



SS/WS 20.¹³./.....

Praktikum: (P1/P2) (~~Mo/Di/Mi/Do~~) Gruppe-Nr: ⁹.....

Name: *Backens* Vorname: *Stefan*

Name: *Schimassek* Vorname: *Rudolf*

Versuch: *Operationsverstärker* (~~mit~~/ohne) Fehlerrechnung

Betreuer: *Tobias Bühler* Durchgeführt am: *25.06.13*

Abgabe am: *02.07.13*

Rückgabe am:	Begründung:
--------------------	-------------

2. Abgabe am:

Ergebnis: (<i>+</i> / 0 / -)	Fehlerrechnung: ja / nein
Datum: <i>9.8.2013</i>	Handzeichen: <i>Tobias Bühler</i>
Bemerkungen: <i>sehr schön</i>	



Einfache elektrische Verstärkerschaltungen sind vielfach verwendete Hilfsmittel im physikalischen Labor. Jeder Experimentalphysiker (und auch jeder Physiklehrer) sollte in der Lage sein, Sie bei Bedarf rasch zu konzipieren und aufzubauen.

Bei diesem Versuch lernen Sie zwei Grundbausteine von Verstärkerschaltungen kennen, den Transistor und den Operationsverstärker. Im Vordergrund steht dabei die Anwendung dieser beiden Elemente in konkreten Schaltungen und nicht ihr 'halbleiterphysikalisches Innenleben', das erst in späteren Vorlesungen behandelt werden wird. Hier genügen zunächst einfache Modellvorstellungen.

Aufgaben:

1. Emitterschaltung eines Transistors: Das ist die am häufigsten verwendete Transistorverstärkerschaltung. Verwenden Sie dafür aber hier nicht zuviel Zeit. Die Aufgaben zum Operationsverstärker (ab Aufgabe 2) sollen vorrangig erarbeitet werden.

1.1 Bauen Sie auf der Experimentier-Steckplatine den einstufigen gleichstromgegekoppelten Transistorverstärker auf. Welche Funktionen haben die einzelnen Bauelemente, speziell R_e ? Überprüfen Sie die Lage des Arbeitspunktes. Wozu dient der Kondensator C_e ? Erläutern Sie Sinn und Wirkungsweise der Gegenkopplung.

1.2 Führen Sie dem Verstärker als Eingangssignal eine Dreiecksspannung mittlerer Frequenz (ca. 1kHz) zu und beobachten Sie oszilloskopisch das Ausgangssignal und bestimmen Sie die Verstärkung. Stellen Sie durch Variation der Amplitude des Eingangssignals verschiedene Ausgangsamplituden (etwa $3V_{SS}$ und $10V_{SS}$) ein und beurteilen Sie die Qualität des Verstärkers.

1.3 Entfernen Sie den Emitterkondensator C_e . Beobachten Sie wieder das Ausgangssignal bei verschiedenen Amplituden und bestimmen Sie die Verstärkung dieses stromgegekoppelten Verstärkers. Warum finden Sie gerade den Wert R_c/R_e als Verstärkungsfaktor? Erklären Sie die Wirkungsweise der Gegenkopplung durch R_e (Stromgegekoppelter Verstärker).

1.4 Bestimmen Sie die Verstärkung des Strom- und Gleichstromgegekoppelten Verstärkers für verschiedene Frequenzen (10/25/50/100/500Hz /1/5/10/50/100kHz).

Besonders wichtig ist hierbei der Frequenzbereich 10Hz bis 500Hz. Plotten Sie für beide Schaltungen den Verlauf der Verstärkung und erklären Sie diesen.

2. Grundschaltung eines Operationsverstärkers:

2.1 Bauen Sie auf der Experimentier-Steckplatine mit einem Operationsverstärker einen nichtinvertierenden Verstärker mit etwa zehnfacher Verstärkung. Überprüfen Sie die Funktion der Schaltung. Führen Sie dem Eingang eine Dreiecksspannung mittlerer Frequenz (1kHz) zu und beobachten Sie oszilloskopisch das Ausgangssignal. Vergleichen Sie die experimentell und rechnerisch ermittelten Verstärkungsfaktoren.

2.2 Demonstrieren Sie den hohen Eingangswiderstand und den kleinen Ausgangswiderstand dieser Schaltung mit Hilfe geeigneter Verfahren.

2.3 Bestimmen Sie die Verstärkung in Abhängigkeit von der Frequenz (10/100/1000Hz /10/25/50/75/100kHz). Wählen Sie als Eingangssignal eine Sinuswechselspannung mit einer Amplitude von $0,5V_{SS}$ und beobachten Sie das Ausgangssignal oszilloskopisch. Können Sie die bei hohen Frequenzen auftretenden Verzerrungen erklären?

3. Die invertierende Grundschaltung: Dies ist wohl die wichtigste Grundschaltung von Operationsverstärkern.

3.1 Bauen Sie mit einem Operationsverstärker einen invertierenden Verstärker mit zehnfacher Verstärkung auf. Überprüfen Sie die Funktion und erklären Sie die Wirkungsweise der Schaltung. Leiten Sie die Verstärkung her.

3.2 Bauen Sie einen „Addierer“ für zwei Eingangssignale auf. Als Eingangssignale können Sie Dreieck-, Rechteck- oder Sinusspannung (bis 1kHz) und eine mit den auf der Platine vorhandenen Potentiometern realisierbare regelbare Gleichspannungen im Bereich -15V ... +15V verwenden. Beobachten Sie die Ausgangsspannung oszilloskopisch. Schalten Sie den Eingang des Oszilloskops auf „DC-Kopplung“, damit die Gleichspannung korrekt dargestellt wird.

3.3 Bauen Sie den „Integrierer“ auf. Schalten Sie wieder zurück auf „AC-Kopplung“. Verwenden Sie als Eingangssignal Rechteck- und Dreiecksspannungen niedriger Frequenz (im Bereich 50Hz bis 100Hz) und großer Amplitude, beobachten Sie oszilloskopisch. Erklären Sie die Wirkungsweise der Schaltung (ohne Berücksichtigung des Widerstandes R_s , der nur der Stabilisierung des Integrierers dient).

3.4 Bauen Sie den „Differenzierer“ auf. Testen Sie die Funktion mit Rechteck- und Dreieckssignalen (im Bereich 50Hz bis 500Hz). Erklären Sie die Wirkungsweise der Schaltung.

4. Komplexere Schaltungen mit Operationsverstärkern: Im Folgenden werden nun einige etwas komplexere Schaltungen aufgebaut und untersucht. Welche der beiden Grundschaltungen erkennen Sie dabei am häufigsten wieder?

4.1 Bauen Sie mit einem Operationsverstärker einen idealen Einweggleichrichter auf und überprüfen Sie seine Funktion mit verschiedenen Eingangsspannungssignalen ($f < 1\text{kHz}$). Was sind die Vorteile dieser Schaltung gegenüber einer einfachen Gleichrichterschaltung mit einer Diode und einem Widerstand? Probieren Sie es aus! Wofür könnte ein solcher idealer Gleichrichter Verwendung finden?

4.2 Bauen Sie mit zwei Operationsverstärkern einen Generator für Dreieck- und Rechtecksignale auf. Erklären Sie die Funktionsweise der angegebenen Schaltung. *Hinweis:* Einer der Operationsverstärker arbeitet als Schwellenwertschalter, der andere als Integrierer.

4.3 Bauen Sie die so genannte „Programmierte Differentialgleichung 2. Ordnung“ auf. Diese Generatorschaltung zur Erzeugung von Sinuswechselspannungen ermöglicht die Simulation einer Integralgleichung 2. Ordnung. Sie erkennen die beiden hintereinandergeschalteten Integrierer. Mit dem Potentiometer können Sie die Dämpfung der Schwingung einstellen. Die Schwingungsamplitude wächst an oder klingt ab, je nachdem ob Sie den Schleifer des Potentiometers aus der Mittelstellung nach rechts oder nach links gedreht haben. Eine genaue Beschreibung dieser Schaltung finden Sie in 'Tietze, Schenk: Halbleiterschaltungstechnik'. Versuchen Sie, durch Variation des Potentiometerwiderstands die drei Fälle - Schwingfall, aperiodischer Grenzfall und Kriechfall - zu simulieren.

Zubehör:

Experimentier-Steckplatine mit 1 Transistor (2N2219A, npn) und 3 Operationsverstärkern (LM741) sowie diversen Verbindungskabeln, Dioden, Widerständen, Kondensatoren (nötigenfalls benachbarte Werte verwenden!)

Funktionsgenerator (0,2Hz .. 2MHz; Sinus oder Rechteck oder Dreieck; 0 .. $\pm 10\text{V}$)

Oszilloskop (Tektronix , 2 Kanäle))

Literatur:

Transistorverstärker:

Böger, Kähler, Weigt: *Bauelemente der Elektronik und ihre Anwendungen*, 3.Aufl., Kap.10, speziell 10.6.1

Bishop: *Einführung in lineare elektronische Schaltungen* (1977), Kap.3

Operationsverstärker:

Bishop: *Einführung in lineare elektronische Schaltungen* (1977), Kap.5.7, 6.1, 6.2, 7

Weddigen, Jüngst: *Elektronik* (1993)

Rohde: *Elektronik für Physiker*, Kap. 3 und 4

Vorbereitung für das Physikpraktikum 2

Versuch: Operationsverstärker

Stefan Backens, Rudolf Schimassek

29. Juni 2013

0 Begriffserklärungen

0.1 Rückkopplung

Mit Rückkopplung bezeichnet man die Rückführung des Ausgangssignals eines (aktiven) Bauelements über ein Netzwerk zum Eingang des Bauelements. Dieses Netzwerk ist im Allgemeinen passiv, d.h. es besteht beispielsweise aus Dioden und Widerständen. Man unterscheidet zwei Arten von Rückkopplung:

Gegenkopplung: Durch das rückgekoppelte Signal wird das Signal am Ausgang des Bauelements verringert.

Mitkopplung: Durch das rückgekoppelte Signal wird das Signal am Ausgang des Bauelements vergrößert.

Bei Rückkopplung von Wechselgrößen spricht man von Signalkrückkopplung oder dynamischer Rückkopplung, bei der Rückkopplung von sich verändernden Gleichgrößen von Gleichspannungs- bzw. Gleichstromrückkopplung oder statischer Rückkopplung.

0.2 Emitterschaltung

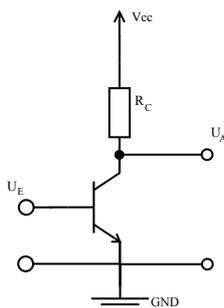


Abbildung 1: Emitterschaltung eines Transistors

Diese Schaltung ist diejenige mit der größten Spannungs- und Stromverstärkung. Allerdings ist diese offensichtlich vom Innenwiderstand (r_B) des Transistors abhängig, da gilt:

- Verstärkungsfaktor: $\beta = \frac{U_A}{U_E}$
- Stromverstärkung: $v_i = \beta$
- Spannungsverstärkung: $v_u = -\beta \frac{R_C}{r_B}$

Da Transistoren eine große Serienstreuung aufweisen, kann diese Schaltung schlecht verwendet werden, da sie ihr Verhalten nach dem Austausch des Transistors verändert.

Um das Problem der Serienstreuung zu umgehen fügt man an den Emitter des Transistors eine Parallelschaltung von Widerstand und Kondensator ein (siehe Abbildung 2). Dies hat zur Folge, dass nicht mehr die ganze Spannung zwischen Basis und Emitter am Transistor abfällt, sondern ein großer Teil am Widerstand R_E . Somit reduziert sich wegen des geringeren Spannungsabfalls am Transistor zwar die Verstärkung, aber dafür ist diese Verstärkung stabiler. Das liegt daran, dass der Innenwiderstand des Transistors klein gegen den Widerstand R_E ist und sich der Widerstand der Anordnung durch einen anderen Transistor nur wenig ändert. Durch den geringeren Spannungsabfall am Transistor ist der Strom

durch diesen geringer. Es handelt sich bei dieser Schaltung also um eine Stromgegenkopplung. Für die Spannungsverstärkung gilt: $v_u = -\frac{R_C}{R_E}$

Da aber ein Kondensator zum Widerstand parallelgeschaltet ist, ist die Impedanz für große Frequenzen klein und diese werden somit weiterhin stark verstärkt. Es kommt wegen dieses Kondensators nicht zu Wechselstromgegenkopplung.

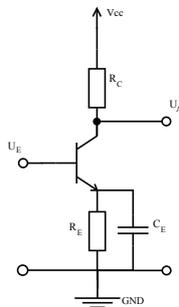
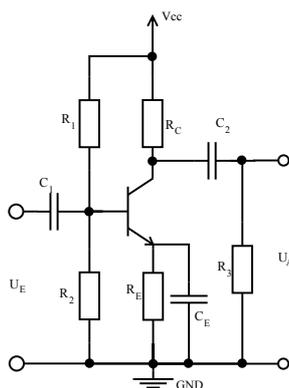


Abbildung 2: verbesserte Emitterschaltung

0.3 Emittterstufe



Bauteil	Wert
R_1	5,6 k Ω
R_2	1 k Ω
R_3	10 k Ω
R_E	100 Ω
R_C	470 Ω
C_1	5 μ F
C_2	5 μ F
C_E	250 μ F

Abbildung 3: Schema einer Emittterstufe mit Gleichstromgegenkopplung

In der in Abbildung 3 abgebildeten Emittterstufe wird die Gleichstromgegenkopplung durch den Emittterwiderstand R_E und R_2 hervorgerufen. Mit dem Spannungsteiler R_1 , R_2 wird der Arbeitsbereich festgelegt, da eine Verstärkung nur mit einer positiven Spannung stattfindet. Deshalb muss der Spannungsabfall an R_2 stets größer als der an R_E sein. Idealerweise liegt im Ruhezustand – also ohne Eingangsspannung – am Ausgang die halbe Versorgungsspannung an, da so in beide Richtungen größere Ausschläge möglich sind.

Durch die Kondensatoren C_1 am Eingang und C_2 am Ausgang wird der Gleichspannungsanteil herausgefiltert, da diese als Wechselspannung mit Frequenz $f \rightarrow 0$ geschrieben werden kann und damit für die Impedanz des Kondensators gilt: $|Z| = 1/\omega C = \infty$. Außerdem bewirken die Kondensatoren eine Potentialtrennung, womit ein Offset des Ausgangs vermieden wird.

Der Kondensator C_E soll verhindern, dass es zu Wechselstromgegenkopplung kommt, da die Parallelschaltung des Widerstands und des Kondensators für Wechselspannung ausreichend hoher Frequenz fast keinen Widerstand bietet und damit keine Spannung an diesem Teil der Schaltung abfällt.

Der Widerstand R_3 ist ein sogenannter Pull-Down-Widerstand. Er sorgt dafür, dass ohne Spannung an diesem Teil der Schaltung auch tatsächlich das Potential 0 V anliegt. Liegt Spannung an, so fließt nicht viel über den Widerstand ab, da er hochohmig gewählt ist.

0.4 Gegenkopplungsfaktor

Betrachtet man einen Verstärker mit Gegenkopplung, so lässt sich eine Aussage über die Verstärkung machen, wenn man das Verhältnis von Spannung am gegenkoppelnden Element U_2 und Ausgangsspannung U_{G2} kennt: Ohne Gegenkopplung gilt für die Verstärkung $V = \frac{U_{G2}}{U_1}$. Mit Gegenkopplung ergibt sich $V_G = \frac{U_{G2}}{U_{G1}}$. Aus Abbildung 4 entnimmt man: $U_{G1} = U_1 + U_2 =: U_1 + k \cdot U_{G2}$

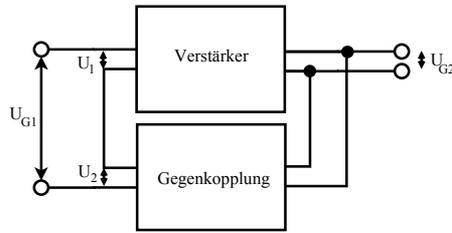


Abbildung 4: Schema der Gegenkopplung

Dies setzt man in die Spannungsverstärkung mit Gegenkopplung ein:

$$V_G = \frac{U_{G2}}{U_{G1}} = \frac{U_{G2}}{U_1 + k U_{G2}} = \frac{\frac{U_{G2}}{U_1}}{1 + k \frac{U_{G2}}{U_1}} = \frac{V}{1 + k V}$$

Damit erhält man den Gegenkopplungsfaktor $k = \frac{U_2}{U_{G2}}$.

0.5 Prinzip des Operationsverstärkers am Beispiel $\mu A741$

Da der Schaltplan eines Operationsverstärkers recht umfangreich ist, wird in diesem Abschnitt nur ein vereinfachtes Prinzipschaltbild des Operationsverstärkers $\mu A741$ diskutiert. Im Grunde genommen besteht

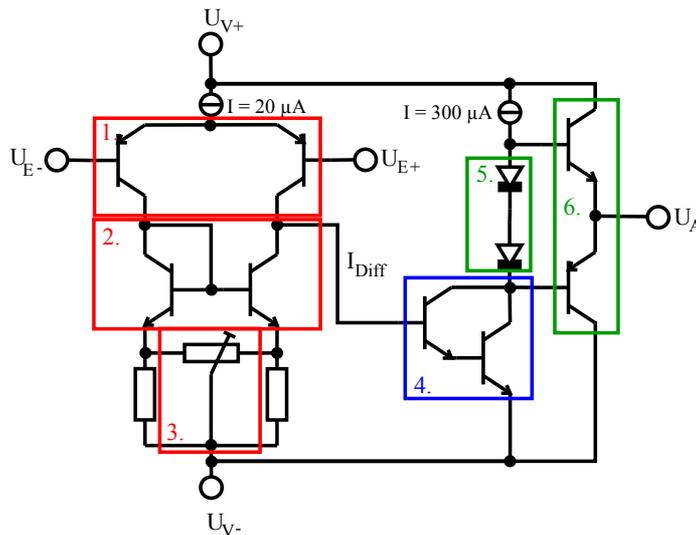


Abbildung 5: Vereinfachtes Prinzip-Schaltbild des Operationsverstärkers $\mu A741$

ein Operationsverstärker aus drei Teilen: Eingangsstufe, Verstärkerstufe und Endstufe. Diese gliedern sich in weitere Teilschaltungen:

Eingangsstufe: (in Abbildung 5 rot dargestellt)

1. **Differenzverstärker:** Durch die pnp-Transistoren verteilt sich der Strom antiproportional zum anliegenden Potential an den Eingängen U_{E+} und U_{E-} . Da es sich um pnp-Transistoren handelt, deren Basis am Eingang und deren Emitter an der Versorgungsspannung U_V liegt, steigt der Kollektor-Emitter-Widerstand bei hohem Potential am Eingang und somit ergibt sich ein kleiner Strom bei hohem Potential.
2. **Stromspiegel:** Die beiden Transistoren sind aus einem Chip hergestellt, um Serienstreuung zu vermeiden. Außerdem liegen an ihnen das gleiche Basis- und Emitterpotential (gleiche Widerstände in Rechteck 3 in Abbildung 5) an. Damit sind die Ströme durch sie gleich. Allerdings sind die Ströme vor den Transistoren im Allgemeinen nicht gleich. Die Differenz fließt dementsprechend als I_{Diff} zur Verstärkerstufe ab.
3. **Nullpunkteinstellung:** Um etwaige Unterschiede an den Seiten des Stromspiegels ausgleichen zu können, gibt es einen regelbaren Widerstand, der diese Unterschiede kompensieren soll. Oft ist dieser aber nicht direkt im Bauteil integriert, sondern es existieren Anschlüsse, um dies zu realisieren.

Verstärkerstufe: (in Abbildung 5 blau dargestellt)

Durch einen Darlington-Transistor wird der Differenzstrom verstärkt. Ein Darlington-Transistor besteht aus zwei hintereinander geschalteten Transistoren, um eine größere Verstärkung zu erreichen. Dabei ist allerdings zu beachten, dass die Verstärkung dieser Schaltung von der angehängten Last abhängig ist.

Endstufe: (in Abbildung 5 grün dargestellt)

5. Spannungsteiler: Da an den Transistoren des Emitterfolgers auch die Diodenspannung abfällt, müssen deren Basispotentiale angepasst werden. Dies geschieht durch die zwei Dioden: Das Basispotential des oberen Transistors muss um zwei Diodenknickepotentiale höher liegen als das des unteren.

6. komplementärer Emitterfolger: Um einen höheren Wirkungsgrad zu erzielen, werden die zwei Transistoren an Versorgungsspannungen unterschiedlichen Vorzeichens angeschlossen. Die wichtigsten Eigenschaften sind der hohe Eingangs- und geringe Ausgangswiderstand. Damit wird die Quelle nicht belastet und es sind große Ausgangsströme möglich.

0.6 Die Goldenen Regeln – Eigenschaften des idealen Operationsverstärkers

Ein idealer Operationsverstärker zeichnet sich durch folgende die Rechnung vereinfachende Eigenschaften aus:

- gegen unendlich gehende Verstärkung
- unendliche Eingangswiderstände
- kein Ausgangswiderstand

Damit fließt kein Strom in den Operationsverstärker und die Ausgangsspannung ist unabhängig von der Belastung.

0.7 Schmitt-Trigger

Der Schmitt-Trigger ist eine elektronische Komparatorschaltung, deren Schaltpunkte in die unterschiedlichen Richtungen nicht zusammenfallen.

Mit einem Operationsverstärker wird der Schmitt-Trigger folgendermaßen realisiert: Die Eingangsspannung liegt am invertierenden Eingang des Operationsverstärkers und die Referenzspannung liegt am nichtinvertierenden Eingang. Über einen Widerstand wird Mitkopplung erzeugt (siehe Abbildung 6).

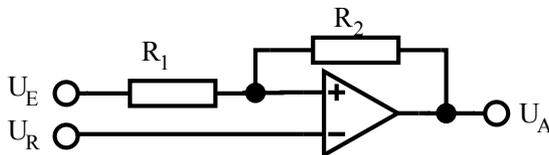


Abbildung 6: Schaltbild eines Schmitt-Triggers

Die Schaltpunkte ergeben sich mit der Annahme des idealen Operationsverstärkers. Durch die Mitkopplung erhält man am nichtinvertierenden Eingang (mit der Versorgungsspannung U_V):

$$U = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (\pm U_V - U_E) + U_E \stackrel{!}{=} U_R$$

Damit erhält man je nach bisherigem Zustand eine andere Spannung, an der umgeschaltet wird. Diese beträgt:

$$U_E = \frac{1}{R_1} ((R_1 + R_2)U_R \mp R_2 U_V)$$

1 Emitterschaltung eines Transistors

1.1 Aufbau eines Transistorverstärkers

In diesem Versuch wird ein einstufiger gleichstromgegekoppelter Transistorverstärker aufgebaut. Die Schaltung findet sich in Abbildung 3.

Die Gegenkopplung wird durch die zwei Widerstände R_2 und R_E realisiert (die Impedanz des Kondensators C_E ist für Gleichspannung unendlich). Nach der Maschenregel gilt, dass die Spannungsabfälle U_2 an R_2 , U_E an R_E und U_{BE} zwischen Basis und Emittter des Transistors null sein müssen:

$$-U_2 + U_E + U_{BE} = 0 \quad \Leftrightarrow \quad U_{BE} = U_2 - U_E \quad (1)$$

Steigt nun der Strom durch den Transistor (Kollektor - Emittter) so erhöht sich auch der Strom durch R_E . Damit steigt der Spannungsabfall an R_E und nach Gleichung (1) sinkt damit der Spannungsabfall U_{BE} . Durch den kleineren Basis-Emittter-Strom sinkt auch der Kollektor-Emittter-Strom. Analog „verbietet“ sich eine Absenkung des Kollektor-Emittter-Stroms.

1.2 Verstärkungsbestimmung

Hier wird eine Dreieckspannung (mit einer Frequenz von etwa 1 kHz) als Eingangssignal verwendet. Das Ausgangssignal wird mit einem Oszilloskop beobachtet. Um die Verstärkung und die Qualität des Verstärkung der Schaltung zu bestimmen, werden unterschiedliche Amplituden der Eingangsspannung betrachtet (etwa 3 und 10 V_{ss}^1).

1.3 Stromgegenkopplung

Nun wird der Kondensator C_E aus der Schaltung (siehe Abbildung 3) entfernt. Somit wird auch Wechselstromgegenkopplung auftreten und es handelt sich um Stromgegenkopplung.

Aus dem Schaltbild erhält man für die Spannungsabfälle U_C an R_C und U_{Em} an R_E für einen Kollektorstrom I_C und Basisstrom I_B :

$$U_C = I_C R_C \quad U_{Em} = (I_C + I_B) R_E \stackrel{I_B \ll I_C}{\approx} I_C R_E$$

Nun wird das Kleinsignalverhalten ausgenutzt. Dieses vereinfacht die Betrachtung komplexer Netzwerke, indem alle Bauteile durch lineare Ersatzschaltungen ersetzt und alle Potentialquellen auf Masse legt. Folglich ist V_{cc} auch auf dem Potential 0 V. Damit ergibt sich:

$$U_A + U_C = 0 \quad \Leftrightarrow \quad U_A = -U_C = -I_C R_C$$

Nun kann der Gegenkopplungsfaktor k und aus diesem die Verstärkung V_G berechnet werden:

$$k = \frac{U_{Em}}{U_A} = \frac{I_C R_E}{-I_C R_C} = -\frac{R_E}{R_C}$$

$$V_G = \frac{V}{1 - \frac{R_E}{R_C} V}$$

Mit der Leerlaufverstärkung $V = \frac{U_A}{U_T}$, wobei U_T den Spannungsabfall am Transistor bezeichnet, folgt durch Einsetzen:

$$V_G = \frac{-I_C R_C}{U_T + \frac{R_E}{R_C} R_C I_C} \stackrel{U_T \ll I_C R_C}{\approx} -\frac{R_C}{R_E}$$

Durch Einsetzen der Werte aus Abbildung 3 erhält man:

$$V_G \approx -\frac{470 \Omega}{100 \Omega} = -4,7$$

1.4 Frequenzabhängigkeit der Verstärkung

In diesem Teilversuch wird die Verstärkung der strom- und gleichstromgegekoppelten Schaltung bei unterschiedlichen Eingangsfrequenzen gemessen. Dabei ist besonders auf den Bereich von 10 bis 500 Hz zu achten. In diesem Bereich wird sich vermutlich der Unterschied zwischen den Schaltungen besonders deutlich zeigen. Durch den Kondensator C_E wird in der gleichstromgegekoppelten Schaltung eine Veränderung der Ausgangsspannung durch die Rückkopplung des Wechselstromanteils ausreichend hoher Frequenz verhindert. Es treten zwei Effekte auf:

- Die Kondensatoren an Ein- und Ausgängen fungieren als Hochpass. Damit wird die Verstärkung für kleine Frequenzen klein sein. Der Effekt sollte bei beiden Schaltungen auftreten, da diese Kondensatoren nicht verändert werden.
- Durch den Kondensator C_E wird die Verstärkung für große Frequenzen bei der gleichstromgegekoppelten Schaltung zunehmen, da die Impedanz von C_E kleiner wird und somit die Gegenkopplung reduziert wird.

¹Das V_{ss} steht für Spitze zu Spitze, also das Doppelte der normalen Amplitude.

2 Grundsaltungen des Operationsverstärkers

2.1 Nichtinvertierender Verstärker

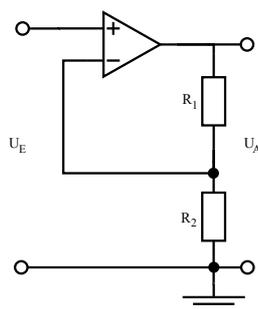


Abbildung 7: Operationsverstärker als nichtinvertierender Verstärker

Da die Eingangsspannung am nichtinvertierenden Eingang angelegt ist, hat die Ausgangsspannung dasselbe Vorzeichen wie die Eingangsspannung. Über den Spannungsteiler R_1 und R_2 (siehe Abbildung 7) wird das Ausgangssignal zum invertierenden Eingang rückgekoppelt. Im stationären Zustand sind die Potentiale an den beiden Eingängen des Operationsverstärkers gleich. Bei einem idealen Operationsverstärker ist der Eingangswiderstand unendlich und folglich wird der Spannungsteiler nicht belastet. Wegen der Rückkopplung gilt $U_{R_2} = U_E$. Für den Spannungsabfall am gesamten Spannungsteiler gilt:

$$U_A = U_E \frac{R_1 + R_2}{R_2} = U_E \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

Damit gilt für die Verstärkung V :

$$V = \frac{U_A}{U_E} = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

Eine etwa zehnfache Verstärkung ergibt sich also für $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ und $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$. Im Versuch wird die Schaltung mit einer Dreiecksspannung mittlerer Frequenz (1 kHz) betrieben und das Ausgangssignal oszilloskopisch beobachtet.

2.2 Eingangs- und Ausgangswiderstände des Operationsverstärkers

Der Eingangswiderstand R_E lässt sich analog zur Verstärkung des nichtinvertierenden Verstärkers bestimmen: Schaltet man vor den Eingang einen Widerstand in die Leitung und misst den Spannungsabfall an diesem, so erhält man nach dem Prinzip des Spannungsteilers:

$$\frac{U_E}{U_v} = \frac{R_v + R_E}{R_v} \quad \Leftrightarrow \quad R_E = R_v \cdot \left(\frac{U_E}{U_v} - 1\right)$$

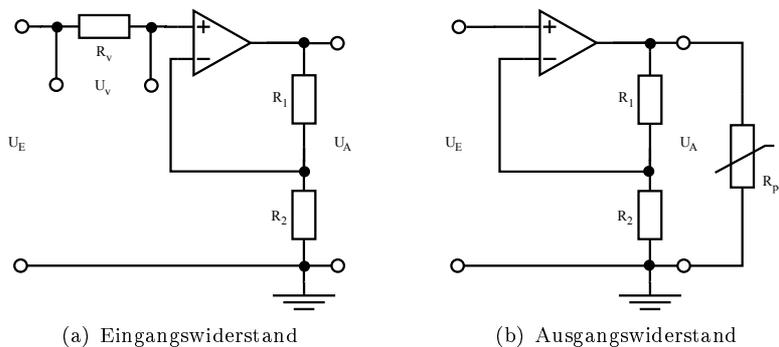


Abbildung 8: Schaltung zur Bestimmung des Eingangs- und Ausgangswiderstands

Der Ausgangswiderstand R_A lässt sich nicht so einfach bestimmen, da der Operationsverstärker „nachregelt“. Allerdings kann man mithilfe einer Parallelschaltung von Widerständen eine Größenabschätzung vornehmen. Dazu wird ein Potentiometer parallel zum Ausgang der Verstärkerschaltung angeschlossen. Dieses ist zunächst auf einen großen Widerstandswert eingestellt. Nun wird der Widerstand

des Potentiometers stetig verkleinert. Ändert sich die gemessene Spannung am Ausgang kaum, so ist der Innenwiderstand deutlich kleiner als der des Potentiometers, da gilt:

$$R_{\text{ges}} = \left(\frac{1}{R_A} + \frac{1}{R_{\text{pot}}} \right)^{-1}$$

Aus dieser Formel ergibt sich auch, dass sich der Gesamtwiderstand für gleiche Widerstände R_E und R_{pot} halbiert und somit halbiert sich auch die Ausgangsspannung. Also hat der Ausgangswiderstand der Verstärkerschaltung dann in etwa den Wert des Potentiometers.

2.3 Verstärkung in Abhängigkeit von der Frequenz

Die Verstärkung eines Operationsverstärkers nimmt mit zunehmender Frequenz ab. Da durch Gegenkopplung die Verstärkung reduziert wird, nimmt diese erst oberhalb einer bestimmten Frequenz ab. Die Messung soll analog zu Aufgabe 1.4 erfolgen: in Zehnerpotenzen auf- oder absteigend mit Ausgangsfrequenzen von beispielsweise 100 Hz und 500 Hz. Es wird der Spitze-Spitze-Wert der Ausgangsspannung (und auch der Eingangsspannung, falls nicht konstant) notiert. Bei hohen Frequenzen ist außerdem mit einer Verzerrung des Ausgangssignals zu rechnen.

3 Invertierende Grundschtaltung

3.1 Aufbau und Prinzip

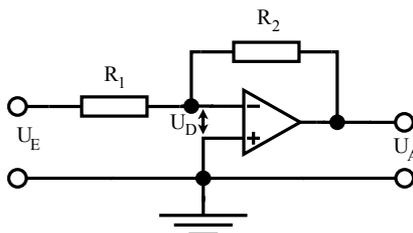


Abbildung 9: Operationsverstärker als invertierender Verstärker

Beim invertierenden Verstärker ist die Eingangsspannung über den Widerstand R_1 (siehe Abbildung 9) an den invertierenden Eingang des Operationsverstärkers angelegt. Dadurch hat die Spannung am Ausgang des Operationsverstärkers das umgekehrte Vorzeichen. Für den idealen Operationsverstärker gilt: $U_D = U_A/V_0 = 0$ V. Damit müssen sich die anliegenden Potentiale aufheben, da der nichtinvertierende Eingang an Masse liegt. Da kein Strom fließt (unendlicher Eingangswiderstand) gilt nach der Knotenregel:

$$\frac{U_E}{R_1} + \frac{U_A}{R_2} = 0 \quad \Leftrightarrow \quad \frac{U_E}{U_A} = -\frac{R_1}{R_2}$$

Somit gilt für die Verstärkung:

$$V = -\frac{R_2}{R_1}$$

Um einen invertierenden Verstärker mit zehnfacher Verstärkung zu bauen, kann man $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ und $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ wählen.

3.2 Addierer

Ein Addierer basiert auf dem Prinzip des invertierenden Verstärkers. In diesem Fall wird jedoch nicht nur eine Spannung an den Operationsverstärker angelegt, sondern mehrere parallel. Dies hat zur Folge, dass sich die Gleichung, die aus der Knotenregel folgt, ändert:

$$\frac{U_A}{R_A} + \sum_{i=1}^N \frac{U_{Ei}}{R_{Ei}} = 0 \quad \Leftrightarrow \quad U_A = -\sum_{i=1}^N \frac{U_{Ei} R_A}{R_{Ei}}$$

Offensichtlich addiert die Schaltung tatsächlich die angelegten Spannungen. Allerdings muss dabei beachtet werden, dass dies nur funktioniert, solange die Versorgungsspannung des Operationsverstärkers größer als die Summe der Eingangsspannungen ist.

Im Versuch wird eine Dreieck-, Rechteck- oder Sinusspannung und eine regelbare Quelle verwendet, die mit einem Potentiometer und der auf dem Board vorhandenen Spannungsquelle realisiert wird. Die Ausgangsspannung wird oszilloskopisch beobachtet. Dabei wird der Eingang des Oszilloskops auf „DC-Kopplung“ gestellt, damit die Gleichspannung korrekt dargestellt wird.

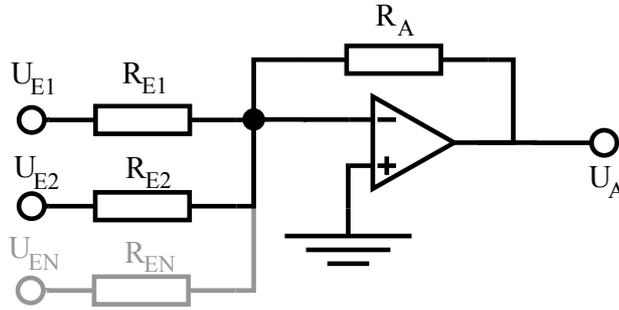


Abbildung 10: Addierschaltung des Operationsverstärkers

3.3 Integrierer

Der Integrierer ähnelt dem invertierenden Verstärker, nur wird hier über einen Kondensator rückgekoppelt. Der Widerstand, der zum Kondensator parallel geschaltet ist (siehe Abbildung 11), wird unter idealen Bedingungen nicht benötigt. Schwingt die Eingangsspannung jedoch nicht perfekt um Null, so lädt sich der Kondensator mit der Zeit auf. Dies wird mit dem hochohmigen Widerstand ($R_2 = 1 \text{ M}\Omega$ gegen $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$) verhindert.

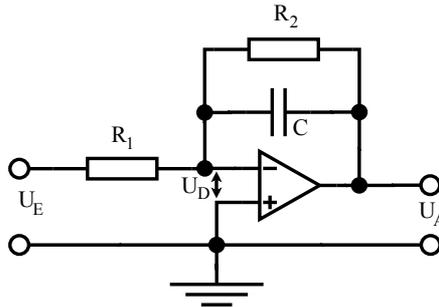


Abbildung 11: Integrierschaltung des Operationsverstärkers

Vernachlässigt man den Widerstand R_2 , so ergibt sich für den idealen Operationsverstärker (mit $Q = C \cdot U$):

$$U_A = \frac{Q}{C} = \frac{1}{C} \cdot \left(\int_{t_0}^t I_C(t') dt' + Q_0 \right)$$

Q_0 bezeichnet dabei die Ladung, die zum Zeitpunkt t_0 im Kondensator ist. Auf Grund des idealen Operationsverstärkers folgt aus der Knotenregel $I_C + I_E = 0$ und somit gilt (mit $I = \frac{U}{R}$ und $Q = CU$):

$$U_A = -\frac{1}{R_1 C} \cdot \int_{t_0}^t U_E(t') dt' + U_A(t_0)$$

Offensichtlich wird hier über die Eingangsspannung integriert. Da der Widerstand R_2 so hochohmig gewählt wurde, wird sein Effekt nicht groß sein.

3.4 Differenzierer

Da durch einen Kondensator nur Wechselstrom gelangt, kann so die Änderung einer Spannung herausgefiltert und verstärkt werden. Deshalb wird beim Differenzierer im Vergleich zum invertierenden Verstärker der Eingangswiderstand durch einen Kondensator ergänzt.

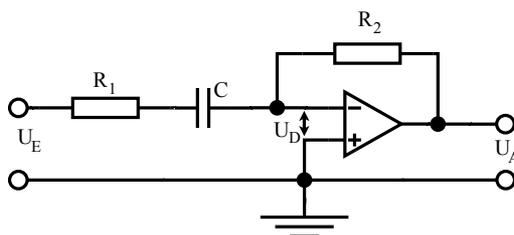


Abbildung 12: Differenzierschaltung des Operationsverstärkers

Aufgrund des idealen Operationsverstärkers gilt wieder nach der Knotenregel $I_A + I_E = 0$ und somit:

$$U_A = R_2 \cdot I_A = -R_2 \cdot I_C$$

Da der Strom an einem Kondensator die Änderung der Ladung beschreibt gilt (mit $Q = C \cdot U$):

$$\dot{Q} = I_E = C \cdot \frac{d}{dt} U_E$$

Eingesetzt in den Ausdruck für U_A ergibt dies:

$$U_A = -R_2 C \frac{d}{dt} U_E$$

4 Komplexere Schaltungen mit Operationsverstärkern

4.1 Idealer Einweggleichrichter

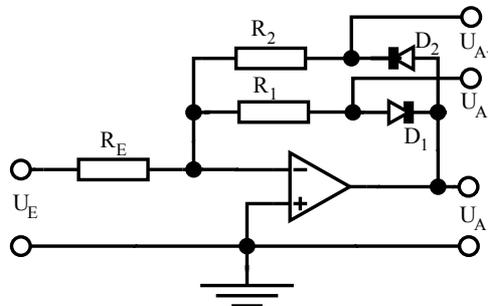


Abbildung 13: Schaltbild eines idealen Einweggleichrichters

Ein einfacher Gleichrichter kann durch eine Diode realisiert werden. Diese Realisierung hat allerdings den Nachteil, dass an der Diode die Diodenknickspannung abfällt. Realisiert man die Schaltung jedoch mit einem Operationsverstärker und einer Diode, so kann man diesen Spannungsabfall vermeiden. Der Operationsverstärker wird in einer der invertierenden Verstärkerschaltung ähnlichen Schaltung verwendet. Damit wird die Spannung um genau den Betrag „überhöht“, der an den Dioden abfällt und somit erhält man den ganzen Betrag der Eingangsspannung. Je nach Ausrichtung der Diode in der Schaltung greift man die eine oder andere Halbwelle ab. Im Fall der Abbildung 13 erhält man an U_{A+} die positive Halbwelle, da die Diode D_2 wegen der Invertierung sperrt und an der Diode D_1 durchgelassen wird und sich die Spannungen an U_{A-} aufheben. Am Ausgang U_{A-} verhält es sich genau umgekehrt. Da U_A mit beiden Ausgängen gekoppelt ist und keine Dioden zwischen dem Operationsverstärker und dem Ausgang liegen, ist die Ausgangsspannung um die Diodenspannung U_D erhöht, d.h. in zu jeder Zeit ist die Spannung um U_D größer und an jeder Nullstelle der Eingangsspannung springt die Ausgangsspannung um $2U_D$.

Ein solcher Gleichrichter findet überall dort Anwendung, wo amplitudenmäßig kleine Wechselspannungen auftreten, beispielsweise bei der Drehratenbestimmung für Ventilatoren.

4.2 Generator für Dreieck- und Rechteckspannungen

Ein solcher Generator kann mit zwei Operationsverstärkern realisiert werden. Der eine arbeitet als Schmitt-Trigger, der andere arbeitet als Integrator. Trotz der anliegenden Gleichspannung erzeugt die Schaltung periodische Ausgangssignale. Im Prinzip funktioniert die Schaltung wie folgt:

1. Annahme: Am nichtinvertierenden Eingang des Schmitt-Triggers (rechts in Abbildung 14) liegt eine positive Spannung an.
2. Am Ausgang des Schmitt-Triggers liegt eine positive Spannung an und der Kondensator C wird negativ geladen (negative Ladung rechts);
3. mit der Zeit wird die Spannung am Kondensator größer und durch die Rückkopplung über R_3 wird das Potential am Eingang des Schmitt-Triggers abgeschwächt;
4. übersteigt der Betrag der Spannung aus dem Kondensator die Ausgangsspannung des Schmitt-Triggers, so liegt ein negatives Potential am nichtinvertierenden Eingang des Schmitt-Triggers und die Ausgangsspannung wird negativ;

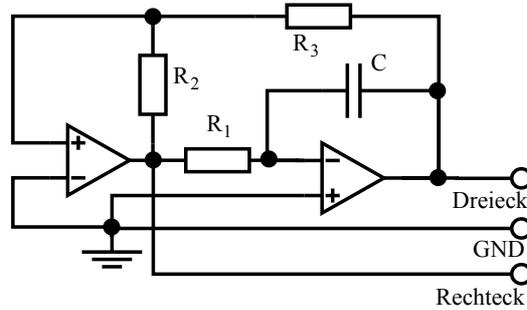


Abbildung 14: Generator für Dreieck- und Rechteckspannung

5. der Kondensator wird nun umgeladen, also zunächst entladen und dann erst positiv geladen;
6. das Potential des Kondensators schwächt das Ausgangspotential des Schmitt-Triggers ab und übersteigt dieses schließlich;
7. das Potential am nichtinvertierenden Eingang des Schmitt-Triggers ist positiv \Rightarrow Zustand 1.

Am Ausgang des Integrierers liegen folglich sich kontinuierlich ändernde Spannungen an. Hier kann also die Dreieckspannung abgegriffen werden. Am Ausgang des Schmitt-Triggers liegen nur zwei unterschiedliche Spannungen an: ein bestimmter Wert einmal mit positivem und einmal mit negativem Vorzeichen. Damit kann am Ausgang des Schmitt-Triggers die Rechteckspannung abgegriffen werden.

4.3 Programmierte Differentialgleichung

Eine lineare Differentialgleichung zweiter Ordnung lässt sich schreiben als

$$\ddot{x}(t) + 2\beta\dot{x}(t) + \omega_0^2x(t) = 0$$

Diese lässt sich als Schaltung durch zwei Integrierer und einem invertierenden Verstärker realisieren.

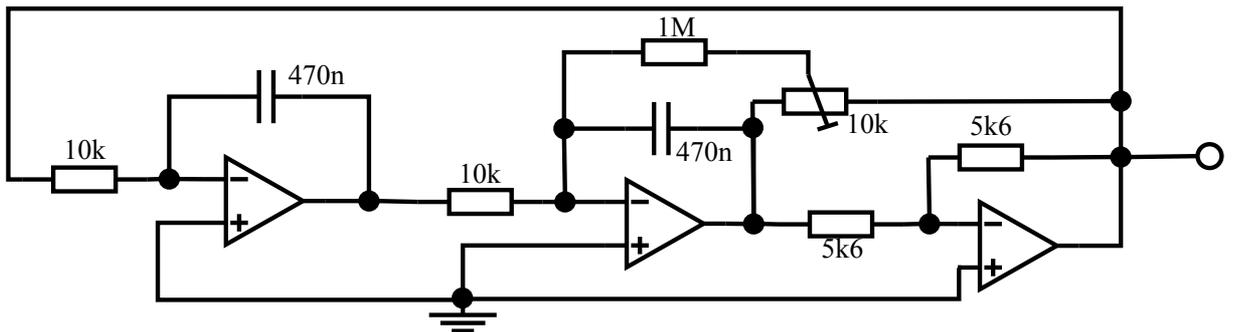


Abbildung 15: Simulationsschaltung für eine lineare Differentialgleichung 2. Ordnung

Über das Potentiometer (siehe Abbildung 15) lässt sich die Dämpfung einstellen. Damit sind sowohl Schwingfall, als auch Kriechfall und aperiodischer Grenzfall realisierbar.

5 Quellen

Literatur

- [1] Vorbereitungshilfe
- [2] Grundwissen Elektrotechnik, Leonhard Stiny, Franzis-Verlag

Abbildungsverzeichnis

1	Emitterschaltung eines Transistors	1
2	verbesserte Emitterschaltung	2
3	Schema einer Emittterstufe mit Gleichstromgegenkopplung	2

4	Schema der Gegenkopplung	3
5	Vereinfachtes Prinzip-Schaltbild des Operationsverstärkers $\mu A741$	3
6	Schaltbild eines Schmitt-Triggers	4
7	Operationsverstärker als nichtinvertierender Verstärker	6
8	Schaltung zur Bestimmung des Eingangs- und Ausgangswiderstands	6
9	Operationsverstärker als invertierender Verstärker	7
10	Addierschaltung des Operationsverstärkers	8
11	Integrierschaltung des Operationsverstärkers	8
12	Differenzierschaltung des Operationsverstärkers	8
13	Schaltbild eines idealen Einweggleichrichters	9
14	Generator für Dreieck- und Rechteckspannung	10
15	Simulationsschaltung für eine lineare Differentialgleichung 2. Ordnung	10

Die Abbildungen sind selbst nach Vorlagen aus obigen Quellen erstellt.

A.1:
 $f = 1\text{kHz}$

U_E [V _{SS}]	24,0 mV	40,0 mV	34,4 mV
U_A [V _{SS}]	3,68 V	6,48 V	10,6 V

All 0000 [Bild]
 Fehlvorsuch (ohne -20dB) 512 mV 13,8 V [Bild]

1.3

U_E	640 mV	1,46 V	2,4 V
U_A	2,88 V	6,4 V	10,2 V

[Bild]

1.4.

[Hz]		U_E	U_A	[Bild]	
kein C_E	10	2,52 V	1,92 V	[Bild]	
	50	2,44 V	6,56 V		
	100	2,44 V	9,12 V		
	25	2,48 V	3,76 V		
	500	2,44 V	10,2 V		
	1k	2,40 V	10,2 V		
	5k	2,48 V	10,4 V		
	10k	2,48 V	10,6 V		
	50k	2,44 V	10,4 V		
	100k	2,44 V	10,4 V		

[Hz]		U_E	U_A	[Bild]	
mit C_E	10	73,6 mV	640 mV	[Bild]	
	25	72,8 mV	1,30 V		
	50	720 mV	2,22 V		
	100	72,0 mV	3,48 V		
	500	66,0 mV	9,2 V		
	1k	66,0 mV	10,0 V		
	5k	68,0 mV	10,6 V		
	10k	68,0 mV	10,6 V		
	50k	66,0 mV	10,4 V		
	100k	66,0 mV	10,0 V		

2.1:

U_E	74,0 mV	384 mV	960 mV
U_A	776 mV	4,24 V	10,4 V

[Bild]

2.2

Eingang:

U_E	-20dB 258 mV	665 mV	260 mV
U_A	45,0 mV	12,8 mV	1130 mV

Ausgang: $R_A = 106,6 \Omega$

2.3.

f/Hz	U_E	U_A	f/Hz	U_E	U_A
10	488 mV	5,2 V	75k	500 mV	4,24 V
100	488 mV	5,2 V	100k	500 mV	3,52 V
1k	488 mV	5,2 V	500k	500 mV	3,60 V
10k	500 mV	5,36 V	↘	500 mV	3,12 V
25k	500 mV	5,2 V			
50k	500 mV	4,88 V			

100k [Bild]

Falsch

Auswertung des Versuchs „Operationsverstärker“

Stefan Backens, Rudolf Schimassek

1. Juli 2013

1 Versuch: Emitterschaltung des Transistors

1.2 Verstärkungsbestimmung

Durch Bestimmung der Amplitude des Ausgangssignals bei bekannter Eingangssignalamplitude kann die Verstärkung bestimmt werden. Aus den gemessenen Werten ergibt sich die Verstärkung als Quotient der beiden Spannungen.

U_E in mV _{ss}	24	40	74,4	512
U_A in V _{ss}	3,68	6,48	10,6	13,8
Verstärkung	153	162	142	27

Tabelle 1: Verstärkung der Emitterstufe

Offensichtlich ist der Arbeitspunkt beim dritten Wert in Tabelle 1 überschritten, da die Verstärkung absinkt. Außerdem kann man an der Darstellung in Abbildung 1 leichte Verzerrungen erkennen. In dieser Abbildung sind die zusammengehörigen Messreihen durch ähnliche Farbe gekennzeichnet. Für den Arbeitsbereich beträgt die Verstärkung somit etwa 150; die Amplitude wird vergrößert und das Signal kaum verändert.

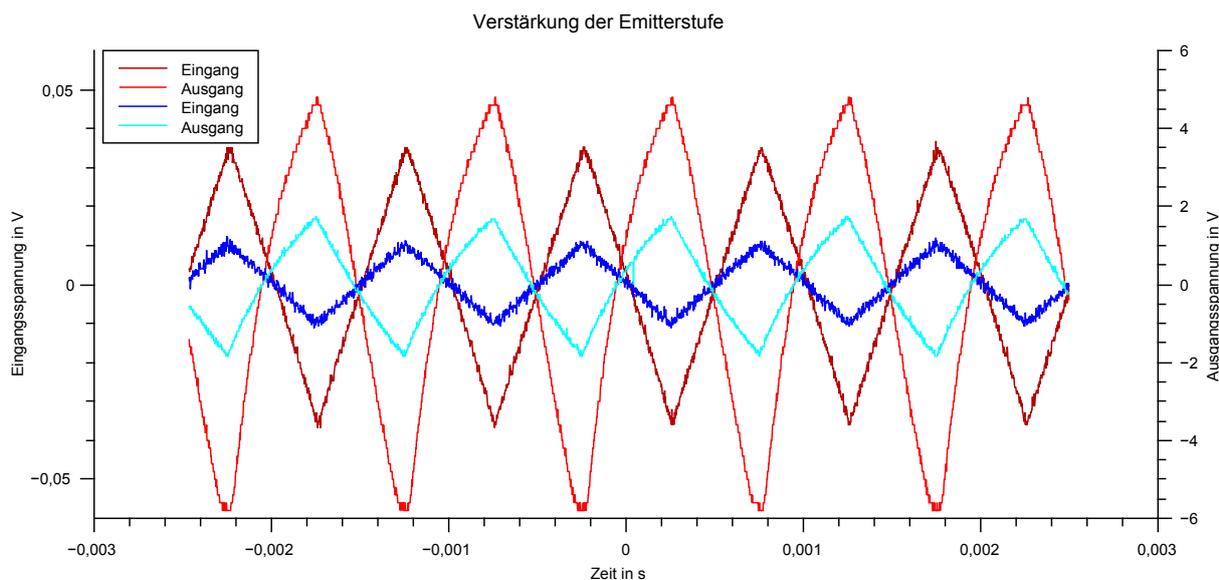


Abbildung 1: Verhalten der Emitterstufe bei Dreieckspannung

Da die Verstärkung dieser Schaltung sehr groß ist, wurde das Ausgangssignal des Frequenzgenerators abgeschwächt. Tut man dies nicht, so überschreitet man den Arbeits-

bereich deutlich und die verstärkte Wechselspannung hat eine andere Form, wie in Abbildung 2 erkennbar ist. Da die maximale Ausgangsspannung begrenzt ist, werden die Spitzen abgeschnitten und die Gesamtverstärkung bricht ein.

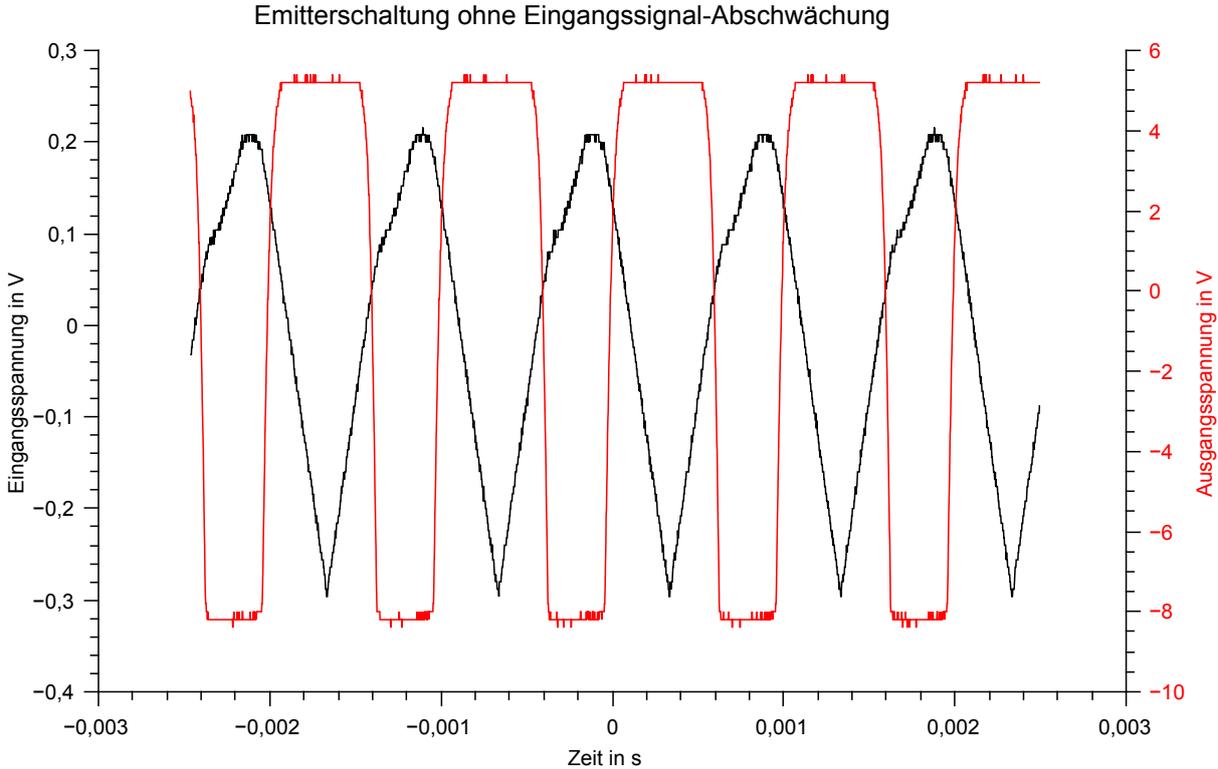


Abbildung 2: Übersteuerte Emitterschaltung

1.3 Stromgegenkopplung

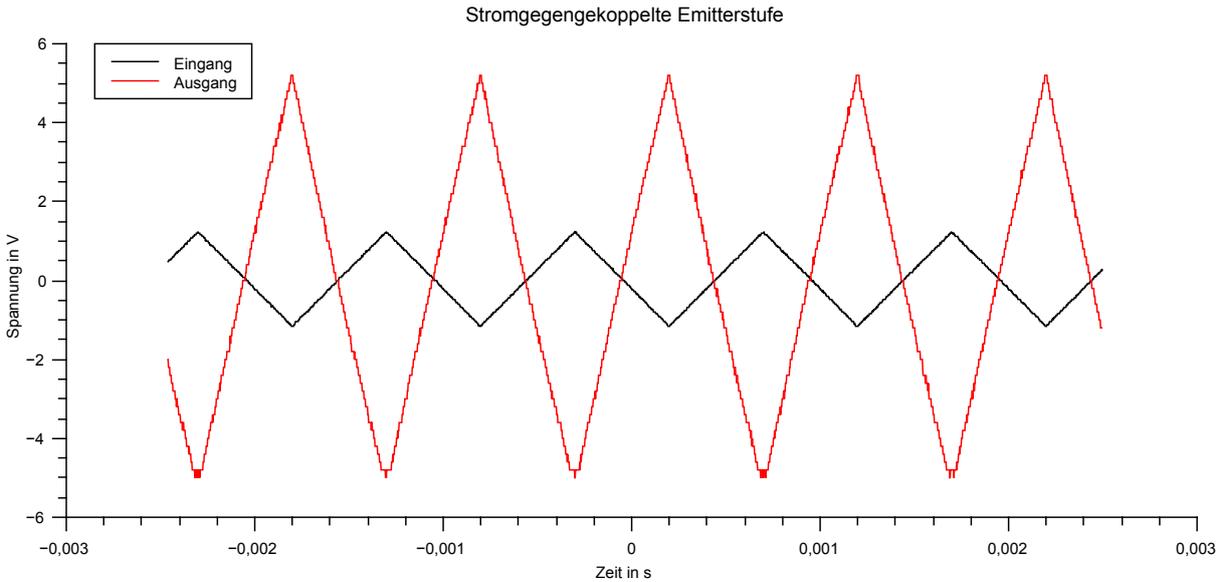


Abbildung 3: Stromgegengekoppelte Emittierstufe

Ohne den Kondensator C_E in der Schaltung (siehe Vorbereitung Abbildung 3) führt man die gleichen Messungen wie in Teil 1.2 durch. Die Messungen sind in Tabelle 2 aufgelistet.

U_E in V_{ss}	0,64	1,46	2,4
U_A in V_{ss}	2,88	6,40	10,2
Verstärkung	4,50	4,38	4,25

Tabelle 2: Verstärkungen der stromgegekoppelten Emitterstufe

Die gemessene Verstärkung entspricht also fast der theoretischen (-4,7). Die Abweichung nach unten erklärt sich einerseits durch das Verlassen des Arbeitsbereichs (höhere Eingangsspannungen) und durch die Ungenauigkeiten der verwendeten Widerstände. Das negative Vorzeichen erhält man aus der Betrachtung der Spannungen in Abbildung 3: Das Ausgangssignal hat das umgekehrte Vorzeichen zur Eingangsspannung.

1.4 Frequenzabhängigkeit der Verstärkung

Nachdem die Spannungsabhängigkeit der Verstärkung bei konstanter Frequenz von 1 kHz behandelt wurde, wird nun auch die Frequenzabhängigkeit untersucht. Dies wird sowohl für die gleichstrom- als auch für die stromgegekoppelte Schaltung durchgeführt. Auf diese Weise erhält man die Abbildungen 4 und 5.

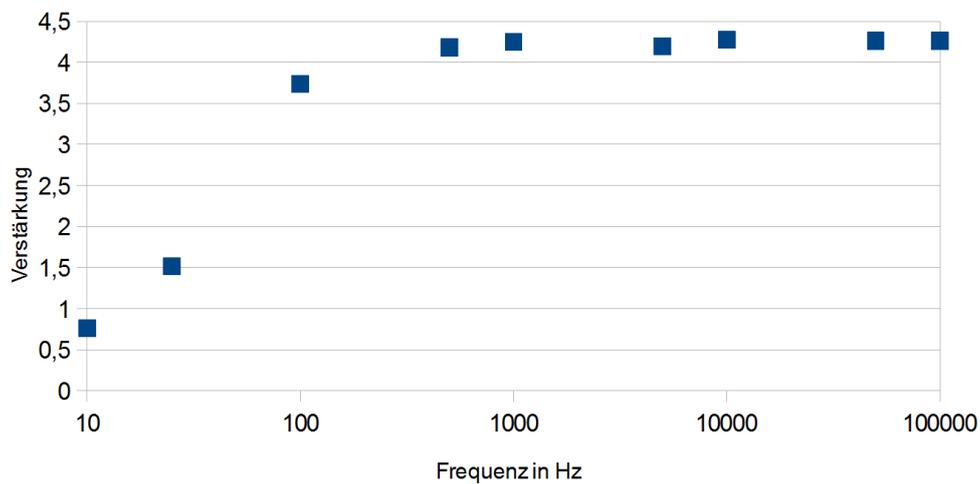


Abbildung 4: Verstärkung der stromgegekoppelten Schaltung

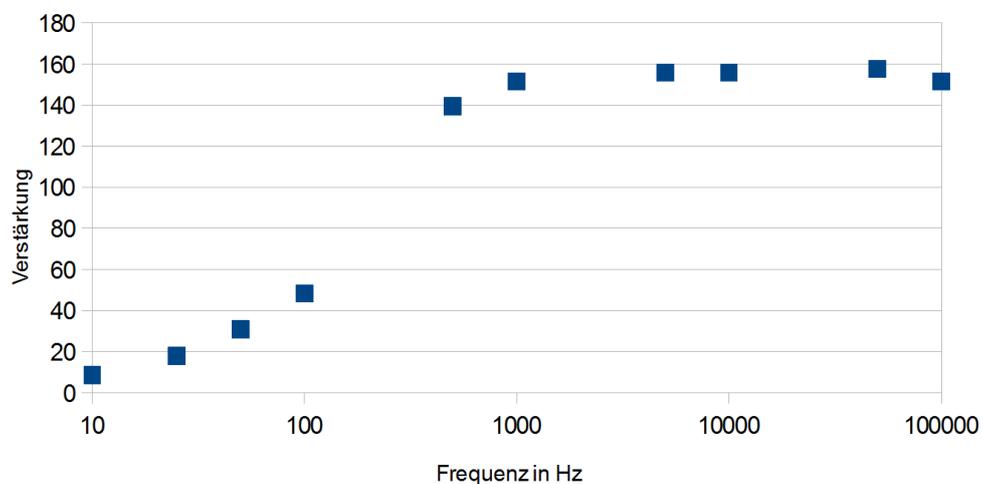


Abbildung 5: Verstärkung der gleichstromgegekoppelten Schaltung

Aufgrund der Gegenkopplung des Wechselstromes ist die Verstärkung der stromgegengekoppelten Schaltung deutlich geringer. Der Anstieg bei den kleinen Frequenzen erklärt sich dadurch, dass der Eingangskondensator in beiden Schaltungen einen Hochpass darstellt.

Bei der gleichstromgegengekoppelten Schaltung lässt sich bei der höchsten verwendeten Frequenz ein leichter Abfall der Verstärkung erahnen, was für sehr hohe Frequenzen zu erwarten ist. Aufgrund der niedrigeren Verstärkung macht sich dies beim stromgegengekoppelten Verstärker noch nicht bemerkbar.

2 Versuch: Operationsverstärker-Grundsaltungen

2.1 nichtinvertierender Verstärker

Der aufgebaute Verstärker sollte theoretisch eine Verstärkung von etwa 11 aufweisen. Dies wird durch Messungen mit Dreieckspannung mittlerer Frequenz (1 kHz) geprüft. Die gemessene Verstärkung von etwa 10,8 (Tabelle 3) entspricht der Theorie ziemlich gut. Die erwartete elffache Verstärkung ohne Phasenumkehr ist in Abbildung 6 gut zu erkennen.

U_E in mV _{ss}	74	384	960
U_A in V _{ss}	0,78	4,24	10,4
Verstärkung	10,5	11,0	10,8

Tabelle 3: Verstärkungen der nichtinvertierenden Grundsaltung

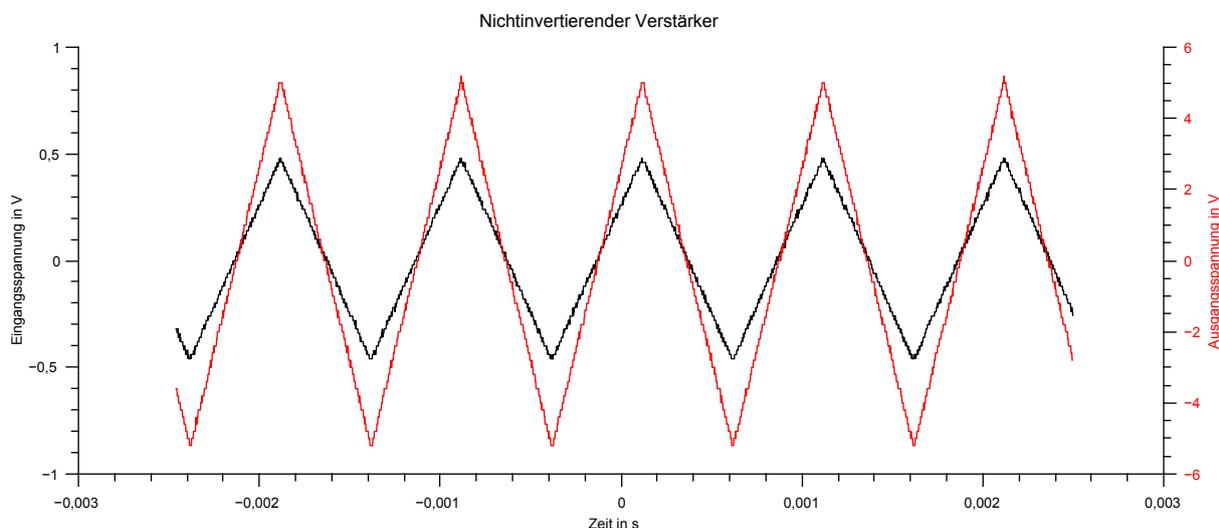


Abbildung 6: Nichtinvertierender Verstärker

2.2 Eingangs- und Ausgangswiderstand

Ein idealer Operationsverstärker zeichnet sich durch einen unendlichen Eingangs- und verschwindenden Ausgangswiderstand aus. Wie nahe der verwendete Operationsverstärker diesem Ideal kommt, wird in diesem Versuch untersucht.

Durch Vorschalten eines Widerstands kann der Eingangswiderstand bestimmt werden. Er ergibt sich aus dem Spannungsabfall am Zusatzwiderstand und der Eingangsspannung zu einigen 10 MΩ (1. Messung: 51 MΩ; 2. Messung: 22 MΩ).

Der Ausgangswiderstand kann per Parallelschaltung eines Potentiometers bestimmt werden, da eine Parallelschaltung von zwei gleichen Widerständen den halben Widerstand eines einzelnen Bauteils hat. Auf diese Weise ergibt sich ein Ausgangswiderstand von 107Ω .

2.3 Frequenzabhängigkeit

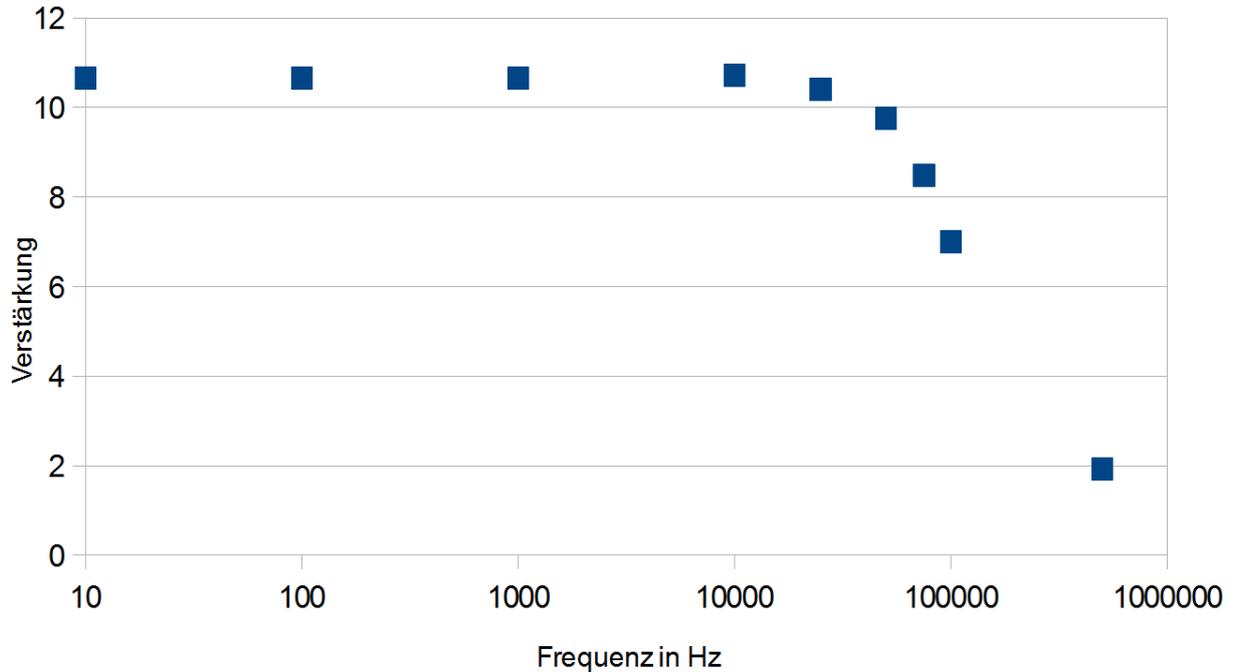


Abbildung 7: Frequenzabhängigkeit der Verstärkung

Aufgrund der Gegenkopplung ist die Verstärkung des Operationsverstärkers reduziert, sodass sie erst oberhalb einer bestimmten Frequenz abnimmt. Dies wird durch die Messwerte in Abbildung 7 klar bestätigt.

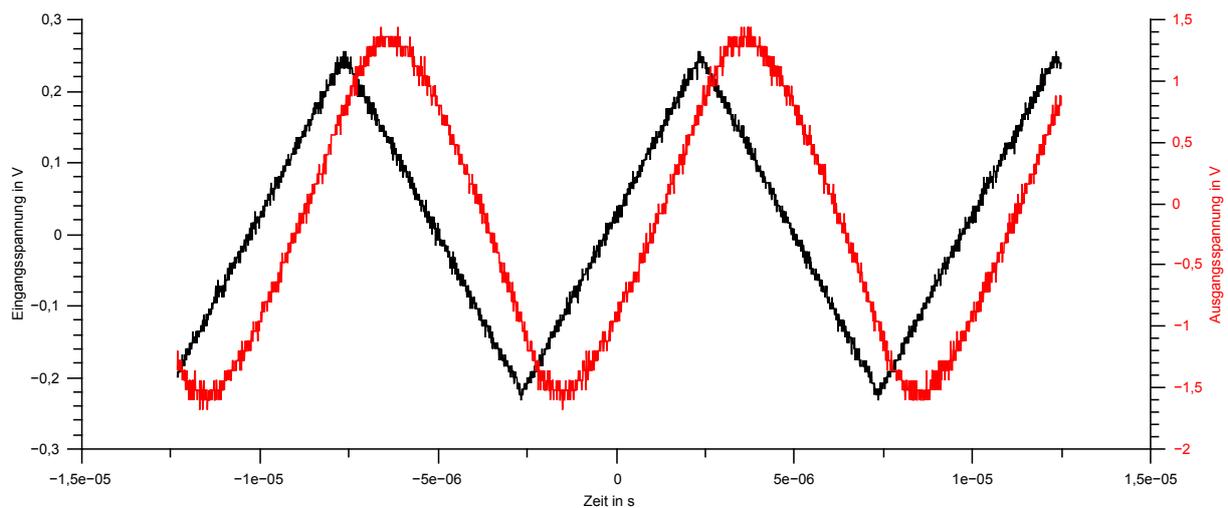


Abbildung 8: Verzerrung eines Dreieckssignals bei 100 kHz

Allerdings wird nicht nur die Verstärkung kleiner, sondern es tritt auch eine Verzögerung und eine Verzerrung der Signalform auf. Letzterer Effekt zeigt sich kaum an Sinusspannung, aber sehr deutlich an Dreiecksspannung (Abbildung 8).

3 Versuch: Invertierende Grundsaltung

3.1 Invertierender Verstärker

Mit einer modifizierten Schaltung erhält man einen invertierenden Verstärker. Dieser sollte bei den verwendeten Bauteilen eine zehnfache Verstärkung aufweisen. Aus den Messwerten erhält man eine Verstärkung von 9,6 (Tabelle 4), was dem theoretischen Wert also sehr nahe kommt. Die Invertierung erkennt man an Abbildung 9.

U_E in mV _{ss}	472	1240
U_A in V _{ss}	4,56	11,8
Verstärkung	9,7	9,5

Tabelle 4: Verstärkungen der invertierenden Grundsaltung

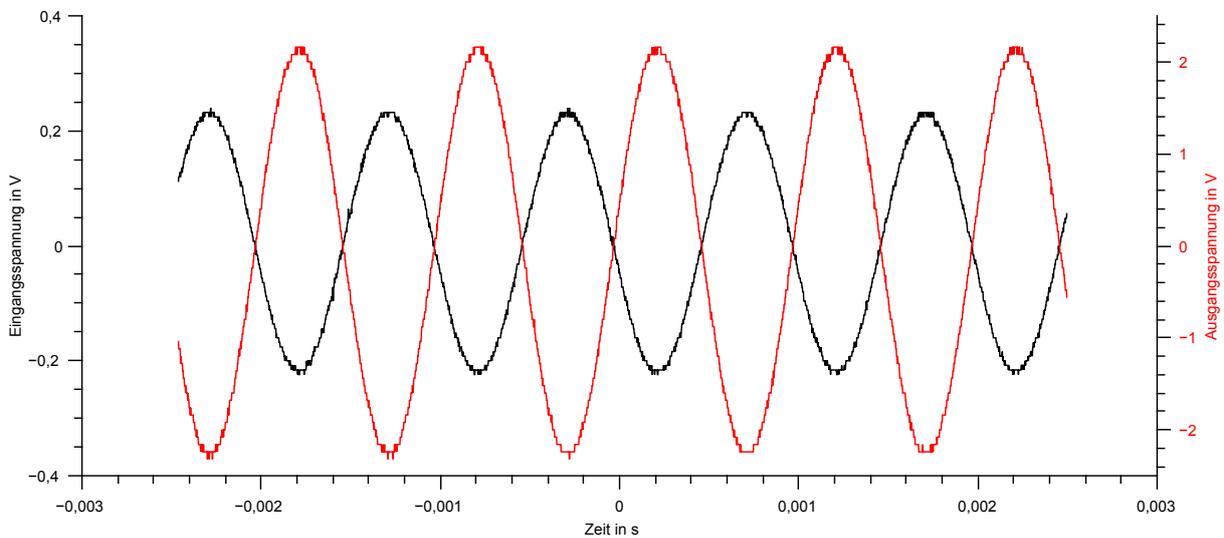


Abbildung 9: Verstärkung der verwendeten Schaltung

3.2 Addierer

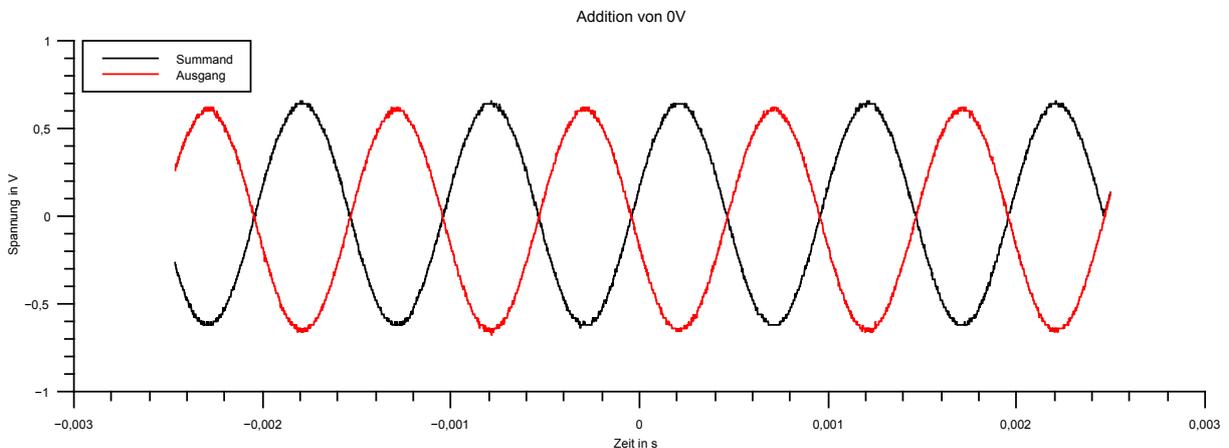


Abbildung 10: Addition von 0 V zu einer Sinusspannung

Mit einer Addierschaltung lassen sich gekoppelte Spannungen addieren. Dies zeigt sich in Abbildung 10 und 11. Dabei ist die Vorzeichenumkehr der Summe zu beachten, die per Konstruktion zu erwarten ist, sodass die Ausgangsspannung kleiner bzw. negativer wird.

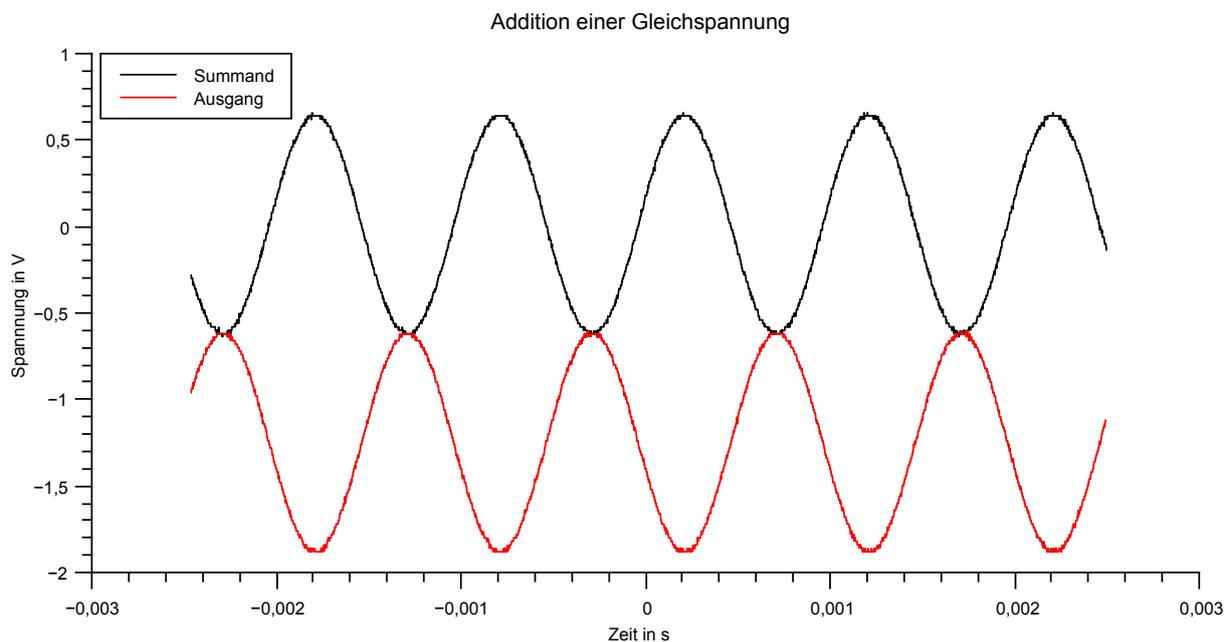


Abbildung 11: Addition einer Spannung > 0 V zu einer Sinusspannung

3.3 Integrierer

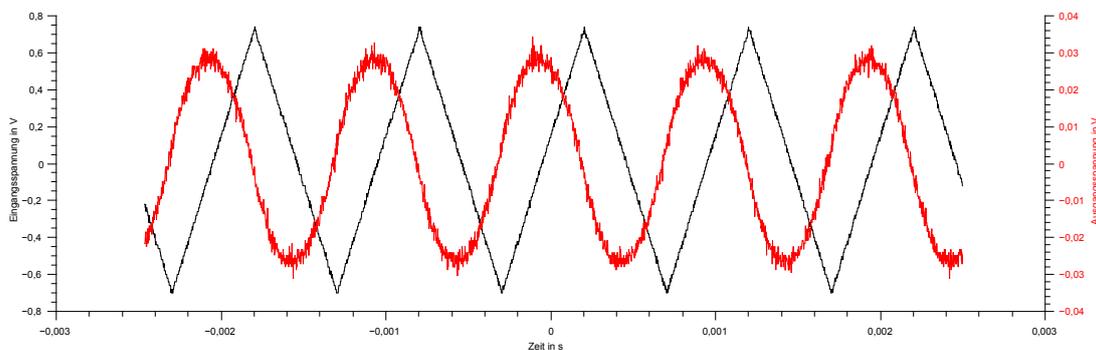


Abbildung 12: Integral über eine Dreiecksspannung (Parabelsegmente)

Mit Kondensatoren kann man sowohl Gleichspannung filtern als auch Ladung summieren, sodass sich mit ihnen Integrierer und Differenzierer realisieren lassen. Sowohl beim Integrierer als auch beim Differenzierer ergibt sich eine Umkehr des Vorzeichens, da die Schaltungen auf dem invertierenden Verstärker aufbauen. Wird über einen Kondensator rückgekoppelt, so erhält man einen Integrierer. Dessen Funktion ist in Abbildung 12 und 13 für eine Dreiecksspannung und eine Rechteckspannung dargestellt: Am Ausgang des Integrierers kommt bei angelegter Dreiecksspannung eine aus Parabelsegmenten ($\sim x^2$) zusammengesetzte Spannung an. Die Rechteckspannung liefert erwartungsgemäß eine Dreiecksspannung, was auch in einer späteren Aufgabe ausgenutzt wird.

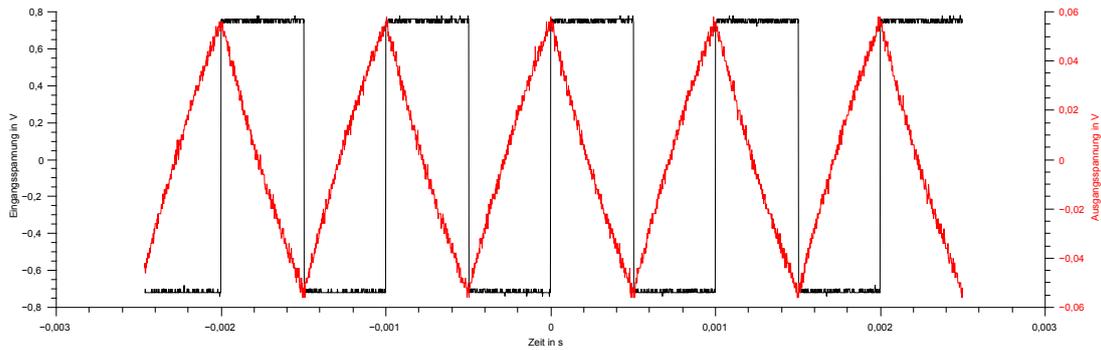


Abbildung 13: Integral über eine Rechteckspannung

3.4 Differenzierer

Nutzt man einen Kondensator in der Zuleitung, so wirkt dieser als Hochpass und es kommen nur Änderungen am Operationsverstärker an. Somit erhält man einen Differenzierer. Seine Funktionsweise ist an Abbildung 14 und 15 verdeutlicht. Die abgeleiteten Funktionen weisen auch hier die erwartete Form auf. Im Vergleich zum Versuch „Vierpole und Leitungen“ fällt auf, dass die Delta-Peaks deutlich zu erkennen sind und eine gewisse Breite aufweisen. Diese kommt daher, dass die Änderung der Ableitung für den Operationsverstärker zu groß ist, um sie richtig abzubilden.

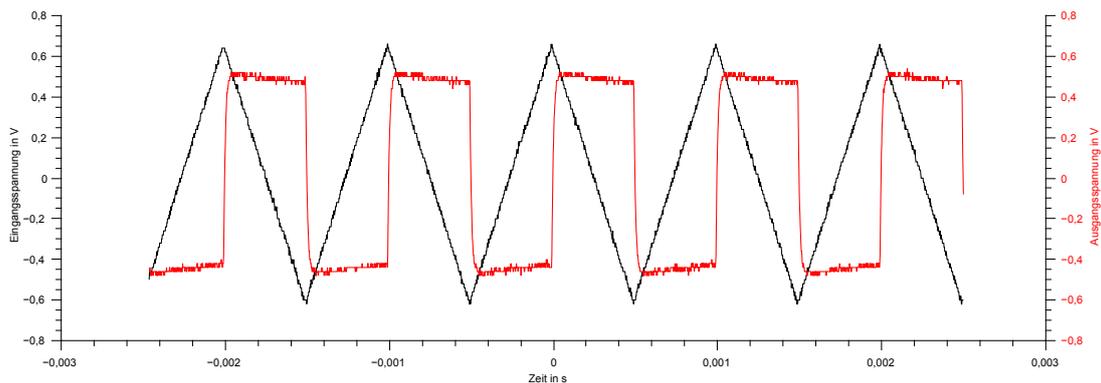


Abbildung 14: Ableitung einer Dreieckspannung

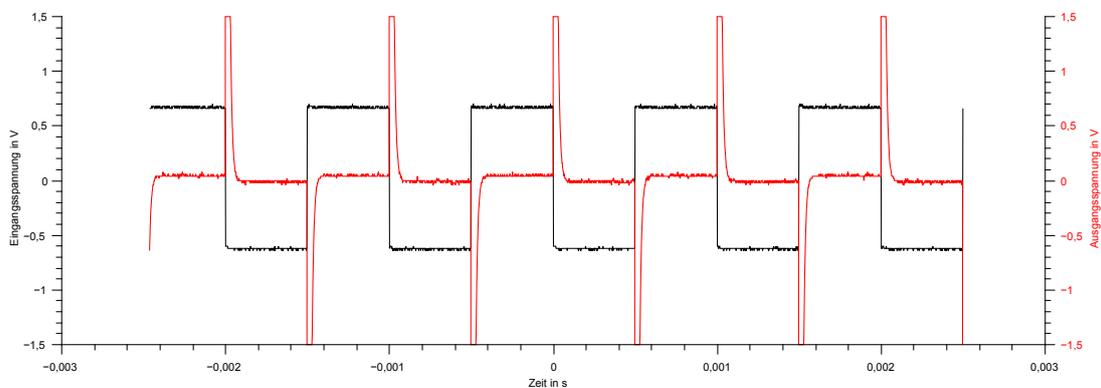


Abbildung 15: Ableitung einer Rechteckspannung

4 Versuch: Komplexere Schaltungen

4.1 Gleichrichter

Ein mit Dioden realisierter Gleichrichter hat den Nachteil, dass an den Dioden die Diodenknickspannung abfällt, sodass die Ausgangsspannung des Gleichrichters kleiner ist. Dies zeigt sich an der Abbildung 16. Im Falle kleinerer Spannungen im Bereich von einigen Volt macht dies häufig einen deutlichen Unterschied aus, weshalb in diesem Fall eine andere Lösung benötigt wird.

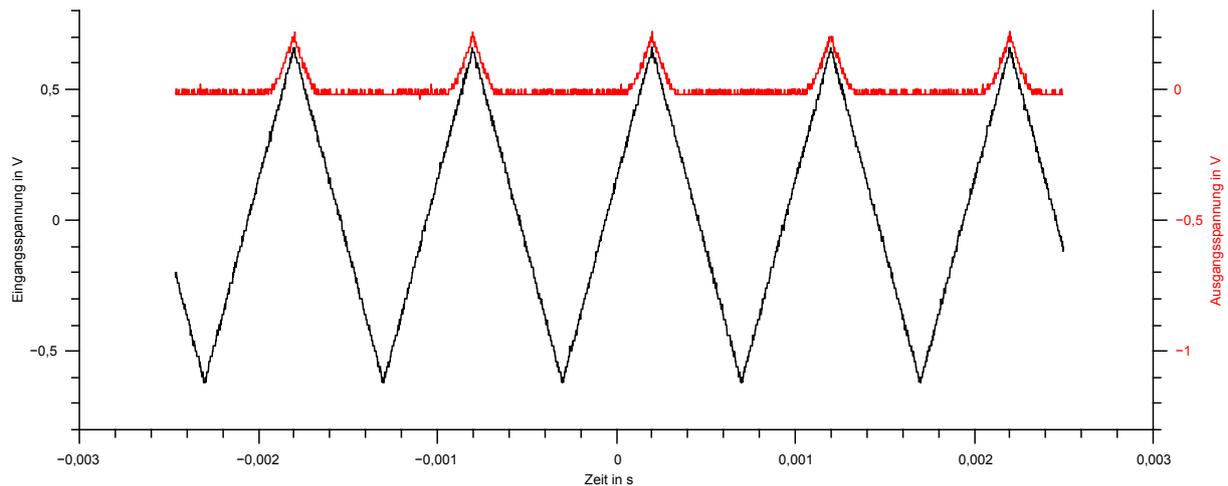


Abbildung 16: Gleichrichtung mittels einer Diode

Nutzt man jedoch einen Operationsverstärker, so lässt sich dieser Spannungsabfall vermeiden, wie an Abbildung 17, 18 und 19 erkennbar ist. Die Amplitude der Gesamtwelle am Ausgang des Operationsverstärkers ist wie erwartet um die Diodenknickspannung überhöht, was an Abbildung 17 zu erkennen ist.

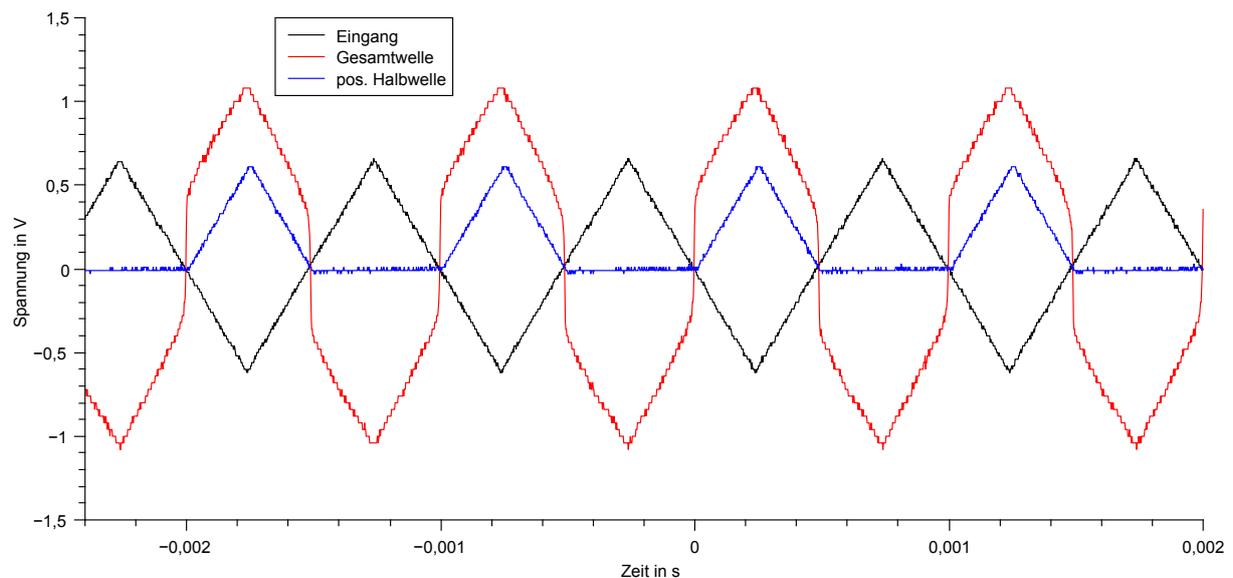


Abbildung 17: Gleichrichtung einer Dreieckspannung

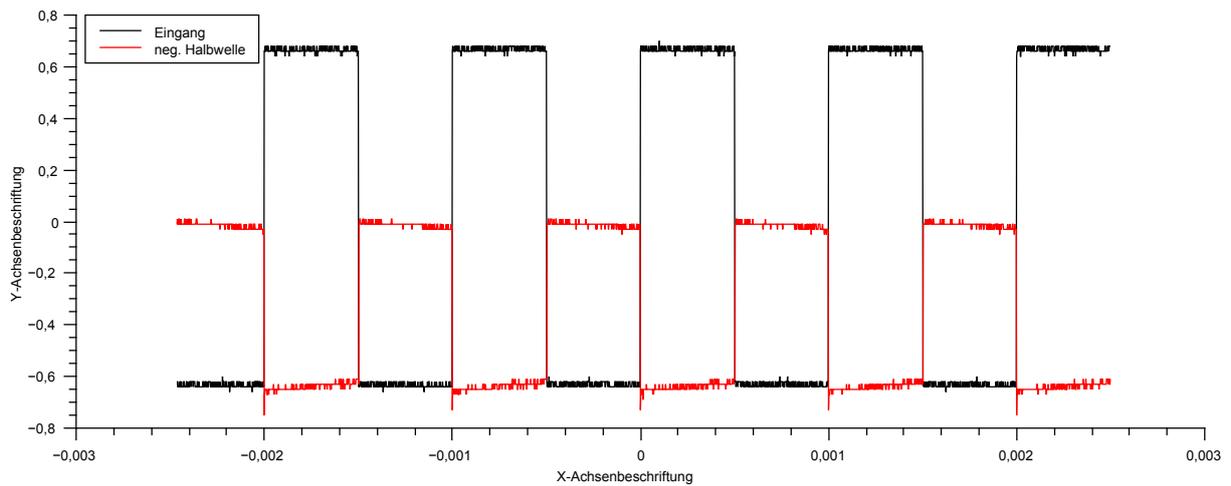


Abbildung 18: Gleichrichtung einer Rechteckspannung

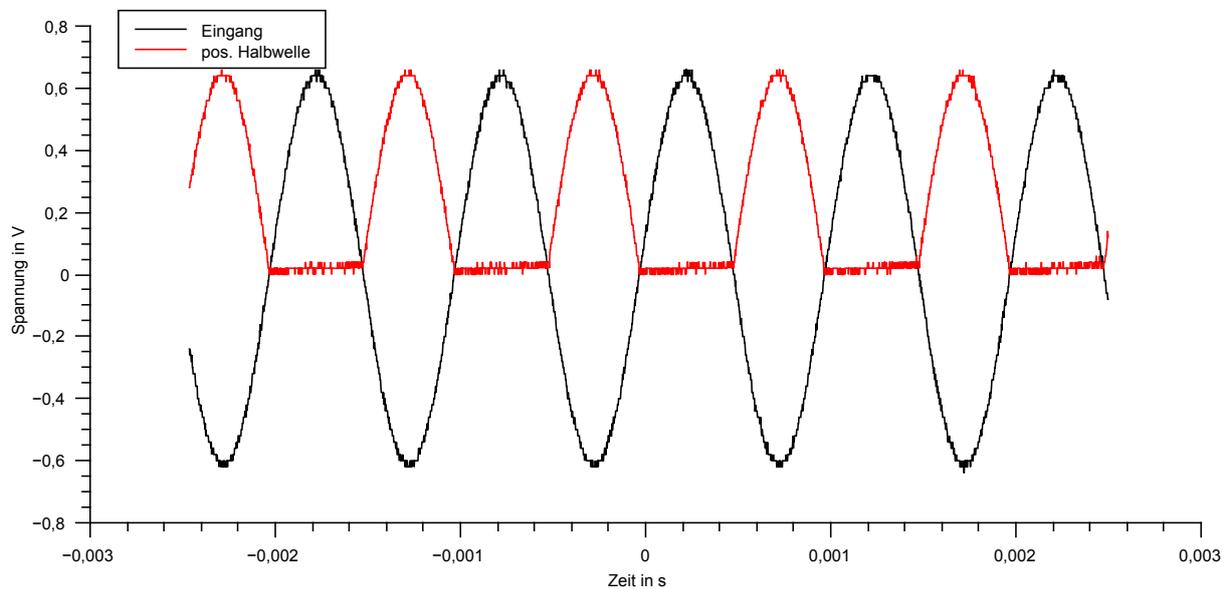


Abbildung 19: Gleichrichtung einer Sinusspannung

4.2 Funktionsgenerator

Aus einem Schmitt-Trigger und einem Integrierer kann man einen Funktionsgenerator für Rechteck- und Dreieckspannungen bauen. Seine Funktionsweise ist in diesem Versuch zu untersuchen. Der Schmitt-Trigger erzeugt für sich allein genommen eine konstante Spannung, die seiner Versorgungsspannung entspricht. Der Integrierer macht daraus die Dreieckspannung mit umgekehrtem Vorzeichen und bringt den Schmitt-Trigger durch die Rückkopplung zum Umschalten. Somit erhält man an den Ausgängen der Operationsverstärker die beiden Spannungen. Das Ergebnis ist in Abbildung 20 visualisiert: Liegt die positive Versorgungsspannung am Ausgang des Schmitt-Triggers an, so sinkt die Dreieckspannung und umgekehrt.

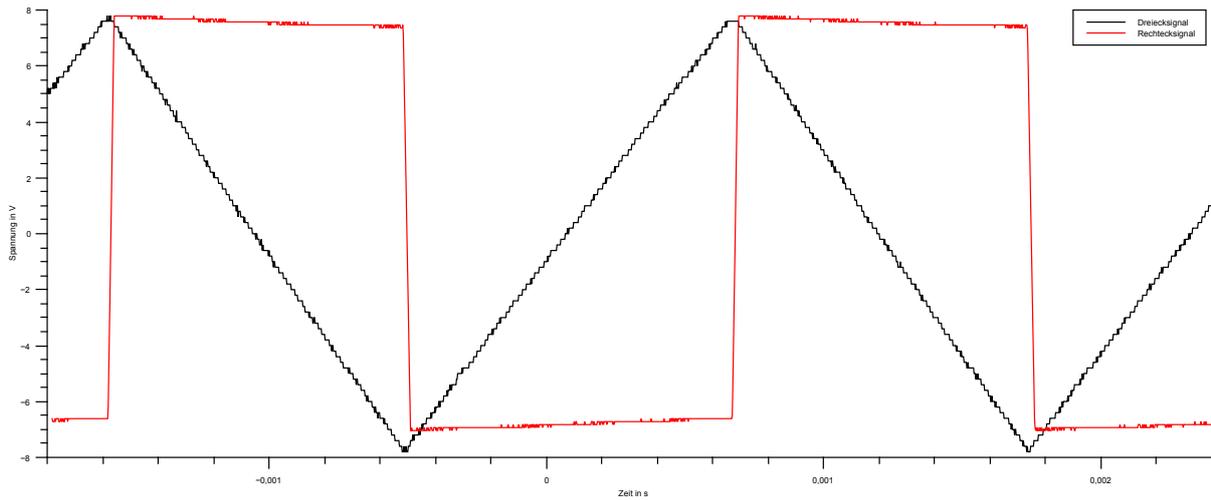
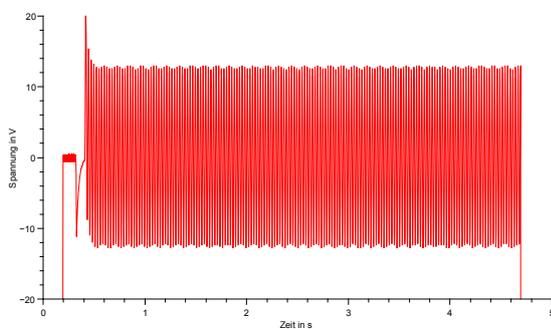


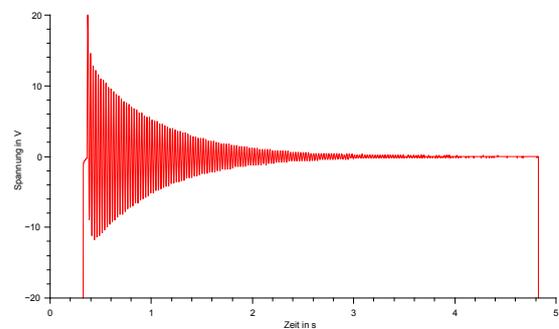
Abbildung 20: Dreieck- und Rechtecksignal des Funktionsgenerators

4.3 Differentialgleichung

Mit Operationsverstärkern in Integrierschaltungen lässt sich auch eine Differentialgleichung simulieren. In diesem Fall handelt es sich um eine harmonische Schwingung. Entgegen der Vorbereitungshilfe ist es nicht möglich, den Widerstand am Potentiometer so weit zu erhöhen, dass aperiodischer Grenzfall und Kriechfall auftreten. Deshalb können nur ungedämpfter (in Abbildung 21(a) dargestellt) und gedämpfter Schwingfall (in Abbildung 21(b) mit maximaler Dämpfung) betrachtet werden. Das „Setzen“ der Anfangsbedingung geschieht durch einen Startimpuls.



(a) ungedämpfte Schwingung



(b) maximal gedämpfte Schwingung

Abbildung 21: Grenzfälle der Dämpfungseinstellung

5 Anhang

5.1 Transistorbeschaltung

Da nicht jeder Physik-Student bereits ein Elektrotechniker oder Elektroniker ist, sollte vermerkt sein, wie der Transistor zu beschalten ist. Deshalb haben wir einen Auszug aus dem Datenblatt des Transistors in unser Protokoll aufgenommen (Abbildung 22). Die im Versuch verwendete Bauform ist TO-39.

Quelle (27.06.13 11:00 Uhr):

<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/21672/STMICROELECTRONICS/2N2219A/+Q15J4UORlHDyRHOIpa/1XXyxeohdpIpSu+/datasheet.pdf>

DESCRIPTION

The 2N2219A and 2N2222A are silicon planar epitaxial NPN transistors in Jedec TO-39 (for 2N2219A) and in Jedec TO-18 (for 2N2222A) metal case. They are designed for high speed switching application at collector current up to 500mA, and feature useful current gain over a wide range of collector current, low leakage currents and low saturation voltage.

 2N2219A approved to CECC 50002-100,
2N2222A approved to CECC 50002-101
available on request.

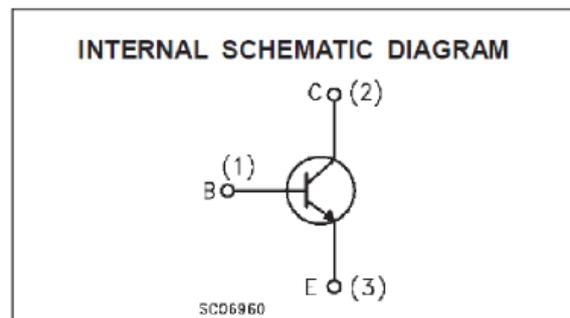
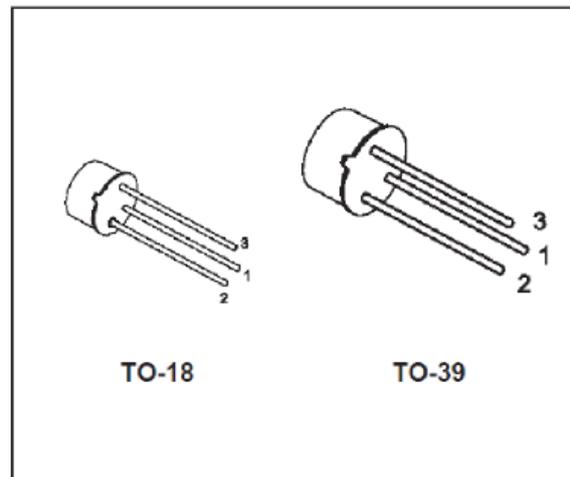


Abbildung 22: Auszug aus dem Datenblatt des Transistors 2N2219A

6 Quellen

siehe Vorbereitung

Für Graphiken und Auswertung wurden LibreOffice Calc, QTI-Plot und InkScape verwendet.