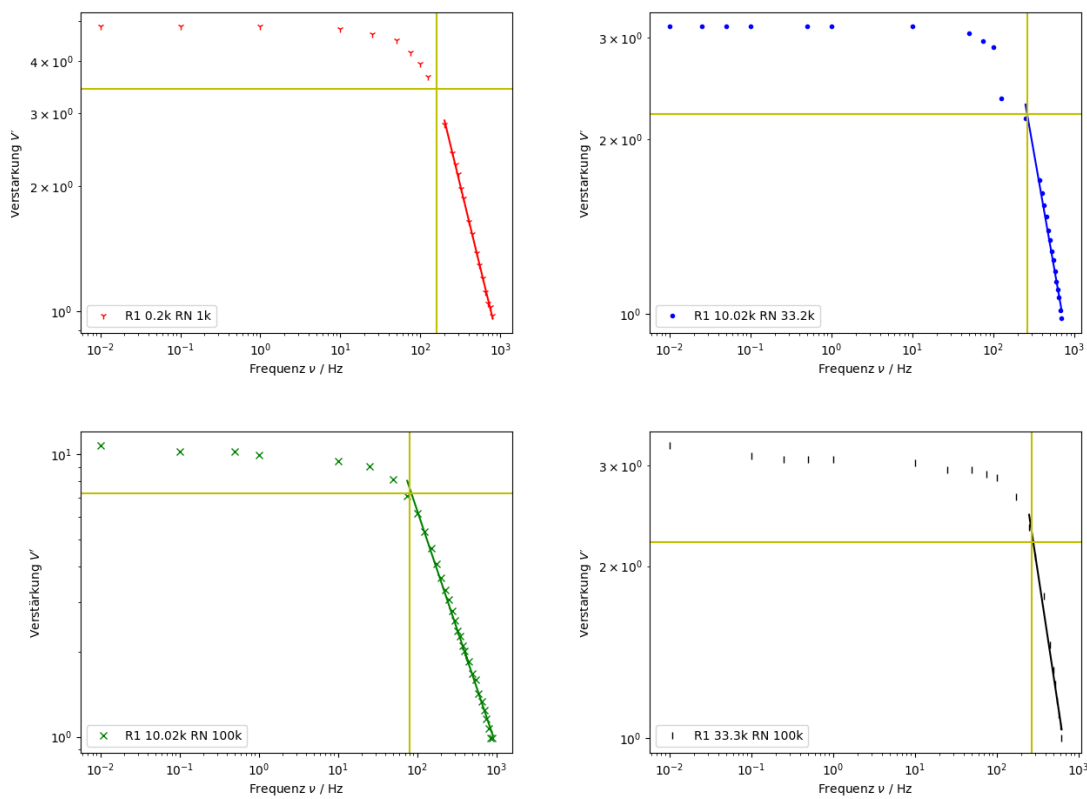


Abbildung 10: Frequenzgang eines gegengekoppelten Verstärkers - bei kleinen Frequenzen ist die Verstärkung in etwa konstant, nimmt dann aber mit größer werdenden Frequenzen in der doppelt-logarithmischen Darstellung linear ab. Für die Berechnung der Verstärkung werden Frequenzen $\nu < 10$ Hz genutzt.

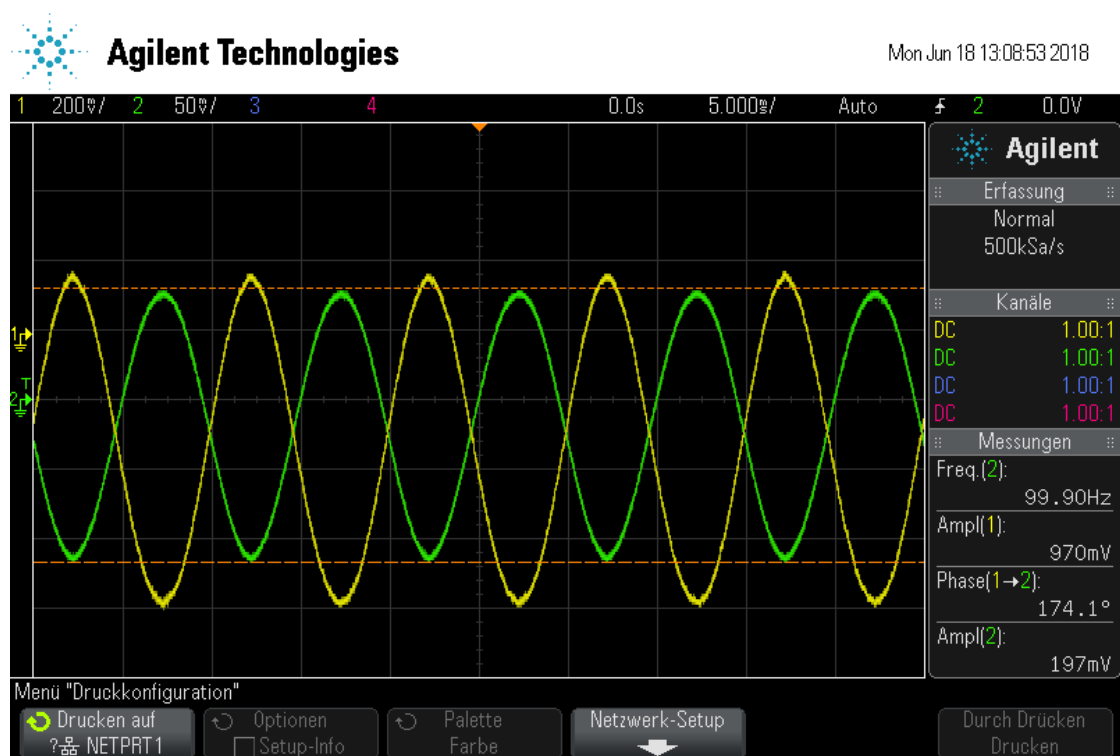


Abbildung 11: Im Plateaubereich bei kleinen Frequenzen ist die Verstärkung in etwa konstant, die Phase des Ausgangssignals ist gegenüber dem Eingangssignal um nahezu 180° gedreht.

3.1.1 Beziehung zwischen Frequenz und Phase

Die Phase zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Frequenz hat einen ähnlichen Verlauf, wie die Verstärkung, sie ist in Abbildung 12 zu sehen. Zunächst ist die Phase konstant und nahezu 180° . Nach einer Frequenz von 10 Hz fällt die Phase ab. Das ist mit dem Einsetzen des Tiefpass-Verhaltens des Operationsverstärkers zu erklären; bei hohen Frequenzen sinkt die Verstärkung auf 1 ab. Die Übertragungsfunktion eines Tiefpasses verläuft gemäß

$$H(\omega) = \frac{1}{1 + i \frac{\omega}{\omega_g}}, \quad (3.1.3)$$

das heißt, je näher die Frequenz gegen die Grenzfrequenz ω_g geht, desto größer ist die Phasendrehung zunächst, nähert sich dann aber einem Sättigungswert an. Der Phasengang eines Operationsverstärkers folgt nicht dem Verlauf eines reinen Tiefpasses, sondern ist abhängig vom inneren Aufbau, tendentiell lässt sich aber sagen, dass auch hier die Phasendrehung mit größerer Frequenz steigt.

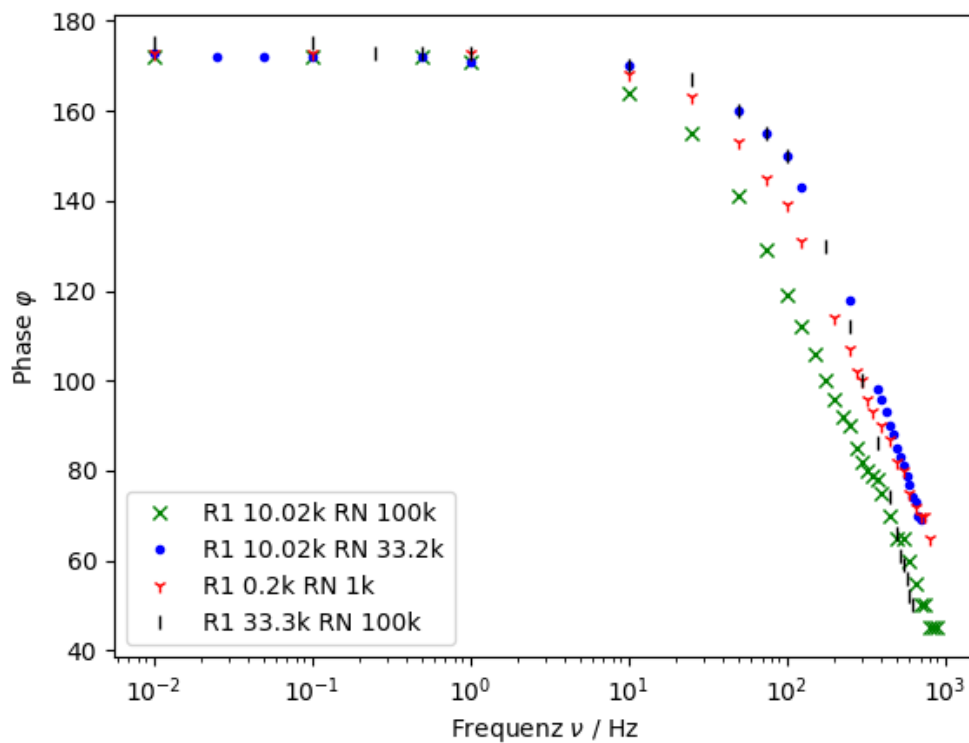


Abbildung 12: Bis zu einer Frequenz von 10 Hz ist die Phase relativ konstant bei knapp 180° , danach fällt sie in der halblogarithmischen Darstellung nahezu linear ab.

3.2 Umkehr-Integrator und Differentiator

3.2.1 Umkehr-Integrator

Der Fit der Form

$$\log_{10} \frac{U_A}{U_E} = A \cdot \log_{10} \frac{\nu}{1 \text{ Hz}} + B \quad (3.2.1)$$

liefert die Parameter

$$A = -0.93 \pm 0.01 \quad \text{und} \quad B = -1.496 \pm 0.003, \quad (3.2.2)$$

die Messwerte mit der linearen Ausgleichsgeraden sind in Abbildung 13 zu sehen. Die ersten drei Messwerte werden dabei nicht genutzt, da die Phase nicht mit dem gewünschten Wert von $\approx 90^\circ$ übereinstimmt (siehe dazu Tabelle 6). In Abbildung 14, Abbildung 15

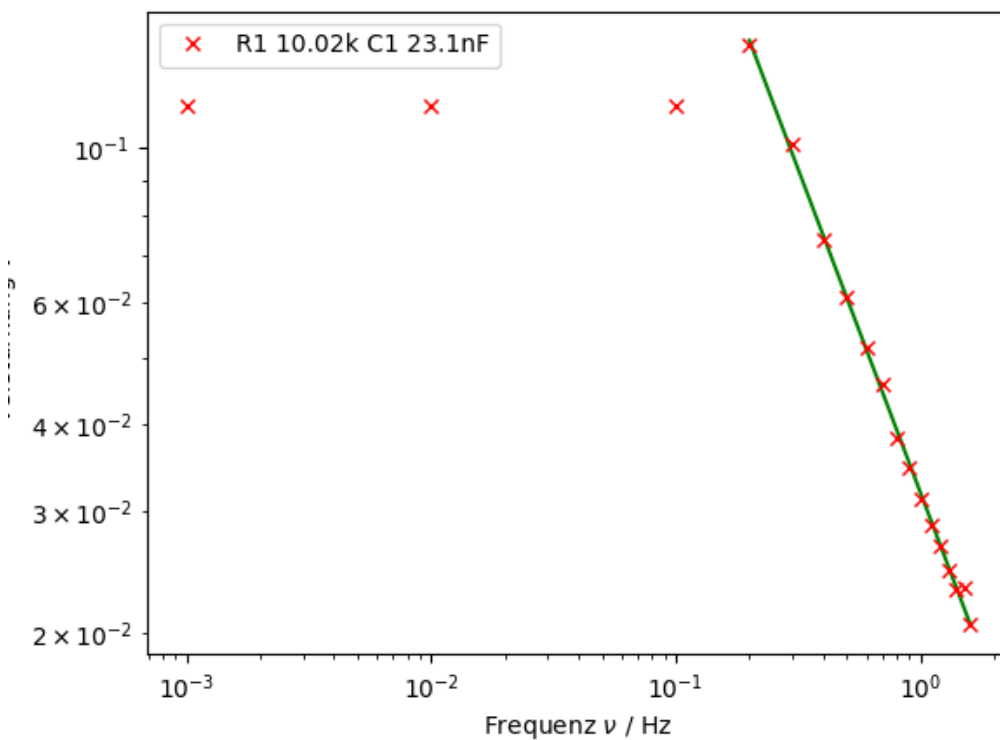


Abbildung 13: In dem dargestellten Frequenzbereich fällt die auf die Eingangsspannung normierte Ausgangsspannung nach dem Umkehr-Integrator in der doppelt-logarithmischen Darstellung linear mit der Frequenz ab; die ersten drei Messwerte werden für die lineare Ausgleichsrechnung nicht genutzt.

und Abbildung 16 ist jeweils zu sehen, welches Ausgangssignal der Umkehr-Integrator liefert, wenn ein Sinus-, Rechteck- bzw. Dreieckssignal auf den Eingang gegeben wird.

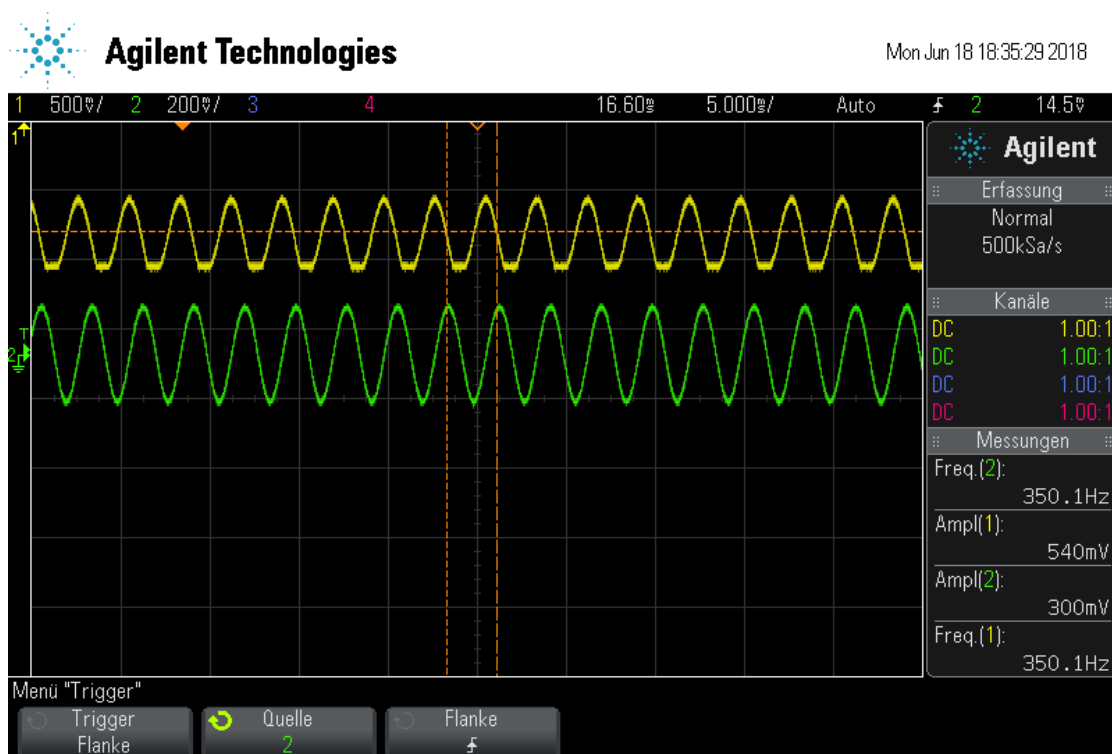


Abbildung 14: Der Umkehr-Integrator liefert bei einem Sinussignal einen Cosinus mit einer Phasendrehung von 90° gegenüber dem Eingangssignal.

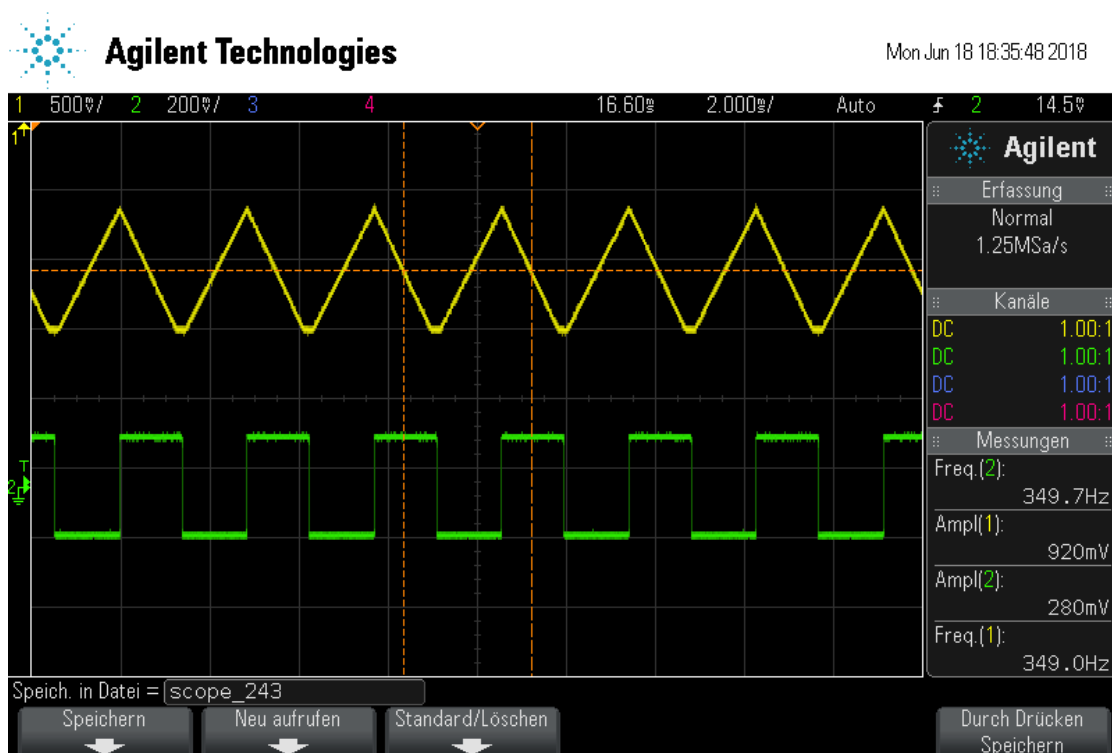


Abbildung 15: Der Umkehr-Integrator liefert bei einem Rechtecksignal ein Dreiecksignal.

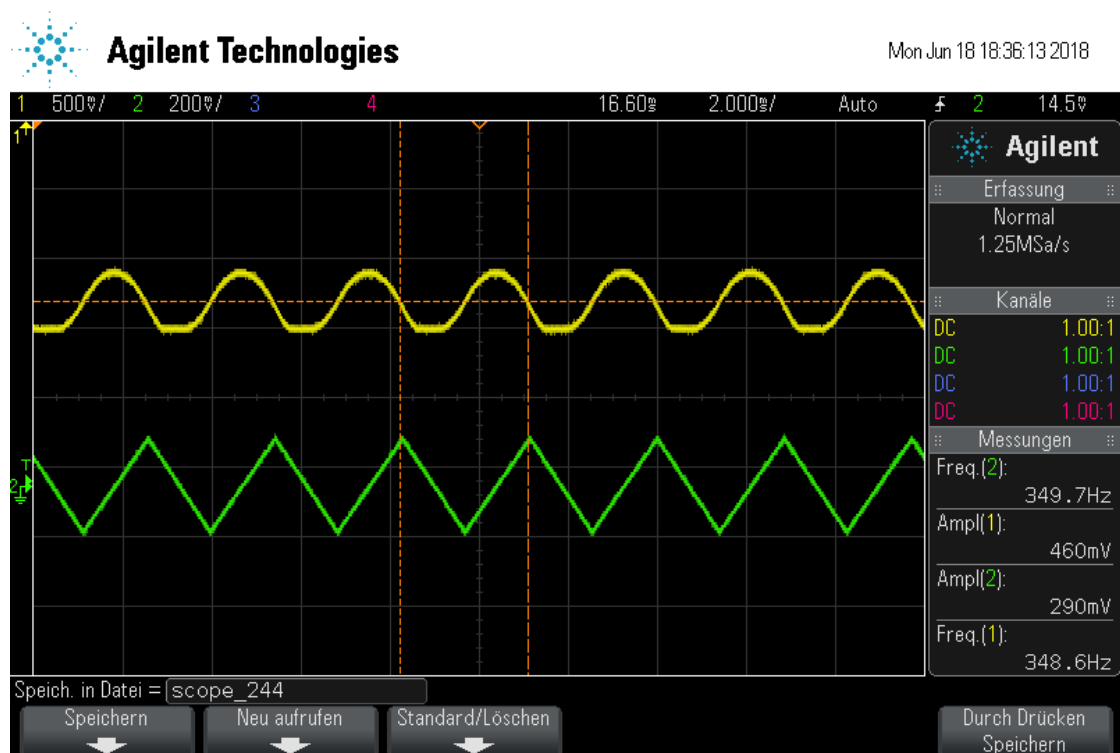


Abbildung 16: Der Umkehr-Integrator liefert bei einem Dreiecksignal näherungsweise eine Abfolge von Parabeln.

3.2.2 Umkehr-Differentiator

Der Fit der Form

$$\log_{10} \frac{U_A}{U_E} = A \cdot \log_{10} \frac{\nu}{1 \text{ Hz}} + B \quad (3.2.3)$$

liefert die Parameter

$$A = 0.73 \pm 0.01 \quad \text{und} \quad -1.381 \pm 0.002, \quad (3.2.4)$$

die Messwerte mit der linearen Ausgleichsgeraden sind in Abbildung 17 zu sehen. In

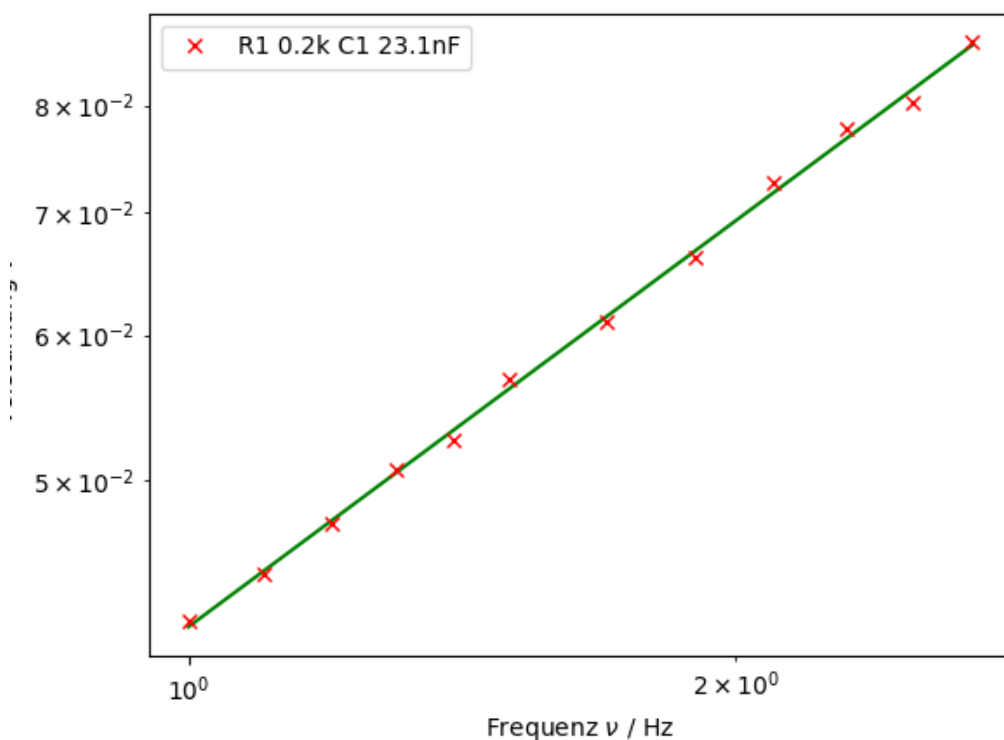


Abbildung 17: In dem dargestellten Frequenzbereich steigt die auf die Eingangsspannung normierte Ausgangsspannung nach dem Umkehr-Differentiator in der doppelt-logarithmischen Darstellung linear mit der Frequenz an.

Abbildung 18, Abbildung 19 und Abbildung 20 ist jeweils zu sehen, welches Ausgangssignal der Umkehr-Integrator liefert, wenn ein Sinus-, Rechteck- bzw. Dreiecksignal auf den Eingang gegeben wird.

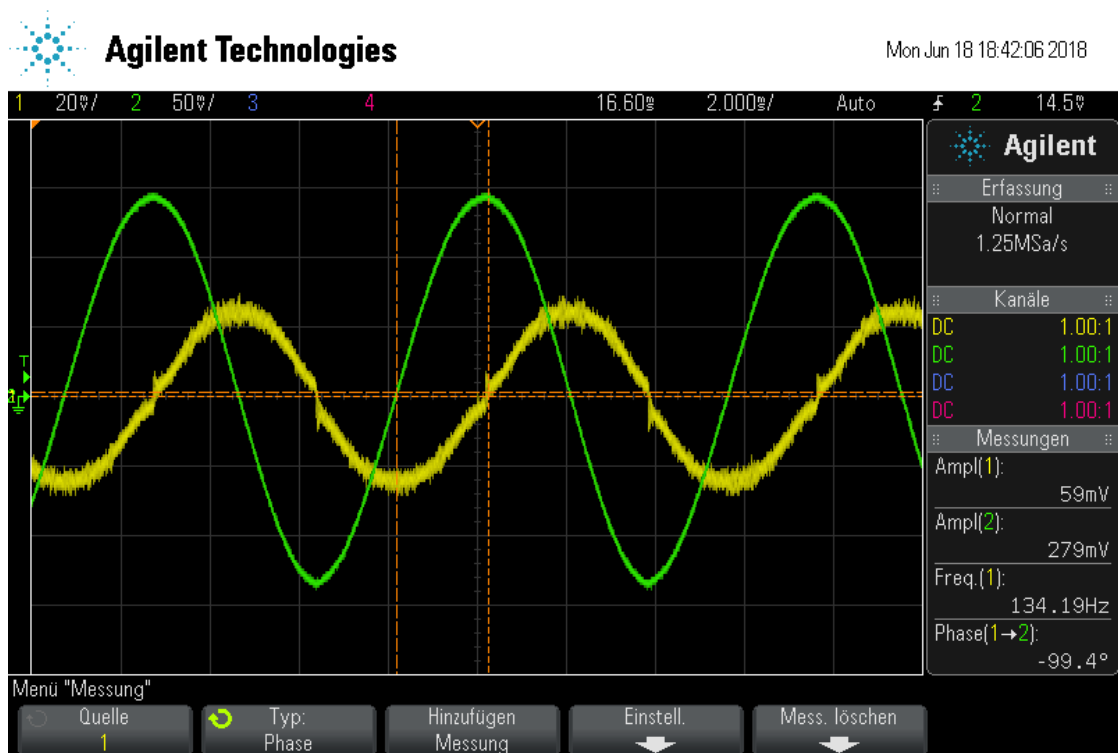


Abbildung 18: Der Umkehr-Differentiator liefert bei einem Sinussignal einen Cosinus mit einer Phasendrehung von 90° gegenüber dem Eingangssignal.

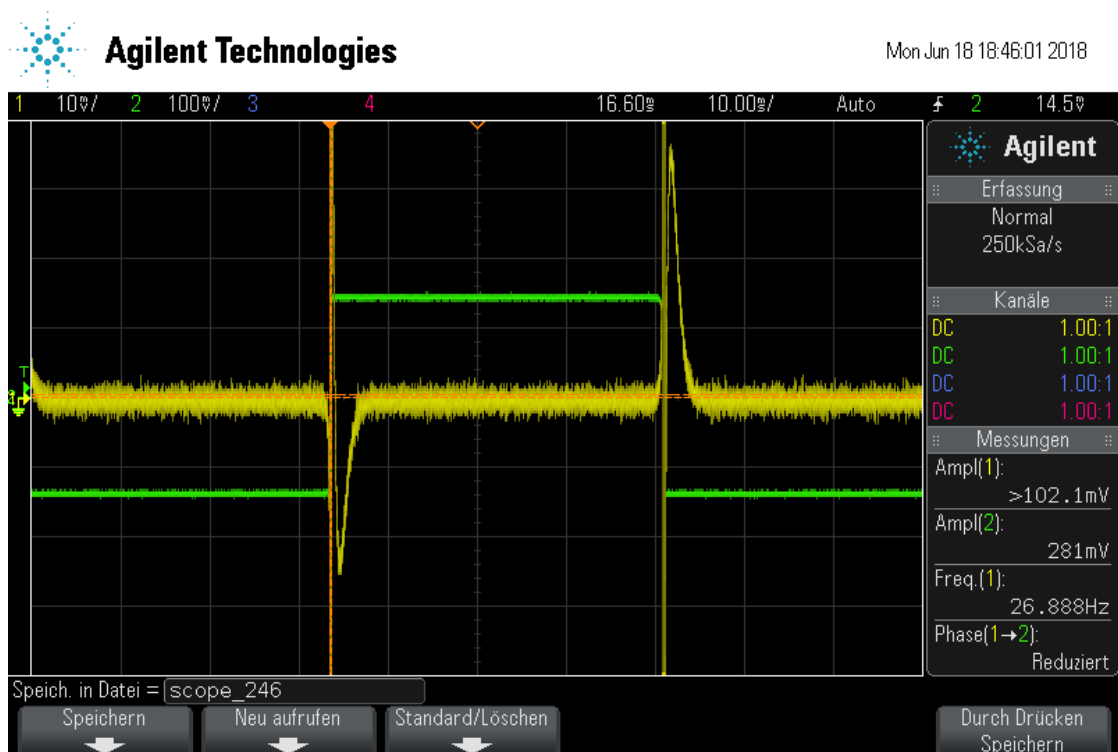


Abbildung 19: Der Umkehr-Differentiator liefert bei einem Rechtecksignal eine Abfolge von Deltapeaks.

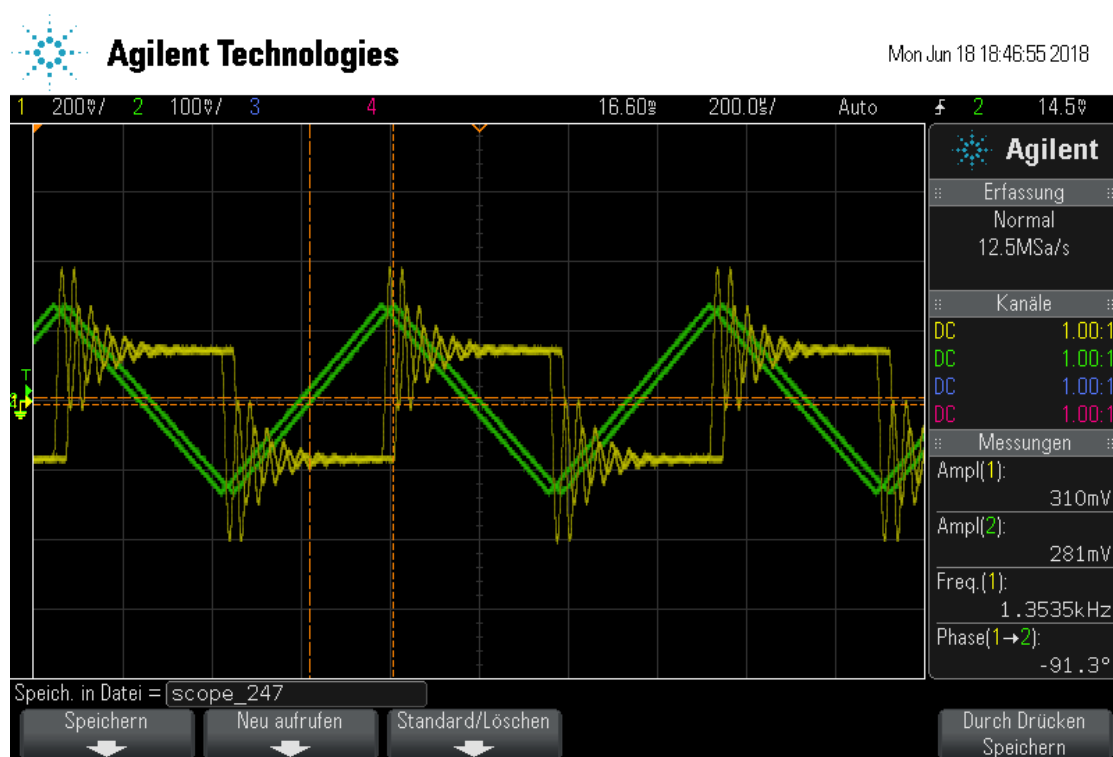


Abbildung 20: Der Umkehr-Differentiator liefert bei einem Dreiecksignal ein Rechtecksignal.

3.3 Schmitt-Trigger

Mit Hilfe der Schaltung in Abbildung 7 wird ein Schmitt-Trigger implementiert. Es werden die Widerstände $R_P = 10\text{ k}\Omega$ und $R_1 = 0.2\text{ k}\Omega$ bei einer Frequenz von $f = 1\text{ kHz}$ benutzt, die doppelte Betriebsspannung ist $2U_B = 7.86\text{ V}$. Mit

$$U_{\text{trig,theo}} = U_B \cdot \frac{R_1}{R_P} \quad (3.3.1)$$

wird die theoretische Triggerschwelle als

$$U_{\text{trig,theo}} \approx \pm 78.6\text{ mV}$$

berechnet. Die gemessenen Werte für den oberen bzw. unteren Triggerpunkt sind

$$U_{\text{trig,exp}} \approx 82\text{ mV} \quad \text{und} \quad U_{\text{trig,exp}} \approx -95\text{ mV}.$$

Die Abweichung zwischen theoretischem und experimentellen Wert beträgt 4.3% bzw. 20.9%. Die entsprechende Oszilloskopaufnahme ist in Abbildung 21 zu sehen.

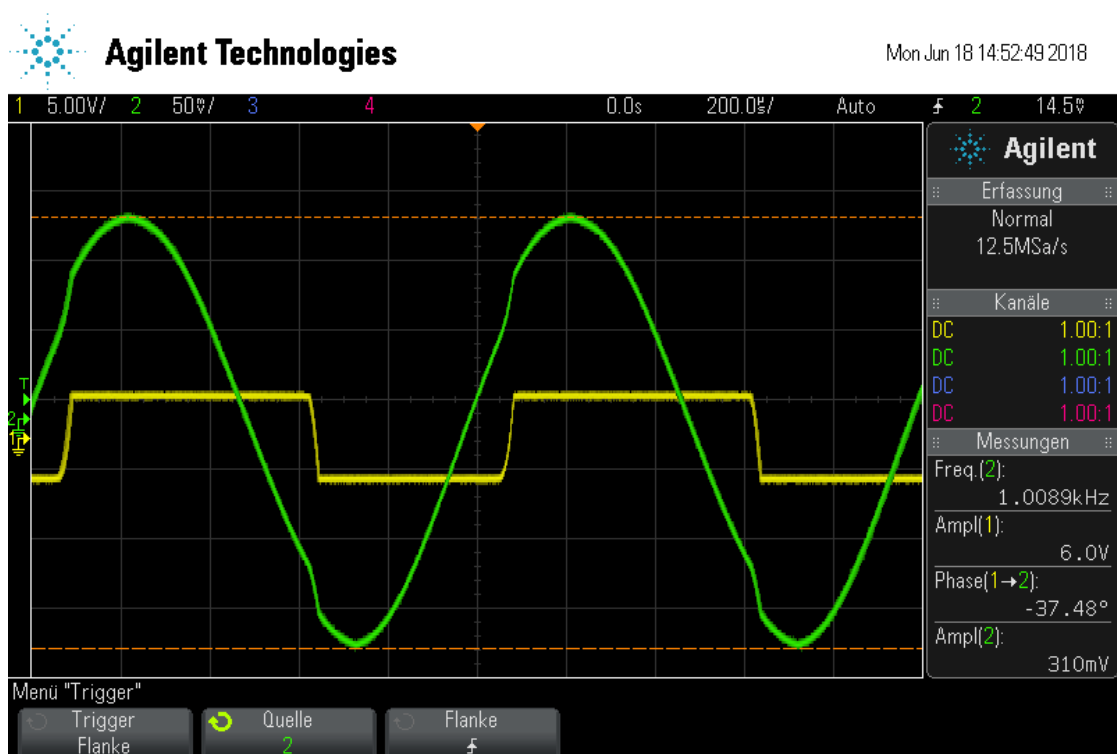


Abbildung 21: Durch den Schmitt-Trigger wird ein Ausgangssignal generiert, sobald das Eingangssignal die Triggerschwelle überschritten hat.

3.4 Dreiecksgenerator

Zunächst wird eine Sinusschwingung mit der Frequenz $f_{\text{Sinus}} = 1\text{ kHz}$ als Anstoß-Signal auf einen Schmitt-Trigger gegeben. Bei einer Triggerschwelle von $U_E = 165\text{ mV}$ entsteht ein Rechtecksignal. Ein Integrator macht daraus ein Dreiecksignal, welches bei der Triggerschwelle eine Amplitude von $U_{\text{Dreieck}} = 2.09\text{ V}$ und ebenfalls eine Frequenz von

$f_{\text{Dreieck}} = 1 \text{ kHz}$ hat. Da das Signal auf dem invertierenden Eingang liegt, hat der positive kontante Wert eine linear abfallende Spannung zur Folge, eine konstante negative Spannung eine hingegen eine ansteigende Spannung. Abbildung 22 zeigt das Dreieckssignal bei einer höheren Eingangs- und Ausgangsspannung. Aufgrund eines Fehlers in der Durchführung dieses Versuchsteils, unterscheiden sich die Ergebnisse deutlich von den theoretisch vorhergesagten Werten. Anhang von Gleichung 1.2.12 wird die theoretisch erwartete Frequenz des Rechteck- und Dreiecksignals zu

$$f_{\text{theo}} = 54.113 \text{ kHz}$$

bestimmt. Die Werte der Widerstände und des Kondensators sind $R = 10 \text{ k}\Omega$, $R_P = 10 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 0.2 \text{ k}\Omega$ und $C = 23.1 \text{ nF}$. Wegen der falschen Durchführung ist der theoretische Wert 54-mal größer als die gemessene Frequenz. Nach Gleichung 1.2.11 ist die theoretische Amplitude der Rechteckspannung mit $U_B = 3.94 \text{ V}$

$$U_{\text{theo}} = 157.6 \text{ mV},$$

diese wurde allerdings durch einen Fehler in der Durchführung nicht gemessen, sodass kein Vergleichswert existiert.

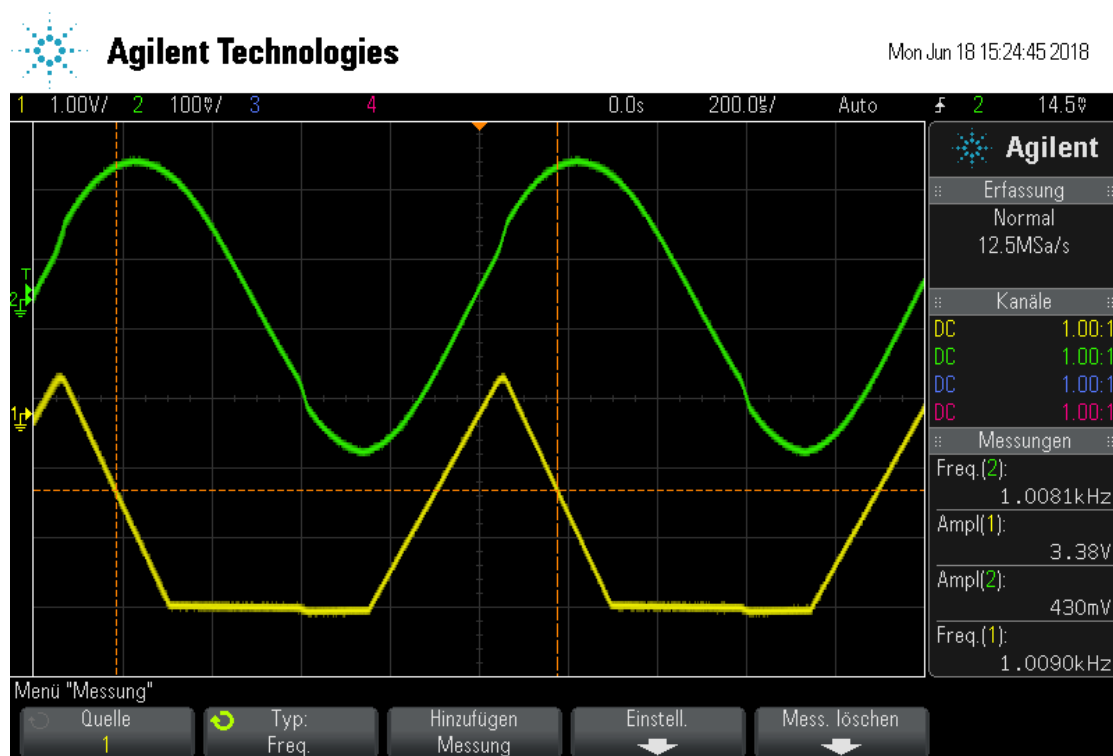


Abbildung 22: Mit Hilfe des Schmitt-Triggers wird aus einer Sinusschwingung (grün) zunächst ein Rechtecksignal generiert, aus welchem dann mit einem Integrator ein Dreieckssignal (gelb) gemacht wird.

3.5 Gedämpften und ungedämpfte Schwingung

In Abbildung 23 ist die ungedämpfte Schwingung mit einer charakteristischen Frequenz von $f = 758 \text{ Hz}$ dargestellt. Die Amplitude bleibt nahezu konstant.

Theoretisch ergibt sich bei der gedämpften Schingung nach $f = 1/2\pi RC$ und $\tau = 20RC$ eine Schwingungsfrequenz von

$$f_{\text{theo}} = 796 \text{ Hz}$$

und eine Abklingdauer von

$$\tau = 0.004 \text{ s}.$$

Eine lineare Ausgleichsrechnung entlang der Peakwerte der Spannungsamplitude der Form

$$\log_{10} \frac{\hat{U}}{1 \text{ mV}} = At + B, \quad \text{mit} \quad A = \frac{1}{\tau} \quad (3.5.1)$$

ergibt die Fitparameter

$$A = (-110 \pm 5) \text{ s}^{-1}, \quad \text{also} \quad \tau = (0.0091 \pm 0.0004) \text{ s} \quad \text{und} \quad B = -0.22 \pm 0.05.$$

Die Ausgleichsrechnung zusammen mit den Messwerten ist in Abbildung 24 zu sehen.

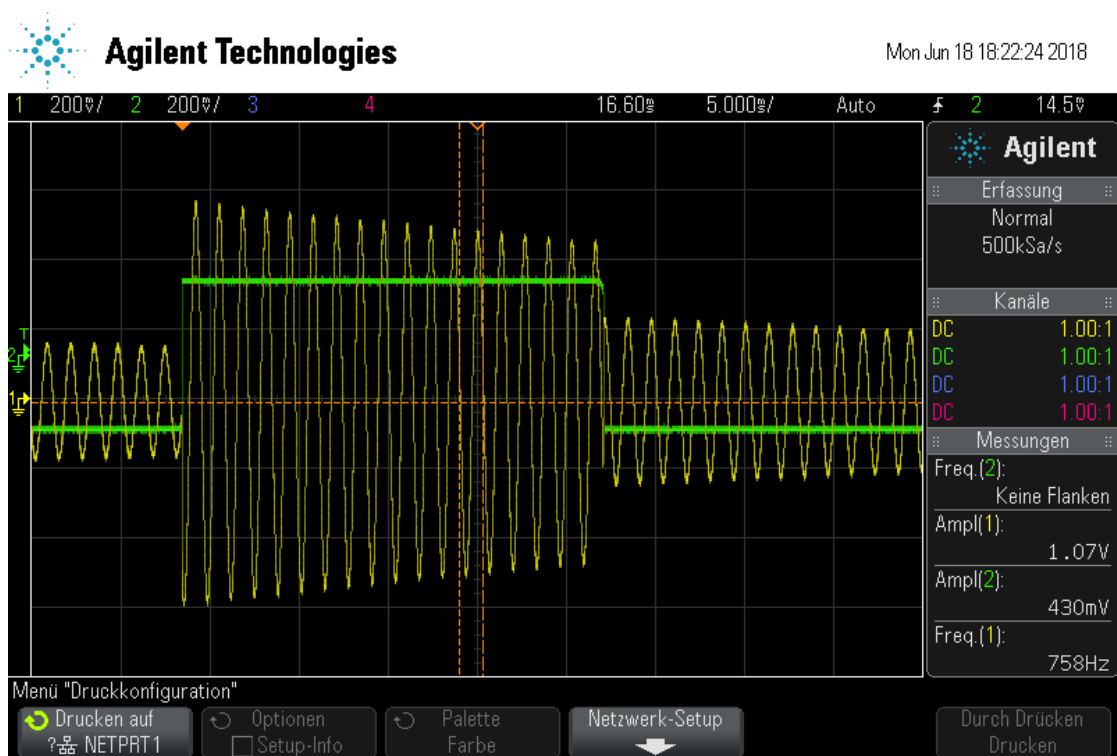


Abbildung 23: Die ungedämpfte Schwingung hat eine Frequenz von $f = 758 \text{ Hz}$.

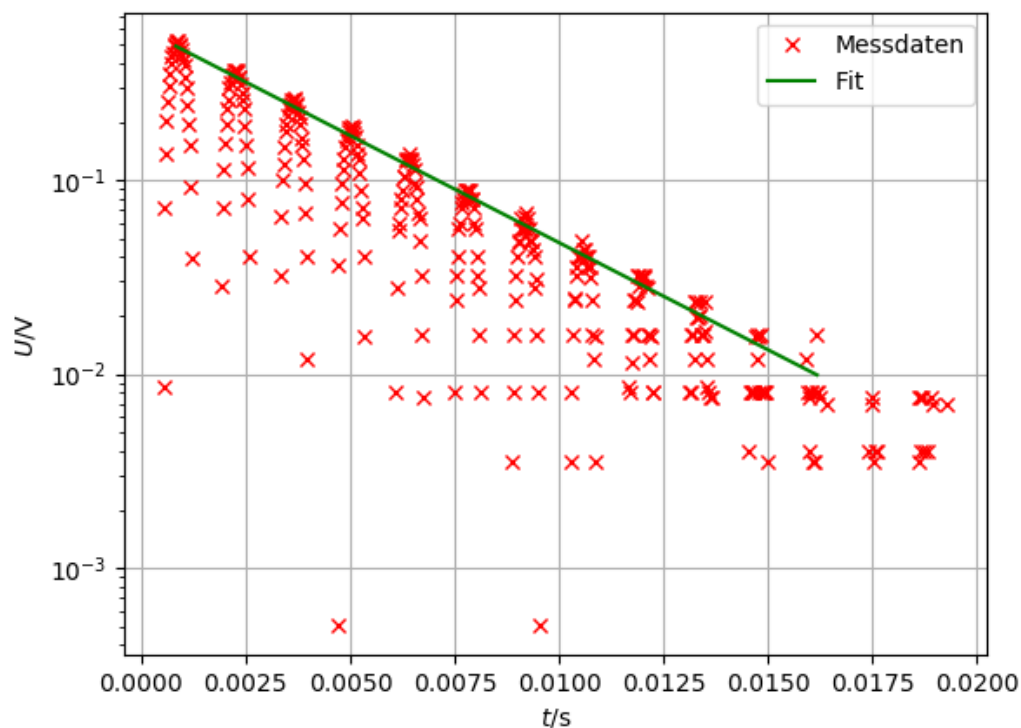


Abbildung 24: Die gedämpfte Schwingung klingt mit der Zeitkonstanten τ ab.

4 Diskussion

Die meisten Fehler sind unter 10%, also unterhalb der Fehlertoleranz der elektronischen Bauteile. Fehlerquellen sind dennoch möglich, so besitzen die Ausgleichsrechnungen die angegebenen Fehler. Zum Anderen entstehen Abweichungen durch ohmsche Verluste und Ablesefehler. Bei den generierten Dreieck- und Rechtecksignalen sind zudem die Überschwinger, die aus dem Gibbschen Phänomen resultieren, zu erkennen. In Abbildung 20 scheint es bei der Oszilloskopaufnahme außerdem zu Reflexionen gekommen zu sein.

Bei der experimentellen Bestimmung der Triggerschwellen des Schmitt-Triggers sind vor allem die Ablesefehler ausschlaggebend. In Abbildung 21 sind zudem Knicke in der sinusförmigen Eingangsspannung zu erkennen, welche eine weitere Fehlerquelle darstellen können. Möglicherweise ist es hier zu einer unerwünschten Rückkopplung oder Interferenz durch das Ausgangssignal gekommen.

Die extrem große Abweichung zwischen theoretischer und experimentell bestimmter Frequenz bei dem Signalgenerator lässt sich nur durch Fehler bei der Durchführung erklären. Eine versehentliche Änderung der Betriebsspannung hätte keinen Effekt auf die Diskrepanz in der Frequenz zur Folge, würde aber eine Abweichung in der Amplitude erklären können.

Bei der Abklingdauer der gedämpften Schwingung ist eine weitere bedeutende Fehlerquelle, dass die Kapazitäten der Kondensatoren nicht exakt übereinstimmen. Auch hier spielt die Fehlertoleranz der elektronischen Bauteile eine große Rolle.

Literatur

- [1] Eric Jones, Travis Oliphant, Pearu Peterson u. a. *SciPy: Open source scientific tools for Python*. [Online; accessed 8. August 2018]. 2001–. URL: <http://www.scipy.org/>.
- [2] Eric O. Lebigot. *Uncertainties: a Python package for calculations with uncertainties*. [Online; accessed 8. August 2018]. 2010–. URL: <http://uncertainties-python-package.readthedocs.io/en/latest/#>.
- [3] Fortgeschrittenen Praktikum. *Versuchsanleitung Versuch 51*. TU Dortmund. Dortmund, Deutschland, Juni 2018. URL: <http://129.217.224.2/HOMEPAGE/PHYSIKER/MASTER/SKRIPT/V59.pdf>.

5 Anhang

f/Hz	U_A/mV	$\phi/^\circ$	U_1/mV
0.01	2.49	172	0.233
0.10	2.37	172	0.233
0.50	2.37	172	0.233
1.00	2.31	171	0.233
10.00	2.20	164	0.233
25.00	2.10	155	0.233
50.00	1.90	141	0.233
75.00	1.66	129	0.233
100.00	1.44	119	0.233
125.00	1.24	112	0.233
150.00	1.08	106	0.233
175.00	0.95	100	0.233
200.00	0.85	96	0.233
225.00	0.77	92	0.233
250.00	0.71	90	0.233
275.00	0.65	85	0.233
300.00	0.60	82	0.233
325.00	0.55	80	0.233
350.00	0.53	79	0.233
375.00	0.49	78	0.233
450.00	0.43	70	0.233
400.00	0.47	75	0.233
500.00	0.39	65	0.233
550.00	0.37	65	0.233
600.00	0.33	60	0.233
650.00	0.31	55	0.233
700.00	0.29	50	0.233
750.00	0.27	50	0.233
800.00	0.25	45	0.233
850.00	0.23	45	0.233
900.00	0.23	45	0.233

Tabelle 2: Messwerte für den Frequenzgang eines gegengekoppelten Verstärkers mit $R_1 = 10.02\text{ k}\Omega$ und $R_N = 100\text{ k}\Omega$.

f/Hz	U_A/mV	$\phi/^\circ$	U_1/mV
0.010	736	173	235
0.025	736	172	235
0.050	736	172	235
0.100	736	172	235
0.500	736	172	235
1.000	736	171	235
10.000	736	170	235
50.000	716	160	235
75.000	695	155	235
100.000	679	150	235
125.000	553	143	235
250.000	511	118	235
375.000	400	98	235
400.000	380	96	235
425.000	362	93	235
450.000	346	90	235
475.000	328	88	235
500.000	316	85	235
525.000	302	83	235
550.000	291	81	235
575.000	279	79	235
600.000	267	77	235
625.000	259	74	235
650.000	251	73	235
675.000	239	70	235
700.000	231	69	235

Tabelle 3: Messwerte für den Frequenzgang eines gegengekoppelten Verstärkers mit $R_1 = 10.02\text{ k}\Omega$ und $R_N = 33.2\text{ k}\Omega$.

f/Hz	U_A/mV	$\phi/^\circ$	U_1/mV
0.01	960	173	198
0.10	960	173	198
1.00	960	173	198
10.00	950	168	198
25.00	920	163	198
50.00	900	153	200
75.00	850	145	202
100.00	810	139	205
125.00	760	131	207
200.00	610	114	217
250.00	530	107	220
275.00	500	102	221
300.00	470	100	220
325.00	430	96	218
350.00	410	93	219
400.00	370	90	225
450.00	340	87	221
500.00	310	82	225
550.00	290	80	225
600.00	270	75	225
650.00	250	72	225
700.00	235	70	225
750.00	230	70	225
800.00	220	65	225

Tabelle 4: Messwerte für den Frequenzgang eines gegengekoppelten Verstärkers mit $R_1 = 0.2\text{ k}\Omega$ und $R_N = 1\text{ k}\Omega$.

f/Hz	U_A/mV	$\phi/^\circ$	U_1/mV
0.01	NaN	750	175
0.10	720.0	175	231
0.25	NaN	710	173
0.50	710.0	173	231
1.00	710.0	173	231
10.00	700.0	170	231
25.00	680.0	167	231
50.00	680.0	160	231
75.00	670.0	155	231
100.00	660.0	150	231
175.00	610.0	130	231
250.00	540.0	112	231
300.00	480.0	100	231
375.00	410.0	86	231
450.00	336.0	74	231
500.00	304.0	66	231
525.00	287.0	61	231
550.00	269.0	59	231
575.00	254.0	56	231
600.00	243.0	52	231
625.00	231.0	50	231

Tabelle 5: Messwerte für den Frequenzgang eines gegengekoppelten Verstärkers mit $R_1 = 33.3 \text{ k}\Omega$ und $R_N = 100 \text{ k}\Omega$.

f/Hz	U_E/mV	U_A/V	$\phi/^\circ$
0.001	235	27.1	172.6
0.010	235	27.1	160.5
0.100	235	27.1	122.2
0.200	192	27.1	96.1
0.300	192	19.5	94.2
0.400	199	14.7	95.0
0.500	192	11.7	95.0
0.600	199	10.3	94.3
0.700	192	8.8	94.0
0.800	199	7.6	95.0
0.900	199	6.9	96.0
1.000	198	6.2	96.0
1.100	199	5.7	96.0
1.200	198	5.3	95.0
1.300	199	4.9	94.0
1.400	199	4.6	96.0
1.500	189	4.4	98.0
1.600	199	4.1	99.0

Tabelle 6: Messwerte für den Umkehr-Differentiator mit $R_1 = 10.02 \text{ k}\Omega$ und $C_1 = 23.1 \text{ nF}$.

f/Hz	U_E/mV	U_A/V	$\phi/^\circ$
1.0	310	13.0	-88.0
1.1	310	13.8	-91.0
1.2	310	14.7	-88.0
1.3	310	15.7	-90.0
1.4	310	16.3	-85.9
1.5	308	17.5	-88.1
1.7	310	18.9	-92.1
1.9	310	20.5	-91.1
2.1	310	22.5	-93.0
2.3	310	24.1	-92.2
2.5	320	25.7	-94.2
2.7	320	27.7	-91.0

Tabelle 7: Messwerte für den Umkehr-Integrator mit $R_1 = 0.2\text{ k}\Omega$ und $C_1 = 23.1\text{ nF}$.