

Hinweis: Zum Starten der Applets klicken Sie bitte auf die [markierten Links](#) in dem Dokument.

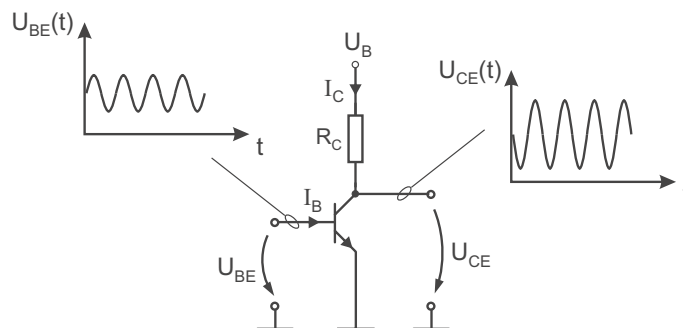
## 5

# Der Transistor als Verstärker

## 5.1 Grundlegende Begriffe und Konzepte

### 5.1.1 Übertragungskennlinie und Verstärkung

Verstärkerschaltungen dienen dazu, Änderungen elektrischer Signale (Ströme bzw. Spannungen) zu verstärken. Eine solche Schaltung, bei der kleine Änderungen der Spannung im Eingangskreis zu großen Änderungen der Spannung im Ausgangskreis führen, ist beispielhaft in Abb. 5.1 dargestellt.



**Abb. 5.1.** Einfache Verstärkerschaltung mit Bipolartransistor. Eine kleine Veränderung der Eingangsspannung  $U_{BE}$  bewirkt eine große Änderung der Ausgangsspannung  $U_{CE}$

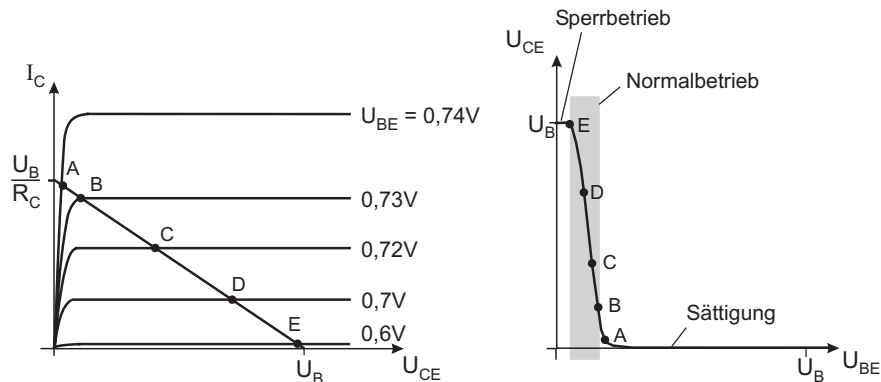


S.m.i.L.E: 5.1 \_ [Transistorverstärker](#)

Bei dieser Schaltung stellt sich für jeden Wert der Eingangsspannung  $U_{BE}(t)$  ein bestimmter Basisstrom  $I_B(t)$  ein, der im Ausgangskreis der Schaltung zu einem entsprechenden Kollektorstrom  $I_C(t)$  führt. Die Spannung  $U_{CE}(t)$  am Ausgang der Schaltung ist dann durch die Versorgungsspannung

$U_B$  abzüglich des Spannungsabfalls an dem Kollektorwiderstand  $R_C$  gegeben. Dabei ist zu beachten, dass bei einer Erhöhung der Eingangsspannung die Ausgangsspannung absinkt, so dass beide Signale um  $180^\circ$  phasenverschoben zueinander sind.

Die Funktion des Verstärkers lässt sich sehr anschaulich grafisch darstellen, wenn man das Ausgangskennlinienfeld des Transistors und die Widerstandskennlinie in ein gemeinsames Diagramm einträgt (Abb. 5.2, links). Zur Konstruktion der Widerstandskennlinie benötigen wir lediglich zwei Punkte, die wir z.B. erhalten, wenn wir den Strom durch den Widerstand  $R_C$  für  $U_{CE} = 0$  und  $U_{CE} = U_B$  bestimmen, was auf  $I_C = U_B/R_C$  bzw.  $I_C = 0$  führt. Aus dem so gewonnenen Diagramm können nun für jeden Wert der Spannung  $U_{BE}$  der sich einstellende Strom  $I_C$  und die Spannung  $U_{CE}$  am Ausgang aus dem Schnittpunkt der Widerstandskennlinie mit der entsprechenden Ausgangskennlinie des Transistors bestimmt werden.



**Abb. 5.2.** Aus dem Kennlinienfeld und der Lastgeraden (*links*) kann die Übertragungskennlinie des Verstärkers konstruiert werden (*rechts*)



S.m.i.L.E: 5.1 \_ Übertragungskennlinie



S.m.i.L.E: 5.1 \_ BJT-Verstärker

Trägt man zu jedem Wert der Eingangsspannung  $U_{BE}$  den dazugehörigen Wert der Ausgangsspannung  $U_{CE}$  in einem Diagramm auf, erhält man die so genannte Übertragungskennlinie, welche das Ausgangssignal abhängig von dem Eingangssignal darstellt (Abb. 5.2, rechts). Man erkennt, dass die Übertragungskennlinie nur in dem kleinen Bereich der Spannung  $U_{BE}$  steil verläuft, in dem der Transistor im Normalbetrieb arbeitet. Außerhalb dieses Bereiches ist die Steigung der Übertragungskennlinie näherungsweise null, da der Transistor in diesem Beispiel für Spannungen kleiner als etwa 0,6 V sperrt und für Spannungen oberhalb von etwa 0,73 V in Sättigung geht. Die Steigung  $dU_{CE}/dU_{BE}$  der Übertragungskennlinie entspricht dabei der Verstärkung, mit der eine Spannungsänderung am Eingang verstärkt wird. Die Schaltung ar-

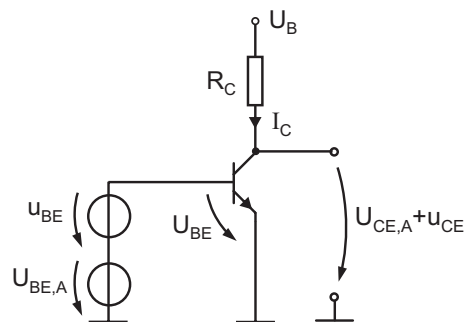
beitet daher nur für Eingangssignale innerhalb des steilen Kennlinienbereiches als Verstärker.

Durch Auftragen des Ausgangssignals über dem Eingangssignal eines Verstärkers erhält man die Übertragungskennlinie. Die Steigung der Kurve entspricht der Verstärkung. Diese ist nur im Normalbetrieb des Transistors groß; im Sättigungs- und Sperrbereich geht die Verstärkung gegen null.

### 5.1.2 Arbeitspunkt und Betriebsarten

#### A-Betrieb

Soll mit der oben gezeigten Schaltung ein Wechselsignal  $u_{BE}$  mit positiver und negativer Halbwelle verstärkt werden, muss diesem ein Gleichanteil überlagert werden, damit das Eingangssignal in dem steilen Bereich der Übertragungskennlinie zu liegen kommt. Der Gleichanteil bewirkt, dass ständig, auch wenn kein Eingangssignal  $u_{BE}$  an der Schaltung anliegt, ein Kollektorgleichstrom durch den Transistor fließt sowie eine Gleichspannung am Ausgang des Transistors liegt. Diese Gleichströme und -spannungen legen den Arbeitspunkt des Transistors fest, um den herum die Aussteuerung mit den Wechselsignalen erfolgt. Zur Kennzeichnung dieser Größen verwenden wir den zusätzlichen Index A für Arbeitspunkt, d.h.  $U_{CE,A}$ ,  $U_{BE,A}$  und  $I_{C,A}$ .



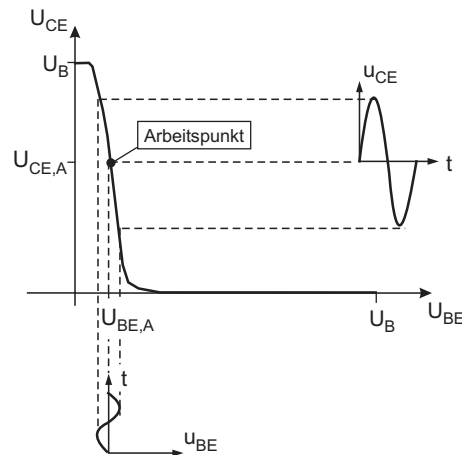
**Abb. 5.3.** Schaltung, bei der der Arbeitspunkt durch Überlagerung einer Gleichspannung  $U_{BE,A}$  zu der Signalspannung  $u_{BE}$  eingestellt wird



PSpice: 5.1 \_ Verstärker

Liegt der Arbeitspunkt etwa in der Mitte des aussteuerbaren Bereiches, so dass um den Arbeitspunkt herum eine gleichmäßige Aussteuerung mit einem Wechselsignal möglich ist, spricht man vom A-Betrieb. Bei dieser Betriebsart ist die Verstärkung zwar weitgehend verzerrungsfrei, der Transistor setzt

jedoch, selbst ohne Ansteuerung mit einem Wechselsignal am Eingang, wegen des stets fließenden Ruhestromes  $I_{C,A}$  eine hohe Verlustleistung um. Der Wirkungsgrad einer solchen Schaltung ist also recht gering (Abb. 5.4).



**Abb. 5.4.** Beim A-Betrieb liegt der Arbeitspunkt etwa in der Mitte des aussteuerbaren Bereiches



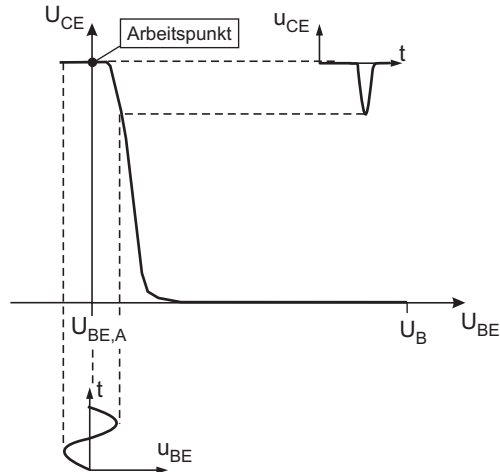
S.m.i.L.E: 5.1 \_ **Arbeitspunkt**

### B-Betrieb

Wird der Transistor ohne Vorspannung betrieben, so dass nur eine Halbwelle des Eingangssignals verstärkt wird, spricht man vom B-Betrieb. Dieser hat den Vorteil, dass der Ruhestrom  $I_{C,A}$  praktisch null ist und daher kaum Verlustleistung umgesetzt wird. Die Verzerrungen sind jedoch sehr groß, da die positive Halbwelle des Eingangssignals erst ab einer Basis-Emitter-Spannung von etwa 0,6 V übertragen wird (Abb. 5.5).

### AB-Betrieb

Einen Kompromiss zwischen Verzerrungsfreiheit und hohem Wirkungsgrad stellt der AB-Betrieb dar, bei dem der Arbeitspunkt an dem Knick der Übertragungskennlinie bei etwa  $U_{BE} = 0,6 \text{ V}$  liegt. Damit ist gewährleistet, dass die positive Halbwelle des Eingangssignals vollständig übertragen wird. Um das vollständige Eingangssignal zu verstärken, wird die Schaltung dann oft um eine komplementäre Transistorstufe erweitert, welche die negative Halbwelle verstärkt (siehe 6.4).



**Abb. 5.5.** Beim B-Betrieb wird der Transistor ohne Basis-Emitter-Vorspannung betrieben. Die negative Halbwellen der Eingangsspannung wird in dem gezeigten Beispiel gar nicht und die positive Halbwellen erst ab etwa 0,6 V verstärkt

Zur Verstärkung von Kleinsignalen muss die Aussteuerung um einen Arbeitspunkt herum erfolgen, der in dem Bereich der Übertragungskennlinie liegt, in dem diese eine große Steigung hat. Je nach Lage des Arbeitspunktes unterscheidet man den A-, den B- und den AB-Betrieb.

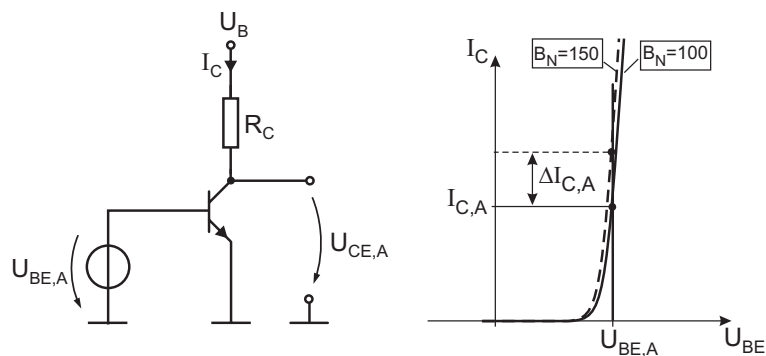
### 5.1.3 Gleichstromersatzschaltung

Zur Einstellung des Arbeitspunktes einer Schaltung betrachten wir die Schaltung für den Gleichstromfall, d.h. ohne Ansteuerung mit einem Eingangssignal. Die so genannte Gleichstromersatzschaltung, die zur Arbeitspunktanalyse verwendet werden kann, ergibt sich somit durch die folgende Vorgehensweise:

- Die Eingangssignalquelle wird zu null gesetzt, d.h. eine Spannungsquelle am Eingang wird durch einen Kurzschluss und eine Stromquelle durch einen Leerlauf ersetzt,
- in der Schaltung vorkommende Kapazitäten werden durch Leerläufe ersetzt
- in der Schaltung vorkommende Induktivitäten werden durch Kurzschlüsse ersetzt.

Für die Verstärkerschaltung nach Abb. 5.3, bei der wir den Arbeitspunkt des Transistors durch Addition einer Basis-Emitter-Gleichspannung  $U_{BE,A}$  zu der Signalspannung  $u_{BE}$  eingestellt hatten, erhalten wir damit die in Abb. 5.6 dargestellte Gleichstromersatzschaltung. Der Strom  $I_{C,A}$  im Arbeitspunkt,

also ohne Signalspannung, ergibt sich aus dem Schnittpunkt der Transistor-kennlinie  $I_C(U_{BE})$  mit der Geraden  $U_{BE,A}$ . Man erkennt, dass die Spannung  $U_{BE,A}$  sehr genau festgelegt werden muss, um den Strom genau einzustellen. Da jedoch die Transistorparameter, insbesondere die Stromverstärkung, von Bauteil zu Bauteil sehr stark schwanken, ist eine exakte Einstellung des Arbeitspunktes mit dieser Schaltung praktisch nicht möglich. In den beiden nächsten Abschnitten werden wir daher zwei Methoden kennenlernen, die eine stabile Arbeitspunkteinstellung ermöglichen.



**Abb. 5.6.** Wird der Arbeitspunkt durch eine einfache Spannungsquelle eingestellt (*links*), ist der Arbeitspunkt nicht stabil und hängt zudem sehr stark von den Transistorparametern ab (*rechts*)

## 5.2 Arbeitspunkteinstellung mit 4-Widerstandsnetzwerk

### 5.2.1 Arbeitspunkteinstellung beim Bipolartransistor

Um den Arbeitspunkt bei diskret aufgebauten Schaltungen einzustellen, verwendet man oft die Schaltung nach Abb. 5.7 mit einem so genannten 4-Widerstandsnetzwerk, das eine einfache und stabile Einstellung des Arbeitspunktes ermöglicht. Das Ein- und das Ausgangssignal werden dabei durch Kapazitäten  $C_\infty$  ein- bzw. ausgekoppelt, so dass diese Signale keinen Gleichspannungsanteil besitzen.

Zur Untersuchung dieser Schaltung bilden wir zunächst die Gleichstrom-ersatzschaltung durch Ersetzen der Kapazitäten durch Leerläufe (Abb. 5.8, links).

Üblicherweise dimensioniert man diese Schaltung so, dass der Strom durch die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  groß gegenüber dem Basisstrom  $I_B$  ist, so dass der Spannungsteiler, bestehend aus  $R_1$  und  $R_2$ , als unbelastet angenommen werden kann. Dann gilt für die Spannung  $U'_B$  die Beziehung

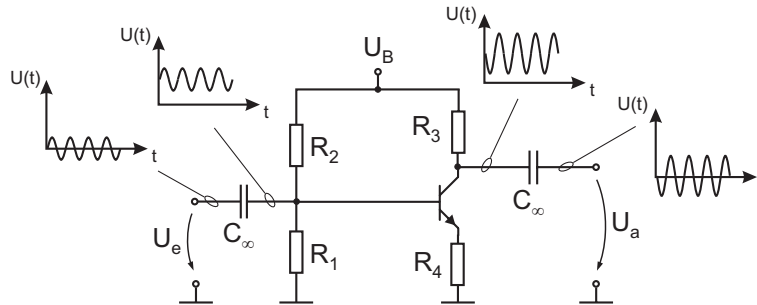


Abb. 5.7. Arbeitspunkteinstellung mit einem 4-Widerstandsnetzwerk. Die Signalspannungen werden über Kondensatoren ein- bzw. ausgekoppelt

PSpice: 5.2\_ 4R-BJT

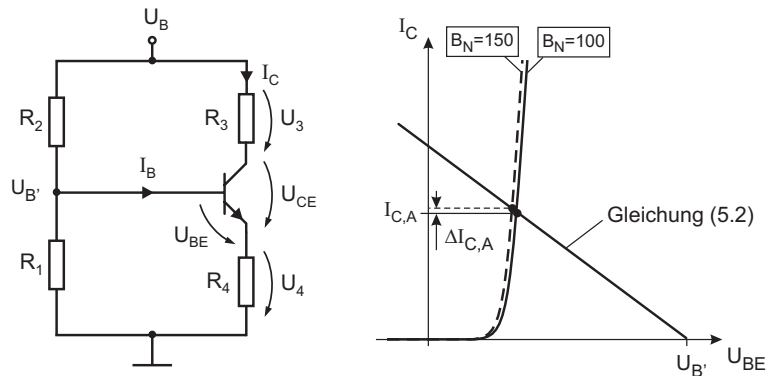


Abb. 5.8. Gleichstromersatzschaltbild der Schaltung nach Abb. 5.7 (links). Der Arbeitspunkt der Schaltung mit 4-Widerstandsnetzwerk ist stabil und hängt kaum von den Transistorparametern ab (rechts)

$$U_{B'} = U_B \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{5.1}$$

Zur Bestimmung des Kollektorstromes  $I_C$  nehmen wir an, dass die Stromverstärkung des Transistors sehr groß ist, was in den meisten Fällen gerechtfertigt ist. Der Kollektorstrom  $I_C$  entspricht dann betragsmäßig dem Emitterstrom und wir können  $I_C$  aus dem Spannungsabfall über dem Widerstand  $R_4$  berechnen, was auf

$$I_C = (U_{B'} - U_{BE})/R_4 \tag{5.2}$$

führt. Trägt man diese Gerade sowie die Transistorkennlinie  $I_C(U_{BE})$  in ein Diagramm ein, ergibt der Schnittpunkt beider Kurven den gesuchten Strom  $I_{C,A}$  im Arbeitspunkt (Abb. 5.8, rechts). Man sieht, dass sich ändernde Transistorparameter einen nur sehr geringen Einfluss auf den Strom  $I_{C,A}$  haben,

wenn die Spannung  $U_{B'}$  hinreichend groß gewählt wird. Der Emitterwiderstand trägt dabei wesentlich zur Stabilisierung des Arbeitspunktes bei. So führt eine Erhöhung des Stromes  $I_{C,A}$  im Arbeitspunkt, z.B. durch Erwärmung des Transistors, zunächst zu einem größeren Spannungsabfall über dem Emitterwiderstand  $R_4$ . Da jedoch die Spannung  $U_B'$  konstant ist, sinkt entsprechend die Basis-Emitter-Spannung des Transistors und damit auch der Strom  $I_{C,A}$ , so dass der Arbeitspunkt letztendlich stabil bleibt.

### Dimensionierung des 4-Widerstandsnetzwerkes

Damit der Arbeitspunkt der Verstärkerschaltung stabil ist, muss die Spannung  $U_{B'}$  und damit auch die Spannung über dem Emitterwiderstand  $R_4$  hinreichend groß sein. Sind keine anderen Bedingungen vorgegeben, kann man  $U_4$  zu etwa

$$U_4 \approx 1 \text{ V} \quad (5.3)$$

wählen. Mit dem im Arbeitspunkt durch den Transistor fließenden Strom  $I_{C,A}$  bzw.  $I_{E,A}$  können dann die Widerstandswerte für  $R_C$  und  $R_E$  bestimmt werden. Für große Stromverstärkungen kann dabei in guter Näherung  $I_{E,A} \approx -I_{C,A}$  angenommen werden.

Zur Dimensionierung der Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  bestimmen wir zunächst die Spannung  $U_{B'}$  am Basisknoten. Da der Transistor bei einem Verstärker im aktiven Vorwärtsbetrieb arbeitet, gilt nach (3.11) für die Basis-Emitter-Spannung  $U_{BE,A} \approx 0,7 \text{ V}$ , so dass wir für  $U_{B'}$  näherungsweise

$$U_{B'} = U_4 + 0,7 \text{ V} \quad (5.4)$$

erhalten. Damit diese Spannung möglichst stabil ist und insbesondere nicht von dem Basisstrom abhängt, wählt man den durch die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  fließenden Strom so, dass er groß gegenüber dem Basisstrom  $I_{B,A}$  im Arbeitspunkt ist, d.h.

$$I_1 \approx I_2 \approx 10 I_{B,A} . \quad (5.5)$$

Der Spannungsteiler, bestehend aus  $R_1$  und  $R_2$ , kann dann als unbelastet angenommen und die Widerstandswerte leicht bestimmt werden.

**Beispiel 5.1:** Für einen Bipolartransistor mit  $B_N = 100$  soll der Arbeitspunkt einer Verstärkerschaltung mit 4-Widerstandsnetzwerk auf die Werte  $I_{C,A} = 750 \mu\text{A}$ ,  $U_{CE,A} = 5 \text{ V}$  eingestellt werden (Abb. 5.9). Die Betriebsspannung sei  $U_B = 15 \text{ V}$ .

Um die Schaltung zu dimensionieren, legen wir zunächst die Spannung  $U_4$  zu etwa  $1 \text{ V}$  fest. Damit wird

$$R_4 = \frac{U_4}{-I_{E,A}} \approx \frac{U_4}{I_{C,A}} = 1,3 \text{ k}\Omega . \quad (5.6)$$

Da in diesem Beispiel die Kollektor-Emitter-Spannung vorgegeben ist, gilt für die Spannung  $U_3$



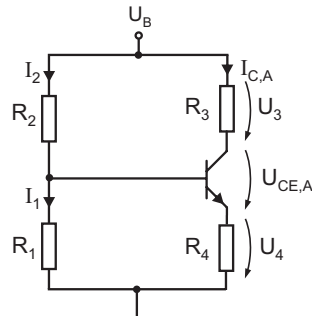


Abb. 5.9. Beispielschaltung für ein 4-Widerstandsnetzwerk eines Verstärkers

$$U_3 = U_B - U_4 - U_{CE,A} = 15 \text{ V} - 1 \text{ V} - 5 \text{ V} = 9 \text{ V} \quad (5.7)$$

Damit erhalten wir

$$R_3 = \frac{U_3}{I_{C,A}} = 12 \text{ k}\Omega . \quad (5.8)$$

Mit  $B_N = 100$  wird  $I_{B,A} = I_{C,A}/B_N = 7,5 \mu\text{A}$ , so dass wir für  $I_1$  und  $I_2$  wählen

$$I_1 = I_2 \approx 10 I_{B,A} = 75 \mu\text{A} . \quad (5.9)$$

Die Masche im Basis-Emitter-Kreis liefert

$$R_1 = \frac{U_{BE,A} + U_4}{I_1} , \quad (5.10)$$

wobei wir für  $U_{BE,A} \approx 0,7 \text{ V}$  annehmen können. Mit  $I_1 \approx I_2 = 75 \mu\text{A}$  und  $U_4 = 1 \text{ V}$  ergibt sich

$$R_1 = 22,7 \text{ k}\Omega \quad (5.11)$$

und

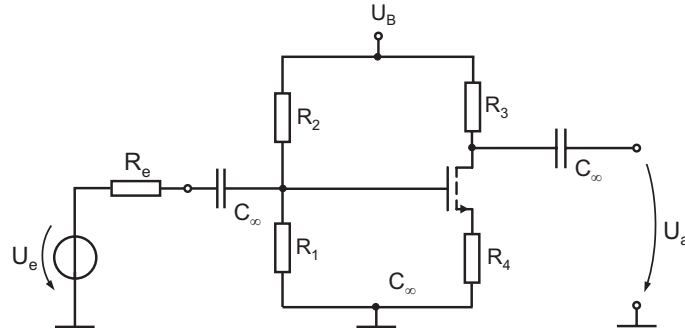
$$R_2 = \frac{U_B}{I_2} - R_1 = 177,3 \text{ k}\Omega . \quad (5.12)$$

Für die erste Dimensionierung der Schaltung genügt eine solche überschlägige Dimensionierung, da die Bauteiltoleranzen in der Regel einen viel größeren Einfluss auf das Ergebnis haben als die getroffenen Näherungen. ■

### 5.2.2 Arbeitspunkteinstellung beim MOSFET

Bei diskreten Verstärkerschaltungen mit Feldeffekttransistoren kann man ebenfalls ein 4-Widerstandsnetzwerk zur Arbeitspunkteinstellung verwenden. Eine entsprechende Schaltung ist in Abb. 5.10 gezeigt.

Bei der Dimensionierung des 4-Widerstandsnetzwerkes zur Arbeitspunkteinstellung eines Feldeffekttransistors gilt ähnliches wie bei der Dimensionierung der Schaltung für den Bipolartransistor. Auch hier sollte der Widerstand  $R_4$  so gewählt werden, dass eine hinreichend große Spannung, d.h.  $U_4 > 1 \text{ V}$ ,



**Abb. 5.10.** Verstärkerschaltung mit MOSFET und 4-Widerstandsnetzwerk zur Arbeitspunkteinstellung



PSpice: 5.2\_ 4R-MOS

darüber abfällt, um die Stabilität des Arbeitspunktes zu erhöhen. Die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  des Spannungsteilers werden dann so eingestellt, dass sich die gewünschte Spannung am Gate-Knoten einstellt. Da der Gatestrom gleich null ist, ist der Spannungsteiler  $R_1$  und  $R_2$  nicht belastet, so dass hochohmige Widerstände im  $M\Omega$ -Bereich verwendet werden können.

**Beispiel 5.2:** Anhand der in Abb. 5.10 dargestellten Verstärkerschaltung mit Feldeffekttransistor soll die Arbeitspunktanalyse, d.h. die Bestimmung von  $I_{DS,A}$  und  $U_{DS,A}$ , gezeigt werden. Dabei gelte für den Transistor  $\beta_n = 25 \mu\text{AV}^{-2}$  und  $U_{Th} = 1 \text{ V}$ . Die Widerstände haben die Werte  $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 150 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 75 \text{ k}\Omega$  und  $R_4 = 39 \text{ k}\Omega$  und die Betriebsspannung sei  $U_B = 10 \text{ V}$ .

Nach dem Nullsetzen der Signalquelle und dem Kurzschließen der Kondensatoren  $C_\infty$  erhalten wir zunächst die in Abb. 5.11 gezeigte Gleichstromersatzschaltung.

Aus der Masche im Eingangskreis erhält man

$$U_1 = U_{GS,A} + I_{DS,A}R_4. \quad (5.13)$$

Dabei ist  $U_1$  durch den Spannungsteiler, bestehend aus  $R_1$  und  $R_2$ , bestimmt

$$U_1 = U_B \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 4 \text{ V}. \quad (5.14)$$

Der Zusammenhang zwischen der Spannung im Eingangskreis und dem Strom im Ausgangskreis der Schaltung ist durch Stromgleichungen für den MOSFET gegeben. Dabei nehmen wir zunächst an, dass der MOSFET in Sättigung arbeitet. Die Annahme der Sättigung ist sinnvoll, da der MOSFET nur im Sättigungsbetrieb als Verstärker arbeitet, die Richtigkeit der Annahme muss jedoch später noch überprüft werden. Mit der Stromgleichung

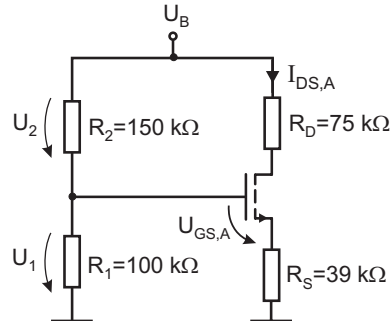


Abb. 5.11. Gleichstromersatzschaltbild der Verstärkerschaltung nach Abb. 5.10

$$I_{DS,A} = \frac{\beta_n}{2} (U_{GS,A} - U_{Th})^2 \quad (5.15)$$

ergibt sich dann aus (5.13)

$$U_1 = U_{GS} + R_S \frac{\beta_n}{2} (U_{GS} - U_{Th})^2 . \quad (5.16)$$

Die beiden Lösungen dieser quadratischen Gleichung sind

$$U_{GS,A} = -0,02 \text{ V} \pm \sqrt{0,0004 + 7,16} \text{ V} , \quad (5.17)$$

wobei die negative Gatespannung keine sinnvolle Lösung darstellt, so dass wir für die Gate-Source-Spannung im Arbeitspunkt

$$U_{GS,A} = +2,67 \text{ V} . \quad (5.18)$$

erhalten. Damit wird der Strom

$$I_{DS,A} = 35 \mu\text{A} \quad (5.19)$$

und die Drain-Source-Spannung wird

$$U_{DS,A} = U_B - I_{DS,A} (R_3 + R_4) \quad (5.20)$$

$$= 6 \text{ V} . \quad (5.21)$$

Zum Schluss müssen wir noch die getroffene Annahme überprüfen, nach der der MOSFET in Sättigung ist. Dies erfolgt mit der Ungleichung (4.28)

$$U_{GS} - U_{Th} \leq U_{DS} . \quad (5.22)$$

Durch Einsetzen erhält man

$$2,6 \text{ V} - 1 \text{ V} \leq 6 \text{ V} , \quad (5.23)$$

was die Annahme bestätigt. ■

Das 4-Widerstandsnetzwerk ermöglicht eine einfache und stabile Arbeitspunkteinstellung bei diskreten Schaltungen.

### 5.3 Arbeitspunkteinstellung mit Stromspiegeln

Bei integrierten Analogschaltungen stellt man den Arbeitspunkt in der Regel nicht durch Widerstandsnetzwerke ein, sondern durch eine Stromquelle. Wir wollen nun die Eigenschaften einer solchen Verstärkerschaltung mit Stromquelle als Last diskutieren, uns aber zunächst die schaltungstechnische Realisierung einer Stromquelle ansehen. Diese erfolgt in der Regel durch so genannte Stromspiegel.

#### 5.3.1 Stromspiegel

##### Stromspiegel mit npn-Bipolartransistoren

Eine Stromquelle zur Arbeitspunkteinstellung kann durch die in Abb. 5.12 gezeigte Schaltung realisiert werden. Diese Schaltung spiegelt den im Referenzweig fließenden Strom  $I_{ref}$  auf den anderen Zweig des Stromspiegels, wie im Folgenden gezeigt wird.

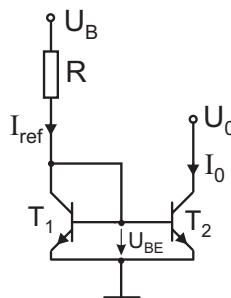


Abb. 5.12. Stromspiegelschaltung mit npn-Bipolartransistoren

Bei der Berechnung nehmen wir der Einfachheit halber an, dass die Stromverstärkung sehr groß ist, so dass die Basisströme der Transistoren gegenüber den Kollektorströmen vernachlässigt werden können. Wegen

$$U_{BC,1} = 0 \quad (5.24)$$

arbeitet T1 stets im aktiven Betrieb und der Zusammenhang zwischen dem Strom  $I_{ref}$  und der Basis-Emitter-Spannung  $U_{BE}$  ist durch (3.5) gegeben

$$I_{ref} = I_{S1} \left[ \exp \left( \frac{q}{kT} U_{BE} \right) - 1 \right] \quad (5.25)$$

mit dem Transfersättigungsstrom  $I_{S1}$  von T1. Da aufgrund der Beschaltung die Basis-Emitter-Spannungen der beiden Transistoren gleich sind, gilt für den Strom  $I_0$  durch T2 entsprechend

$$I_0 = I_{S2} \left[ \exp \left( \frac{q}{kT} U_{BE} \right) - 1 \right] \quad (5.26)$$

mit dem Transfersättigungsstrom  $I_{S2}$  von T2. Division beider Gleichungen führt auf die Beziehung

$$I_0 = I_{ref} \frac{I_{S2}}{I_{S1}}. \quad (5.27)$$

Das Stromverhältnis zwischen den beiden Zweigen lässt sich also durch das Verhältnis der Transfersättigungsströme beider Transistoren einstellen. Da der Transfersättigungsstrom bei integrierten Schaltungen von der Emitterfläche  $A$  des Transistors abhängt (vgl. 3.6), lässt sich das Stromverhältnis damit leicht mit Hilfe des Geometrieverhältnisses der Transistoren einstellen.

Der Referenzstrom  $I_{ref}$  kann ebenfalls einfach berechnet werden. Da T1 im aktiven Betrieb arbeitet, gilt  $U_{BE} \approx 0,7 \text{ V}$  und  $I_{ref}$  lässt sich durch

$$I_{ref} = \frac{U_B - 0,7 \text{ V}}{R} \quad (5.28)$$

bestimmen.

Wir wollen nun den Effekt der Basisweitenmodulation (vgl. 3.2.5) berücksichtigen. Anstelle von (5.26) gilt dann für  $I_0$  die Beziehung (3.35) und wir erhalten

$$I_0 = I_{S2} \left[ \exp \left( \frac{q}{kT} U_{BE} \right) - 1 \right] \left( 1 - \frac{U_{BC,2}}{U_{AN}} \right), \quad (5.29)$$

d.h.  $I_0$  wird zusätzlich von der Basis-Kollektor-Spannung von T2 abhängig. Für große Spannungen  $U_0$  ist  $-U_{BC,2} \approx U_0$  und wir erhalten für das Stromverhältnis

$$I_0 = I_{ref} \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \left( 1 + \frac{U_0}{U_{AN}} \right). \quad (5.30)$$

Mit zunehmender Spannung  $U_0$  steigt also der Strom aufgrund des Early-Effektes leicht an. Geht die Spannung  $U_0$  gegen 0 V, so gelangt T2 in Sättigung und der Strom sinkt, so dass sich schließlich die in Abb. 5.13 gezeigte Kennlinie ergibt.

Der Stromspiegel liefert also über einen großen Spannungsbereich einen annähernd konstanten Strom  $I_0 = I_{ref}$ , so dass sich das Großsignalverhalten des Stromspiegels durch eine Stromquelle darstellen lässt (Abb. 5.14, links). Für die Verwendung des Stromspiegels als aktive Last in Verstärkerschaltungen ist zusätzlich der so genannte differentielle Widerstand  $r_0 = dU_0/dI_0$ , d.h. die Änderung der Spannung  $U_0$  bei einer Änderung des Stromes  $I_0$ , von Interesse. Dieser ist durch den Kehrwert der Steigung der Kennlinie (5.13) und damit dem Ausgangswiderstand des Transistors T2 gegeben. Um das Verhalten des Stromspiegels bei einer kleinen Aussteuerung um einen festen Arbeitspunkt herum zu beschreiben, kann der Stromspiegel durch die einfache Ersatzschaltung nach Abb. 5.14, rechts, ersetzt werden.

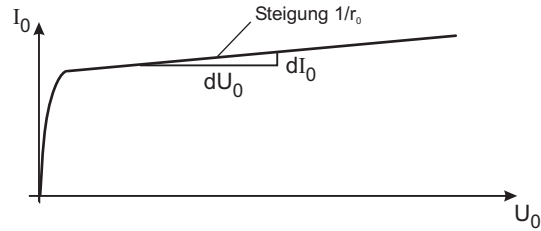


Abb. 5.13. Ausgangskennlinie des Stromspiegels nach Abb. 5.12



PSpice: 5.3\_ npn-Stromspiegel

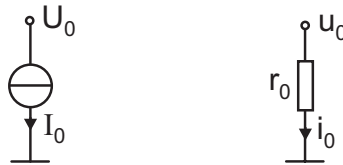


Abb. 5.14. Ersatzschaltung des Stromspiegels für den Großsignalfall (*links*) und den Kleinsignalfall (*rechts*)

### Stromspiegel mit pnp-Bipolartransistoren

Die gleichen Überlegungen gelten für einen Stromspiegel mit pnp-Transistoren. Die Schaltung sowie die dazu gehörende Kennlinie ist in Abb. 5.15 gezeigt.

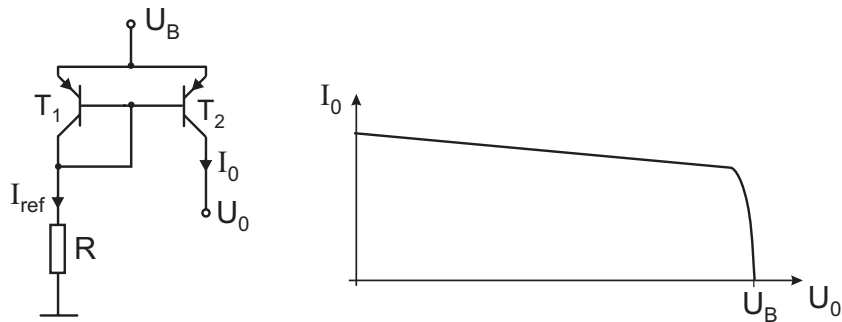


Abb. 5.15. Stromspiegel mit pnp-Transistoren und dazugehörige Kennlinie



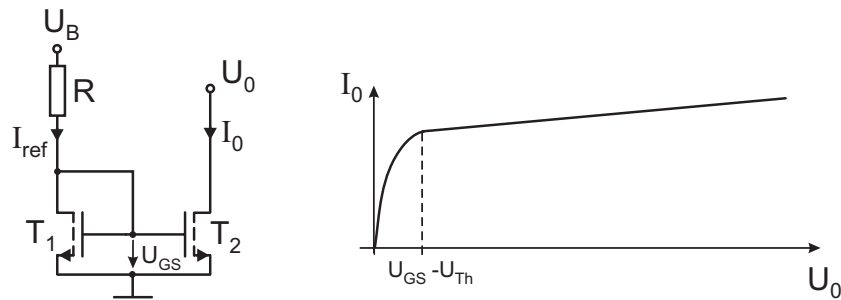
S.m.i.L.E: 5.3\_ BJT-Stromspiegel



PSpice: 5.3\_ pnp-Stromspiegel

**Stromspiegel mit n-Kanal MOSFET**

Auch mit MOSFET lassen sich Stromspiegel realisieren (Abb. 5.16).



**Abb. 5.16.** Stromspiegel mit n-Kanal MOSFET und entsprechende Kennlinie



PSpice: 5.3\_ n-MOS-Stromspiegel

Zur Untersuchung der Schaltung nehmen wir an, dass die Einsatzspannungen  $U_{Th}$  der beiden Transistoren identisch sind. Ebenso vernachlässigen wir zunächst die Kanallängenmodulation. Wegen  $U_{GS1} = U_{DS1}$  ist der Transistor T1 stets in Sättigung, so dass für den Strom  $I_{ref}$  durch den Transistor gilt

$$I_{ref} = \frac{\beta_{n1}}{2} (U_{GS} - U_{Th})^2 . \quad (5.31)$$

Entsprechend gilt für den Strom  $I_0$  durch Transistor T2

$$I_0 = \frac{\beta_{n2}}{2} (U_{GS} - U_{Th})^2 , \quad (5.32)$$

wenn wir voraussetzen, dass der Transistor im Sättigungsbetrieb arbeitet. Division der beiden letzten Gleichungen führt auf

$$\boxed{I_0 = I_{ref} \frac{\beta_{n2}}{\beta_{n1}}} , \quad (5.33)$$

d.h. das Verhältnis der Ströme  $I_0$  zu  $I_{ref}$  kann über die Verstärkungsfaktoren der Transistoren eingestellt werden. Bei integrierten Schaltungen lässt sich  $\beta_n$  einfach über das Verhältnis von  $w$  zu  $l$  einstellen, was auf die Beziehung

$$I_0 = I_{ref} \frac{w_2/l_2}{w_1/l_1} \quad (5.34)$$

führt.

Wir wollen nun noch den Effekt der Kanallängenmodulation berücksichtigen, d.h.  $\lambda > 0$ . Dadurch erhalten wir statt (5.32) für den Strom  $I_0$  die Beziehung

$$I_0 = \frac{\beta_{n2}}{2} (U_{GS} - U_{Th})^2 (1 + \lambda U_{DS2}). \quad (5.35)$$

Da  $U_{DS2} = U_0$ , ergibt sich für das Stromverhältnis  $I_0$

$$I_0 = I_{ref} \frac{\beta_{n2}}{\beta_{n1}} (1 + \lambda U_0). \quad (5.36)$$

Der Strom steigt also mit zunehmender Spannung  $U_0$  an. Wir müssen nun noch überprüfen, in welchem Spannungsbereich von  $U_0$  die oben getroffene Annahme der Sättigung von T2 erfüllt ist. Dies ist mit  $U_{DS2} = U_0$  der Fall für  $U_0 \geq U_{GS} - U_{Th}$ , so dass wir die in Abb. 5.16 dargestellte Kennlinie des Stromspiegels erhalten. Man sieht, dass die Schaltung über einen großen Spannungsbereich einen annähernd konstanten Strom  $I_0$  liefert.

### Stromspiegel mit p-Kanal MOSFET

Statt mit n-Kanal Transistoren lassen sich Stromspiegel auch mit p-Kanal MOSFET realisieren. Den Aufbau einer solchen Schaltung sowie die sich ergebende Kennlinie zeigt Abb. 5.17.

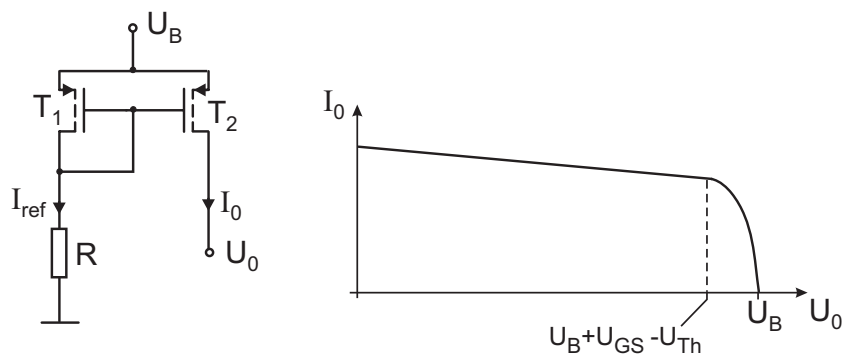


Abb. 5.17. Schaltung und Kennlinie eines Stromspiegels mit p-Kanal MOSFET



PSpice: 5.3 \_ p-MOS-Stromspiegel

### 5.3.2 Dimensionierung des Stromspiegels

Wir wollen nun den Stromspiegel zur Einstellung des Arbeitpunktes einer Verstärkerschaltung verwenden. Dazu betrachten wir die in Abb. 5.18 gezeigte Schaltung mit einem Verstärkertransistor T3 und dem Stromspiegel T1, T2.



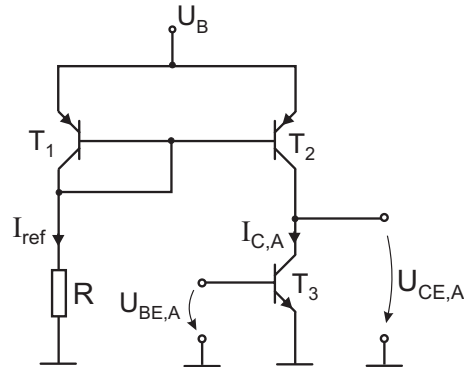


Abb. 5.18. Verstärkerschaltung mit Stromspiegel zur Arbeitspunkteinstellung

Der gewünschte Strom  $I_{CE,A}$  im Arbeitspunkt wird dann, wie oben gezeigt, über das Verhältnis der Transfersättigungsströme der Transistoren T2 und T1 eingestellt, so dass gilt

$$I_{C,A} \approx I_{ref} \frac{I_{S2}}{I_{S1}}. \quad (5.37)$$

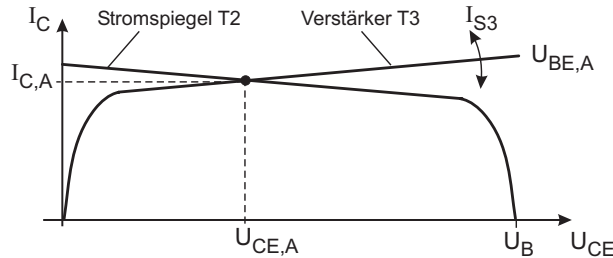
Die gewünschte Ausgangsspannung  $U_{CE,A}$  der Schaltung im Arbeitspunkt kann dann für eine gegebene Spannung  $U_{BE,A}$  über den Parameter  $I_{S3}$  des Verstärkertransistors T3 eingestellt werden. Dies ist in Abb. 5.19 veranschaulicht, in der die Stromkennlinie des Transistors T3 und die des Transistors T4 in einem gemeinsamen Diagramm aufgetragen sind. Der Schnittpunkt der beiden Kurven ergibt dann sowohl den Strom  $I_{C,A}$  als auch die Spannung  $U_{CE,A}$  im Arbeitspunkt. Wegen des flachen Verlaufes der Kennlinien ist die Einstellung der Ausgangsspannung jedoch sehr empfindlich, da sich bereits bei einer kleinen Änderung des Parameters  $I_{S3}$  die Ausgangskennlinie des Transistors T3 verschiebt und damit auch der Schnittpunkt der beiden Kennlinien.

Stromspiegel liefern über einen großen Bereich der Spannung am Ausgang einen weitgehend konstanten Strom. Der Strom kann dabei über die Größenverhältnisse der beiden Transistoren des Stromspiegels eingestellt werden.

## 5.4 Wechselstromanalyse von Verstärkern

### 5.4.1 Kleinsignalersatzschaltung

Soll eine Schaltung nur bezüglich ihrer Wechselstromeigenschaften, z.B. der Spannungsverstärkung, untersucht werden, kann man die Schaltung für die Analyse deutlich vereinfachen. Wir setzen dabei voraus, dass die betrachteten

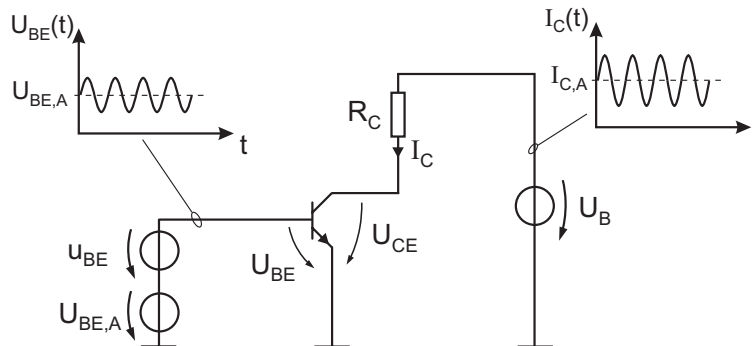


**Abb. 5.19.** Der Strom  $I_{C,A}$  und die Spannung  $U_{CE,A}$  ergeben sich aus dem Schnittpunkt der Kennlinien des Verstärkertransistors T3 und des Transistors T2 des Stromspiegels

 S.m.i.L.E: 5.3 \_ Verstärker mit Stromspiegel

Frequenzen groß genug sind, um die Koppel- und Bypasskondensatoren  $C_\infty$  als Kurzschluss zu betrachten, aber immer noch klein genug, um die parasitären Kapazitäten der Transistoren vernachlässigen zu können.

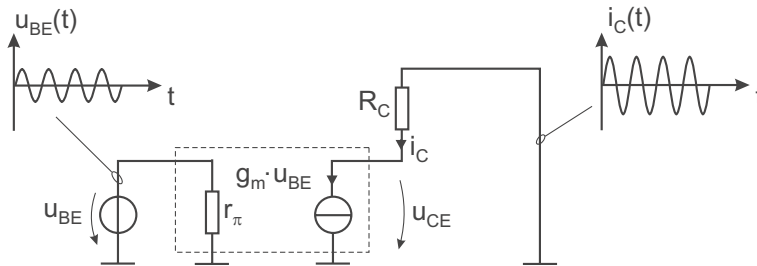
Die grundsätzliche Vorgehensweise soll anhand der in Abb. 5.20 dargestellten Verstärkerschaltung, bei der dem Eingangswechselsignal  $u_{BE}$  eine Basisvorspannung  $U_{BE,A}$  zur Arbeitspunkteinstellung überlagert wird, gezeigt werden.



**Abb. 5.20.** Prinzipielle Darstellung der Signalverläufe in einer Verstärkerschaltung. Den interessierenden Wechselsignalen ist jeweils ein Gleichanteil überlagert

Da bei der Verstärkerschaltung nur die Wechselsignale von Interesse sind, müssen die Gleichanteile nicht berücksichtigt werden. Wir können die ursprüngliche Schaltung somit vereinfachen, indem wir sämtliche Gleichspannungsquellen zu null setzen, d.h. kurzschließen. Entsprechendes gilt für eventuell vorhandene Gleichstromquellen, die wir durch Leerläufe ersetzen. Nehmen wir zudem an, dass die Signalamplituden der auftretenden Wechselspannungen

gen klein sind, können wir den Transistor durch sein entsprechendes Kleinsignalersatzschaltbild ersetzen, wobei wir hier zur Vereinfachung den Ausgangswiderstand  $r_0$  des Transistors vernachlässigen. Damit ergibt sich die in Abb. 5.21 dargestellte vereinfachte Schaltung, in der nur noch die gesuchten Wechselgrößen auftauchen.



**Abb. 5.21.** Um nur die Wechselsignale kleiner Amplitude zu betrachten, werden alle Gleichanteile in der Schaltung aus Abb. 5.20 zu null gesetzt und der Transistor durch eine im Arbeitspunkt linearisierte Ersatzschaltung ersetzt

Diese Schaltung beschreibt das Wechselstromverhalten der ursprünglichen Schaltung im Arbeitspunkt bei Aussteuerung mit kleinen Signalamplituden. Dabei ist zu beachten, dass die Kleinsignalparameter, also z.B.  $r_\pi$  und  $g_m$ , von dem Arbeitspunkt des Transistors abhängen. Vor einer Wechselstromanalyse muss also zunächst der Arbeitspunkt der Schaltung bestimmt werden. Die Vorgehensweise zur Ableitung der Kleinsignalersatzschaltung lässt sich damit wie folgt zusammenfassen:

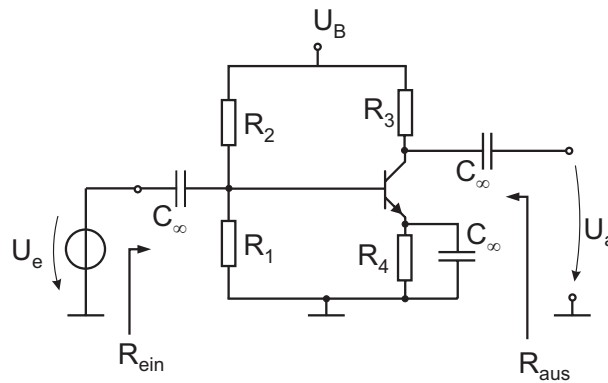
- In der ursprünglichen Schaltung werden Gleichspannungsquellen durch Kurzschlüsse ersetzt,
- Gleichstromquellen werden durch Leerläufe ersetzt,
- alle Kondensatoren  $C_\infty$  in der ursprünglichen Schaltung werden als Kurzschluss betrachtet,
- die Transistoren werden durch Kleinsignalersatzschaltungen im jeweiligen Arbeitspunkt ersetzt, wobei parasitäre Kapazitäten vernachlässigt werden.

Um deutlich zu machen, dass die Schaltung nur für Kleinsignalwechselgrößen gültig ist, verwendet man als Formelzeichen für die Ströme und Spannungen üblicherweise Kleinbuchstaben. Die Analyse der Verstärkerschaltung erfolgt dann auf Basis des so abgeleiteten Wechselstromersatzschaltbildes, wie in den folgenden Abschnitten für mehrere Beispielschaltungen gezeigt wird.

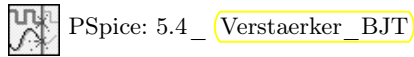
#### 5.4.2 Verstärkerschaltungen mit Bipolartransistor

Wir wollen zunächst die grundsätzliche Vorgehensweise bei der Analyse einer Verstärkerschaltung anhand der einfachen Emitterschaltung nach Abb. 5.22

durchführen. Diese entspricht im Wesentlichen der Schaltung aus Abb. 5.7, wobei hier der Emittterwiderstand  $R_4$  durch eine Kapazität für Wechselspannungen kurzgeschlossen ist. Dadurch wird die gegenkoppelnde Wirkung des Widerstandes  $R_4$  für Wechselspannungen nicht wirksam und somit verhindert, dass die Spannungsverstärkung absinkt.

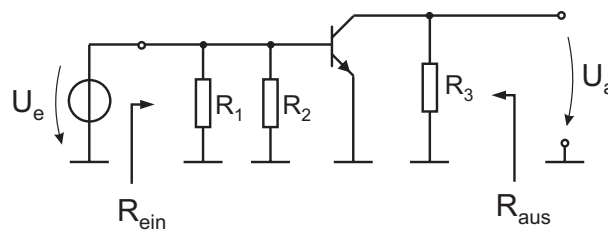


**Abb. 5.22.** Verstärkerschaltung mit Bipolartransistor und 4-Widerstandsnetzwerk zur Arbeitspunkteinstellung



### Kleinsignalersatzschaltung des Verstärkers mit Bipolartransistor

Zunächst bestimmen wir das Wechselstromersatzschaltbild durch Kurzschließen von  $U_B$  und  $C_\infty$ , was auf die Schaltung nach Abb. 5.23 führt.



**Abb. 5.23.** Wechselstromersatzschaltbild der Verstärkerschaltung nach Abb. 5.22

Nach Ersetzen des Transistors durch dessen Kleinsignalersatzschaltbild für niedrige Frequenzen erhält man schließlich die in Abb. 5.24 dargestellte Schaltung.

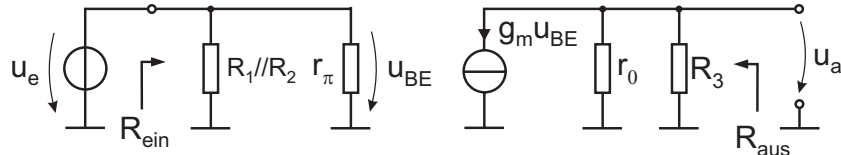


Abb. 5.24. Kleinsignalersatzschaltbild der Verstärkerschaltung nach Abb. 5.22

Dabei sind wir von der Schreibweise der Formelzeichen für Ströme und Spannungen von Großbuchstaben zu Kleinbuchstaben übergegangen, um deutlich zu machen, dass die Schaltung das Verhalten der ursprünglichen Schaltung jetzt nur für Kleinsignalgrößen beschreibt.

### Spannungsverstärkung des Verstärkers mit Bipolartransistor

Die Spannungsverstärkung

$$A_u = \frac{u_a}{u_e} \quad (5.38)$$

lässt sich unmittelbar aus der Ersatzschaltung nach Abb. 5.24 bestimmen. Wir erhalten im Ausgangskreis die Beziehung

$$u_a = -g_m u_{BE} (R_3 // r_0), \quad (5.39)$$

wobei wir hier, wie auch im Folgenden, das Formelzeichen  $//$  zur Kennzeichnung der Parallelschaltung verwenden. Da

$$u_{BE} = u_e, \quad (5.40)$$

wird

$$\boxed{A_u = -g_m (R_3 // r_0)}. \quad (5.41)$$

Die Spannungsverstärkung bei dieser Schaltung ist also das Produkt aus der Steilheit des Transistors und der Last des Transistors, die sich in diesem Fall aus dem Beschaltungswiderstand  $R_3$  und dem Ausgangswiderstand  $r_0$  des Transistors selbst zusammensetzt. Das negative Vorzeichen bedeutet, dass sich bei einer Erhöhung der Eingangsspannung die Ausgangsspannung abnimmt; Ein- und Ausgangssignal haben also eine Phasendrehung von  $180^\circ$  zueinander, wie wir bereits am Anfang des Kapitels (vgl. 5.1.1) gesehen hatten.

### Abschätzung der Spannungsverstärkung

Ist der Ausgangswiderstand des Transistors sehr groß, d.h.

$$r_0 \gg R_3, \quad (5.42)$$

erhält man aus (5.41)

$$A_u \approx -g_m R_3 = -\frac{I_{C,A}}{U_T} R_3 . \quad (5.43)$$

Der Term  $I_{C,A} R_3$  entspricht dem Spannungsabfall über  $R_3$ . Dieser kann offensichtlich nie größer werden als  $U_B$ . Mit  $U_T = 26 \text{ mV}$  erhält man damit für die max. Spannungsverstärkung der gezeigten Emitterschaltung

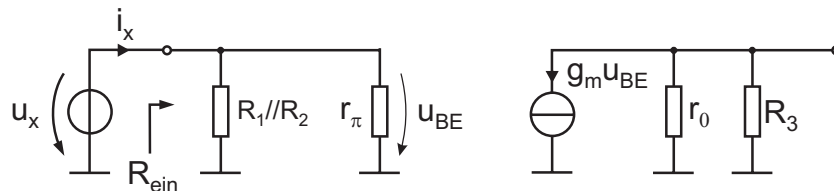
$$A_{u,Max} \approx -40 U_B / V . \quad (5.44)$$

Eine realistische Abschätzung der Spannungsverstärkung erhält man, wenn man annimmt, dass der Spannungsabfall  $I_{C,A} R_3$  über  $R_3$  etwa gleich  $U_B/4$  ist. Damit wird

$$\boxed{A_u \approx -10 U_B / V} . \quad (5.45)$$

### Eingangswiderstand des Verstärkers mit Bipolartransistor

Ein- und Ausgangswiderstand des Verstärkers lassen sich aus der in Abb. 5.24 gezeigten Ersatzschaltung bestimmen, die man erhält, wenn in der ursprünglichen Schaltung der Transistor durch sein Kleinsignalersatzschaltbild ersetzt wird. Der Eingangswiderstand  $R_{ein}$  lässt sich dann nach (A.2.1) bestimmen, indem an die Eingangsklemmen eine Spannungsquelle  $u_x$  angeschlossen und der in die Schaltung fließende Strom  $i_x$  bestimmt wird (Abb. 5.25).



**Abb. 5.25.** Schaltung zur Bestimmung des Eingangswiderstandes der Verstärkerschaltung

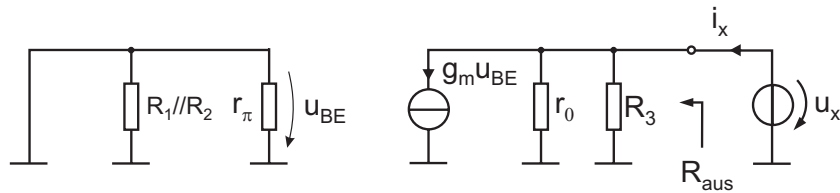
In dem gezeigten Beispiel ergibt sich unmittelbar

$$\boxed{R_{ein} = R_1 // R_2 // r_\pi} . \quad (5.46)$$

Der Eingangswiderstand dieser Schaltung setzt sich also aus dem Eingangswiderstand  $r_\pi$  des Transistors selbst und den Beschaltungswiderständen  $R_1$  und  $R_2$  zusammen.

### Ausgangswiderstand des Verstärkers mit Bipolartransistor

Zur Bestimmung des Ausgangswiderstandes  $R_{aus}$  setzen wir zunächst die Signalamplitude der Quelle am Eingang der Schaltung auf null und schließen dann eine Spannungsquelle  $u_x$  an die Ausgangsklemmen der Schaltung an (vgl. A.2.2), so dass wir die in Abb. 5.26 gezeigte Schaltung erhalten.



**Abb. 5.26.** Schaltung zur Bestimmung des Ausgangswiderstandes der Verstärkerschaltung

Ist  $i_x$  der in die Schaltung fließende Strom, gilt

$$R_{aus} = \frac{u_x}{i_x} . \quad (5.47)$$

Aus Abb. 5.26 ergibt sich

$$i_x = \frac{u_x}{r_0} + \frac{u_x}{R_3} + g_m u_{BE} . \quad (5.48)$$

Dabei ist wegen  $u_e = 0$  auch  $u_{BE} = 0$  und wir erhalten

$$\boxed{R_{aus} = r_0 // R_3} . \quad (5.49)$$

Der Ausgangswiderstand setzt sich demnach aus dem Ausgangswiderstand  $r_0$  des Transistors selbst und dem Beschaltungswiderstand  $R_3$  zusammen.

**Beispiel 5.3:** Gegeben sei die Emitterschaltung mit 4-Widerstandsnetzwerk nach Abb. 5.22. Es sei  $\beta_n = 150$ ,  $U_{AN} = 75 \text{ V}$ ,  $I_{C,A} = 1,7 \text{ mA}$  und  $U_{CE,A} = 6 \text{ V}$ . Für die Widerstandswerte gelte  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 30 \text{ k}\Omega$ ,  $R_e = 0 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4 = 1,3 \text{ k}\Omega$  und  $R_a \rightarrow \infty$ . Die Betriebsspannung sei  $U_B = 12 \text{ V}$ . Es sollen die Übertragungseigenschaften der Schaltung bestimmt werden.

Wir berechnen zunächst den Kleinsignalparameter  $g_m$  im Arbeitspunkt und erhalten nach (3.55)

$$g_m = \frac{q}{kT} I_{C,A} = 65 \text{ mS} . \quad (5.50)$$

Für  $r_\pi$  ergibt sich nach (3.63)

$$r_\pi = \frac{\beta_N U_T}{I_{C,A}} = \beta_N / g_m = 2,3 \text{ k}\Omega \quad (5.51)$$

und für  $r_0$  erhalten wir mit (3.58)

$$r_0 = \frac{U_{AN} + U_{CE,A}}{I_{C,A}} = 47 \text{ k}\Omega . \quad (5.52)$$

Damit wird mit (5.41) die Spannungsverstärkung

$$A_u = -124 , \quad (5.53)$$

wobei das negative Vorzeichen die Phasendrehung von  $180^\circ$  zwischen dem Eingangs- und dem Ausgangssignal zum Ausdruck bringt (vgl. 5.1.1). Oft drückt man die Verstärkung in dB (Dezibel) aus, was auf

$$A_u [\text{dB}] = 20 \log \left| \frac{u_a}{u_e} \right| = 42 \text{ dB} \quad (5.54)$$

führt. Für den Eingangswiderstand ergibt sich mit den gegebenen Zahlenwerten nach (5.46)

$$R_{ein} = 1,76 \text{ k}\Omega \quad (5.55)$$

und für den Ausgangswiderstand gemäß (5.49)

$$R_{aus} = 47 \text{ k}\Omega / 2 \text{ k}\Omega = 1,9 \text{ k}\Omega . \quad (5.56)$$

Der Ausgangswiderstand wird also im Wesentlichen von dem Widerstand  $R_3$  bestimmt. ■

Die Spannungsverstärkung der Emitterschaltung ist das Produkt aus der Steilheit und der Last des Transistors.

### 5.4.3 Verstärkerschaltungen mit MOSFET

Ersetzt man den Bipolartransistor aus der in Abb. 5.22 gezeigten Schaltung durch einen MOSFET, erhält man eine Sourceschaltung mit Source als gemeinsamen Anschlusspunkt für Ein- und Ausgangskreis (Abb. 5.27).

#### Kleinsignalersatzschaltung des Verstärkers mit MOSFET

Zur Bestimmung der Übertragungseigenschaften der Schaltung bestimmen wir zunächst das Wechselstromersatzschaltbild durch Kurzschließen der Kapazitäten und der Gleichspannungsquelle (Abb. 5.28).

Die Kleinsignalersatzschaltung ergibt sich dann durch Ersetzen des Transistors durch ein entsprechendes Ersatzschaltbild, was auf die Schaltung in Abb. 5.29 führt.



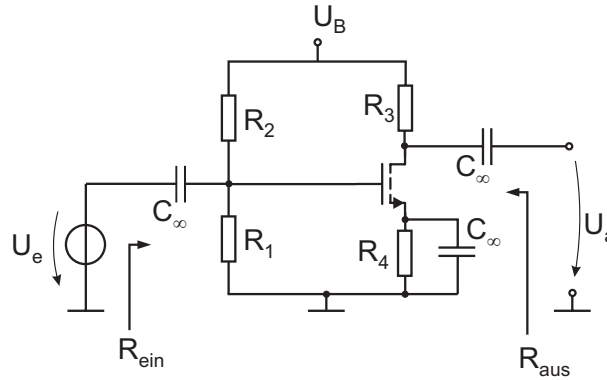


Abb. 5.27. Verstärkerschaltung mit MOSFET und 4-Widerstandsnetzwerk zur Arbeitspunkteinstellung

PSpice: 5.4\_ Verstaerker\_MOS

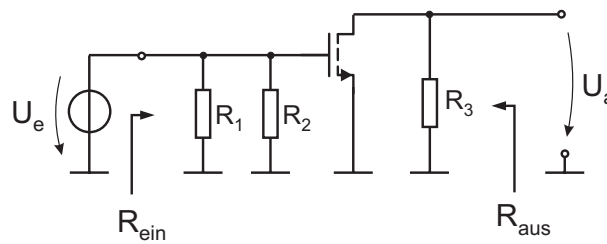


Abb. 5.28. Wechselstromersatzschaltbild der Verstärkerschaltung nach Abb. 5.27

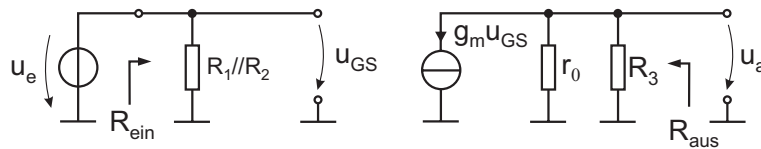


Abb. 5.29. Kleinsignalersatzschaltbild der Verstärkerschaltung nach Abb. 5.27

Vergleichen wir diese Schaltung mit der Kleinsignalersatzschaltung des Verstärkers mit Bipolartransistor (Abb. 5.24), so erkennen wir, dass sich beide nur durch den Widerstand  $r_\pi$  unterscheiden, der bei dem Feldeffekttransistor gegen unendlich geht. Im Folgenden können wir daher die Ergebnisse der Schaltungen mit Bipolartransistoren übernehmen wenn wir dort  $r_\pi \rightarrow \infty$  setzen.

**Spannungsverstärkung des Verstärkers mit MOSFET**

Für die Spannungsverstärkung der Sourceschaltung erhalten wir gemäß (5.41)

$$\boxed{A_u = -g_m(R_3 // r_0)} . \quad (5.57)$$

**Abschätzung der Spannungsverstärkung**

Auch bei der Sourceschaltung wollen wir die Spannungsverstärkung abschätzen und nehmen dazu an, dass der Ausgangswiderstand des Transistors  $r_0$  sehr groß gegen  $R_3$  ist. Dann wird

$$A_u = -g_m R_3 . \quad (5.58)$$

Mit (4.46) wird dies zu

$$A_u = -\frac{2I_{DS,A}R_3}{U_{GS,A} - U_{Th}} . \quad (5.59)$$

Als Abschätzung nehmen nun wir an, dass der Spannungsabfall über  $R_3$  etwa

$$I_{DS,A}R_3 \approx U_B/2 \quad (5.60)$$

beträgt und

$$U_{GS,A} - U_{Th} \approx 1 \text{ V} \quad (5.61)$$

ist. Damit ergibt sich

$$\boxed{A_u \approx -U_B/V} . \quad (5.62)$$

Die typische Spannungsverstärkung der Sourceschaltung liegt also deutlich unter der einer vergleichbaren Emitterschaltung, was in erster Linie auf die kleinere Steilheit  $g_m$  des MOSFET zurückzuführen ist.

**Eingangswiderstand des Verstärkers mit MOSFET**

Zur Bestimmung von  $R_{ein}$  gehen wir aus von (5.46) und setzen dort  $r_\pi \rightarrow \infty$ . Dies führt auf

$$\boxed{R_{ein} = R_1 // R_2} . \quad (5.63)$$

Der Eingangswiderstand der Schaltung hängt also nur von den Beschaltungswiderständen  $R_1$  und  $R_2$  ab.

**Ausgangswiderstand des Verstärkers mit MOSFET**

Für den Ausgangswiderstand der Sourceschaltung erhalten wir mit (5.49)

$$\boxed{R_{aus} = r_0 // R_3} . \quad (5.64)$$

Auch hier wird der Widerstand  $R_{aus}$  der Schaltung für sehr große Ausgangswiderstände  $r_0$  durch den Wert des Beschaltungswiderstandes  $R_3$  bestimmt.

**Beispiel 5.4:** Wir wollen nun die Übertragungseigenschaften der Sourceschaltung nach Abb. 5.27 bestimmen, wobei wir für den MOSFET folgende Parameter annehmen:  $\beta_n = 0,5 \text{ mAV}^{-2}$ ,  $U_{Th} = 1 \text{ V}$  und  $\lambda = 0,01 \text{ V}^{-1}$ . Weiterhin sei  $R_3 = 2 \text{ k}\Omega$  und  $R_4 = 1,3 \text{ k}\Omega$ . Die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  sind so gewählt, dass sich in etwa der gleiche Arbeitspunkt wie bei der bereits untersuchten Emitterschaltung ergibt, d.h.  $U_{DS,A} = 6 \text{ V}$ ,  $I_{DS,A} = 1,7 \text{ mA}$ . Die dazu nötigen Widerstände sind z.B.  $R_1 = 430 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 450 \text{ k}\Omega$ .

Wir bestimmen zunächst die Steilheit und erhalten mit (4.47)

$$g_m = \sqrt{2I_{DS,A}\beta_n(1 + \lambda U_{DS,A})} = 1,37 \text{ mS} . \quad (5.65)$$

Für den Ausgangswiderstand des MOSFET gilt (4.50)

$$r_0 = \frac{U_{DS,A} + 1/\lambda}{I_{DS,A}} = 62 \text{ k}\Omega , \quad (5.66)$$

so dass wir mit (5.57) für die Spannungsverstärkung

$$A_u = -g_m(R_3 // r_0) = -2,65 \hat{=} 8,5 \text{ dB} \quad (5.67)$$

erhalten. Im Vergleich zu der Emitterschaltung aus Beispiel 5.3 ist dies ein deutlich geringerer Wert.

Für  $R_{ein}$  erhalten wir mit (5.63)

$$R_{ein} = R_1 // R_2 = 219 \text{ k}\Omega , \quad (5.68)$$

also ein höheren Wert als bei der Emitterschaltung und der Ausgangswiderstand ist nach (5.64)

$$R_{aus} = r_0 // R_3 = 62 \text{ k}\Omega // 2 \text{ k}\Omega \quad (5.69)$$

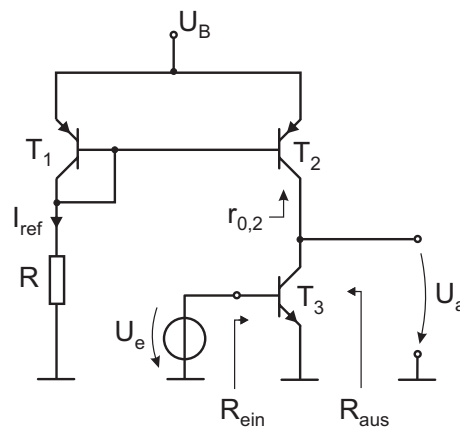
$$\approx R_3 = 1,93 \text{ k}\Omega , \quad (5.70)$$

also wie bei der Emitterschaltung im Wesentlichen durch den Widerstand  $R_3$  bestimmt. ■

Zur Berechnung der Spannungsverstärkung sowie des Ein- und des Ausgangswiderstandes einer Verstärkerschaltung mit MOSFET können die für den Bipolartransistor abgeleiteten Beziehungen verwendet werden, wenn dort  $r_\pi \rightarrow \infty$  gesetzt wird. Im Vergleich zu der Schaltung mit Bipolartransistor hat der Ausgangswiderstand der Schaltung mit MOSFET etwa den gleichen Wert, der Eingangswiderstand ist typischerweise deutlich höher und die Spannungsverstärkung ist wegen der geringeren Steilheit kleiner als bei der Schaltung mit Bipolartransistor.

#### 5.4.4 Verstärkerschaltungen mit Stromspiegel

Wir wollen nun die Wechselstromanalyse bei einer Verstärkerschaltung mit aktiver Last, bei der der Arbeitspunkt durch einen Stromspiegel eingestellt wird, durchführen. Dazu betrachten wir das in Abb. 5.30 gezeigte einfache Beispiel.



**Abb. 5.30.** Verstärkerschaltung mit Bipolartransistor und Stromspiegel zur Arbeitspunkteinstellung



PSpice: 5.4 \_ [Verstaerker\\_S](#)



S.m.i.L.E: 5.4 \_ [Verstaerker, Stromspiegel](#)

#### Kleinsignalersatzschaltbild des Verstärkers mit Stromspiegel

Zur Wechselstromanalyse ersetzen wir zunächst sowohl den aus T3 bestehenden Verstärker als auch den aus T1 und T2 bestehenden Stromspiegel durch entsprechende Ersatzschaltungen. Der Stromspiegel kann dabei durch seinen Wechselstromwiderstand  $r_{0,2}$  ersetzt werden (vgl. 5.3.1). Damit erhalten wir die in Abb. 5.31 gezeigte Kleinsignalersatzschaltung.

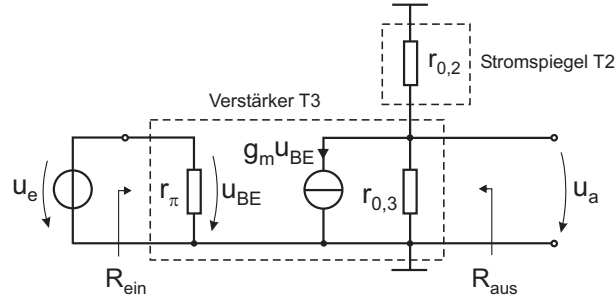


Abb. 5.31. Kleinsignalersatzschaltbild der Verstärkerschaltung nach Abb. 5.30

Der Ausgangswiderstand des Transistors T2 wirkt in diesem Fall also als Last für den Verstärker, wobei  $r_{0,2}$  wechselstrommäßig parallel zu  $r_{0,3}$  liegt.

### Spannungsverstärkung des Verstärkers mit Stromspiegel

Die Spannungsverstärkung lässt sich direkt aus der Ersatzschaltung nach Abb. 5.31 bestimmen. Wir erhalten

$$\boxed{A_u = -g_m(r_{0,3}/r_{0,2})}. \quad (5.71)$$

Zur Abschätzung nehmen wir an, dass  $r_{0,3} \approx r_{0,2}$ . Mit  $g_m = I_{C,A}/U_T$  und  $r_0 \approx U_{AN}/I_{C,A}$  wird dann

$$A_u \approx -\frac{U_{AN}}{2U_T}. \quad (5.72)$$

Die erreichbare Spannungsverstärkung liegt damit also deutlich über der von Schaltungen, bei denen die Arbeitspunkteinstellung mit ohmschen Widerständen erfolgt.

### Eingangswiderstand des Verstärkers mit Stromspiegel

Der Eingangswiderstand bestimmt sich direkt aus der Ersatzschaltung (Abb. 5.31) zu

$$\boxed{R_{ein} = r_\pi}. \quad (5.73)$$

### Ausgangswiderstand des Verstärkers mit Stromspiegel

Für den Ausgangswiderstand erhält man entsprechend aus Abb. 5.31

$$\boxed{R_{aus} = r_{0,3}/r_{0,2}}. \quad (5.74)$$

Durch die Einstellung des Arbeitspunktes mit einem Stromspiegel erreicht man eine sehr hohe Spannungsverstärkung, da der Stromspiegel eine sehr hochohmige Last darstellt.