

## Der Transistor als Verstärker

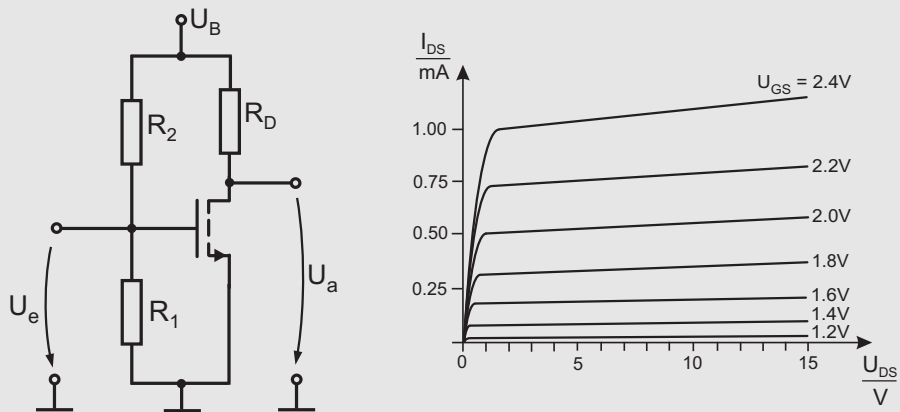
### 6.1 Verstärker mit n-Kanal MOSFET

#### Aufgabenstellung

Gegeben sei die in Abb. 6.1 (*links*) dargestellte Verstärkerschaltung mit der Betriebsspannung  $U_B = 15\text{ V}$  und dem Drainwiderstand  $R_D = 20\text{ k}\Omega$ . Der n-Kanal MOSFET habe folgende Daten:  $U_{Th} = 1\text{ V}$ ,  $\beta_n = 1\text{ mA}\cdot\text{V}^{-2}$  sowie  $\lambda = 0,01\text{ V}^{-1}$ . Das Ausgangskennlinienfeld des MOSFET ist in Abb. 6.1 (*rechts*) gezeigt.



PSpice: 6\_NMOS-Ausgangskennlinienfeld



**Abb. 6.1.** Verstärkerschaltung mit n-Kanal MOSFET (*links*) und zugehöriges Ausgangskennlinienfeld (*rechts*)

- Konstruieren Sie die Übertragungskennlinie  $U_a = f(U_e)$  des Verstärkers mit Hilfe des gegebenen Ausgangskennlinienfeldes.

- b. Es gelte nun zunächst  $R_1 = 130 \text{ k}\Omega$  und  $R_2 = 680 \text{ k}\Omega$ . Bestimmen Sie auf grafischem Wege mit Hilfe des Ausgangskennlinienfeldes den Arbeitspunkt der Schaltung. In welcher Betriebsart arbeitet der MOSFET?
- c. Ist der in Teilaufgabe b. bestimmte Arbeitspunkt für den A-Betrieb geeignet? (Begründung!). Falls nein: Wählen Sie einen geeigneten Arbeitspunkt und dimensionieren Sie den aus den Widerständen  $R_1$  und  $R_2$  bestehenden Spannungsteiler entsprechend.
- d. Bestimmen Sie die Spannungsverstärkung aus der Übertragungskennlinie für den in Teilaufgabe c. berechneten Arbeitspunkt.
- e. Zeichnen Sie das Kleinsignalersatzschaltbild der Verstärkerschaltung für den Arbeitspunkt nach Teilaufgabe c. und berechnen Sie daraus die Spannungsverstärkung der Schaltung. Vergleichen Sie das Ergebnis mit dem Resultat aus Teilaufgabe d.
- f. Es sei weiterhin der in Teilaufgabe c. berechnete Arbeitspunkt (A-Betrieb) eingestellt. An den Eingang der Schaltung werde nun über einen Koppelkondensator eine Spannungsquelle  $U_e$  angeschlossen, die ein sinusförmiges Signal mit einer Amplitude von  $300 \text{ mV}$  liefert. Konstruieren Sie grafisch den Zeitverlauf der Ausgangsspannung  $U_a$ , wenn diese ebenfalls über einen Kondensator ausgekoppelt wird. Welchen Zweck erfüllen die Koppelkondensatoren?
- g. Stellen Sie nun den Arbeitspunkt der Schaltung durch geeignete Dimensionierung des Basisspannungsteilers so ein, dass die positive Halbwelle des Eingangssignals vollständig und die negative Halbwelle nicht übertragen wird. Wie wird diese Betriebsart genannt? Konstruieren Sie überschlägig den Verlauf der Ausgangsspannung, wenn die Amplitude des Eingangssignals  $1 \text{ V}$  beträgt.

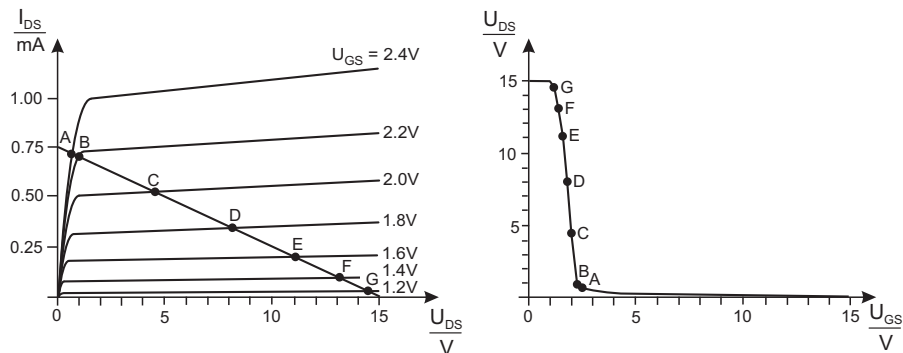
### Lösung zu a. Konstruktion der Übertragungskennlinie

Bei der gezeigten Verstärkerschaltung ist die Eingangsspannung  $U_e$  gleich der Gate-Source-Spannung  $U_{GS}$  und die Ausgangsspannung gleich der Drain-Source-Spannung  $U_{DS}$ . Die Übertragungskennlinie  $U_a = f(U_e)$  ist in diesem Fall also durch die Funktion  $U_{DS} = f(U_{GS})$  gegeben. Zur Konstruktion der Übertragungskennlinie gehen wir von folgenden Überlegungen aus. Zum einen ist der Strom  $I_{DS}$  durch den Transistor gleich dem Strom durch den Widerstand  $R_D$ . Zum anderen gilt für den Strom durch den Widerstand  $R_D$  der Zusammenhang  $I_{DS} = (U_B - U_{DS})/R_D$ . Diese lineare Beziehung können wir nun in das Ausgangskennlinienfeld einzeichnen, wobei zwei Punkte ausreichen, um



6.1.1

die entsprechende Gerade zu konstruieren. Dazu bestimmen wir beispielsweise den Strom durch den Widerstand  $R_D$  für den Fall  $U_{DS} = 0$  bzw.  $U_{DS} = U_B$ , was auf die beiden Werte  $I_{DS} = U_B/R_D = 0,75 \text{ mA}$  bzw.  $I_{DS} = 0$  führt. Die dadurch bestimmte Lastgerade ist in Abb. 6.2 (*links*) dargestellt. Da der Strom durch den Widerstand und den Transistor gleich groß ist, liefern die Schnittpunkte der Lastgeraden mit jeder einzelnen der Ausgangskennlinien für jeden Wert von  $U_{GS}$  den entsprechenden Wert des Stromes  $I_{DS}$  sowie der Spannung  $U_{DS}$ . Trägt man nun zu jedem Wert von  $U_{GS}$  den dazugehörigen Wert von  $U_{DS}$  in einem Diagramm auf, ergibt sich schließlich die gesuchte Übertragungskennlinie  $U_a = f(U_e)$ , wie in Abb. 6.2 (*rechts*) gezeigt ist.



**Abb. 6.2.** Aus dem Ausgangskennlinienfeld und der Lastgeraden (*links*) kann die Übertragungskennlinie des Verstärkers konstruiert werden (*rechts*)



S.m.i.L.E: 6.1\_Übertragungskennlinie



PSPice: 6\_UebertragungsKL

### Lösung zu b. Arbeitspunkt

Zur Arbeitspunktanalyse gehen wir von der in Abb. 6.3 dargestellten Gleichstromersatzschaltung der gegebenen Verstärkerschaltung aus.

Daraus lässt sich unmittelbar die Gate-Source-Spannung des MOSFET bestimmen, da der aus den Widerständen  $R_1$  und  $R_2$  bestehende Spannungsteiler unbelastet ist. Wir erhalten

$$U_{GS,A} = U_B \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 2,4 \text{ V} . \quad (6.1)$$

Der gesuchte Arbeitspunkt der Schaltung ist also durch den Schnittpunkt der Lastgeraden mit der Transistorkennlinie für  $U_{GS} = 2,4 \text{ V}$  gegeben (in Abb. 6.2, links, mit dem Buchstaben A gekennzeichnet). Aus dem Diagramm können die zugehörigen Zahlenwerte abgelesen werden. Wir erhalten

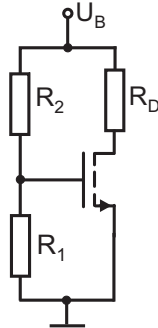


Abb. 6.3. Gleichstromersatzschaltbild der Verstärkerschaltung nach Abb. 6.1

$$U_{DS,A} \approx 0,7 \text{ V} \quad \text{und} \quad I_{DS,A} \approx 0,7 \text{ mA} . \quad (6.2)$$

Aus der Lage des Arbeitspunktes im Ausgangskennlinienfeld erkennt man, dass der Transistor für  $U_{GS} = 2,4 \text{ V}$  im Widerstandsbereich arbeitet. Dies ergibt sich auch aus der Ungleichung  $U_{GS,A} - U_{Th} > U_{DS,A}$ .



S.m.i.L.E: 6.1.BJT-Verstärker



PSpice: 6\_Arbeitspunkt

### Lösung zu c. Arbeitspunkt für A-Betrieb



6.1.2

Der in Teilaufgabe b. ermittelte Arbeitspunkt (in der Übertragungskennlinie mit dem Buchstaben A gekennzeichnet) ist für den A-Betrieb ungeeignet, da er nicht in der Mitte des aussteuerbaren Bereiches der Übertragungskennlinie liegt und daher eine gleichmäßige Aussteuerung mit einem Wechselsignal nicht möglich ist. Zudem ist die Steigung der Übertragungskennlinie in diesem Punkt sehr gering, so dass sich nur eine geringe Spannungsverstärkung ergibt.

Bei der Wahl eines geeigneten Arbeitspunktes für den A-Betrieb sind mehrere Faktoren zu berücksichtigen: Um den Arbeitspunkt herum sollte eine gleichmäßige und lineare Aussteuerung sowohl für die positive als auch für die negative Halbwelle des Eingangssignals möglich sein. Weiterhin sollte die Steigung der Übertragungskennlinie im Arbeitspunkt möglichst groß sein, um eine hohe Verstärkung der Eingangsspannung zu erreichen. Gleichzeitig sollte der Ruhestrom  $I_{DS,A}$  möglichst gering sein, um die Verlustleistung zu minimieren und somit einen hohen Wirkungsgrad zu gewährleisten.

Unter Berücksichtigung der zuvor genannten Faktoren wählen wir als Kompromiss den in Abb. 6.2 mit D gekennzeichneten Punkt ( $U_{DS,A} \approx 8 \text{ V}$  und  $I_{DS,A} \approx 0,35 \text{ mA}$ ) als neuen Arbeitspunkt. Dem Ausgangskennlinienfeld kann entnommen werden, dass für diesen Arbeitspunkt eine Gate-Source-Spannung von

$$U_{GS,A} = 1,8 \text{ V} = U_B \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (6.3)$$

erforderlich ist. Durch Umstellen von (6.3) und Einsetzen der gegebenen Zahlenwerte erhalten wir das zur Einstellung dieses Arbeitspunktes erforderliche Widerstandsverhältnis des Eingangsspannungsteilers. Es ergibt sich ein Wert von

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{3}{22}. \quad (6.4)$$

Da diese Beziehung lediglich das Widerstandsverhältnis festlegt, kann das Widerstandsniveau des Spannungsteilers prinzipiell beliebig gewählt werden. Allerdings sollten die Widerstände nicht zu niederohmig sein, da ansonsten ein sehr großer Querstrom durch den Spannungsteiler fließen würde. Stehen Widerstände mit Nennwerten aus der Normreihe E24 (s. Tabelle 13.3 im Anhang) zur Verfügung, so lässt sich das geforderte Widerstandsverhältnis z.B. durch  $R_1 = 150 \text{ k}\Omega$  und  $R_2 = 1,1 \text{ M}\Omega$  einstellen.



S.m.i.L.E: 6.1-Arbeitspunkt

#### Lösung zu d. Übertragungskennlinie, Spannungsverstärkung

Die Spannungsverstärkung einer Schaltung ist definiert als die Änderung der Ausgangsspannung bezogen auf die Änderung der Eingangsspannung und ist damit gleich der Steigung der Übertragungskennlinie. Da die Spannungsänderungen um den eingestellten Arbeitspunkt herum erfolgen, muss die Steigung im entsprechenden Arbeitspunkt bestimmt werden. Mit dem im Aufgabenteil c. bestimmten Wert der Gate-Source-Spannung im Arbeitspunkt von  $U_{GS,A} = 1,8 \text{ V}$  ergeben sich die in Abb. 6.4 gezeigten Verhältnisse. Ablesen ergibt eine Verstärkung von

$$\begin{aligned} A_u &= -\frac{\Delta U_{DS}}{\Delta U_{GS}} \approx -\frac{6 \text{ V}}{0,4 \text{ V}} \\ &= -15. \end{aligned} \quad (6.5)$$

Dabei bedeutet das negative Vorzeichen, dass bei einer Erhöhung der Eingangsspannung die Ausgangsspannung abnimmt; Ein- und Ausgangssignal haben also eine Phasendrehung von  $180^\circ$  zueinander.

#### Lösung zu e. Kleinsignalersatzschaltbild, Spannungsverstärkung

Zur Bestimmung des Kleinsignalersatzschaltbildes der Verstärkerschaltung bestimmen wir zunächst deren Wechselstromersatzschaltbild durch Kurzschließen der Kapazitäten und der Gleichspannungsquelle, was auf die in Abb. 6.5 gezeigte Schaltung führt.

Die Kleinsignalersatzschaltung ergibt sich dann, indem der MOSFET durch sein Kleinsignalersatzschaltbild (s. Abb. 4.7) ersetzt wird, so dass sich



6.1.1



6.4.1

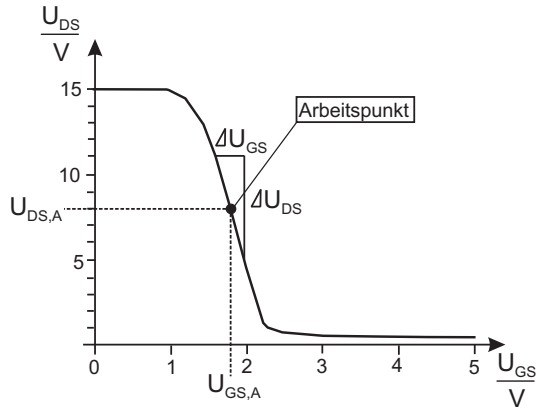


Abb. 6.4. Die Spannungsverstärkung ist gleich der Steigung der Übertragungskennlinie im Arbeitspunkt

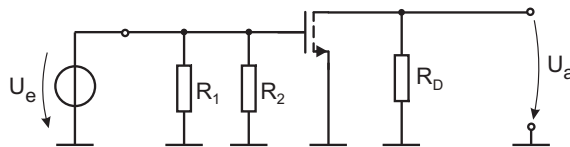


Abb. 6.5. Wechselstromersatzschaltbild der Verstärkerschaltung nach Abb. 6.1

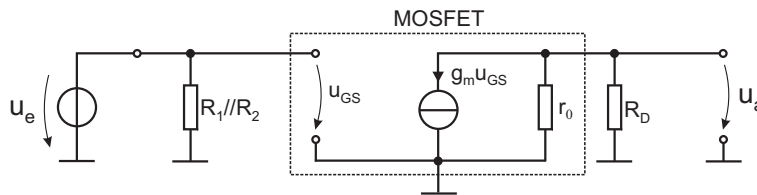


Abb. 6.6. Kleinsignalersatzschaltbild der Verstärkerschaltung nach Abb. 6.1

schließlich die in Abb. 6.6 gezeigte Schaltung ergibt. Die parasitären Kapazitäten des MOSFET wurden dabei nicht mit berücksichtigt, weil an dieser Stelle die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung nicht von Interesse ist.

Für die weitere Berechnung benötigen wir die Netzwerkelemente der Kleinsignalersatzschaltung, die im Folgenden für den gegebenen Arbeitspunkt bestimmt werden.

Der Ausgangswiderstand  $r_0$  des MOSFET ist gleich dem Kehrwert der Steigung der Ausgangskennlinie im Arbeitspunkt. Da jedoch der Parameter  $\lambda$  gegeben ist, kann  $r_0$  auch auf einfache Weise mittels (4.11) berechnet werden. Mit  $U_{DS,A} = 8\text{ V}$ ,  $I_{DS,A} = 0,35\text{ mA}$  und  $\lambda = 0,01\text{ V}^{-1}$  erhalten wir

$$r_0 = \frac{U_{DS,A} + 1/\lambda}{I_{DS,A}} = 309\text{ k}\Omega . \tag{6.6}$$

Die Steilheit  $g_m$  des MOSFET wird mittels (4.10) bestimmt. Mit  $\beta_n = 1 \text{ mAV}^{-2}$  ergibt sich

$$g_m = \sqrt{2I_{DS,A}\beta_n(1 + \lambda U_{DS,A})} = 870 \mu\text{S}. \quad (6.7)$$

Die Spannungsverstärkung der Schaltung kann nun durch Analyse der Schaltung nach Abb. 6.6 bestimmt werden. Im Ausgangskreis erhalten wir zunächst die Beziehung

$$u_a = -g_m u_{GS}(R_D // r_0), \quad (6.8)$$

wobei das Formelzeichen  $//$  zur Kennzeichnung der Parallelschaltung verwendet wurde. Wegen  $u_{GS} = u_e$  folgt schließlich für die Spannungsverstärkung der Schaltung

$$\begin{aligned} A_u &= \frac{u_a}{u_e} = -g_m(R_D // r_0) = -870 \mu\text{S}(20 \text{ k}\Omega // 309 \text{ k}\Omega) \\ &= -16,3, \end{aligned} \quad (6.9)$$

in guter Übereinstimmung mit dem in Teilaufgabe d. auf grafischem Wege bestimmten Wert.

### Lösung zu f. A-Betrieb, Konstruktion der Spannungsverläufe

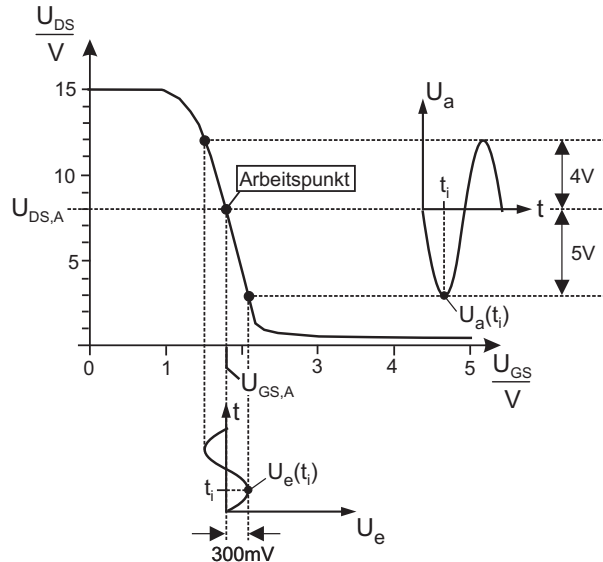
Durch das Anschließen einer Signalquelle über einen Kondensator an den Eingang der Verstärkerschaltung überlagert sich die Signalspannung  $U_e$  mit der im Arbeitspunkt eingestellten Spannung  $U_{GS,A}$ , so dass

$$U_{GS} = U_{GS,A} + U_e \quad (6.10)$$

gilt. Der Koppelkondensator dient dabei der gleichstrommäßigen Trennung der Verstärkerschaltung und der Signalquelle, so dass diese gleichspannungsfrei sein kann. Durch die Signalquelle erfolgt also eine Änderung der Spannung  $U_{GS}$  um den Arbeitspunkt herum und damit auch eine entsprechende Änderung der Ausgangsspannung, wobei diese ebenfalls über einen Kondensator ausgekoppelt wird, so dass auch die Ausgangsspannung gleichspannungsfrei ist. Die Spannungsänderungen können bei gegebenem Verlauf der Eingangsspannung  $U_e(t)$  auf einfache Weise mit Hilfe der Übertragungskennlinie konstruiert werden (Abb. 6.7).

Dazu markieren wir zunächst den Arbeitspunkt ( $U_{GS,A}$ ;  $U_{DS,A}$ ) auf der Übertragungskennlinie. Anschließend wird, entsprechend dem Zeitverlauf der Eingangsspannung, um den Arbeitspunkt herum angesteuert. Dabei wird zu unterschiedlichen Zeitpunkten für den jeweiligen Wert der Eingangsspannung  $U_e$  mittels der Übertragungskennlinie der zugehörige Wert der Ausgangsspannung  $U_a$  bestimmt und auf diese Weise der Zeitverlauf der Ausgangsspannung konstruiert.





**Abb. 6.7.** Überschlägige Konstruktion des Zeitverlaufes der Ausgangsspannung mit Hilfe der Übertragungskennlinie (A-Betrieb)

In Abb. 6.7 ist die Phasendrehung von  $180^\circ$  zwischen der Eingangs- und der Ausgangsspannung deutlich zu erkennen, d.h. eine positive Halbwellen am Eingang führt zu einer negativen Halbwellen am Ausgang und umgekehrt. Ebenfalls ist zu erkennen, dass das Ausgangssignal leicht verzerrt ist. So hat die negative Halbwellen am Ausgang eine größere Amplitude (5 V) als die positive (4 V), obwohl beide Halbwellen der Eingangsspannung die gleiche Amplitude (300 mV) besitzen. Dies ist damit zu erklären, dass die Übertragungskennlinie im unteren Teil des Aussteuerbereiches insgesamt etwas steiler verläuft als im oberen, wodurch die beiden Halbwellen des Eingangssignals eine unterschiedliche Verstärkung erfahren. Für die positive Halbwellen des Eingangssignals ergibt sich eine Verstärkung von etwa  $-5 \text{ V} / + 300 \text{ mV} = -16,7$ , für die negative Halbwellen hingegen eine Verstärkung von etwa  $+4 \text{ V} / - 300 \text{ mV} = -13,3$ , so dass sich im Mittel eine Verstärkung von  $-15$  ergibt (in guter Übereinstimmung mit den Resultaten der vorangegangenen Teilaufgaben).



S.m.i.L.E: 6.1\_Arbeitspunkt



PSpice: 6\_A-Betrieb

### Lösung zu g. AB-Betrieb, Konstruktion der Spannungsverläufe

Wird die Gate-Source-Spannung des MOSFET im Arbeitspunkt gleich der Einsatzspannung gewählt

$$U_{GS,A} = U_{Th} = 1,0 \text{ V} = U_B \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad (6.11)$$

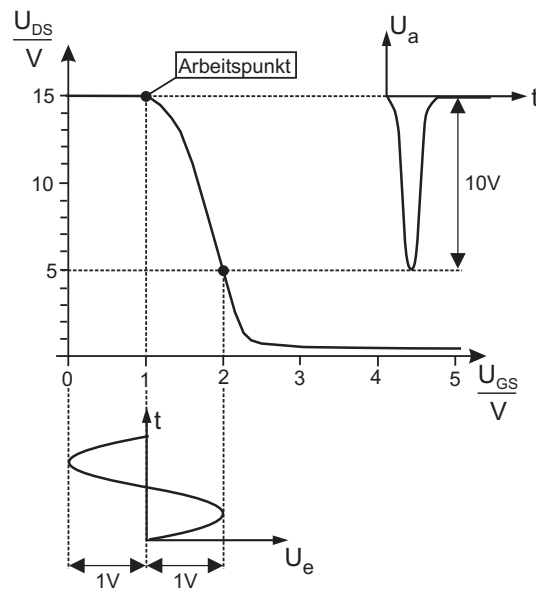


so wird die positive Halbwelle des Eingangssignals wegen  $U_{GS} > U_{Th}$  vollständig und die negative Halbwelle wegen  $U_{GS} < U_{Th}$  nicht übertragen. Diese Betriebsart wird AB-Betrieb genannt. Durch Umstellen von (6.11) und Einsetzen der gegebenen Zahlenwerte erhält man das dafür erforderliche Widerstandsverhältnis

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{1}{14} . \quad (6.12)$$

Stehen Widerstände mit Nennwerten aus der Normreihe E24 zur Verfügung, so lässt sich das Widerstandsverhältnis z.B. durch  $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$  und  $R_2 = 1,4 \text{ M}\Omega$  einstellen.

Da im AB-Betrieb auch in dem stark nichtlinearen Bereich der Übertragungskennlinie angesteuert wird, ergibt sich ein stark verzerrtes Ausgangssignal, insbesondere für kleine Eingangsspannungen, wie aus Abb. 6.8 ersichtlich wird.



**Abb. 6.8.** Überschlägige Konstruktion des Zeitverlaufes der Ausgangsspannung mit Hilfe der Übertragungskennlinie (AB-Betrieb)



PSpice: 6\_AB-Betrieb



6.1.2

## 6.2 Arbeitspunkteinstellung mit 4-Widerstandsnetzwerk

### Aufgabenstellung

Gegeben sei die in Abb. 6.9 gezeigte Verstärkerschaltung mit 4-Widerstandsnetzwerk. Die Betriebsspannung sei  $U_B = 18\text{ V}$  und die Stromverstärkung des Transistors betrage  $B_N = 150$ .

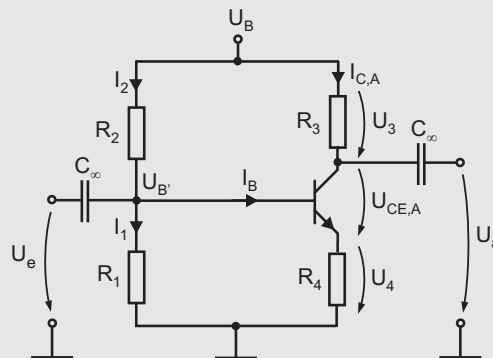


Abb. 6.9. Verstärkerschaltung mit 4-Widerstandsnetzwerk

- Beschreiben Sie die Funktion der vier Widerstände  $R_1$  bis  $R_4$ .
- Dimensionieren Sie die Schaltung so, dass sich ein Arbeitspunkt von  $I_{C,A} = 4\text{ mA}$  und  $U_{CE,A} = 8\text{ V}$  einstellt.
- Ersetzen Sie die berechneten Widerstandswerte durch geeignete Werte aus der Normreihe E12 (s. Tabelle 13.2 im Anhang). Welcher Arbeitspunkt stellt sich nun ein?

### Lösung zu a. Funktion der Widerstände $R_1$ bis $R_4$



6.2.1

Die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  bilden den sog. Basisspannungsteiler, mit dem die Basisspannung  $U_{B'}$  eingestellt wird. Sind die Ströme durch die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  groß gegenüber dem Basisstrom  $I_B$ , so kann der Basisspannungsteiler als unbelastet und somit die Spannung  $U_{B'}$  als konstant angenommen werden.

Der Kollektorzweiger  $R_3$  dient als Lastwiderstand der Schaltung. Wird am Eingang der Schaltung die Spannung  $U_e$  erhöht, so erhöht sich auch die Basis-Emitter-Spannung des Transistors und damit der Kollektorstrom. Die Änderung des Kollektorstromes bewirkt dann eine entsprechende Änderung der Spannung über dem Lastwiderstand  $R_3$  und damit der Ausgangsspannung.

Die Größe des Lastwiderstandes beeinflusst somit gleichzeitig die Ausgangsspannung der Schaltung im Arbeitspunkt und die Spannungsverstärkung.

Die Größe des Widerstandes  $R_4$  bestimmt die Größe des Kollektorstromes, da über  $R_4$  die mittels der Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  eingestellte Spannung  $U_{B'}$ , vermindert um die Basis-Emitter-Spannung von etwa  $0,7\text{ V}$ , abfällt. Gleichzeitig wirkt  $R_4$  stabilisierend auf den Arbeitspunkt. Erhöht sich beispielsweise der Kollektorstrom  $I_C$  durch Temperaturerhöhung um den Betrag  $\Delta I_C$ , so steigt der Emitterstrom  $I_E$  näherungsweise um den gleichen Betrag an. Dadurch kommt es zu einem Anstieg der Spannung  $U_4$  über dem Emitterwiderstand. Da die Spannung  $U_{B'}$  durch den Basisspannungsteiler konstant gehalten wird, hat der Anstieg von  $U_4$  eine Verringerung der Basis-Emitter-Spannung des Transistors zur Folge. Dies führt zu einer Verringerung des Basisstromes, was wiederum dem Anstieg des Kollektorstromes entgegenwirkt. Das Wegdriften des Arbeitspunktes aufgrund der Temperaturerhöhung wird durch den beschriebenen Gegenkopplungsmechanismus somit verhindert, der Arbeitspunkt bleibt weitgehend stabil.

Durch die Gegenkopplung mittels  $R_4$  wird jedoch auch die Verstärkung der Schaltung deutlich verringert. Ist dies nicht erwünscht, kann parallel zu  $R_4$  ein Kondensator geschaltet werden, so dass der Widerstand nur für sehr niederfrequente Vorgänge (z.B. Temperaturänderungen) wirksam ist, für höhere Frequenzen (z.B. Audiosignale) hingegen quasi kurzgeschlossen ist.



6.4.2

### Lösung zu b. Schaltungsdimensionierung

Bei der Dimensionierung der Schaltung beginnen wir zweckmäßigerweise mit dem Widerstand  $R_4$ . Da in der Aufgabenstellung keine anderen Angaben gemacht sind, wählen wir die über diesem Widerstand abfallende Spannung gemäß dem Lehrbuch, Abschn. 6.2.1 zu

$$U_4 = 1\text{ V} . \quad (6.13)$$

Aufgrund der großen Stromverstärkung des Transistors ist  $-I_E \approx I_C$  und somit ergibt sich aus dem gegebenen Wert des Kollektorstromes im Arbeitspunkt für den Emitterwiderstand

$$\begin{aligned} R_4 &= \frac{U_4}{-I_{E,A}} \approx \frac{U_4}{I_{C,A}} \\ &= 250\ \Omega . \end{aligned} \quad (6.14)$$

Mit dem ebenfalls gegebenen Wert der Kollektor-Emitter-Spannung im Arbeitspunkt ergibt sich damit für die Spannung über dem Kollektorwiderstand

$$U_3 = U_B - U_4 - U_{CE,A} = 18\text{ V} - 1\text{ V} - 8\text{ V} = 9\text{ V} . \quad (6.15)$$

Damit können wir den Kollektorwiderstand berechnen und erhalten

$$\begin{aligned}
 R_3 &= \frac{U_3}{I_{C,A}} \\
 &= 2,25 \text{ k}\Omega .
 \end{aligned}
 \tag{6.16}$$

Zur Dimensionierung des Basisspannungsteilers wenden wir die Regel an, dass die Ströme  $I_1$  und  $I_2$  etwa um den Faktor 10 größer sein sollen als der Basisstrom, damit der Spannungsteiler näherungsweise unbelastet ist. Mit  $I_{B,A} = I_{C,A}/B_N = 26,7 \mu\text{A}$  erhalten wir somit für die Ströme durch die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$

$$I_1 = I_2 = 10I_{B,A} = 267 \mu\text{A} . \tag{6.17}$$

Der Spannungsabfall über dem Widerstand  $R_1$  ergibt sich aus dem bereits festgelegten Wert von  $U_4$  und der Basis-Emitter-Spannung des Transistors, die wir mit  $U_{BE,A} \approx 0,7 \text{ V}$  annähern. Die Masche im Basis-Emitter-Kreis liefert dann

$$\begin{aligned}
 R_1 &= \frac{U_{BE,A} + U_4}{I_1} \\
 &= 6,37 \text{ k}\Omega .
 \end{aligned}
 \tag{6.18}$$

Für den Widerstand  $R_2$  erhalten wir unter Vernachlässigung des Basisstromes mit  $I_2 = U_B/(R_1 + R_2)$

$$\begin{aligned}
 R_2 &= \frac{U_B}{I_2} - R_1 \\
 &= 61 \text{ k}\Omega .
 \end{aligned}
 \tag{6.19}$$

### Lösung zu c. Arbeitspunktberechnung

Die in Teilaufgabe b. berechneten Widerstandswerte werden durch geeignete Werte aus der Normreihe E12 ersetzt:  $R_1 = 6,8 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 56 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 2,2 \text{ k}\Omega$  und  $R_4 = 270 \Omega$ . Bei Vernachlässigung des Basisstromes gilt dann

$$U_{B'} = U_B \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 18 \text{ V} \frac{6,8 \text{ k}\Omega}{6,8 \text{ k}\Omega + 56 \text{ k}\Omega} = 1,95 \text{ V} . \tag{6.20}$$

Mit  $U_{BE,A} \approx 0,7 \text{ V}$  ergibt sich für die Spannung über dem Emitterwiderstand

$$U_4 = U_{B'} - U_{BE,A} = 1,25 \text{ V} . \tag{6.21}$$

Daraus folgt schließlich für den Kollektorstrom im Arbeitspunkt

$$\begin{aligned}
 I_{C,A} &\approx -I_{E,A} = \frac{U_4}{R_4} = \frac{1,25 \text{ V}}{270 \Omega} \\
 &= 4,63 \text{ mA} .
 \end{aligned}
 \tag{6.22}$$

Für die Kollektor-Emitter-Spannung erhalten wir

$$\begin{aligned}
 U_{CE,A} &= U_B - I_{C,A}R_3 + I_{E,A}R_4 \approx U_B - I_{C,A}(R_3 + R_4) \\
 &= 6,56 \text{ V} .
 \end{aligned}
 \tag{6.23}$$

Der sich durch die Verwendung von Widerstandswerten aus der Normreihe E12 ergebende Arbeitspunkt weicht somit nicht unwesentlich von den in der Aufgabenstellung geforderten Werten ( $I_{C,A} = 4,0 \text{ mA}$ ,  $U_{CE,A} = 8,0 \text{ V}$ ) ab.



PSpice: 6.4-Widerstandsnetzwerk

In Tabelle 6.1 sind die Ergebnisse der Arbeitspunktberechnung und der PSpice-Simulation einander gegenübergestellt. Die Unterschiede sind in erster Linie darauf zurückzuführen, dass bei der Berechnung von einem unbelasteten Basisspannungsteiler ausgegangen wurde, während bei der Simulation die Belastung des Spannungsteilers durch den Basisstrom mit berücksichtigt wurde, was zu geringeren Spannungen  $U_{B'}$  und  $U_4$ , und somit auch zu einem geringeren Kollektorstrom  $I_{C,A}$  und zu einer größeren Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE,A}$  führt.

**Tabelle 6.1.** Gegenüberstellung der Ergebnisse aus Simulation und Berechnung

	PSpice-Simulation	Berechnung
$U_{B'}$	1,80 V	1,95 V
$U_4$	1,10 V	1,25 V
$I_{C,A}$	4,06 mA	4,63 mA
$U_{CE,A}$	7,98 V	6,56 V

### 6.3 Stromspiegel mit npn-Bipolartransistoren

#### Aufgabenstellung

Gegeben sei die in Abb. 6.10 gezeigte Stromspiegelschaltung, mit der ein nahezu konstanter Strom  $I_0$  durch den Transistor  $T_2$  eingestellt werden kann. Beide Transistoren weisen die gleiche Early-Spannung  $U_{AN}$  und die gleiche Stromverstärkung  $B_N$  auf. Die Transfersättigungsströme  $I_{S1}$  und  $I_{S2}$  der beiden Transistoren seien zunächst beliebig. Die Spannung  $U_{B-}$  sei gleich  $-10 \text{ V}$ .

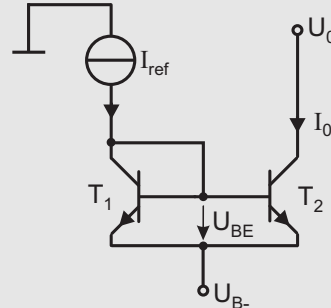


Abb. 6.10. Stromspiegelschaltung mit npn-Bipolartransistoren

- Bestimmen Sie aus der Schaltung und den Transistorgleichungen die Beziehung zwischen dem Strom  $I_0$  und dem Referenzstrom  $I_{ref}$  in Abhängigkeit von  $I_{S1}$  und  $I_{S2}$ ,  $B_N$ ,  $U_{AN}$  sowie der Basis-Kollektor-Spannung  $U_{BC,2}$ , wenn die Spannung  $U_0$  so groß ist, dass der Transistor  $T_2$  im normalen Verstärkerbetrieb arbeitet. Berücksichtigen Sie hierbei, dass in diesem Fall die Basisströme der beiden Transistoren nicht vernachlässigt werden dürfen und dass für die Basis-Emitter-Spannungen auch nicht die Näherung  $U_{BE} \approx 0,7\text{V}$  verwendet werden darf.
- Wie vereinfacht sich die in Teilaufgabe a. gefundene Beziehung für sehr große Werte von  $B_N$ ?
- Stellen Sie mit Hilfe der in Teilaufgabe b. ermittelten Beziehung den Strom  $I_0$  in Abhängigkeit von der Spannung  $U_0$  dar. Vernachlässigen Sie hierbei die Basis-Emitter-Spannung  $U_{BE}$  gegenüber der betragsmäßig großen Spannung  $U_{B-}$ .
- Skizzieren Sie den Verlauf  $I_0 = f(U_0)$  für  $I_{ref} = 1\text{mA}$ ,  $U_{AN} = 75\text{V}$  und  $I_{S1} = I_{S2}$ .
- Welche Vorteile bringt die Verwendung eines Stromspiegels bei der Arbeitspunkteinstellung gegenüber einem Widerstandsnetzwerk?

### Lösung zu a. Berechnung des Stromes $I_0$

Aus der Schaltung in Abb. 6.10 ergibt sich, dass der Transistor  $T_1$  stets im normalen Verstärkerbetrieb arbeitet, da der Basis-Kollektor-Übergang wegen  $U_{BC} = 0\text{V}$  nicht in Durchlassrichtung gelangen kann. Da der Strom  $I_{ref}$  in den linken Zweig der Schaltung eingeprägt ist, stellt sich damit eine Basis-Emitter-Spannung  $U_{BE}$  ein, die gleichzeitig an dem Transistor  $T_2$  anliegt.

Dieser arbeitet ebenfalls im normalen Verstärkerbetrieb, da gemäß Aufgabenstellung die Spannung  $U_0$  zunächst hinreichend groß ist.

Zur Bestimmung des Stromes in dem rechten Zweig der Schaltung ergibt sich zunächst aus der Knotengleichung

$$I_{ref} = I_{C,1} + I_{B,1} + I_{B,2} = I_{C,1} + \frac{I_{C,1}}{B_N} + \frac{I_{C,2}}{B_N}. \quad (6.24)$$

Unter Berücksichtigung des Early-Effektes lässt sich der Kollektorstrom von  $T_2$  mit Hilfe von (3.3) berechnen und wir erhalten

$$I_{C,2} = I_{S2} \left[ \exp\left(\frac{q}{kT} U_{BE}\right) - 1 \right] \left( 1 - \frac{U_{BC,2}}{U_{AN}} \right). \quad (6.25)$$

Durch Umstellen und mit  $I_{C,2} = I_0$  erhält man den Ausdruck

$$\exp\left(\frac{q}{kT} U_{BE}\right) - 1 = \frac{I_0}{I_{S2}} \left( 1 - \frac{U_{BC,2}}{U_{AN}} \right)^{-1}. \quad (6.26)$$

Der Kollektorstrom von  $T_1$  berechnet sich auf die gleiche Weise wie  $I_{C,2}$ . Wegen  $U_{BC,1} = 0$  tritt der Early-Effekt jedoch nicht auf und wir erhalten den vereinfachten Ausdruck

$$I_{C,1} = I_{S1} \left[ \exp\left(\frac{q}{kT} U_{BE}\right) - 1 \right]. \quad (6.27)$$

Durch Einsetzen von (6.25) und (6.27) in (6.24) ergibt sich

$$I_{ref} = \left[ \exp\left(\frac{q}{kT} U_{BE}\right) - 1 \right] \left[ I_{S1} \left( 1 + \frac{1}{B_N} \right) + \frac{I_{S2}}{B_N} \left( 1 - \frac{U_{BC,2}}{U_{AN}} \right) \right]. \quad (6.28)$$

Mit (6.26) erhalten wir daraus schließlich nach einigen Umformungen die gesuchte Beziehung

$$I_0 = I_{ref} \frac{I_{S2} \left( 1 - \frac{U_{BC,2}}{U_{AN}} \right)}{I_{S1} \left( 1 + \frac{1}{B_N} \right) + \frac{I_{S2}}{B_N} \left( 1 - \frac{U_{BC,2}}{U_{AN}} \right)}. \quad (6.29)$$

### Lösung zu b. Näherung für sehr große Werte von $B_N$

Für  $B_N \rightarrow \infty$  vereinfacht sich die abgeleitete Beziehung (6.29) zu

$$I_0 = I_{ref} \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \left( 1 - \frac{U_{BC,2}}{U_{AN}} \right). \quad (6.30)$$

Sind also die Stromverstärkungen der Transistoren hinreichend groß, so hängt das Verhältnis der Ströme durch die beiden Zweige der Schaltung lediglich



6.3.1  
3.2.5

von dem Verhältnis der Transfersättigungsströme der Transistoren und der am Transistor  $T_2$  anliegenden Basis-Kollektor-Spannung ab. Letztere bewirkt dabei den Early-Effekt, der mit zunehmender Basis-Kollektor Sperrspannung von  $T_2$  zu einem größer werdendem Strom  $I_0$  führt. Vernachlässigt man diesen Einfluss, ergibt sich zwischen den Strömen  $I_{ref}$  und  $I_0$  der sehr einfache Zusammenhang

$$I_0 = I_{ref} \frac{I_{S2}}{I_{S1}}. \quad (6.31)$$

### Lösung zu c. Abhängigkeit des Stromes $I_0$ von der Spannung $U_0$

Die Abhängigkeit des Stromes  $I_0$  von der Spannung  $U_0$  erhalten wir, wenn wir in der abgeleiteten Beziehung (6.30) die Spannung  $U_{BC}$  durch  $U_0$  ausdrücken. Der entsprechende Zusammenhang ergibt sich direkt aus der Schaltung in Abb. 6.10. Wir erhalten

$$U_{BC,2} = U_{BE} + U_{B-} - U_0. \quad (6.32)$$

Unter der Voraussetzung, dass  $U_0$  deutlich größer ist als  $U_{B-}$ , können wir die Basis-Emitter-Spannung in dem Ausdruck vernachlässigen, d.h. es gilt

$$U_{BC,2} \approx U_{B-} - U_0. \quad (6.33)$$

Durch Einsetzen von (6.33) in (6.30) erhalten wir schließlich

$$I_0 = I_{ref} \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \left( 1 + \frac{U_0 - U_{B-}}{U_{AN}} \right) \quad (6.34)$$

in Analogie zu dem Lehrbuch, Abschn. 6.3.1. Diese Beziehung gilt nach den getroffenen Annahmen unter der Voraussetzung, dass die Spannung  $U_0$  groß genug ist, damit der Transistor  $T_2$  im normalen Verstärkerbetrieb arbeitet.

### Lösung zu d. Skizze des Verlaufes $I_0 = f(U_0)$

Mit  $I_{ref} = 1 \text{ mA}$ ,  $U_{AN} = 75 \text{ V}$  und  $I_{S1} = I_{S2}$  sowie  $U_{B-} = -10 \text{ V}$  erhalten wir aus (6.34) die Beziehung

$$I_0 = 1 \text{ mA} \left( 1 + \frac{U_0 + 10 \text{ V}}{75 \text{ V}} \right) = 1,133 \text{ mA} + \frac{U_0}{75 \text{ k}\Omega}. \quad (6.35)$$

Diese Gleichung beschreibt eine Gerade mit der Steigung

$$\frac{dI_0}{dU_0} = \frac{1}{r_0} = \frac{1}{75 \text{ k}\Omega}, \quad (6.36)$$

wobei der differentielle Widerstand  $r_0$  der Ausgangswiderstand des Transistors  $T_2$  ist. Nähert sich die Spannung  $U_0$  jedoch der Spannung  $U_{B-} = -10 \text{ V}$ , so



gelangt der Basis-Kollektor-Übergang von  $T_2$  in Durchlasspolung und  $T_2$  geht in den Sättigungsbetrieb. Dies tritt etwa bei der Spannung  $U_0 = U_{B-} + U_{BE}$  auf, d.h. bei einer Spannung von etwa  $U_0 = -9,3\text{ V}$ . Für kleinere Spannungen fällt der Strom  $I_0$  dann stark ab und die abgeleitete Beziehung (6.35) verliert ihre Gültigkeit. An der Stelle  $U_0 = -10\text{ V}$  ist die Kollektor-Emitter-Spannung über dem Transistor  $T_2$  dann null und der Strom durch den Transistor verschwindet ganz. Trägt man den Strom  $I_0$  über der Spannung  $U_0$  auf, so ergibt sich der in Abb. 6.11 gezeigte Verlauf.

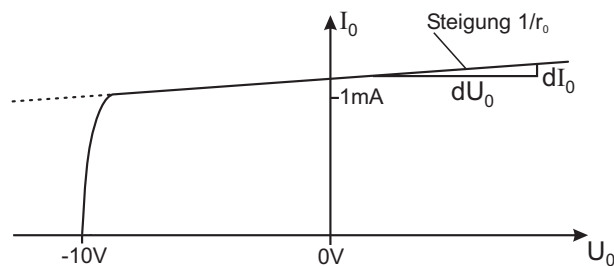


Abb. 6.11. Ausgangskennlinie des Stromspiegels nach Abb. 6.10



PSpice: 6\_npn-Stromspiegel

### Lösung zu e. Stromspiegel vs. Widerstandsnetzwerk

Da Stromspiegel aus Transistoren aufgebaut sind, kann bei der Verwendung von Stromspiegeln zur Arbeitspunkteinstellung auf Widerstände verzichtet werden. Dies ist insbesondere bei integrierten Schaltungen von Bedeutung, da sich Widerstände in integrierten Schaltungen nur ungenau dimensionieren lassen und zudem viel Platz beanspruchen.

Ein weiterer Vorteil ist, dass sich durch den Einsatz von Stromspiegeln zur Arbeitspunkteinstellung höhere Verstärkungen erreichen lassen als bei der Verwendung eines Widerstandsnetzwerkes. Dies liegt darin begründet, dass die Spannungsverstärkung bei einer Emitterschaltung näherungsweise gleich dem Produkt aus der Steilheit und der Last des Transistors ist (vgl. Lehrbuch, Abschn. 6.4.2). Dieses Produkt kann jedoch nicht beliebig groß werden, da eine größere Steilheit des Transistors einen höheren Kollektorruehestrom bedingt und das Produkt aus Kollektorruehestrom und Kollektorwiderstand, d.h. der Spannungsabfall über dem Kollektorwiderstand, nicht größer werden kann als die Betriebsspannung. Mit einem Stromspiegel hingegen kann der Ruhestrom durch eine Verstärkerschaltung praktisch beliebig eingestellt werden; gleichzeitig besitzt der Stromspiegel einen hohen Ausgangswiderstand, der bei der Schaltung nach Abb. 6.10 allein durch den Ausgangswiderstand des Transistors  $T_2$  gegeben ist.



6.4.4

## 6.4 Verstärker mit npn-Bipolartransistor

### Aufgabenstellung

Gegeben sei die in Abb. 6.12 gezeigte Verstärkerschaltung mit den Betriebsspannungen  $U_{B+} = 5\text{ V}$  und  $U_{B-} = -5\text{ V}$ . Folgende Daten seien bekannt:

- Transistor:  $\beta_N = 130$ ,  $U_{AN} = 75\text{ V}$ .
- Widerstände:  $R_e = 330\ \Omega$ ,  $R_1 = 240\text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 10\text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 16\text{ k}\Omega$  sowie  $R_a = 220\text{ k}\Omega$ .
- Die Kapazitäten  $C_1 = C_2 = C_3$  seien hinreichend groß, so dass ihre Wirkung auf das Übertragungsverhalten vernachlässigt werden kann.
- Die parasitären Kapazitäten des Transistors seien vernachlässigbar.

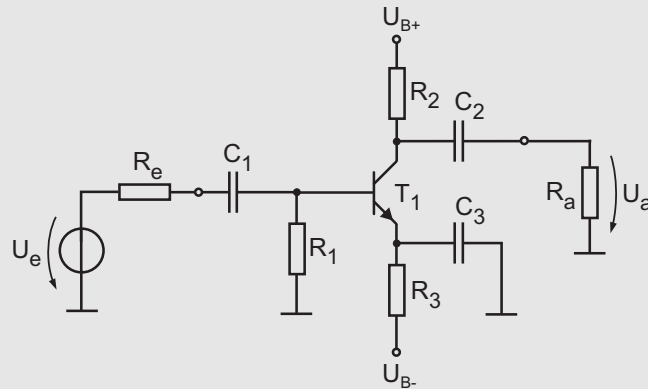
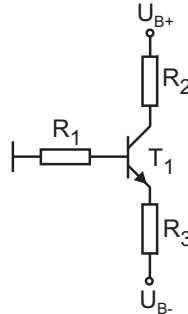


Abb. 6.12. Verstärkerschaltung mit npn-Bipolartransistor

- Zeichnen Sie die Gleichstromersatzschaltung der Verstärkerschaltung und berechnen Sie den Arbeitspunkt unter Vernachlässigung des Early-Effektes.
- Geben Sie das Kleinsignalersatzschaltbild der Verstärkerschaltung an und berechnen Sie die Spannungsverstärkung.
- Bestimmen Sie den Ein- und Ausgangswiderstand der Schaltung.

### Lösung zu a. Gleichstromersatzschaltung, Arbeitspunkt

Die Gleichstromersatzschaltung ergibt sich aus der Betrachtung der Schaltung nach Abb. 6.12 für den Gleichstromfall. Die Kapazitäten können in diesem Fall durch Leerläufe ersetzt werden und wir erhalten die in Abb. 6.13 gezeigte



**Abb. 6.13.** Gleichstromersatzschaltbild der Verstärkerschaltung nach Abb. 6.12

Schaltung. Aus der Masche im Eingangskreis der Gleichstromersatzschaltung ergibt sich

$$I_{B,A}R_1 + U_{BE,A} - I_{E,A}R_3 + U_{B-} = 0. \quad (6.37)$$

Daraus erhalten wir mit  $I_E = -(B_N + 1)I_B$

$$I_{B,A} = -\frac{U_{B-} + U_{BE,A}}{R_1 + (B_N + 1)R_3}. \quad (6.38)$$

Wegen (3.10) ist  $B_N \approx \beta_N = 130$  und mit  $U_{BE,A} \approx 0,7\text{ V}$  ergibt sich schließlich

$$\begin{aligned} I_{B,A} &= -\frac{-5\text{ V} + 0,7\text{ V}}{240\text{ k}\Omega + (130 + 1)16\text{ k}\Omega} \\ &= 1,84\ \mu\text{A} \end{aligned} \quad (6.39)$$

und

$$\begin{aligned} I_{C,A} &= B_N I_{B,A} \\ &= 239\ \mu\text{A}. \end{aligned} \quad (6.40)$$

Mit dem Emitterstrom  $I_{E,A} = -(B_N + 1)I_{B,A} = -241\ \mu\text{A}$  lässt sich schließlich die Kollektor-Emitter-Spannung der Schaltung im Arbeitspunkt berechnen. Aus der Masche im Ausgangskreis der Schaltung nach Abb. 6.13 ergibt sich

$$\begin{aligned} U_{CE,A} &= U_{B+} - I_{C,A}R_2 + I_{E,A}R_3 - U_{B-} \\ &= 3,75\text{ V}. \end{aligned} \quad (6.41)$$

### Lösung zu b. Kleinsignalersatzschaltung, Spannungsverstärkung

Die Kleinsignalersatzschaltung erhalten wir, indem wir die Kapazitäten und die Gleichspannungsquellen kurzschließen und anschließend den Transistor durch dessen Kleinsignalersatzschaltbild (s. Abb. 3.10) ersetzen. Für die gegebene Schaltung führt dies auf die in Abb. 6.14 dargestellte Ersatzschaltung.



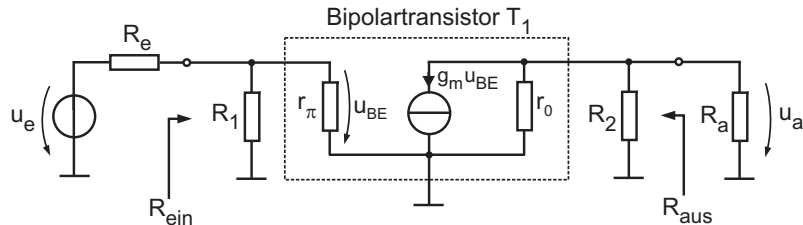


Abb. 6.14. Kleinsignalersatzschaltbild der Verstärkerschaltung nach Abb. 6.12

Da bei den hier durchgeführten Betrachtungen das Frequenzverhalten nicht von Interesse ist, können die parasitären Kapazitäten des Transistors vernachlässigt werden.

Aus dieser Schaltung können nun die Übertragungseigenschaften im Arbeitspunkt, wie z.B. die Spannungsverstärkung, bestimmt werden. Dazu bilden wir zunächst die Masche im Ausgangskreis und erhalten

$$u_a = -g_m u_{BE} (r_0 // R_2 // R_a). \quad (6.42)$$

Mit

$$u_{BE} = u_e \frac{R_1 // r_\pi}{R_e + (R_1 // r_\pi)} \quad (6.43)$$

ergibt sich daraus für die Spannungsverstärkung der Schaltung der Ausdruck

$$A_u = \frac{u_a}{u_e} = -g_m (r_0 // R_2 // R_a) \frac{R_1 // r_\pi}{R_e + (R_1 // r_\pi)}. \quad (6.44)$$

Mit Hilfe von (3.9), (3.11) und (3.12) können wir nun die Kleinsignalparameter des Transistors bestimmen. Dies führt auf

$$g_m = \frac{q}{kT} I_{C,A} = \frac{I_{C,A}}{U_T} = \frac{239 \mu\text{A}}{26 \text{ mV}} = 9,2 \text{ mS} \quad (6.45)$$

sowie

$$r_\pi = \frac{\beta_N}{g_m} = \frac{130}{9,2 \text{ mS}} = 14,1 \text{ k}\Omega \quad (6.46)$$

und

$$r_0 = \frac{U_{AN} + U_{CE,A}}{I_{C,A}} = \frac{75 \text{ V} + 3,75 \text{ V}}{239 \mu\text{A}} = 330 \text{ k}\Omega. \quad (6.47)$$

Einsetzen der Zahlenwerte in (6.44) ergibt schließlich eine Spannungsverstärkung von

$$A_u = -83 \quad (6.48)$$

in guter Übereinstimmung mit dem Ergebnis der PSpice-Simulation.



PSpice: 6\_Verstaerkerschaltung

**Lösung zu c. Ein- und Ausgangswiderstand**

Der Ein- und Ausgangswiderstand der Verstärkerschaltung kann direkt aus dem Kleinsignalersatzschaltbild (Abb. 6.14) abgelesen werden. Wir erhalten



6.4.2

$$\begin{aligned} R_{ein} &= R_1 // r_\pi \\ &= 13,3 \text{ k}\Omega \end{aligned} \quad (6.49)$$

und

$$\begin{aligned} R_{aus} &= R_2 // r_0 \\ &= 9,7 \text{ k}\Omega . \end{aligned} \quad (6.50)$$

