

VORBEREITUNG: TRANSISTOR- UND OPERATIONSVERSTÄRKER

FREYA GNAM, TOBIAS FREY

1. EMITTERSCHALTUNG DES TRANSISTORS

1.1. Aufbau des einstufigen Transistorverstärkers. Wie im Bild 1 der Vorbereitungshilfe wird die Schaltung aufgebaut. Mittels der beiden Widerstände $5,6\text{ k}\Omega$ und $1\text{ k}\Omega$ wird der Arbeitspunkt des Transistors festgelegt. Der Widerstand R_c bestimmt die Arbeitsgerade des Transistors. Die beiden Kondensatoren mit jeweils $5\text{ }\mu\text{F}$ dienen zur Entkoppelung der Wechselspannung von der Gleichspannung. Dies bewirkt, dass die Anteile der Wechselspannung den Kondensator ohne nennenswerte Beeinflussung durchqueren und so von dessen Betriebsstrom unabhängig sind. Am Widerstand R_e fällt die Spannung $U_{re} \approx R_e I_e$ ab. Bei steigendem I_c , wird dadurch die Spannung U_{re} größer und somit auch das Potential am Emitter. Das führt dazu, dass U_{be} geringer wird und somit auch die Verstärkung gehemmt wird. Durch R_e wird also eine Gegenkopplung erzeugt, die den Arbeitspunkt des Transistors stabil hält und somit ein Überschreiten der maximalen Verlustleistung auf Grund des Anstieges von I_c verhindert. Die Verstärkung wird ebenfalls vom Kondensator C_e beeinflusst. Er verhindert eine Wechselstromgegenkopplung. Die Gegenkopplung wird also bei hohen Frequenzen nicht wirksam, wohl aber bei niedrigen, beispielsweise bei einem langsam ansteigenden Strom, der bei Erwärmung des Transistors auftritt. Der Transistor wird also durch diesen RC-Zusatz vor Überhitzung geschützt.

1.2. Verstärkung der Schaltung. An die Schaltung aus dem ersten Aufgabenteil soll nun eine Dreieckspannung mittlerer Frequenz angelegt werden. Mit dem Oszilloskop soll die Ausgangsspannung beobachtet werden. Durch Variation der Amplitude des Eingangssignals erhält man verschiedene Ausgangsamplituden. Die Qualität des Verstärkers kann über die beobachtbaren Verzerrungen des Ausgangssignals am Oszilloskop beurteilt werden. Der Verstärkungsfaktor berechnet sich aus dem Verhältnis der Eingangsspannung U_e zur Ausgangsspannung U_a :

$$\nu = \frac{U_a}{U_e}$$

1.3. Verstärkung ohne den Emitterkondensator. Baut man den Kondensator C_e aus der Schaltung aus, wird die Wechselstromgegenkopplung nicht mehr verhindert. Der Verstärkungsfaktor wird also wegen des Spannungsabfalls an R_e verkleinert. Der

Transistor verstkt nun nicht mehr die Basis-Emitter-Spannung, sondern den Basis-Emitter-Strom. Mit der Näherung, dass $I_{BE} \ll I_{CE}$ berechnet sich die Verstärkung zu:

$$\nu = \frac{U_a}{U_e} = \frac{R_C \cdot I_{CE}}{R_E \cdot I_{BE} + R_E \cdot I_{CE}} \approx \frac{R_C}{R_E}$$

1.4. Gegengekoppelter Verstker. Es soll gezeigt werden, dass die Verstärkung für Signale mit Frequenzen unter 50 Hz deutlich unter dem Wert der Verstärkung bei 1 kHz liegt. Für diesen Effekt sind die beiden $5 \mu\text{F}$ Kondensatoren verantwortlich. Ihr Wechselspannungswiderstand beträgt: $X_\omega = \frac{1}{\omega C}$. Für kleine Frequenzen ist der Widerstand also höher also für große Frequenzen. Es soll mittels einer Messreihe gezeigt werden, dass bei höheren Frequenzen kein Abfall der Verstärkung mehr zu beobachten ist.

2. NICHTINVERTIERTE GRUNDSCHALTUNG DES OPERATIONSVERSTÄRKERS

Bei einem Operationsverstker wird die Verstrkungseigenschaft alleine durch bere Bauteile bestimmt.

2.1. Nichtinvertierender Verstker. Es soll mit einem Operationsverstker ein nichtinvertierender Verstker aufgebaut werden gemäss Bild 2 aus der Vorbereitungshilfe. Die Beschaltung des Operationsverstkers erfolgt so, dass eine zehnfache Verstärkung des Eingangssignals erreicht wird. Die Funktionsweise der Schaltung soll überprüft werden, indem man am Eingang eine Dreiecksspannung mittlerer Frequenz anlegt und das Ausgangssignal am Oszilloskop betrachtet. Der Operationsverstker verstkt die Spannungsdifferenz $U_d = U_P - U_N$ mit dem Verstärkungsfaktor $\nu > 0$. Die Ausgangsspannung hat den Wert $U_a = \nu \cdot U_d = \nu(U_P - U_N)$. Für $U_N = 0$ wird $U_a = \nu \cdot U_P$. Man bezeichnet den entsprechenden Eingang als den nicht-invertierenden oder P-Eingang und kennzeichnet ihn durch ein Pluszeichen im Schaltsymbol. Es gibt auch einen invertierenden oder N-Eingang. Er wird durch ein Minuszeichen im Schaltsymbol gekennzeichnet. Bei einem idealen Operationsverstker gilt mit einer endlichen Eingangsspannung U_e : $U_d = \frac{U_a}{\nu} = 0$. Die Ausgangsspannung stellt sich also so ein, dass $U_N = U_P$ ist. ber R_1 wird ein Teil der Ausgangsspannung wieder auf den

N-Eingang gelegt. Die Verstärkung der Schaltung berechnet sich zu:

$$\begin{aligned}
 U_N &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_a \\
 U_a &= \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) U_N \\
 U_N &= U_e \\
 U_a &= \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) U_e \\
 \nu' &= \frac{U_a}{U_e} = 1 + \frac{R_1}{R_2}
 \end{aligned}$$

2.2. Eingangs- und Ausgangswiderstand. In diesem Versuchsteil soll der hohe Eingangs- und der kleine Ausgangswiderstand gemessen werden.

Der Eingangswiderstand wird bestimmt, indem man ein Potentiometer vor den Operationsverstärker schaltet und dessen Widerstand von 0Ω hochregelt, bis bis die Ausgangsspannung U_a auf die Hälfte abfällt. Es ist:

$$U'_e = \frac{R_E}{R_P + R_E} U_e$$

Im Fall $U'_e = \frac{U_e}{2}$ ist dann auch $U'_a = \frac{U_a}{2}$ $R_P = R_E$.

Für die Bestimmung des Ausgangswiderstandes wird analog verfahren. Allerdings wird hier das Potentiometer hinter den Operationsverstärker geschaltet, und dann von $R_P = \infty\Omega$ heruntergeregt. Der gefundene Widerstand bei halber Ausgangsspannung ergibt dann wieder genau $R_A = R_P$.

2.3. Verstärkung in Abhängigkeit von der Frequenz. Nun wird die Abhängigkeit des Ausgangssignals von der Frequenz ermittelt. Dazu wird am Eingang eine Sinusspannung angelegt.

Die zu verwendenden Frequenzen sind: 10/100 Hz, 1/10/25/50/75/100 kHz. Das Ausgangssignal wird am Ozilloskop betrachtet. Die Verzerrung des Signals bei hohen Frequenzen liegt an der zeitlichen Verzögerung des Gegenkopplungssignal.

3. INVERTIERENDE GRUNDSCHALTUNG

3.1. Invertierender Operationsverstärker. Es soll Schaltung 3 aufgebaut werden, die einen invertierenden Verstärker mittels Operationsverstärker mit zehnfacher Verstärkung darstellt. Legt man eine positive Spannung an U_e an, so erhöht sich dadurch auch die Spannung U_N am N-Eingang des Operationsverstärkers gemäß folgender Beziehung:

$$U_N = \frac{R_2}{R_2 + R_1} U_1$$

Der Operationsverstärker verstärkt das an U_N anliegende Signal nun solange bis durch die negative Ausgangsspannung $U_a = U_N = 0$ wird. Ist $U_N = 0$ so ist der stabile Endzustand erreicht, was typisch für eine Gegenkopplung ist. Wählt man die Spannung U_e so klein, dass der Verstärker nicht übersteuert wird, also überwiegend Gegenkopplung herrscht, so kann die Ausgangsspannung berechnet werden:

$$U_N = -\frac{U_a}{\nu}$$

Geht man vom idealen Operationsverstärker aus, bei dem wie erwähnt $U_N = 0$ im stabilen Zustand ist, kann unter Anwendung der Knotenregel und unter Berücksichtigung, daß beim idealen Operationsverstärker kein Eingangsstrom fließt, folgende Beziehung aufgestellt werden:

$$\begin{aligned} \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_a}{R_N} &= 0 \\ \implies \nu &= \frac{U_a}{U_1} = -\frac{R_N}{R_1} \end{aligned}$$

ν ist die maximal zu erzielende Verstärkungsfaktor, der allerdings nie ganz in der Praxis erreicht wird, da die Formel nur für einen idealen Operationsverstärker gilt. Beim realen Operationsverstärker kommt man laut "Tietze, Schenk" auf folgende Beziehung:

$$-\frac{U_1}{U_a} = \frac{1}{\nu'} = \frac{1}{\nu} + \frac{R_1}{R_N}$$

3.2. Addierer. Die Addiererschaltung soll gemäß Bild 4 aufgebaut werden. Als Eingangssignale können Dreieck-, Sinus-, und Rechteckspannung verwendet werden. Das Ausgangssignal ist abermals auf dem Ozilloskop zu beobachten. Das beobachtet Ausgangssignal sollte proportional zu den addierten Eingangsspannungen sein. Verwendet man die Knotenregel und den idealisierten Fall, dass der Verstärker stromlos betrieben wird, kann man folgende Beziehung aufstellen:

$$I_{E1} + I_{E2} + I_{EN} + I_A = 0$$

Unter der Annahme gleicher Eingangswiderstände folgt mit $I = \frac{U}{R}$:

$$U_a = -R_A \cdot (I_{E1} + I_{E2} + I_{EN})$$

$$\implies U_a \sim U_{E1} + U_{E2} + U_{EN}$$

3.3. Integrierer. Um die Funktionsweise des Integrieres zu überprüfen, soll Schaltung 5 aufgebaut werden. Als Eingangssignale sollen Rechteck und Dreieckspannungen mit Frequenzen (10 Hz bis 100 Hz) und mit großen Amplituden verwendet werden. Das Ergebnis kann wieder auf dem Oszilloskop beobachtet werden. Für die Berechnung der Ausgangsspannung muß die Knotenregel angewendet werden.

$$I_E + I_C = 0$$

Der Strom durch den Kondensator ergibt so:

$$\begin{aligned} C &= \frac{Q}{U} = \frac{\int I_C dt}{U_a} \\ \implies I_C &= C \frac{dU_a}{dt} \end{aligned}$$

Daher ergibt sich folgende Differentialgleichung:

$$\frac{U_e}{R} + C \frac{dU_a}{dt}$$

Daher erhält man als Lösung durch Integration die Ausgangsspannung:

$$U_a = -\frac{1}{RC} \left(\int_0^t U_e dt + U_a \right)$$

Die Ausgangsspannung ist das zeitliche Integral der Eingangsspannung. Der Faktor $\frac{1}{RC}$ heißt Übertragungskonstante. Wählt man $RC = 1s$, dann wird die Rechenzeit gleich der wirklichen Zeit.

3.4. Differenzierer. Nun soll das Eingangssignal differenziert werden. Als Eingangssignale verwenden wir Rechteck- und Dreiecksignale mit Frequenzen von 100 Hz bis 500 Hz. Die Ausgangsspannung ist über die Kirchhoff'schen Gesetze zu berechnen. Es gilt (in diesem Fall mit $R_N = 100 \text{ k}\Omega$):

$$\begin{aligned} C\dot{U}_e + \frac{U_a}{R_N} &= 0 \\ U_a &= -R_N C \dot{U}_e \end{aligned}$$

Durch Auflösen und Einsetzen erhalten wir:

$$U_a = -RC\dot{U}_e$$

Aus dieser Beziehung folgt, dass die Ausgangsspannung proportional zur zeitlichen Ableitung der Eingangsspannung ist.

4. KOMPLEXERE SCHALTUNGEN

4.1. Idealer Einweggleichrichter. Um den idealen Einweggleichrichter zu realisieren, muss Schaltung 7b aufgebaut werden. Als Eingangssignale verwenden wir diesmal verschiedene Wechselspannungen mit einer Frequenz unter 1 kHz. Da bei einfachen Gleichrichtern, die mittels Dioden realisiert werden, ihre Funktion durch die Schwellenspannung der Diode beeinflusst wird, werden kleine Spannungen stark gestört. Dieser Effekt wird in Schaltung 7b durch den Operationsverstärker behoben.

Legt man eine negative Eingangsspannung an, so sperrt die Diode D_1 . Für die Ausgangsspannung gilt dann

$$U_a = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_e$$

Da die beiden Widerstände gleich groß sind folgt:

$$U_a = -U_e$$

Es wird also das negative Signal invertiert wiedergegeben.

Die Diode D_2 ist in diesem Fall leitend und hat keinen Einfluß auf die Ausgangsspannung der Schaltung.

Wird eine positive Eingangsspannung angelegt, so ist die Diode D_1 leitend. Die Spannung am Ausgang des Operationsverstärkers ist negativ, aber sehr klein gemäß $U_a = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_e$, wobei R_2 der Widerstand der leitenden Diode ist. Da die Spannung am Ausgang des Operationsverstärkers negativ ist sperrt Diode D_2 . Es folgt daraus, daß die Ausgangsspannung an U_a null ist.

4.2. Generator für Dreieck- und Rechteckspannung. Die Schaltung wird gemäß Bild 8 der Vorbereitungshilfe aufgebaut. Sie setzt sich aus zwei Operationsverstärkern zusammen, von denen einer wie in Aufgabe 3.3 als invertierender Integrierer geschaltet ist. Der andere wirkt als Schalter. Liegt am Eingang des Schalters eine geringe positive Spannung an, wird diese auf eine konstante positive Spannung verstärkt. Verringert sich die Eingangsspannung jedoch unter null, so triggert der Schalter und sein Ausgangssignal ändert das Vorzeichen.

Damit ist das Ausgangssignal des Schalters eine konstante oder eine Rechteckspannung. Dieses Signal legt man an den Eingang des Integrierers. Das Verhalten des Integrieres lässt sich mittels Aufgabe 3.3 wie folgt erklären: Das Ausgangssignal des Operationsverstärkers ist eine Spannung, die stetig und konstant steigt bzw. stetig und konstant fällt, je nach Eingangssignal. Der Integrierer wirkt nämlich invertierend und so sinkt die Ausgangsspannung bei positiver Eingangsspannung ins Negative. Diese Spannung wird wieder an den Eingang des Triggers gekoppelt. Dadurch ändert sich

das Vorzeichen des Ausgangssignal am Schalter, welches wiederum an Eingang des Integrierers geschaltet ist.

Das Ergebnis der Rückkoppelung ist eine Rechteckspannung am Ausgang des Triggers und eine Dreieckspannung am Ausgang des Integrierers aufgrund des Vorzeichenwechsels in der Eingangsspannung und damit des Richtungswechsels im Integral.

4.3. Programmierbare DGL 2.Ordnung. In diesem Versuchsteil soll die Programmierung von Differentialgleichungen zweiter Ordnung mit Hilfe von Operationsverstärkern demonstriert werden. Für die Differentialgleichung gilt:

$$\ddot{U}_a + 2\gamma\dot{U}_a + \omega_0^2 U_a = 0$$

Die Differentialgleichung hat die Lösung:

$$U_a = \tilde{U}_a e^{-\gamma t} \sin \left(\sqrt{\omega_0^2 - \gamma^2} t \right)$$

Die Differentialgleichung kann durch zweimaliges Integrieren umgeschrieben werden zu:

$$U_a + 2\gamma \int U_a dt + \omega_0^2 \int \int U_a dt^2 = 0$$

In dieser Darstellung ist es möglich, die Gleichung mit zwei Integratoren und einem Umkehrverstärker darzustellen. Hierbei bildet der erste Integrator den Ausdruck

$$U_1 = -\frac{1}{RC} \int U_a dt$$

und der zweite Integrator den Ausdruck

$$U_2 = -\frac{1}{RC} \int \left(U_1 + \frac{\alpha}{10} \right) dt$$

Mittels des Umkehrverstärkers wird das Signal mit $U_a = -U_2$ invertiert. Es ergibt sich nun durch zweimaliges Differenzieren eine Schwingungsdifferentialgleichung.

$$\ddot{U}_a - \frac{\alpha}{10RC} \dot{U}_a + \frac{1}{(RC)^2} U_a$$

Durch Koeffizientenvergleich ergibt sich:

$$\begin{aligned}\gamma &= -\frac{\alpha}{20RC} \\ \omega_0 &= \frac{1}{RC}\end{aligned}$$

Als Lösung für die Differentialgleichung erhalten wir so:

$$U_a = \tilde{U}_a e^{\frac{\alpha}{20T}t} \sin \left(\sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{400T}} t \right)$$

Die Dämpfung der Differentialgleichung kann durch Verschieben des Potentiometers verändert werden.