

Praktikum Klassische Physik II

Versuchsvorbereitung: Operationsverstärker

(P2-59,60,61)

Christian Buntin, Jingfan Ye

Gruppe Mo-11

Karlsruhe, 17. Mai 2010

Inhaltsverzeichnis

1	Emitterschaltung eines Transistors	2
1.1	Einstufiger Transistorverstärker	2
1.2	Verstärkung einer Dreiecksfrequenz	3
1.3	Verstärkung ohne Emitterkondensator	4
1.4	Frequenzabhängigkeit der Verstärkung	5
2	Grundschtaltung eines Operationsverstärkers	5
2.1	Nichtinvertierender Verstärker	7
2.2	Eingangswiderstand und Ausgangswiderstand	8
2.3	Frequenzabhängigkeit der Verstärkung	8
3	Die invertierende Grundschtaltung	9
3.1	Invertierender Verstärker mit 10-facher Verstärkung	9
3.2	„Addierer“	10
3.3	Integrierer	10
3.4	Differenzierer	11
4	Komplexere Schaltungen mit Operationsverstärkern	12
4.1	Idealer Einweggleichrichter	12
4.2	Generator für Dreieck- und Rechtecksignale	12
4.3	Programmierte Differentialgleichung 2. Ordnung	13

1 Emitterschaltung eines Transistors

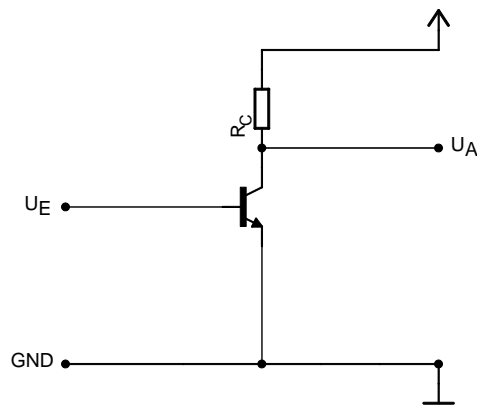


Abbildung 1: „Reine“ Emitterschaltung.

Die einfachste Transistorverstärkerschaltung mit der höchsten Spannungs- bzw. Stromverstärkung ist die „reine“ Emitterschaltung. (Abbildung 1). Der Kollektor-Emitter-Strom eines Transistors hängt vom Basis-Emitter-Strom ab (Versuch „Transistorgrundschaltungen“ aus P1). Man kann nun die Eingangsspannung U_E , die man verstärken will, an die Basis des Transistors anschließen (diese steht nach dem Ohmschen Gesetz in Relation zum Strom). Schließt man den Kollektor an eine andere Spannungsquelle an, so kann man den um ein Vielfaches stärkeren Kollektor-Emitter-Strom mit der Eingangsspannung direkt kontrollieren. Der Basisstrom wird also um den Verstärkungsfaktor β des Transistors verstärkt. Die Ausgangsspannung wird an U_A abgegriffen.

Für die Stromverstärkung v_I und die Spannungsverstärkung gelten, wobei r_B der Eingangswiderstand des Transistors ist:

$$v_I = \beta \quad v_U = -\beta \cdot \frac{R_C}{r_B} \quad (1.1)$$

Diese einfache Schaltung hat den Nachteil, dass der Verstärkungsfaktor β auch beim gleichen Transistortyp sehr stark variieren kann. Zudem ist dieser auch sehr stark von der Temperatur des Transistors abhängig. Um diese Probleme zu beheben, wird in diesem Versuch ein modifizierter Aufbau verwendet.

1.1 Einstufiger Transistorverstärker

In diesem Versuch wird der Verstärker wie in Abbildung 2 auf der nächsten Seite verwendet. Der Widerstand R_E dient dazu, den Spannungsverstärkung v_U unabhängig vom Verstärkungsfaktor β des Transistors zu machen. Wenn U_E steigt, erhöht sich auch der Basisstrom und damit der Kollektorstrom durch R_E . Dadurch fällt eine höhere Spannung an R_E ab, wodurch das Emitterpotenzial angehoben wird. Die Spannung und damit auch der Strom zwischen Basis und Emitter werden kleiner, was direkt auch den Ausgangsstrom verkleinert. Diese Schaltung nennt man deshalb Stromgegenkopplung. Die Spannungsverstärkung nimmt daher einen festen Wert an, und zwar:

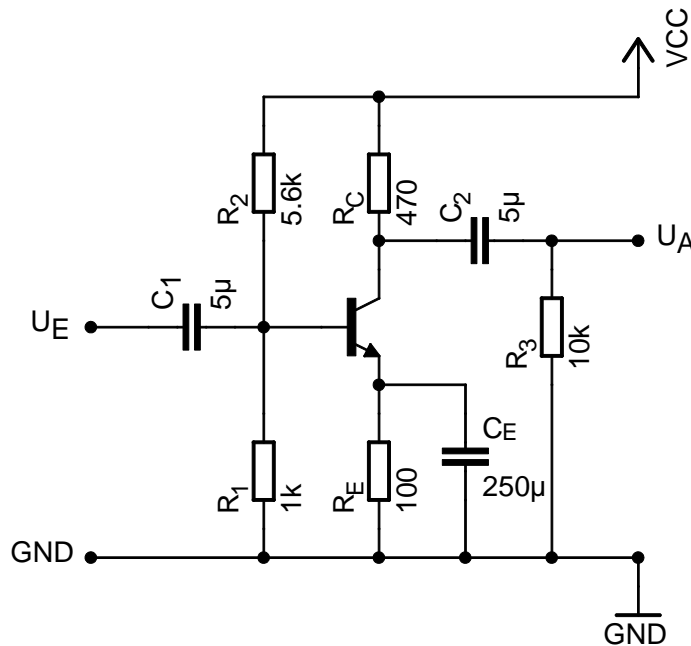


Abbildung 2: Einstufiger, gegenstromgekoppelter Verstärker für Wechselströme, mit Unterdrückung des Gleichspannungs-Offsets.

$$v_U = -\frac{R_C}{R_E} \quad (1.2)$$

Der Kondensator C_E dient dazu, Wechselspannungen mit hoher Frequenz durchzulassen. Für diese stellt der Kondensator kaum einen Widerstand dar und vernachlässigbar. Für niederfrequente Spannungen (oder Gleichspannung) jedoch fließt der Strom hauptsächlich durch R_E , wodurch die Stromgegenkopplung greift.

Aus Versuchen des Praktikums P1 ist bekannt, dass Dioden (aus denen Transistoren aufgebaut sind), eine Knickspannung besitzen, ab der der Transistor erst reagiert und die zudem am Transistor abfällt. Darüber hinaus lassen Transistoren nur Ströme in eine Richtung zu. Die Widerstände R_1 und R_2 dienen als Spannungsteiler, welcher einen Teil der VCC-Spannung auf U_E überträgt und U_E anhebt. Dadurch wird U_E auch bei Wechselspannung immer positiv und zugleich auch immer höher als die Diodenknickspannung, sodass auch kleine Veränderungen in U_E gemessen werden können.

Die Kondensatoren C_1 und C_2 schlucken nun den Gleichstromanteil. Sie lassen die Wechselstromanteile bei U_E und U_A durch. Daher werden vor allem die Gleichstromanteile von U_E , die durch den Spannungsteiler vom VCC gespeist wurden, vor dem Ausgang geschluckt, sodass eine reine Wechselspannung am Ausgang zu messen ist.

Zu Beginn soll der Arbeitspunkt bestimmt werden.

1.2 Verstärkung einer Dreiecksfrequenz

Eine Dreiecksfrequenz (ca. 1 kHz) wird als U_E eingespeist. Mit einem Oszilloskop wird dann das Ausgangssignal U_A beobachtet sowie die Verstärkung bestimmt.

Durch Variation der Eingangsamplituden sollen verschiedenen Ausgangsamplituden zwischen 1 V und 10 V gemessen werden. Wegen C_E ist die Verstärkung stark frequenzabhängig und daher nur schwer zu berechnen.

1.3 Verstärkung ohne Emitterkondensator

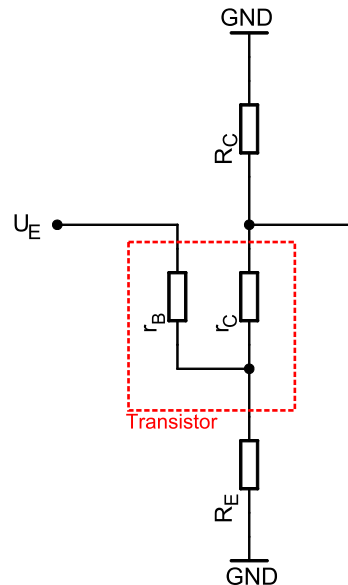


Abbildung 3: Ersatzschaltskizze für den Transistor nach dem Kleinsignalverhalten.

Ohne Emitterkondensator C_E lässt sich die Verstärkung jedoch rechnerisch bestimmen, da der Emitterstrom nun durch den Widerstand fließen muss und nicht mehr frequenzabhängig ist. Die Schaltung heißt jetzt nur noch stromgegekoppelt.

Für die Berechnung wird das Kleinsignalverhalten verwendet. Dazu wird für den Transistor ein Ersatzschaltbild verwendet (Abbildung 3). Dabei wird der Kollektorwiderstand r_C als sehr groß und der Basiswiderstand r_B als sehr klein angenommen, sodass $r_C \gg$ und $r_B \ll$ als alle anderen Widerstände angenommen werden. Darüber hinaus wird die Transistorkennlinie an allen Stellen linear genähert (Taylorentwicklung 1. Ordnung), weshalb dieses Verfahren vermutlich auch Kleinsignalverhalten heißt. Da der Spannungsteiler nur dazu dient, die unerwünschten Eigenschaften des Transistors zu unterdrücken und sonst keinen großen Einfluss auf die Schaltung hat, wird er bei der Berechnung nicht berücksichtigt. Schließlich werden noch alle Potenzialquellen auf Masse gelegt.

Für die Eingangsimpedanz Z_E gilt (Genaue Rechnung in der Vorbereitungshilfe):

$$Z_E \approx R_E \cdot (\beta + 1)$$

Für die Ausgangsimpedanz Z_A gilt:

$$Z_A \approx R_C$$

Für den Verstärkungsfaktor v_U folgt:

$$|v_U| = \left| \frac{U_A}{U_E} \right| = \frac{Z_A}{Z_E} \cdot \underbrace{\frac{I_A}{I_E}}_{=\beta} = \frac{R_C}{R_E} \cdot \frac{\beta}{\beta + 1} \approx \frac{R_C}{R_E}$$

Da bekannt ist, dass die Emitterschaltung eine invertierende Schaltung ist, folgt für die Verstärkung:

$$v_U = -\frac{R_C}{R_E} \quad (1.3)$$

In diesem Versuch sollte der Wert bei etwa -4,7 liegen.

1.4 Frequenzabhängigkeit der Verstärkung

Bei diesem Versuch soll nun die Verstärkung bei verschiedenen Frequenzen bestimmt werden. Die Frequenzabhängigkeit liegt daran, dass die Kondensatoren C_1 und C_2 an Ein- und Ausgang sowie C_E am Emitter als Hochpass fungieren.

Bei diesem Versuch werden für die Frequenzen 10 Hz, 50 Hz, 100 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 5 kHz, 10 kHz, 50 kHz sowie 100 kHz die Verstärkungsfaktoren sowohl mit (gleichstromgegenggekoppelt) als auch ohne Emitterkondensator C_E (stromgegenggekoppelt) gemessen.

Beim gleichstromgegenggekoppelten Verstärker wird eine sehr starke Frequenzabhängigkeit der Verstärkung erwartet, da die Schaltung dann ähnlich wie eine reine Emitterschaltung funktioniert. Beim stromgegenggekoppelten Verstärker wird eine relativ konstante Verstärkung erwartet. C_1 und C_2 spielen wohl keine sehr bedeutende Rolle bei den genannten Frequenzen.

2 Grundschtaltung eines Operationsverstärkers

In Abbildung 4 auf der nächsten Seite ist ein stark vereinfachter Aufbau des Operationsverstärkers abgebildet. Eine genaue Schaltskizze befindet sich in der Vorbereitungshilfe.

Der Operationsverstärker ist in 3 Stufe eingeteilt:

- a) Die **Eingangsstufe** setzt sich zusammen aus einem Differenzverstärker (1), welcher den Strom je nach Verhältnis der Eingangsspannungen I_N und U_P in die Ströme I_1 und I_2 aufteilt. Im Stromspiegel (2) werden die Ströme wieder aneinander angeglichen, indem beides Ströme an identisch gebaute Transistoren mit identischem Basisstrom geführt werden. Der Differenzstrom wird abgeführt. In der Nullpunktseinstellung (3) wird dann die Serienstreuung durch einen regelbaren Widerstand ausgeglichen.
- b) Der Differenzstrom führt zur Basis des ersten Transistors der **Verstärkerstufe**. Diese ist auch zwei hintereinander geschalteten Transistoren aufgebaut. Der Differenzstrom regelt den Kollektor-Emitter-Strom des ersten Transistors, welcher gleich dem Basisstrom des zweiten Transistors ist. Der Basisstrom des zweiten Transistors wird also verstärkt, wodurch ein Vielfaches der Verstärkung als mit einem einzigen Transistor möglich ist.

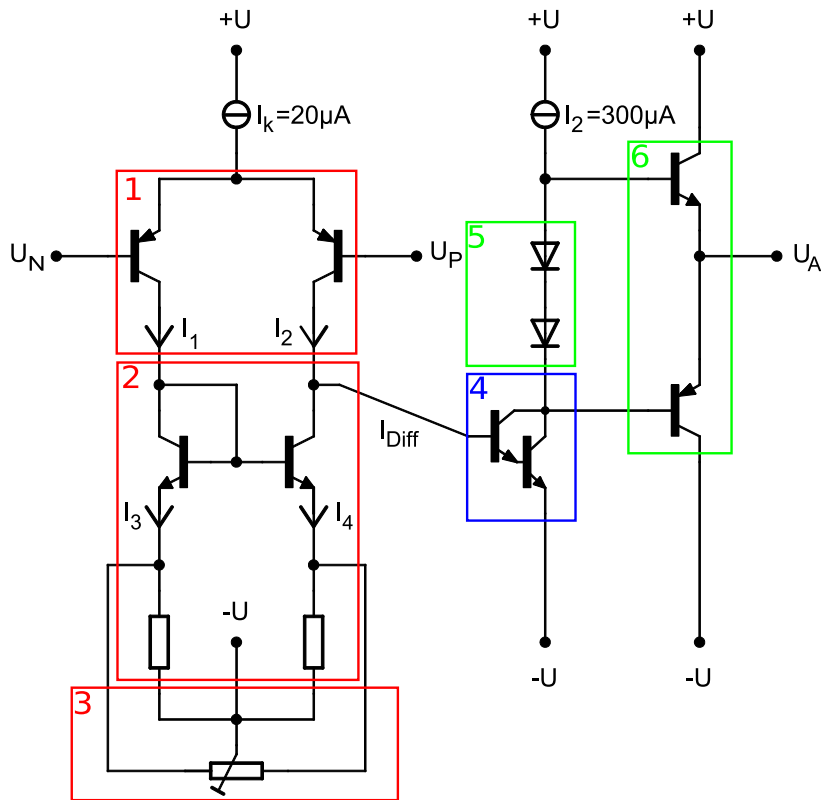


Abbildung 4: Vereinfachter Aufbau eines Operationsverstärkers.

Der zweite Transistor verstärkt ja den Gesamtstrom, wodurch er auch den Kollektorstrom des ersten Transistors und damit seinen eigenen Basisstrom verstärkt. Damit sind Verstärkungen bis zu 10^4 möglich. Hier besteht aber noch das Problem, dass die Verstärkung stark lastabhängig ist. Würde man den Ausgang direkt dranschalten und wäre die angeschlossene Last dazu noch sehr klein, würde die Verstärkungsfaktor stark abnehmen.

- c) In der **Endstufe** wird das Problem der Verstärkerstufe behoben. Vor die Last wird ein Impedanzwandler geschaltet, der aus zwei komplementären Transistoren aufgebaut ist. Zwischen den Basen befinden sich zwei Dioden, die die Knickspannungen der Transistoren ausgleichen. Der hohe Eingangswiderstand und der niedrige Ausgangswiderstand lassen die Transistoren als Impedanzwandler arbeiten. Der Vorteil gegenüber einem einfachen Widerstand besteht aber in einem viel höherem Wirkungsgrad. Denn es ist aufgrund der Komplementärschaltung immer genau ein Transistor auf „offen“ und eines auf „gesperrt“ geschaltet. So kann man Verlustströme durch beide Transistoren verhindern.

Für Operationsverstärker gelten folgende „Goldene Regeln“:

- Bei einem idealen Operationsverstärker ist die Verstärkung unendlich. Soll der Ausgang nicht übersteuern, müssen folglich die Eingangsspannungen U_N und U_P ungefähr gleich sein.
- Im idealen Operationsverstärker soll kein Strom fließen. Dies gilt nur für einen unendlich großen Eingangswiderstand.

- c) Die Ausgangsspannung soll unabhängig von der Last sein. Dies ist der Fall, wenn der Ausgangswiderstand 0 ist.

2.1 Nichtinvertierender Verstärker

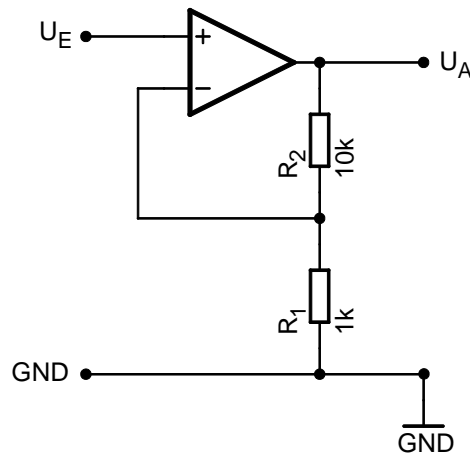


Abbildung 5: Aufbau eines nichtinvertierenden Operationsverstärkers.

Da der OPV aufgrund seiner sehr starken Verstärkung praktisch nicht als Verstärker verwendet werden kann, muss man ihn gegenkoppeln. Dabei wird ein Teil des Ausgangssignals mit invertiertem Vorzeichen auf den Eingang zurückgekoppelt, sodass Veränderungen des Eingangssignals entgegengesteuert wird.

Die Verstärkung kann mit den Goldenen Regeln hergeleitet werden. Nach der ersten goldenen Regel müssen die Eingangsspannungen (an + und -) identisch sein, damit die Verstärkung endlich bleibt. Die Spannung U_A fällt entsprechend dem Verhältnis der beiden Widerstände R_1 und R_2 ab:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2}{R_1}$$

U_1 und U_2 sind an den Widerständen R_1 und R_2 abfallende Spannungen. Folglich gilt $U_A = U_1 + U_2$. Zudem gilt $U_E = U_1$, da die Spannung wie oben erklärt, die Eingangsspannungen gleich sein müssen und U_1 die Spannung zur Masse ist. Nach Umformungen (siehe Vorbereitungshilfe) folgt:

$$\begin{aligned} \frac{U_A}{U_E} &= 1 + \frac{R_2}{R_1} \\ v_U &= 1 + \frac{R_2}{R_1} \end{aligned} \quad (2.1)$$

Mit den Widerstandswerten $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ und $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ folgt für die Verstärkung $v_U = 11$.

Mit einem Dreieckssignal der Frequenz 1 kHz soll die Verstärkung gemessen werden und mit dem theoretischen Wert verglichen werden.

2.2 Eingangswiderstand und Ausgangswiderstand

Es sollen der Eingangswiderstand und der Ausgangswiderstand gemessen werden. Nach den Goldenen Regeln wird ein sehr hoher Eingangswiderstand und ein verschwindender Ausgangswiderstand erwartet.

Man kann den Eingangswiderstand X bestimmen, indem man zwischen dem Eingang und dem Verstärker ein Messwiderstand R_M schaltet und die Spannung misst, die am Messwiderstand abfällt. Der Messwiderstand dient nämlich als ein Spannungsteiler. Die Spannung fällt analog zum obigen Abschnitt an beiden Widerständen entsprechend ihren Widerstandswerten ab, es folgt:

$$\frac{U_E - U_{R_M}}{U_{R_M}} = \frac{X}{R_M}$$

$$X = R_M \cdot \left(\frac{U_E}{U_{R_M}} - 1 \right) \quad (2.2)$$

Um den Ausgangswiderstand zu bestimmen, wird ein regelbarer Messwiderstand R_M zwischen Eingang und Ausgang verbunden und die Ausgangsspannung gemessen. Zu Beginn ist aufgrund des kleinen Ausgangswiderstands kaum ein Effekt zu bemerken, da der Widerstand des Potentiometers wesentlich höher ist. Dieser wird nun herunter geregelt. Sobald die Ausgangsspannung auf die Hälfte abgesunken ist, entspricht der Widerstand des Potentiometers dem Ausgangswiderstand.

Der Gesamtwiderstand einer Parallelschaltung zweier gleich großer Widerstände ist halb so groß wie jedes der Einzelwiderstände. Nach dem Ohmschen Gesetz gilt, bei konstanter Stromstärke, dass die Spannung dabei um die Hälfte absinken muss.

2.3 Frequenzabhängigkeit der Verstärkung

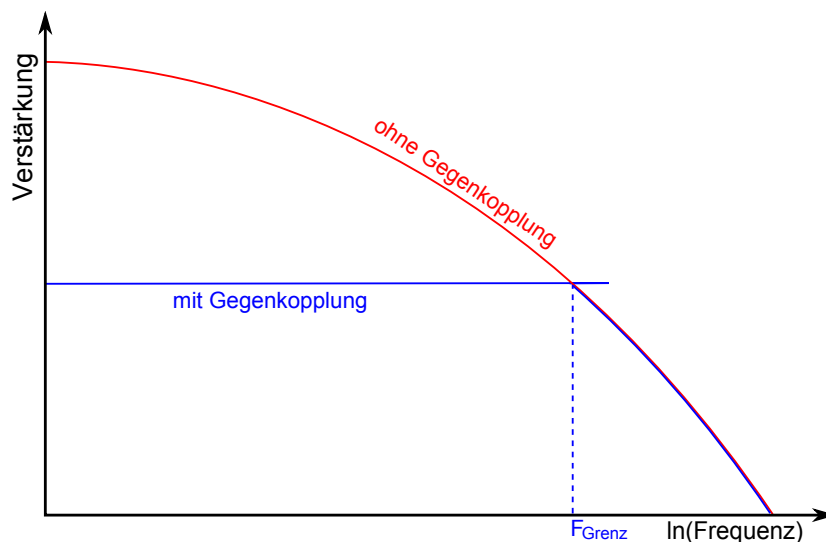


Abbildung 6: Frequenzabhängigkeit des nichtinvertierenden Operationsverstärkers, mit und ohne Gegenkopplung

Schließlich soll die Verstärkung in Abhängigkeit der Frequenz bestimmt werden. Als Eingangssignal wird eine Sinuswechselspannung verwendet. Die Frequenzen sind auf dem Aufgabenblatt aufgelistet. Die Frequenzabhängigkeit soll sowohl mit als auch ohne Gegenkopplung bestimmt werden. Es wird erwartet, dass ohne Gegenkopplung die Verstärkung mit steigender Frequenz stetig abnimmt, mit Gegenkopplung jedoch bis zu einer gewissen Grenzfrequenz konstant bleibt, anschließend aber auch abnimmt Abbildung 6 auf der vorherigen Seite.

3 Die invertierende Grundsaltung

3.1 Invertierender Verstärker mit 10-facher Verstärkung

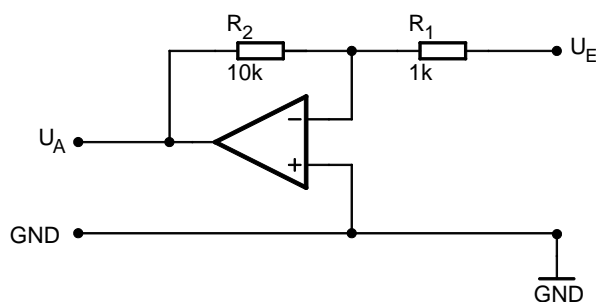


Abbildung 7: Invertierender Verstärker

Eine viel verbreitete Schaltung als den nicht invertierenden Verstärker ist der invertierende Verstärker (Abbildung 7). Für ihn gelten auch die Goldenen Regeln, nach denen die beiden Eingangsspannungen gleich sein müssen, damit die Verstärkung endlich bleibt. Es folgt also $U_N = U_P$. In diesem Aufbau wird ein Eingang auf Masse gelegt, damit der andere Eingang also ebenfalls auf Masse liegt, muss die komplette Spannung U_E am Widerstand R_1 abfallen. Daher folgt für diesen:

$$U_E = R_1 \cdot I_E \Leftrightarrow I_E = \frac{U_E}{R_1}$$

Nach den Goldenen Regeln hat der OPV auch einen unendlich hohen Widerstand. Der ganze Strom I_E muss also durch den Widerstand R_2 fließen. Für die Ausgangsspannung U_A folgt also:

$$U_A = -R_2 \cdot I_E$$

Das Minuszeichen rührt daher, da zwischen den beiden Widerständen R_1 und R_2 das Potenzial auf 0 liegt, das Potenzial von U_A aber weiter abfallen muss, da der Strom in diese Richtung fließt. Insofern muss die Spannung negativ sein. Schließlich erhält man:

$$U_A = -R_2 \cdot I_E = -R_2 \cdot \frac{U_E}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_E = v \cdot U_E \quad (3.1)$$

Mit $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ und $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ ergibt sich also eine Verstärkung von $v = -10$.

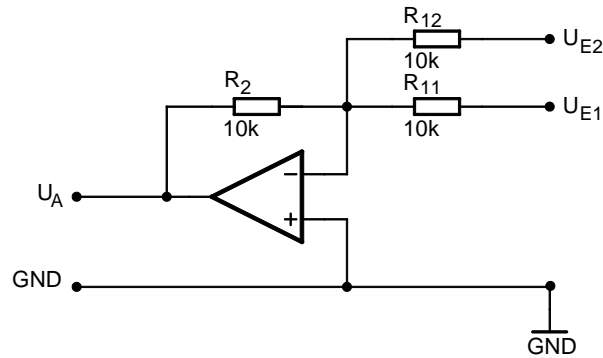


Abbildung 8: Invertierender Addierer

3.2 „Addierer“

Die Addierer-Schaltung (Abbildung 8) entspricht fast genau der invertierenden OPV-Schaltung, nur wurde hier ein weiterer Eingang parallel zum ersten Eingang geschaltet. Der Eingangsstrom setzt sich nun aber zusammen aus dem Strom der beiden Spannungsquellen:

$$U_A = -R_2 \cdot \left(\frac{U_{E1}}{R_{11}} + \frac{U_{E2}}{R_{12}} \right)$$

Da, wie im Schaltbild eingezeichnet, alle Widerstandswerte gleich groß sind, folgt:

$$U_A = -(U_{E1} + U_{E2}) \quad (3.2)$$

Genau genommen ist die Schaltung also keine Addiererschaltung, da das Ausgangssignal invertiert wird, trotzdem hat sich dieser Name eingebürgert. Im Versuch sollen Dreieck-, Rechteck- und Sinusspannungen bis 1 kHz im Bereich von -15 V bis 15 V verwendet und die Ausgangsspannung mit einem Oszilloskop beobachtet werden.

3.3 Integrierer

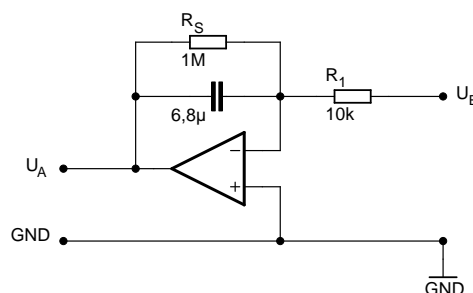


Abbildung 9: Integrierer

Der Widerstand wird in folgender Rechnung nicht berücksichtigt, da er möglichst groß ist und kaum Strom durchlässt. Er dient lediglich dazu, den Entladeprozess des sich unter

Wechselspannung immer auf- und entladenden Kondensator durch eine Kreisschaltung zu beschleunigen.

Mit den Goldenen Regeln folgt:

$$U_A = \frac{Q}{C} = \frac{1}{C} \cdot \int_0^t I_C(t) dt + Q_0$$

Q_0 ist die am Anfang im Kondensator vorhandene Ladung. Wieder gilt $I_C = -I_E$ (selber Grund wie beim invertierenden OPV), woraus folgt:

$$U_A = -\frac{1}{RC} \cdot \int_0^t U_E(t) dt + U_A(0) \quad (3.3)$$

Es wird also die negierte integrierte Eingangsspannung ausgegeben. In diesem Versuch sollen als Eingangssignal Rechteck- und Dreiecksspannungen niedriger Frequenz (50 Hz bis 100 Hz) und großer Amplitude verwendet werden.

3.4 Differenzierer

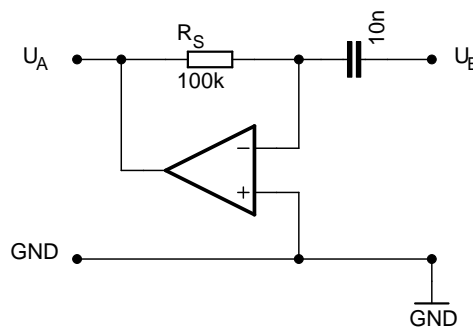


Abbildung 10: Differenzierer

Beim Differenzierer werden die Positionen des Kondensators und des Widerstands vertauscht. Zwischen OPV und U_E befindet sich nun ein Kondensator und zwischen U_A und dem OPV ein Widerstand. Es gilt:

$$Q = C \cdot U_E \quad \dot{Q} = I_E \Rightarrow I_E = -I_A = \frac{U_A}{R_S} = C \cdot \frac{dU_E}{dt}$$

Für die Ausgangsspannung folgt also:

$$U_A = -R_S \cdot C \cdot \frac{dU_E}{dt} \quad (3.4)$$

Es wird also die negative Ableitung der Eingangsspannung ausgegeben. Auch in diesem Versuchsabschnitt sollen Rechteck- und Dreieckssignale verwendet werden, jedoch im Frequenzbereich von 50 Hz bis 500 Hz.

4 Komplexere Schaltungen mit Operationsverstärkern

4.1 Idealer Einweggleichrichter

Einen einfachen Gleichrichter kann man mittels einer Diode zwischen Ein- und Ausgang und einen Widerstand zwischen Ausgang und Masse aufbauen. Dieser lässt (hier) auch nur positive Halbwellen durch, allerdings fällt an der Diode immer die Diodenknickspannung U_D (ca. 0,3 bis 0,7 V) ab, weshalb nicht die volle Halbwelle ausgegeben wird.

Daher enthält die Schaltung für einen idealen Einweggleichrichter (Abbildung 11) einen Operationsverstärker. Dessen Ausgang U_A ist über zwei parallel geschaltete Dioden (D_1 und D_2) an den invertierenden Eingang rückgekoppelt. Dadurch steigt der Ausgangsstrom des Operationsverstärkers an, bis durch den entsprechenden Widerstand (R_1 oder R_2) gerade der Eingangsstrom fließt. Dies hat eine „Überhöhung“ der Ausgangsspannung um die doppelte Diodenknickspannung zur Folge. Da diese Überhöhung eben an den Dioden abfällt, lässt sich an A_1 und A_2 die volle Halbwellenspannung abgreifen.

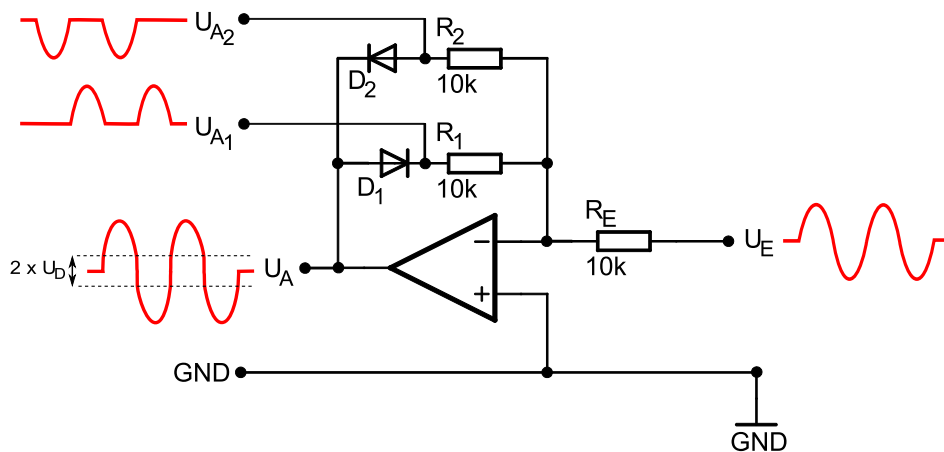


Abbildung 11: Aufbau eines idealen Einweggleichrichters

4.2 Generator für Dreieck- und Rechtecksignale

In dieser Schaltung (Abbildung 12 auf der nächsten Seite) wird der rechte Operationsverstärker als Schwellenschalter, als sogenannter *Schmitt-Trigger* verwendet. Dieser vergleicht die beiden Eingangsspannungen und gibt je nach Vorzeichen der Differenz ± 15 V aus (-15 V wenn die Spannung am invertierenden Eingang größer ist).

Der Kondensator lädt sich je nach Ausgangszustands des Schmitt-Triggers nach und nach auf, was zur Folge hat, dass der andere Pol des Kondensators sich mit umgekehrtem Vorzeichen auflädt. Dieses Potential liegt über einen Widerstand auch am nicht invertierenden Eingang des Schmitt-Triggers an. Irgendwann hat sich der Kondensator soweit aufgeladen, dass dessen Signal am Schmitt-Trigger überwiegt und dieser daher umschaltet. Damit beginnt der Zyklus des Aufladens und Umschaltens erneut.

Der zweite Operationsverstärker arbeitet als Integrierer wie in Aufgabe 3.3, um aus der Rechteckspannung eine Dreieckspannung zu erzeugen.

Somit lässt sich am rechten Operationsverstärker, dem Schmitt-Trigger, die Rechteckspannung und am linken Operationsverstärker, dem Integrierer, die Dreieckspannung abgreifen.

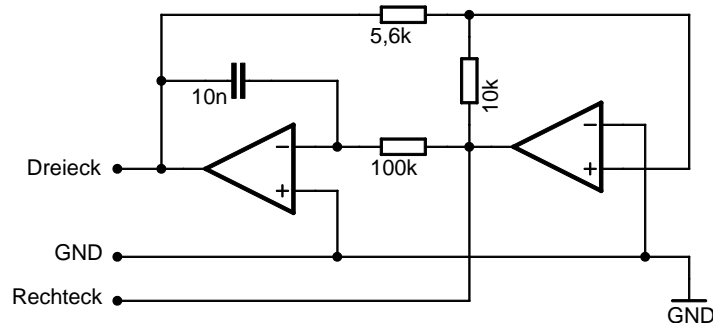


Abbildung 12: Aufbau eines Dreieck- bzw. Rechtecksignalgenerators

4.3 Programmierte Differentialgleichung 2. Ordnung

Eine lineare Differentialgleichung vom Typ

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

lässt sich mittels zwei Operationsverstärkern als Integrierer (für die beiden Ableitungen) und Einen als negativen Verstärker (für den $\propto x(t)$ -Term) aufbauen (Abbildung 13).

Die Größen ω_0^2 und 2β werden durch die Werte der Kondensatoren und Widerstände festgelegt. Dabei kann über das Potentiometer im Mittelabgriff die Dämpfung β verstellt werden, um verschiedene Lösungen dieser Differentialgleichung zu erhalten. Damit sollen die Fälle Schwingfall ($\beta \ll \omega_0$), Kriechfall ($\beta \gg \omega_0$) und aperiodischer Grenzfall ($\beta \approx \omega_0$) simuliert werden.

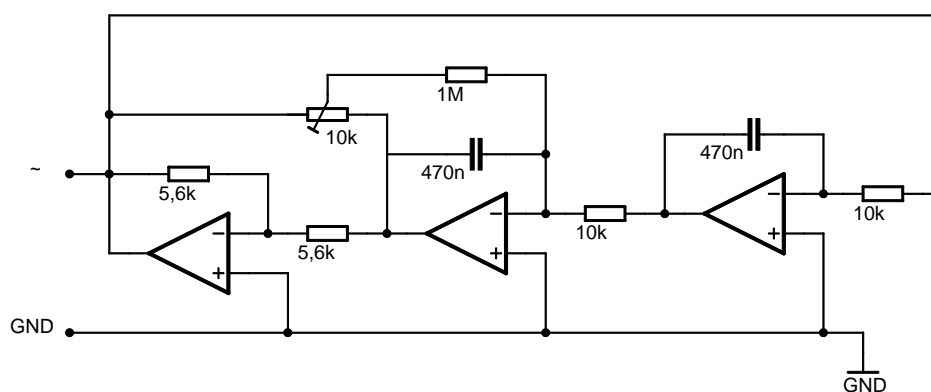


Abbildung 13: Aufbau einer programmierten Differentialgleichung 2. Ordnung