

1. Vorgaben

Eine häufig benutzte Verstärkerschaltung ist die Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung (Abb. 1). Diese Art Schaltung wollen wir für einen Kleinsignalverstärker in der Betriebsart A berechnen,

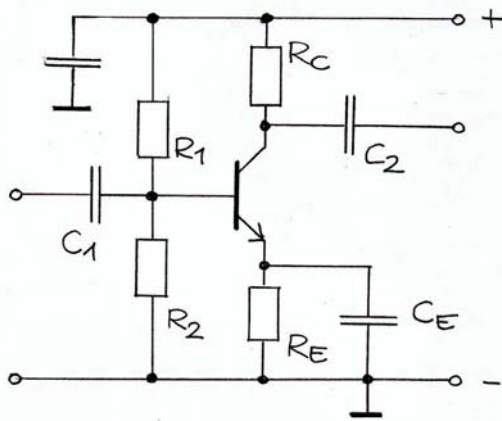


Abb. 1 Verstärkerstufe in Emitterschaltung

dessen Arbeitspunkt weit unter der Verlustleistungshyperbel liegen soll. Als Transistor wählen wir den Typ BC 547C, den wir in unseren Versuchsschaltungen schon benutzt haben. Der BC 547C ist ein Kleinsignaltransistor, der für Kollektorströme bis etwa 100 mA geeignet ist. Da wir ihn mit deutlich weniger als der maximal möglichen Verlustleistung betreiben wollen, wählen wir als Kollektorstrom $I_C = 8 \text{ mA}$. Die Versorgungsspannung soll wie bei unseren Versuchsschaltungen $U_B = 9 \text{ V}$ betragen (Transistorbatterie). Als zu übertragenden Frequenzbereich geben wir uns vor das Intervall von 20 Hz bis 20 kHz.

In der Praxis würde man eine Berechnung vermutlich damit starten, dass man eine gewünschte Spannungsverstärkung v_u vorgibt.

Die Spannungsverstärkung v_u ist der Quotient aus der (Wechselspannungs-)Ausgangs- zu Eingangsamplitude, also $v_u = u_a/u_e$. Diese hängt jedoch vom Verhältnis des Kollektorwiderstand zum Transistor-Eingangswiderstand ab – und der Transistor-Eingangswiderstand hängt seinerseits vom Kollektorstrom ab. Diese ineinander greifenden Abhängigkeiten erschweren die Rechnung nicht unerheblich. Wir bleiben daher bei unseren Vorgaben $U_B = 9 \text{ V}$ und $I_C = 8 \text{ mA}$. Die Spannungsverstärkung v_u schätzen wir am Ende unserer Rechnung ab.

2. Kollektorwiderstand

In der Betriebsart A sollte der Spannungsabfall am Kollektorwiderstand im Ruhezustand ($u_e = 0$) ungefähr die Hälfte der Versorgungsspannung U_B sein. Dann ist das Gleichspannungspotenzial des Kollektors ebenfalls $U_B/2$, in unseren Fall also 4,5 V. Der Gleichstrom-Ruhspeisung wird im Betrieb die Signal-Wechselspannung überlagert. Ein Gleichspannungspegel von $U_B/2$ garantiert, dass die Signal-Wechselspannung mit größtmöglicher Amplitude nach oben und unten ausschlagen kann. Die am Ausgang anliegende Wechselspannung ist dann bei konstanter Stromverstärkung ein (hoffentlich) verzerrungsfreies Abbild der Eingangsspannung bzw. des Basisstroms. Bei einem Spannungsabfall $U_B/2$ und einem Kollektorstrom I_C ergibt sich der Kollektorwiderstand R_C nach dem Ohmschen Gesetz zu

$$(1) \quad R_C = \frac{U_B}{2I_C},$$

im vorliegenden Fall zu $R_C = 4,5 \text{ V}/8 \text{ mA} = 562,5 \Omega$. Gewählt wird $R_C = 560 \Omega$.

3. Emitterwiderstand

Der Emitterwiderstand R_E dient dazu, bei beispielsweise steigendem Kollektorstrom das Emitterpotenzial anzuheben und so die Basis-Emitterspannung zu reduzieren. Bei fallendem Kollektorstrom dagegen wird das Emitterpotenzial gesenkt und die Basis-Emitterspannung vergrößert. Dadurch wird dem Anstieg bzw. Abfall des Kollektorstroms entgegengewirkt (Prinzip der Stromgegenkopplung). Erfahrungsgemäß wählt man R_E so, dass an ihm etwa 1 bis 2 V abfallen. Wir entscheiden uns für einen Spannungsabfall $U_{RE} = 1,5 \text{ V}$. Wegen

$$(2) \quad R_E = \frac{U_{RE}}{I_C}$$

erhalten wir $R_E = 1,5 \text{ V} / 8 \text{ mA} = 187,5 \Omega$. Wir wählen $R_E = 220 \Omega$ (Der Spannungsabfall ist dann $U_{RE} = 1,76 \text{ V}$).

4. Basisspannungsteiler

Der Querstrom I_q durch den Basisspannungsteiler wird in der Regel gleich dem Zehnfachen des Basisstroms I_B gewählt:

$$(3) \quad I_q = 10 \cdot I_B.$$

Offenbar entwickeln die Widerstände R_1 und R_2 dann selber genug Wärme, so dass äußere Temperaturschwankungen ihre Werte nicht nennenswert verändern. Auf diese Weise lässt sich der Einfluss dieser Schwankungen auf die Spannung an der Basis weitgehend unterdrücken. Bei gegebenem Kollektorstrom I_C ergibt sich der Basisstrom I_B , indem man durch die Gleichstrom-Stromverstärkung B dividiert:

$$(4) \quad I_B = \frac{I_C}{B}.$$

Im Datenblatt des Transistors BC 547C wird als Mittelwert angegeben $B = 500$. Daher rechnen wir mit einem Basisstrom $I_B = 8 \text{ mA} / 500 = 16 \mu\text{A}$. Für den Querstrom wählen wir deshalb $I_q = 160 \mu\text{A}$.

Die Basis-Emitterspannung U_{BE} ist die Diffusionsspannung des pn -Übergangs zwischen Basis und Emitter und beträgt daher rund $0,7 \text{ V}$. Der Spannungsabfall am Widerstand R_2 muss deshalb gleich der Spannung U_{RE} am Emitterwiderstand plus $0,7 \text{ V}$ betragen:

$$(5) \quad U_{R2} = U_{RE} + U_{BE} = U_{RE} + 0,7 \text{ V}.$$

In unserem Fall ist also $U_{R2} = 1,5 \text{ V} + 0,7 \text{ V} = 2,2 \text{ V}$. Für den Widerstand R_2 gilt

$$(6) \quad R_2 = \frac{U_{R2}}{I_q},$$

daher folgt $R_2 = 2,2 \text{ V} / 160 \mu\text{A} = 13,8 \text{ k}\Omega$. Wir wählen $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$.

Durch den Widerstand R_1 fließt zusätzlich zum Querstrom der Basisstrom I_B . An ihm fällt die Differenz zwischen Versorgungsspannung U_B und der Spannung am Widerstand R_2 ab. Also gilt

$$(7) \quad R_1 = \frac{U_B - U_{R2}}{I_q + I_B}.$$

Das ergibt in unserem Fall $R_1 = (9 - 2,2) \text{ V} / (160 + 16) \mu\text{A} = 38,6 \text{ k}\Omega$. Gewählt wird $R_1 = 47 \text{ k}\Omega$.

5. Emitterkondensator

Der Emitterkondensator C_E hat die Aufgabe, den Emitterwiderstand R_E wechselstrommäßig zu überbrücken. Denn die oben beschriebene Stromgegenkopplung wirkt nicht nur bei langsamen Schwankungen des Kollektorstroms, sondern auch bei den schnellen Änderungen der Wechselstromamplitude des Signals. Sie würde damit die Signalverstärkung herabsetzen. Das ist manchmal erwünscht, in unserem Fall jedoch nicht – jedenfalls wollen wir uns das so vorgeben. Um die Kapazität des Emitterkondensators C_E abzuschätzen, kann man zum Beispiel fordern, dass sein Wechselstromwiderstand X_{CE} bei der unteren Grenzfrequenz $f = 15 \text{ Hz}$ ein Zehntel des Emitter-Gleichstromwiderstands sein soll. Wir wählen daher $X_{CE} = 22 \Omega$. Wegen

$$(8) \quad X_{CE} = \frac{1}{2\pi f C_E}$$

folgt $C_E = 1/(2\pi f X_{CE}) = 1/(2\pi \cdot 15 \text{ Hz} \cdot 22 \Omega) = 482 \mu\text{F}$. Wir entscheiden uns für $C_E = 470 \mu\text{F}$. Auch ein größerer Wert wäre möglich. Er würde den Wechselstromwiderstand noch weiter herunterdrücken.

6. Koppelkondensator

Der Koppelkondensator C_1 soll den Verstärker gleichspannungsmäßig von der vorhergehenden Stufe trennen, andererseits aber das Signal möglichst ungehindert hindurch lassen. Er bildet zusammen mit den Widerständen R_1 und R_2 des Basisspannungsteilers und dem Basis-Emitterwiderstand des Transistors r_{BE} einen Hochpass. Dessen untere Grenzfrequenz f_g sollte gleich der niedrigsten Frequenz des zu übertragenden Frequenzbandes sein. Für diese gilt

$$(9) \quad f_g = \frac{1}{2\pi R_e C_1},$$

wobei R_e der Ersatzwiderstand der drei parallel liegenden Widerstände R_1 , R_2 und r_{BE} ist. Der Ersatzwiderstand R_e ist damit gegeben durch

$$(10) \quad R_e = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{BE}}}.$$

Der Basis-Emitterwiderstand des Transistors r_{BE} ist in den Datenblättern unter der Bezeichnung h_{11e} (d. h. als Vierpolparameter) angegeben. Für den BC 547C entnimmt man dem Datenblatt den Wert $h_{11e} = 8,7 \text{ k}\Omega$ bei $I_C = 2 \text{ mA}$. Aus den ebenfalls dort angegebenen Diagrammen geht hervor, dass der Basis-Emitterwiderstand bei einem Kollektorstrom $I_C = 8 \text{ mA}$ nur noch etwa 30% des Wertes bei 2 mA beträgt. Das bedeutet, in unserem Fall sollten wir mit $h_{11e} = 2,6 \text{ k}\Omega$ rechnen. Dann wird der Eingangswiderstand nach Gl. (10) $R_e = 2,12 \text{ k}\Omega$. Die Kapazität C_1 des Koppelkondensators ergibt sich aus Gl. (9) zu

$$(11) \quad C_1 = \frac{1}{2\pi f_g R_e},$$

in unserer Schaltung also zu $C_1 = 1/(2\pi \cdot 15 \text{ Hz} \cdot 2,12 \text{ k}\Omega) = 5,0 \text{ }\mu\text{F}$. Wir halten diesen Wert für nicht sehr praxisnah und wählen stattdessen $C_1 = 1\text{ }\mu\text{F}$. Damit nehmen wir in Kauf, dass die untere Grenzfrequenz 32 Hz ist.

Der Koppelkondensator C_2 am Ausgang des Verstärkers lässt sich nur berechnen, wenn man den Eingangswiderstand der nachfolgenden Stufe kennt. Wir nehmen einmal an, dass er von derselben Größenordnung ist wie unser R_e . Dann würden wir für C_2 ebenfalls $1\text{ }\mu\text{F}$ wählen.

7. Ein- und Ausgangswiderstand

Die nachfolgenden Rechnungen dienen nicht mehr der Dimensionierung von Bauteilen, sondern betreffen charakteristische Größen der Verstärkerstufe.

Wir berechnen zunächst den (Wechselstrom-) Ein- und Ausgangswiderstand der Schaltung. Der Eingangswiderstand unseres Verstärkers wurde schon im vorigen Abschnitt ermittelt. Er beträgt $R_e = 2,12 \text{ k}\Omega$. Dieser Wert weicht wegen der vergleichsweise großen Werte für R_1 und R_2 nur wenig vom Eingangswiderstand r_{RE} des Transistors ab. Für eine grobe Rechnung kann man daher setzen $R_e \cong r_{RE}$.

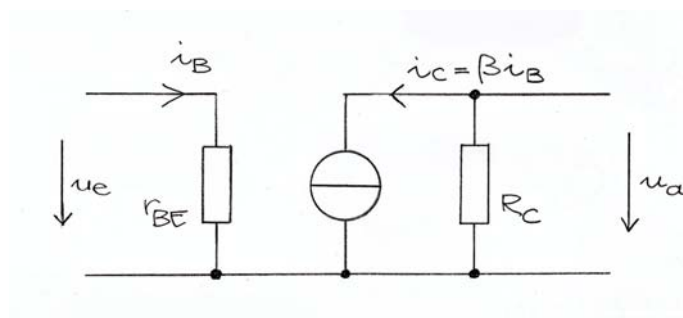
Der (Wechselstrom-)Ausgangswiderstand R_a des Verstärkers wird durch die Parallelschaltung des Kollektorwiderstands R_C und des Widerstands r_{CE} zwischen Kollektor und Emitter gebildet. In den Datenblättern wird statt r_{CE} meist der Ausgangsleitwert $g_{CE} = 1/r_{CE}$ angegeben. Also gilt

$$(12) \quad R_a = \frac{1}{\frac{1}{R_C} + g_{CE}}.$$

Für den BC 547C liest man aus dem Datenblatt ab $g_{CE} = 60 \text{ }\mu\text{S}$ (S = Siemens, Einheit des Leitwertes). Wegen $1 \text{ S} = 1/\Omega$ ist $r_{CE} = 1/60 \text{ }\mu\text{S} = 16,7 \text{ k}\Omega$. Zusammen mit $R_C = 560 \text{ }\Omega$ wird dann $R_a = 1/(1/560 \text{ }\Omega + 1/16,7 \text{ k}\Omega) = 542 \text{ }\Omega$. Wegen des relativ großen Kollektor-Emitterwiderstands des Transistors ist der Ausgangswiderstand praktisch gleich den Kollektorwiderstand, also $R_a \cong R_C$.

8. Spannungsverstärkung

Zur Abschätzung der Wechselspannungsverstärkung $v = u_a/u_e$ benutzen wir die Näherungen $R_e \cong$



r_{RE} und $R_a \cong R_C$ aus dem vorherigen Abschnitt. Das führt zu dem folgenden Ersatzschaltbild für die Verstärkerstufe (Abb. 2).

Dabei wird der Transistor als ideale Stromquelle betrachtet, die einen Ausgangswechselstrom i_C liefert, der mit dem Eingangswechselstrom i_B durch

Abb.2 Ersatzschaltbild Transistor

$$(13) \quad i_C = \beta i_B$$

verbunden ist. Der Buchstabe β bezeichnet die Stromverstärkung des Wechselstromsignals. Anhand des Ersatzschaltbilds rechnet man

$$(14) \quad v_u = \frac{u_a}{u_e} = \frac{i_C R_C}{i_B r_{BE}} = \frac{\beta i_B R_C}{i_B r_{BE}} = \frac{\beta R_C}{r_{BE}}.$$

Der Wert von β wird in den Datenblättern mit 600 angegeben (er ist von der gleichen Größenordnung wie der Gleichstromwert B). Damit folgt für die Spannungsverstärkung $v_u = 600 \cdot 560 \Omega / 2,6 \text{ k}\Omega = 129$.

9. Vergleich mit Messungen

Eine Schaltung mit den oben berechneten Werten für die Widerstände und Kondensatoren der Verstärkerstufe wurde auf einer Experimentierplatine gesteckt. Messungen ergaben für eine Versorgungsspannung von $U_B = 9,15 \text{ V}$ einen Kollektorstrom $I_C = 6,3 \text{ mA}$ und einen Basisstrom $I_B = 11,7 \mu\text{A}$. Daraus folgt als Stromverstärkung $B = 538$, in Übereinstimmung mit den Werten auf dem Datenblatt. Weitere Messwerte zeigt die Tabelle (mittlere Spalte, unter $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$).

Tabelle

Gemessene Spannungen und Stromstärken für die berechneten bzw. gewählten Werte der Widerstände und Kondensatoren. Für R_2 wurden zwei verschiedene Werte gewählt ($15 \text{ k}\Omega$ und $18 \text{ k}\Omega$, siehe Text). Die Indizes bei den Spannungsbezeichnungen kennzeichnen das Bauteil, dessen Spannungsabfall gemessen wurde (beispielsweise $U_{RC} =$ Spannungsabfall am Kollektorwiderstand R_C)

Größe	Messwert	
	$R_2 = 15 \text{ k}\Omega$	$R_2 = 18 \text{ k}\Omega$
U_B	9,15 V	9,15 V
U_{RC}	3,55 V	4,10 V
U_{CE}	4,20 V	3,24 V
U_{RE}	1,41 V	1,66 V
U_{R1}	7,06 V	6,73 V
U_{R2}	2,09 V	2,35 V
U_{BE}	0,675 V	0,681 V
I_C	6,3 mA	7,5 mA
I_q	152 μA	145 μA
I_B	11,7 μA	14,4 μA
v_u	100	100

Die Kurvenform von Eingangs- und Ausgangssignals wurde mit einem Oszilloskop überprüft. Aus den Amplituden der beiden Signale ergab sich als Spannungsverstärkung $v_u = u_a/u_e = 4 \text{ V}_{pp}/40 \text{ mV}_{pp} = 100$. Dieser Wert stimmt der Größenordnung nach mit dem berechneten überein.

Das Ausgangssignal zeigte kleine Abweichungen von der Sinusform des Eingangssignals. Für $R_2 = 18 \text{ k}\Omega$ war die Kurvenform des Ausgangssignals etwas besser (Messwerte in der rechten Spalte der Tabelle, unter $R_2 = 18 \text{ k}\Omega$). In diesem Fall ergab die Messung $B = 521$, die Spannungsverstärkung war wie oben $v_u = 100$. Eine noch bessere Kurvenform sollte sich bei einer kleineren Spannungsverstärkung ergeben. Die könnte man erreichen, indem man den Emitterwiderstand geeignet aufteilt und nur den an Masse legenden Teilwiderstand wechselstrommäßig kurzschließt.