

## 1. Schaltungsgrundlagen für gleichspannungsgekoppelte Transistorverstärker

Eine Verstärkung von kleinen Gleichspannungssignalen (1-10mV) ist mit einem Transistor nicht möglich, da einerseits die Arbeitspunkteinstellung eine Basis-Emitterspannung von 300...400mV erfordert, die Eingangskennlinie von der Sperrschichttemperatur abhängt und jeder Arbeitspunkt zu einer anderen Verlustleistung im Transistor führt.

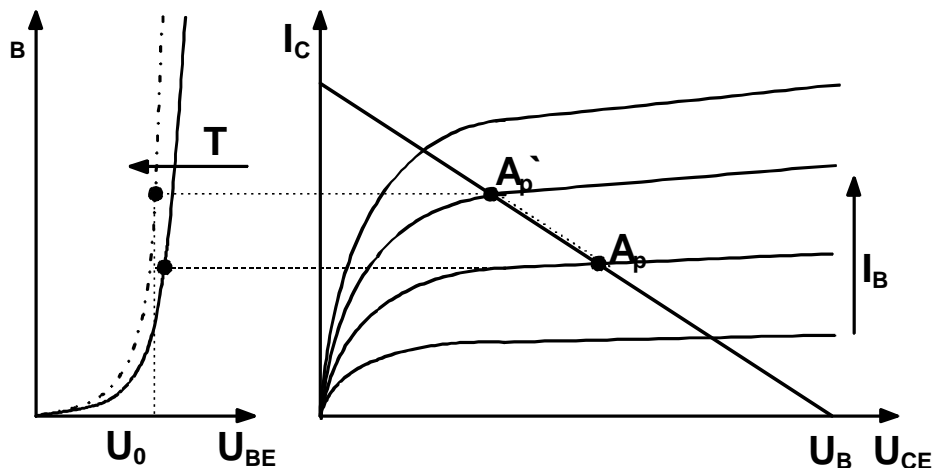


Bild 1.1 Eingangs- und Ausgangskennlinienfeld eines Transistors

Kleine Gleichspannungen müssen nach dem Prinzip der Differenzenbildung (Waage-Prinzip) behandelt werden. Die Grundlage dazu bilden gleichspannungsgekoppelte Transistorverstärker. Sie sollen kleine Spannungssignale bezogen auf ein Grundpotential verstärken. Dazu muß eine Versorgungsspannung gewählt werden, die einen Betrieb des Transistors im mittleren Kennfeld gestattet. Es folgt, dass diese Betriebsspannung ein positives und ein negatives Potential zum Grundpotential haben muß.

### 1.1 Differenzverstärker

#### 1.1.1 Eingangsstufe mit bipolaren Transistoren

Die Grundsaltung des Differenzverstärkers ist ein symmetrischer Gleichspannungsverstärker mit zwei Eingängen und zwei Ausgängen, der über einen gemeinsamen Emitterwiderstand gekoppelt ist.

Wir gehen bei den Berechnungen von gleichen Transistoren mit gleicher Steilheit und gleichen Arbeitswiderständen aus. Bei kleinen Differenzen kann mit mittleren Werten gerechnet werden.

$$S = \frac{S_1 + S_2}{2} \quad R = \frac{R_1 + R_2}{2} = R_C$$

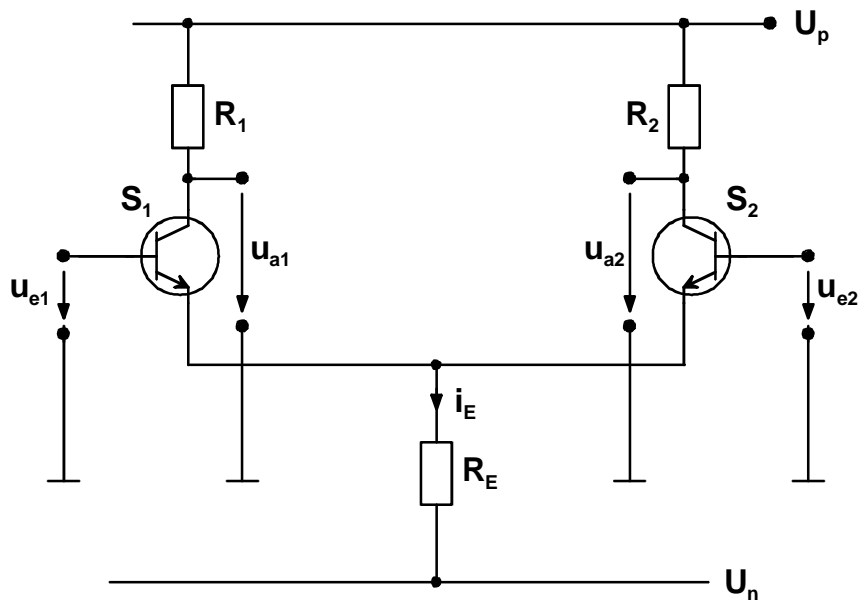


Bild 1.2 Differenzverstärkerstufe mit gem. Emitterwiderstand

Wir verwenden die Steilheit  $S$  beim Differenzverstärker, weil hier Spannung verstärkt wird:

$$S = \beta / r_{BE} \quad \text{oder} \quad S \cdot r_{BE} = \beta$$

$$S = \frac{\delta i_c}{\delta u_{BE} |_{U_{CE}=\text{konst.}}} \quad \beta = \frac{\delta i_c}{\delta i_B |_{U_{CE}=\text{konst.}}}$$

Für jede Transistorstufe wird allgemein die Kleinsignalverstärkung (siehe Ersatzschaltbild in Elektronik I, Bild 8.21) zu :

$$\begin{aligned} u_{CE} &= -\beta \cdot i_B \cdot (r_{CE} \parallel R_C) \\ u_{BE} &= r_{BE} \cdot i_B \\ v_u &= \frac{u_{CE}}{u_{BE}} = \frac{-\beta(r_{CE} \parallel R_C)}{r_{BE}} = -S(r_{CE} \parallel R_C) \end{aligned}$$

Es werden definiert:

Eingangsspannung 1:  $u_{e1}$

Eingangsspannung 2:  $u_{e2}$

Differenzeingangsspannung:  $u_{eD} = u_{e1} - u_{e2}$

Gleichtaktspannung: 
$$u_{eM} = \frac{u_{e1} + u_{e2}}{2}$$

Gegentaktspannung: 
$$u_{eG} = \frac{u_{e1} - u_{e2}}{2}$$

Ausgangsspannung 1:  $u_{a1}$

Ausgangsspannung 2:  $u_{a2}$

Differenzausgangsspannung:  $u_{aD} = u_{a1} - u_{a2}$

Gleichtaktausgangsspannung: 
$$u_{aM} = \frac{u_{a1} + u_{a2}}{2}$$

Gegentaktausgangsspannung: 
$$u_{aG} = \frac{u_{a1} - u_{a2}}{2}$$

Differenzeingangswiderstand:  $r_D = 2 \cdot r_{BE}$

Ausgangswiderstand:  $r_a = r_{CE} \parallel R_c$

Differenzverstärkung (Ausgangssp. gegen Masse):

$$\begin{aligned} v_D &= \frac{u_{a1}}{u_{eD}} = -\frac{u_{a2}}{u_{eD}} \\ &= -\frac{\beta}{2r_{BE}} (r_{CE} \parallel R_c) \\ &= -\frac{1}{2} S (r_{CE} \parallel R_c) \end{aligned}$$

Gegentaktverstärkung: 
$$v_G = \frac{u_{aG}}{u_{eG}} = -S (r_{CE} \parallel R_c)$$

Gleichtaktverstärkung:  $v_M$

Zur Berechnung der Gleichtaktverstärkung  $v_M$  müssen wir die Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung betrachten:

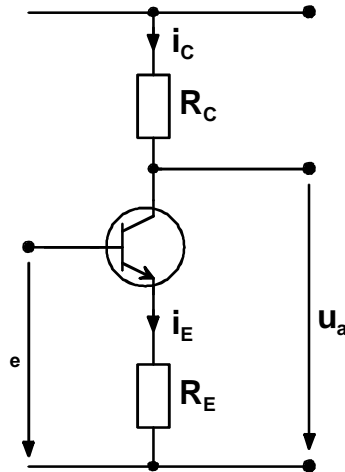


Bild 1.3 Transistor in Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung

- a)  $u_{BE} = u_e - u_{RE}$       c)  $u_a = - R_C \cdot i_c$   
 b)  $u_{CE} = u_a - u_{RE}$       d)  $u_{RE} = R_E \cdot i_E = R_E (i_B + i_c) \approx R_E \cdot i_c$

$$v_u = \frac{u_a}{u_e}$$

Zur Berechnung der Verstärkung wird das vollständige Differential des Kollektorstromes gebildet:

$$dI_c = S dU_{BE} + \frac{1}{r_{CE}} dU_{CE}$$

oder in der Schreibweise für Kleinsignale:

$$i_c = S u_{BE} + \frac{1}{r_{CE}} u_{CE}$$

Formeln a) bis d) einsetzen:

$$\begin{aligned} i_c &= S (u_e - u_{RE}) + \frac{1}{r_{CE}} (u_a - u_{RE}) \\ &= S \cdot u_e - S \cdot R_E \cdot i_c + \frac{1}{r_{CE}} (- R_C \cdot i_c - R_E \cdot i_c) \end{aligned}$$

dividieren durch  $u_a = - i_c \cdot R_C$  und Auflösen nach  $u_e/u_a$

$$\frac{u_e}{u_a} = - \frac{1}{S \cdot R_C} - \frac{R_E}{R_C} - \frac{1}{r_{CE} \cdot S} - \frac{R_E}{r_{CE} \cdot S \cdot R_C}$$

$$v_u = \frac{u_a}{u_e} = \frac{-R_c}{R_E \left(1 + \frac{1}{r_{CE} \cdot S}\right) + \frac{1}{S} \left(1 + \frac{R_c}{r_{CE}}\right)}$$

allgemein  $1 \gg \frac{1}{r_{CE} \cdot S} = \frac{1}{r_{CE} \cdot \beta / r_{BE}} \Rightarrow v_u = -\frac{R_c}{R_E + \frac{1}{S} + \frac{R_c}{S \cdot r_{CE}}}$

Fallunterscheidungen:

für  $R_E = 0$  wird  $v_u = -S(r_{CE} \parallel R_c)$

für  $R_E \gg \frac{1}{S}$  wird  $v_u = -\frac{R_c}{R_E}$

Für zwei emittergekoppelte Transistoren erhält man für die Gleichtaktverstärkung  $v_M$  mit  $u_{eM} = 1/2 (u_{e1} + u_{e2})$ :

$$v_M = \frac{u_{a1}}{u_{eM}} = -\frac{1}{2} \frac{R_c}{R_E}$$

Für  $R_E \rightarrow \infty$  (Stromquelle) wird  $v_M = 0$

Gleichtaktunterdrückung:  $G = \frac{v_D}{v_M}$

mit  $v_D = -\frac{1}{2} \cdot S \cdot \frac{r_{CE} \cdot R_c}{r_{CE} + R_c}$

$v_M = -\frac{1}{2} \frac{R_c}{R_E}$  wird  $G \approx S \cdot R_E$

$r_{CE} \gg R_c$

Eingangsruehestrom:

Beim Differenzverstärker wird der Emitterstrom von einer Stromquelle oder einem Emitterwiderstand eingepreßt: In jedem Transistor fließt der Basisstrom:

$$I_B = \frac{1}{2} \frac{I_E}{B}$$

### 1.1.2 Eingangsstufe mit Feldeffekttransistoren

Für Anwendungen mit hohen Eingangswiderständen werden Eingangsstufen mit FET eingesetzt.

Je nach technologischer Herstellung sind es J- oder MOS-FET.  
 Analog zur Schaltung mit bipolaren Transistoren enthält die Schaltung in Bild 1.4 J-FETs.

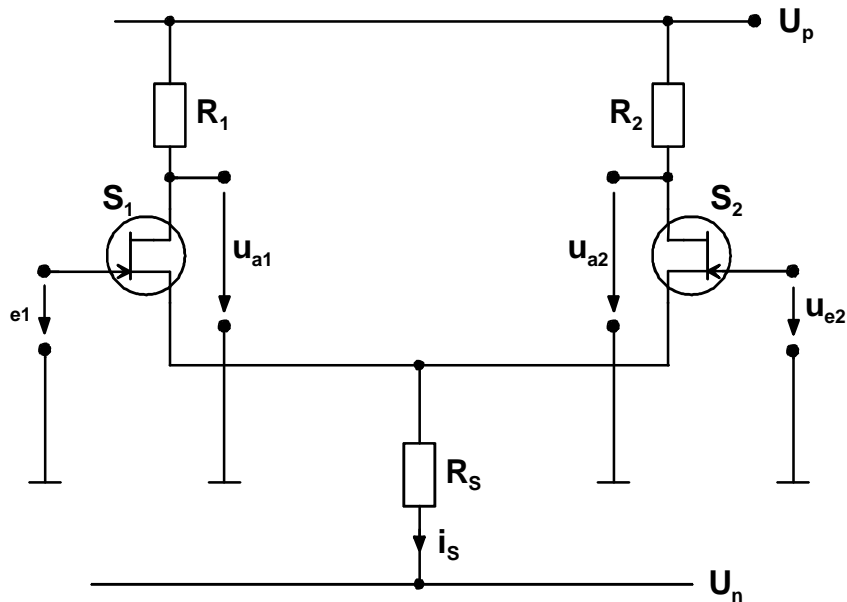


Bild 1.4 Differenzverstärker

mit Feldeffekttransistoren und gemeinsamem Sourcewiderstand

Die Definitionen entsprechen den Definitionen in 1.1.1.

Infolge  $r_{GS} \rightarrow \infty$  werden

Differenzeingangswiderstand:  $r_D \rightarrow \infty$

Gleichtakteingangswiderstand:  $r_G \rightarrow \infty$

Ausgangswiderstand:  $r_a = r_{DS} \parallel R_D$

Eingangsruhestrom:  $i_G \approx 0$

Differenzverstärkung:  $v_D = \frac{u_{a1}}{u_{eD}} = - \frac{1}{2} S(r_{DS} \parallel R_D)$

Gleichtaktverstärkung:  $v_M = - \frac{1}{2} \frac{R_D}{R_S}$

Gleichtaktunterdrückung:  $G \approx S \cdot R_S$

## 1.2 Stromquellen

Für Versorgungsspannungen  $|U_N| = |U_P|$  wird der Widerstand  $R_E \approx R_C$  wenn der Arbeitspunkt

der Transistoren bei  $U_{CE} = U_p/2$  gewählt wird.  
Größere Widerstände können nur mit Stromquellen erreicht werden.

### 1.2.1 Transistor als Stromquelle

Außerhalb des Sättigungsbereiches  $U_{CEsat}$  ist

$$r_i = \frac{dU_{CE}}{dI_c} \approx \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_c}$$

sehr hoch. Durch Gegenkopplung kann der Wert noch um Zehnerpotenzen vergrößert werden.

Die Grundschaltung zeigt Bild 1.5.

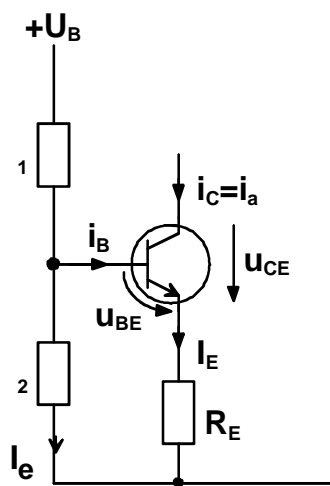
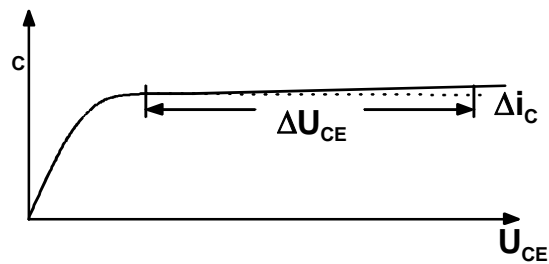


Bild 1.5 Transistor in Emitterschaltung als Stromquelle

Es gilt für Wechselstromsignale gilt:

$$\begin{aligned} i_a &= i_c \\ u_{CE} &= -u_a && (I_E \cdot R_E = \text{konst.}) \\ i_E &= i_c + i_B && \Rightarrow i_c = i_E - i_B \\ u_{BE} &= -i_B (R1 \parallel R2) - i_E \cdot R_E \end{aligned}$$

Mit 
$$i_B = \frac{1}{r_{BE}} u_{BE} \quad i_c = S \cdot u_{BE} + \frac{1}{r_{CE}} u_{CE}$$

wird:

$$u_{BE} = -i_B (R_1 || R_2) - (i_C + i_B) R_E ; \quad i_C = i_a$$

$$= -i_B [(R_1 || R_2) + R_E] - i_a \cdot R_E ; \quad i_B = \frac{1}{r_{BE}} \cdot u_{BE}$$

$$u_{BE} = \frac{-i_a \cdot R_E}{1 + \frac{1}{r_{BE}} [(R_1 || R_2) + R_E]}$$

$$i_a = S \cdot \frac{-i_a \cdot R_E}{a + \frac{1}{r_{BE}} [(R_1 || R_2) + R_E]} + \frac{1}{r_{CE}} u_{CE}$$

$$= \frac{\frac{1}{R_{CE}} \cdot u_{CE}}{1 + S \frac{R_E}{1 + \frac{1}{r_{BE}} [(R_1 || R_2) + R_E]}} ; \quad u_{CE} = -u_a, \quad S = \frac{\beta}{R_{BE}}$$

$$r_a = \frac{u_a}{i_a} = r_{CE} \left[ 1 + \frac{\beta \cdot R_E}{r_{BE} + R_E + (R_1 || R_2)} \right]$$

Fallunterscheidungen:

1.  $R_1 || R_2 \gg r_{BE}, R_E$   
Der Basisstrom wird hauptsächlich durch  $R_1$  eingepägt, es wirkt der Transistor mit seinem Widerstand  $r_{CE}$ .
2.  $R_1 || R_2 \ll r_{BE}$ ; d. h. hoher Querstrom
  - a)  $R_E = 0 \Rightarrow r_a = r_{CE}$
  - b)  $R_E \ll r_{BE} \Rightarrow r_a = r_{CE} \left[ 1 + \frac{\beta}{r_{BE}} R_E \right] = r_{CE} [1 + S \cdot R_E]$
  - c)  $R_E \gg r_{BE} \Rightarrow r_a = r_{CE} [1 + \beta]$

Für 2b steigt  $r_a$  linear mit  $R_E$  an, für 2c ist  $r_a$  unabhängig von  $R_E$ .

3. Aus Gründen zu hoher Verluste ist  $R_1 || R_2 \ll r_{BE}$  **nicht** zu realisieren:  
Für  $R_1 || R_2 \approx r_{BE}$



a)  $R_E = 0 \Rightarrow r_a = r_{CE}$

b)  $R_E \ll r_{BE}, R_1 \parallel R_2 \Rightarrow r_a = r_{CE} \left[ 1 + \frac{\beta}{2r_{BE}} R_E \right] = r_{CE} \left[ 1 + \frac{S \cdot R_E}{2} \right]$

c)  $R_E \gg r_{BE}, R_1 \parallel R_2 \Rightarrow r_a = r_{CE} [1 + \beta]$

4. Allgemeiner Fall  $R_E \approx r_{BE}$ .

**Beispiel:**

$i_E = 1 \text{ mA} \quad U_{RE} = 5 \text{ V} \quad \Rightarrow R_E = 5 \text{ k}\Omega \quad \beta = 200$

$r_{CE} = 100 \text{ k}\Omega \quad r_{BE} = \frac{\beta}{S} = \beta \cdot \frac{U_T}{I_c} = 200 \cdot \frac{26 \text{ mV}}{1 \text{ mA}} = 5,2 \text{ k}\Omega$

$R_1 \parallel R_2 \approx r_{BE} = 5 \text{ k}\Omega$

allgemeiner Fall:

$r_a = 100 \text{ k}\Omega \left[ 1 + \frac{200 \cdot 5 \text{ k}\Omega}{(5,2 + 5 + 5) \text{ k}\Omega} \right] \approx 6,7 \text{ M}\Omega$

nach Näherung 2b:  $r_a \approx 19,3 \text{ M}\Omega$

Anstelle des Spannungsteilers kann eine Zenerdiode die Basisspannung vorgeben (Bild 1.6).

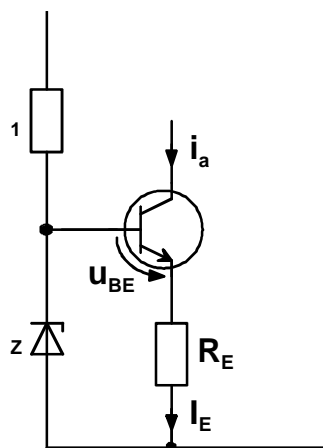


Bild 1.6 Zenerdiode im Spannungsteiler für die Basisspannung

$I_E = \frac{U_Z - U_{BE}}{R_E} \quad \text{mit } u_Z = 0 \quad \text{bzw. } r_Z \rightarrow 0$

Der Ausgangswiderstand wird (nach 2b) zu:

$$r_a = r_{CE} \left[ 1 + \frac{\beta \cdot R_E}{r_{BE} + R_E} \right]$$

Wählt man  $R_E \approx r_{BE}$  so wird  $r_a$ :

$$r_a = r_{CE} \left[ 1 + \frac{\beta}{2} \right]$$

Für das oben angeführte Beispiel wird  $r_a \approx 10 \text{ M}\Omega$

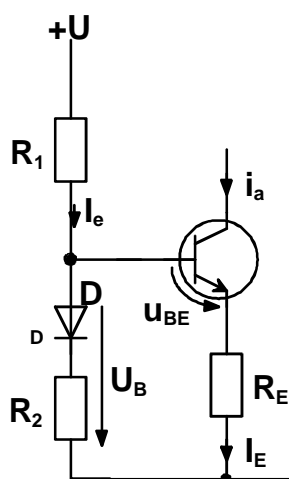
Vorteile einer Zenerdiode im Basisspannungsteiler:

- Spannungsteiler für Wechselstrom sehr niederohmig
- Basisspannung ist weitgehend unabhängig von Versorgungsspannungsschwankungen
- Zenerdiode kann mit der gleichen Temperaturabhängigkeit wie Basis-Emitterdiode gewählt werden
- Wenn Zenerdiode und Transistor gekoppelt sind (gleiches Substrat) dann liegt ein weitgehend temperaturunabhängiger Stromgenerator vor.

Nachteil: Ein große Versorgungsspannung notwendig! Deshalb Spannungsquelle mit Transistor.

### 1.2.1.1 Stromspiegel

Die Temperaturabhängigkeit der Zenerdioden ist sehr stark von der Zenerspannung abhängig. In einem weiten Spannungsbereich kann eine Diode im Spannungsteiler die Temperaturkompensation übernehmen.

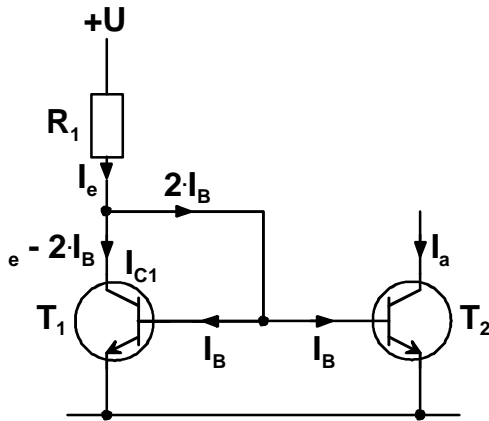


$$\begin{aligned} U_B &= U_D + I_e \cdot R_2 \\ U_B &= U_{BE} + I_E \cdot R_E \\ U_D &\approx U_{BE} \end{aligned}$$

Bild 1.7 Diode im Spannungsteiler für die Basisspannung zur Temperaturkompensation

$$i_a \approx I_E = \frac{U_B - U_{BE}}{R_E} = \frac{I_e \cdot R_2 + U_D - U_{BE}}{R_E} \approx \frac{R_2}{R_E} \cdot I_e$$

Eine bessere Übereinstimmung zwischen  $U_{BE}$  und  $U_D$  erhält man mit einem Transistor anstelle der Diode. Wenn beide Transistoren **gleich** sind, gilt für



Transistor  $T_1$ :

$$I_{C1} = I_e - 2I_B \quad \rightarrow I_e = I_B (B + 2)$$

$$I_{C1} = B \cdot I_B$$

Transistor  $T_2$ :

$$I_{c2} = I_a = B \cdot I_B$$

somit wird:

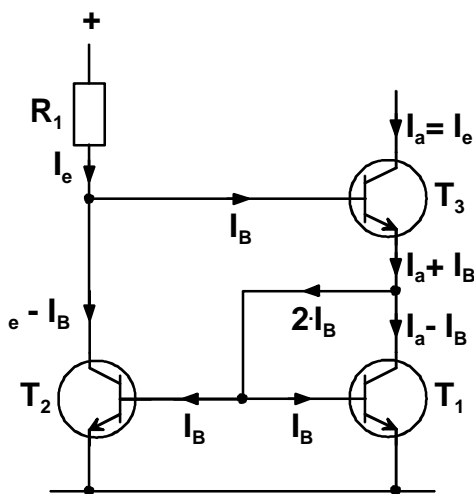
$$I_a = \frac{B}{B + 2} \cdot I_e \quad I_a \approx I_e \text{ für } B \gg 2$$

Bild 1.8 Stromspiegel

Die Schaltung arbeitet im Prinzip ohne Emitterwiderstände. Parameterstreuungen der Transistoren lassen sich noch durch Emitterwiderstände ausgleichen.

### 1.2.1.2 Wilson-Stromspiegel

Beim Stromspiegel ist  $I_e = I_a + 2I_B$ . Stromgleichheit wird erreicht, wenn mit Hilfe eines Transistors von  $I_e$  ( $1 \times I_B$ ) abgezogen und  $I_a$  ( $1 \times I_B$ ) zugefügt wird.



Transistor  $T_1$ :

$$I_a - I_B = I_B \cdot B_1$$

Transistor  $T_2$ :

$$I_e - I_B = I_B \cdot B_2$$

$$\rightarrow I_a = I_e \text{ für } B_1 = B_2$$

**Voraussetzung:**  
gleiche Transistoren

$$T_1 = T_2 = T_3 \Rightarrow B_1 = B_2 = B_3$$

Bild 1.9 Wilson-Stromspiegel

Gegenüber dem Stromspiegel mit zwei Transistoren wird bei der Wilson-Schaltung der noch

verbleibende Fehler durch den geschlossenen Regelkreis ausgeregelt.

### 1.2.2 FET als Stromquelle

Die Grundschaltung arbeitet analog der Schaltung mit Bipolar-Transistor. Im einfachen Fall wird ein selbstleitender n-Kanal Transistor verwendet, der sich seine negative Steuerspannung am Sourcewiderstand  $R_s$  selbst erzeugt.

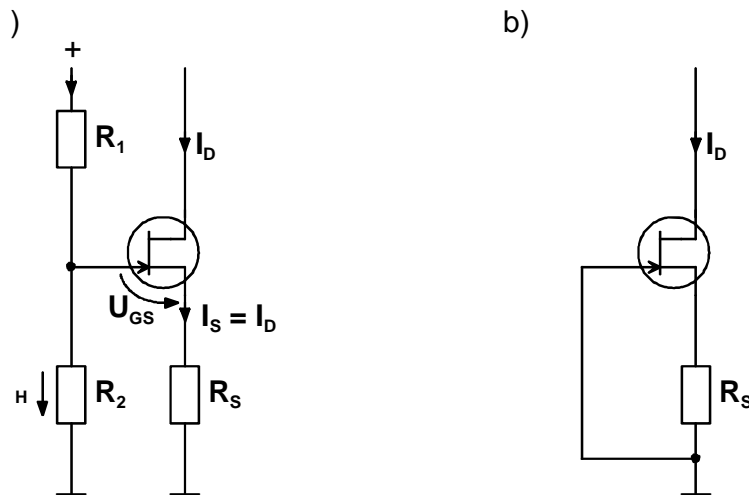


Bild 1.10 FET als Stromquelle

a) mit Spannungsteiler für Gatespannung    b) FET-Diode

Da kein Gatestrom fließt gilt:

$$U_H = + U_{GS} + I_D \cdot R_s \quad \Rightarrow \quad R_s = \frac{U_H - U_{GS}}{I_D}$$

mit

$$I_D = I_{DS} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2$$

$$U_{GS} = U_P \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DS}}}\right) \quad R_s = \frac{U_H - U_P \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DS}}}\right)}{I_D}$$

( $U_P$  neg.  $\rightarrow$   $U_{GS}$  neg.)

Zur Berechnung des Innenwiderstandes verwenden wir die Gleichung für den Bipolar-Transistor mit  $\beta$  und  $r_{BE} \rightarrow \infty$ ,  $S \neq \infty$ :

$$r_i = r_{DS} (1 + S \cdot R_s) = r_{DS} + \mu \cdot R_s$$

In der Schaltung b) gilt  $U_H = 0$  (Feldeffektdiode, Stromdiode; Typen nach Normreihe E12 erhältlich).

Fallunterscheidungen sind nicht zu machen, da der Spannungsteiler ohne Einfluß ist.

**Beispiel:**

FET:  $I_{DS} = 10 \text{ mA}$ ,  $U_P = -3 \text{ V}$                       a)  $U_H = 1 \text{ V}$   
 $I_D = 1 \text{ mA}$ ,  $\mu = 200$                                       b)  $U_H = 0 \text{ V}$

$$R_s = \frac{U_H - U_P (\sqrt{I_D/I_{DS}})}{I_D}$$

a)  $R_s = \frac{1 \text{ V} + 3 \text{ V} (1 - \sqrt{1/10})}{1 \text{ mA}} = 3,05 \text{ k}\Omega$

$$S = \frac{dI_D}{dU_{GS}} |_{U_{DS} = \text{konst.}} \rightarrow \frac{d}{dU_{GS}} [I_{DS} (1 - \frac{U_{GS}}{U_P})^2]; \quad \text{mit } x = (1 - \frac{U_{GS}}{U_P})$$

$$\rightarrow = \frac{d}{dx} \cdot \frac{dx}{dU_{GS}} (I_{DS} \cdot x^2)$$

$$= 2 I_{DS} \cdot x \cdot \frac{1}{|U_P|}$$

$$S = \frac{2\sqrt{I_{DS} \cdot I_D}}{|U_P|} \quad r_{DS} = \frac{\mu \cdot |U_P|}{2 \cdot \sqrt{I_{DS} \cdot I_D}}$$

$$r_{DS} = \frac{200 \cdot 3 \text{ V}}{2 \sqrt{10 \cdot 1} \text{ mA}} = 95 \text{ k}\Omega \quad S = \frac{2 \cdot \sqrt{10 \cdot 1} \text{ mA}}{|3 \text{ V}|} = 2,1 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

$$r_i = r_{DS} + \mu \cdot R_s = 95 \text{ k}\Omega + 200 \cdot 3,05 \text{ k}\Omega = 705 \text{ k}\Omega$$

b)  $R_s = \frac{3 \text{ V} (1 - \sqrt{\frac{1}{10}})}{1 \text{ mA}} = 2,05 \text{ k}\Omega$

$$r_i = 95 \text{ k}\Omega + 200 \cdot 2,05 \text{ k}\Omega = 505 \text{ k}\Omega$$

Unterschied FET zum Bipolar-Transistor: Wesentlich kleinere Steilheit des FET

$$S_{\text{FET}} = 2,1 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \quad \mu = 200$$

$$\rightarrow \frac{1}{18}$$

$$S_{\text{BIT}} = 38,5 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \quad \mu = 3850$$

Grenzbetrachtung für große  $R_E$  bzw.  $R_s$ :

$$r_{i\text{FET}} = \mu \cdot R_s$$

$$r_{i\text{BIT}} = \beta \cdot r_{\text{CE}}$$

Verwendet man einen Transistor als Sourcewiderstand so wirkt dieser mit seinem hochohmigen Innenwiderstand.

nach Beispiel:

$$R_s \equiv r_a = 6,7 \text{ M}\Omega$$

$$r_i = \mu \cdot R_s = 200 \cdot 6,7 \text{ M}\Omega = 1,34 \text{ G}\Omega$$

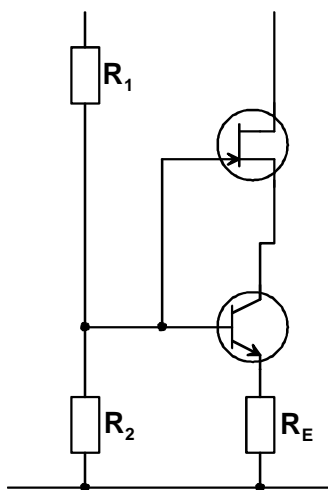


Bild 1.11 FET-Stromquelle mit Transistor als Sourcewiderstand

## FET-Stromspiegel

Stromspiegel können nur mit selbstsperrenden FET realisiert werden.

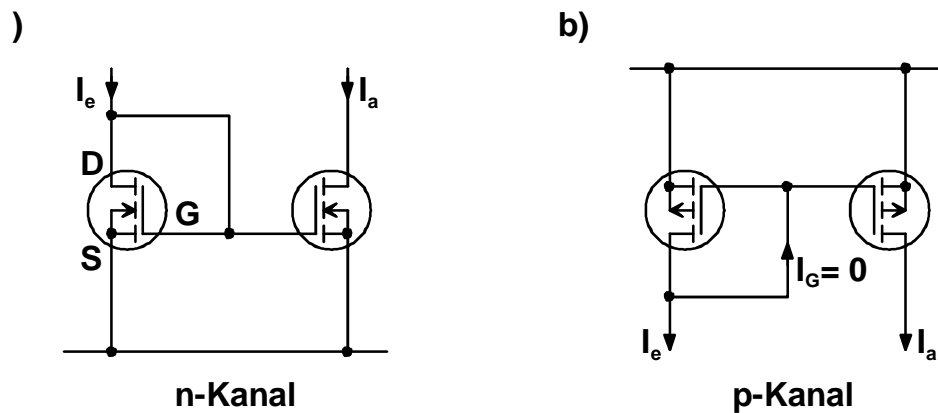


Bild 1.12 Stromspiegel mit MOS-FET      a) n-Kanal      b) p-Kanal

Beide MOS-FET müssen gleich sein, d. h. gleiche Kennlinien, gleiche Steilheit und gleiche Temperaturen haben. Eine Gegenkopplung mit Source-Widerstand hilft, die Restfehler zu kompensieren.

Der Spannungsabfall am FET liegt zwischen  $U_p$  und  $2U_p$ . Da  $U_p$  geometrisch beeinflusst werden kann, kann der Spannungsabfall kleiner als bei Bipolar-Transistoren gemacht werden.

## 1.3 Stromgegenkopplung

Eine Stromgegenkopplung wird mit Hilfe eines Emitterwiderstands je Transistor gemacht. Es gilt:

$$\Delta I_{C1} = \Delta I_{C2} \approx \frac{\Delta U_D}{2R_E}$$

Die Gleichtaktverstärkung wird durch  $R_E$  nicht beeinflusst.

Die Differenzverstärkung ist:

$$v_D \approx - \frac{R_c}{2R_E} \quad \text{für } R_E \gg \frac{1}{S}$$

(z. B.  $S = 33 \text{ mS} \rightarrow 1/S = 30 \Omega$       für  $R_E > 1 \text{ k}\Omega$  erfüllt)

## 1.4 Offsetspannung, Temperaturdrift

Auch bei gleichen Transistoren können geringe Differenzen in den Kennlinien auftreten. Wenn  $I_B$  und  $R_C$  bei beiden Eingangstransistoren eines Differenzverstärkers gleich sind, dann haben die Transistoren verschiedene Arbeitspunkte.

Ausgleichsmöglichkeiten:

- verschiedene  $R_C$  → Arbeitspunkt wird zwar gleich gemacht, doch die Verstärkung der Transistoren ist ungleich.
- Spannung an einem Eingang → Spannung muß sehr klein sein, niederohmig, temperaturabhängig. Bei freiem Eingang möglich.
- Strom in einen Eingang fließen lassen → kann von niederohmiger Eingangsspannung kurzgeschlossen werden.
- verschiedene Emitterwiderstände → unterschiedliche Gegenkopplung, unterschiedliche Verstärkung.
- verschiedene  $U_{CE}$  anlegen → verschobene **Arbeitsgerade**.

Ein Abgleich wird mit Hilfe eines Potentiometers durchgeführt. Aus dem Differenzverstärker werden die zwei Anschlüsse der Kollektorwiderstände  $R_C$  herausgeführt. Der Abgriff wird an die Versorgungsspannung gelegt.

## Temperaturdrift

Die Basis-Emitterspannung von Bip-Transistoren ändert sich bei  $I_C = \text{konst.}$  um  $\Delta U_{BE} \approx -2\text{mV/K}$ . Das Signal wird wie ein Nutzsignal verstärkt. Kleine Unterschiede entstehen durch verschiedene Arbeitspunkte der Transistoren. Wenn die Transistorkristalle getrennt sind, dann werden bei größerer Aussteuerung infolge verschiedener Verlustleistung unterschiedliche Temperaturen auftreten. Das gilt besonders für den Fall, daß der Arbeitspunkt nicht optimal ist.

Beispiel:

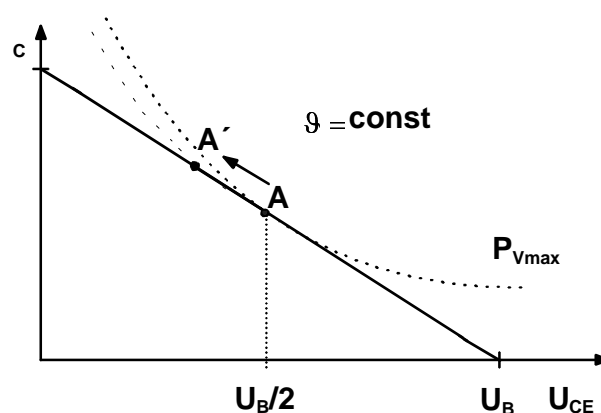


Bild 1.13 Einfluß der Ar-

beitspunktverschiebung



Weitere Temperatureinflüsse von außen bewirken ebenfalls ein Differenzsignal. Deshalb: Beide Eingangstransistoren sind monolithisch, d. h. auf einem Kristall integrieren.

### 1.5 Stromquellen anstelle der Kollektorwiderstände

Die Verstärkung einer Transistorschaltung ist dem Kollektorwiderstand  $R_C$  proportional. Für eine große Stromgegenkopplung (Stabilisierung!) wird:

$$v = - \frac{R_C}{R_E} \quad \text{d. h. } v \sim R_C.$$

Bei einem großen  $R_E$  muß deshalb auch  $R_C$  groß gemacht werden. Grenzen sind durch den notwendigen Kollektorstrom ( $\beta = f(I_C)$ ) und die Betriebsspannung gegeben.

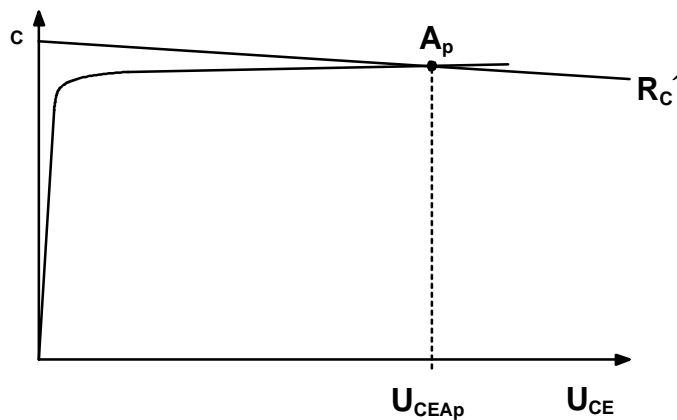


Bild 1.14 Stromquelle

als  $R_C$ .

Wird  $R_C'$  sehr groß, dann ist praktisch  $I_C = \text{const.}$  In der Praxis verwendet man u. a. **Stromspiegel** anstelle des Kollektorwiderstandes  $R_C$ .

### 1.6 Koppelstufen und Potentialverschiebung

In der Eingangsstufe und weiteren Stufen treten Potentialverschiebungen gegenüber der Masse auf; z. B. bei npn zu  $+U$ . Die Ausgangsspannung soll für  $u_{ED} = 0$  ebenfalls Null sein. Es wird nur eine Ausgangsspannung definiert.

Möglichkeiten der Gleichstromkopplung:

- Spannungsteiler (evtl. mit Emitterfolger)
- Z-Dioden, Dioden
- Konstantstromkopplung
- Komplementärtransistorstufen

## 1.7 Endstufen

- einfacher Transistor (evtl. ext. Lastwiderstand)
- Darlingtontransistor
- Kollektorschaltung (Emitterfolger)
- Gegentaktstufen.

## 1.8 Beispiel für einen integrierten Operationsverstärker

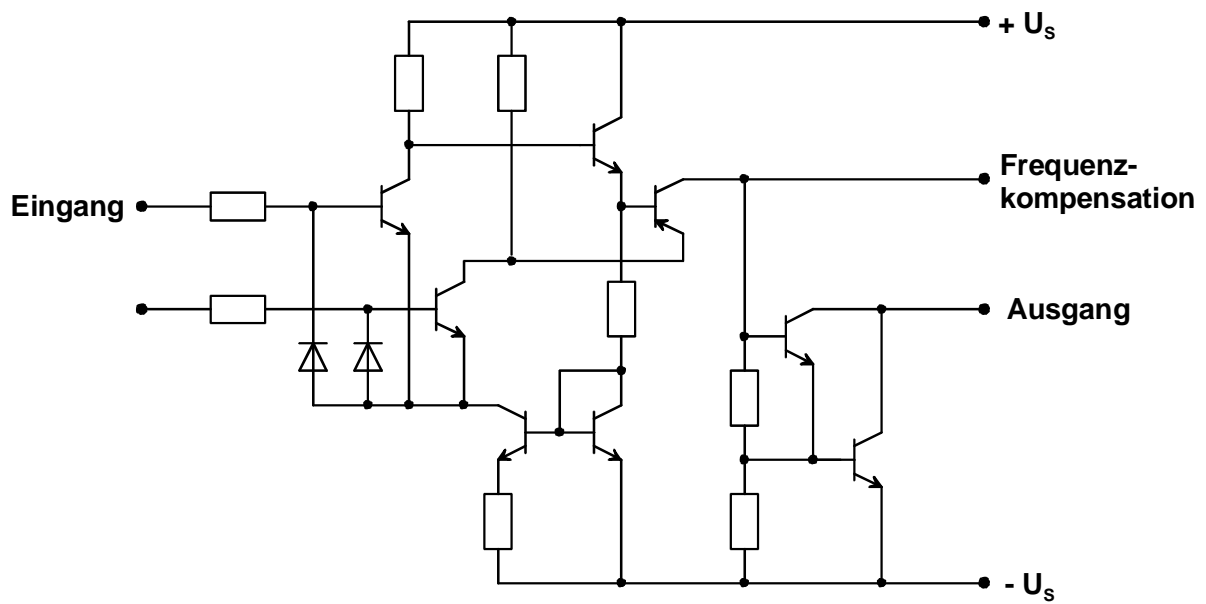


Bild 1.15 Integrierter Operationsverstärker TAA 761