

Analoge Schaltungen – WS 05/06  
Prof. Dr.-Ing. Schwarz, TU Dresden  
Mitschrift

Fabian Kurz  
<http://fkurz.net/>

Zuletzt aktualisiert:  
20. Februar 2006

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Bauelementemodelle</b>	<b>1</b>
1.1	Modelle . . . . .	1
1.2	Zweipole . . . . .	2
1.3	Zweitore . . . . .	3
1.4	Anwendung der Modelle . . . . .	4
1.4.a	Großsignalmodell (zur Arbeitspunkteinstellung) . . . . .	5
1.4.b	Kleinsignalmodell (Analyse bei kleinen Aussteuerungen) . . . . .	5
<b>2</b>	<b>Methoden der Schaltungsanalyse</b>	<b>7</b>
2.1	Netzwerkanalyse . . . . .	7
2.2	Signalflußanalyse . . . . .	8
<b>3</b>	<b>Grundsaltungen</b>	<b>9</b>
3.1	Grundmodell Spannungsverstärker . . . . .	9
3.2	Emitterschaltung . . . . .	10
3.2.a	Großsignalverhalten . . . . .	10
3.2.b	Kleinsignalverhalten . . . . .	10
3.2.c	Arbeitspunkteinstellung . . . . .	10
3.2.d	Schaltungen zur Arbeitspunkteinstellung . . . . .	11
3.2.e	Emitterschaltung mit Laststromquelle . . . . .	12
3.3	Basisschaltung und Gateschaltung . . . . .	13
3.3.a	Großsignalverhalten . . . . .	13
3.3.b	Kleinsignalverhalten . . . . .	14
3.4	Kollektorstufe (Emitterfolger), Drainstufe (Sourcefolger) . . . . .	15
3.4.a	Großsignalverhalten . . . . .	15
3.4.b	Kleinsignalverhalten . . . . .	16
3.5	Stromspiegel . . . . .	17
3.5.a	Grundmodell . . . . .	17
3.5.b	Grundsaltung . . . . .	17
3.5.c	Verbesserung der Symmetrie (Bipolar-Stromspiegel) . . . . .	17
3.5.d	Strombank . . . . .	18
3.5.e	Verbesserung des Ausgangsverhaltens (Wilson-Stromspiegel) . . . . .	18
3.5.f	Widlar-Stromquelle . . . . .	18
3.6	Differenzstufe . . . . .	19
3.6.a	Großsignalverhalten . . . . .	19
3.6.b	Kleinsignalverhalten . . . . .	20
<b>4</b>	<b>Leistungsverstärker</b>	<b>23</b>
4.1	Leistungsbilanz . . . . .	23
4.2	A-Verstärker . . . . .	23
4.3	Gegentakt-B- und AB-Verstärker . . . . .	24

4.3.a	Leistung und Wirkungsgrad . . . . .	24
4.3.b	AB-Betrieb . . . . .	25
4.3.c	Strombegrenzung . . . . .	26
<b>5</b>	<b>Rückkopplung</b>	<b>27</b>
5.1	Grundprinzip . . . . .	27
5.1.a	Großsignalverhalten . . . . .	27
5.1.b	Kleinsignalverhalten . . . . .	28
5.1.c	Mit- und Gegenkopplung . . . . .	28
5.2	Gegenkopplungsarten . . . . .	28
5.2.a	Allgemein . . . . .	28
5.2.b	Bei Transistorgrundstufen . . . . .	29
5.3	Effekte der Gegenkopplung . . . . .	29
5.3.a	Parameterempfindlichkeit (Sensitivity) . . . . .	29
5.3.b	Eingangswiderstand . . . . .	30
5.3.c	Ausgangswiderstand . . . . .	31
5.3.d	Arbeitspunktstabilisierung . . . . .	32
<b>6</b>	<b>Operationsverstärker</b>	<b>35</b>
6.1	Aufbau und Grundmodell . . . . .	35
6.2	Analyseverfahren (idealer OPV) . . . . .	35

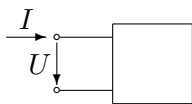
# Kapitel 1

## Bauelementemodelle

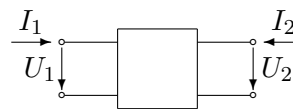
Ein Bauelementmodell ist ein Netzwerk, das zu einem gegebenen Bauelement ein äquivalentes Klemmenverhalten hat.

### 1.1 Modelle

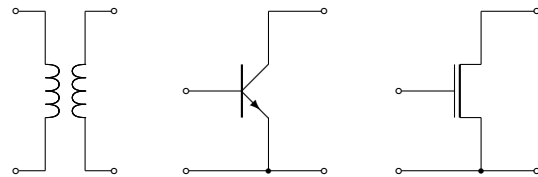
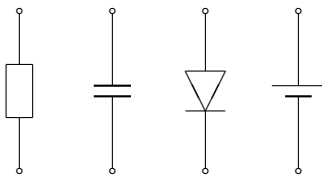
Eintore (Zweipole)



Zweitore (Dreipole)

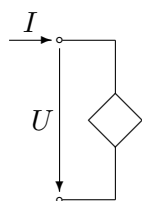


### Beispiele

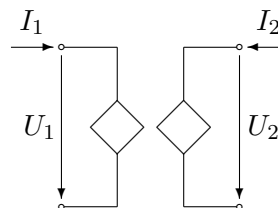


### Beschreibung

1 Gleichung  
→ Zweig im Netzwerk



2 Gleichungen  
→ 2 gekoppelte Zweige im Netzwerk

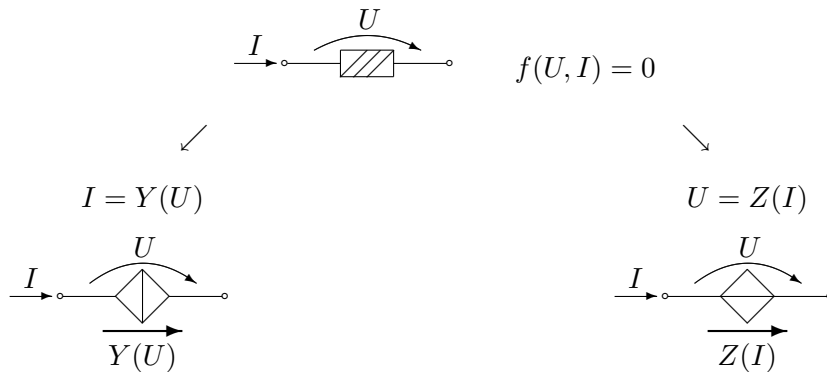


**Großsignal-Modell:** Modelliert das Klemmenverhalten in einem weiten Arbeitsbereich, i.d.R. nichtlinear.

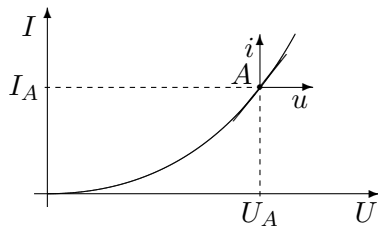
**Kleinsignal-Modell:** Modelliert das Klemmenverhalten in der Umgebung eines Arbeitspunktes → linear.

## 1.2 Zweipole

### Großsignalmodelle



### Kleinsignalmodelle



$$U = U_A + u, \quad I = I_A + i$$

(Koordinatenverschiebung)

$U_A, I_A$ : Spannung/Strom im Arbeitspunkt

$$\begin{aligned}
 I &= I_A + i = Y(U_A + u) \\
 &= \underbrace{Y(U_A)}_{I_A} + \left. \frac{dY}{dU} \right|_{U_A} \cdot u + \dots
 \end{aligned}$$

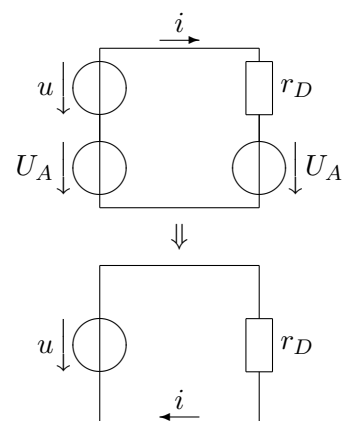
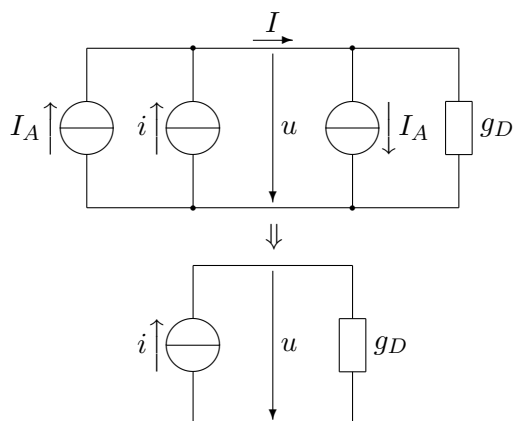
$$\begin{aligned}
 U &= U_A + u = Z(I_A + i) \\
 &= \underbrace{Z(I_A)}_{U_A} + \left. \frac{dZ}{dI} \right|_{I_A} \cdot i + \dots
 \end{aligned}$$

lineare Näherung

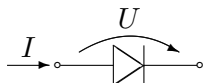
$$\begin{aligned}
 I &= I_A + i = I_A + g_D \cdot u \\
 g_D &= \left. \frac{dI}{dU} \right|_{U_A} = \left. \frac{dY(U)}{dU} \right|_{U_A}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 U &= U_A + u = U_A + r_D \cdot i \\
 r_D &= \left. \frac{dU}{dI} \right|_{I_A} = \left. \frac{dZ(I)}{dI} \right|_{I_A}
 \end{aligned}$$

Schaltungsmodell



**Beispiel:** Diode



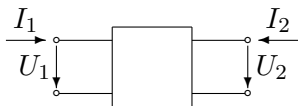
$$I = I_s \left( e^{\frac{U}{U_T}} - 1 \right) \approx I_s \cdot e^{\frac{U}{U_T}} \quad \text{für } I \gg I_s$$

$$g_D = \left. \frac{dI}{dU} \right|_{U_A} = \frac{I_s \cdot e^{\frac{U_A}{U_T}}}{U_T} = \frac{I_A}{U_T}, \quad r_D = \frac{1}{g_D} = \frac{U_T}{I_A}$$

zugeschnittene Größengleichungen für  $I_s = 1 \text{ pA}$ ,  $U_T = 26 \text{ mV}$ :

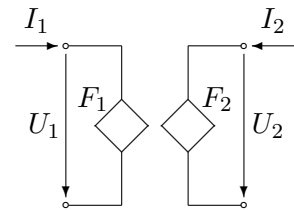
$$g_D/\text{S} = \frac{I_A/\text{mA}}{26} \quad r_D/\Omega = \frac{26}{I_A/\text{mA}}$$

### 1.3 Zweitore



$$Y_1 = F_1(X_1, X_2)$$

$$Y_2 = F_2(X_1, X_2)$$



**Kleinsignalmodell:**  $X_i = X_{i1} + x_i$ ,  $Y_i = Y_{i1} + y_i$ ,  $i = 1, 2$

$$Y_1 = \cancel{Y_{1A}} + y_1 = \underbrace{F_1(X_{1A}, X_{2A})}_{Y_{1A}} + \left. \frac{\partial F_1}{\partial X_1} \right|_A \cdot x_1 + \left. \frac{\partial F_1}{\partial X_2} \right|_A \cdot x_2 + \dots$$

$$Y_2 = \cancel{Y_{2A}} + y_2 = \underbrace{F_2(X_{1A}, X_{2A})}_{Y_{2A}} + \left. \frac{\partial F_2}{\partial X_1} \right|_A \cdot x_1 + \left. \frac{\partial F_2}{\partial X_2} \right|_A \cdot x_2 + \dots$$

$$y_1 = k_{11} \cdot x_1 + k_{12} \cdot x_2$$

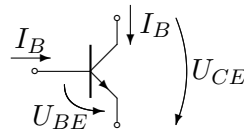
$$y_2 = k_{21} \cdot x_1 + k_{22} \cdot x_2$$

→ lineare Zweipolbeschreibung

**Leitwertbeschreibung**

$$I_1 = Y_1(U_1, U_2)$$

$$I_2 = Y_2(U_1, U_2)$$



$$I_B = Y_1(U_{BE}, U_{CE})$$

$$I_C = Y_2(U_{BE}, U_{CE})$$

**Kleinsignalmodell**

$$i_1 = y_{11} \cdot u_1 + y_{12} \cdot u_2$$

$$i_2 = y_{21} \cdot u_1 + y_{22} \cdot u_2$$

$$i_B = g_{BE} \cdot u_{BE} + g_\nu \cdot u_{CE}$$

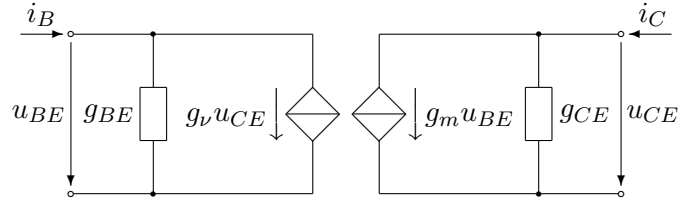
$$i_C = g_m \cdot u_{BE} + g_{CE} \cdot u_{CE}$$

$$g_{BE} = \left. \frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}} \right|_A$$

$$g_m = \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \right|_A$$

$$g_\nu = \left. \frac{\partial I_B}{\partial U_{CE}} \right|_A$$

$$g_{CE} = \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}} \right|_A$$



s. Folie: „BPT/FET-Modelle“

### Y-Beschreibung

$$i_B = g_{BE} \cdot u_{BE}$$

$$i_C = g_m \cdot u_{BE} + g_{CE} \cdot u_{CE}$$

Hauptsteuergleichung

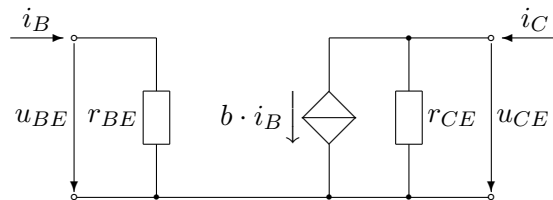
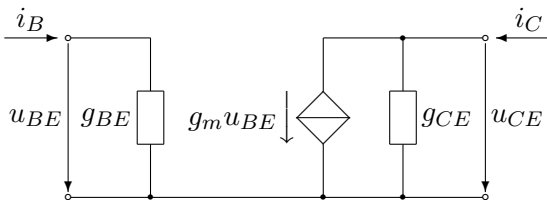
### H-Beschreibung

$$u_{BE} = r_{BE} \cdot i_B$$

$$i_C = b \cdot i_B + g_{CE} \cdot u_{CE}$$

Hauptsteuergleichung

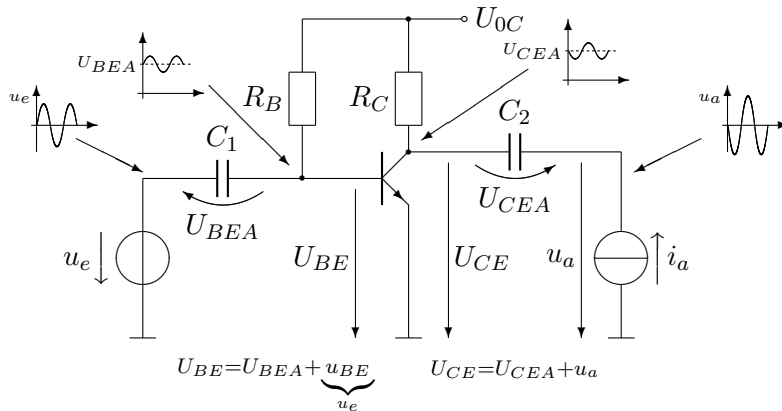
Zusammenhang:  $g_m = \frac{b}{r_{BE}}, \quad g_{BE} = \frac{1}{r_{BE}}$



s. Folie: „Transferkennlinien“

## 1.4 Anwendung der Modelle

**Beispiel:** Emitterschaltung



**gegeben:**

$$U_{0C} = 12 \text{ V},$$

$$U_{CEA} = 6 \text{ V},$$

$$B = 100,$$

$$U_{BE0} = 0,6 \text{ V},$$

$$R_C = 10 \text{ k}\Omega,$$

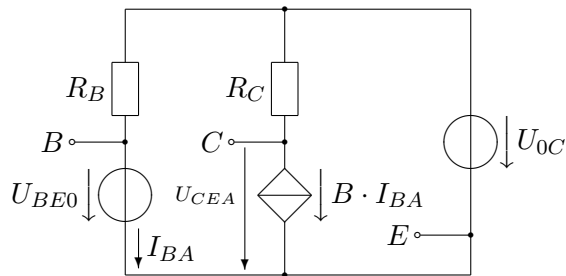
$$C_1, C_2 \rightarrow \infty$$

**gesucht:**

$$R_B, r_e, u_a(u_e, i_a)$$

### 1.4.a Großsignalmodell (zur Arbeitspunkteinstellung)

**Anwendung:** Das Bauelement wird durch das Modell (Ersatzschaltung) ersetzt → Netzwerk (i.d.R. nichtlinear) → Analyse



$$\begin{aligned} U_{BE} &= U_{BE0} \\ I_C &= B \cdot I_B \end{aligned}$$

**Transistormodell**  
(Vernachlässigung des  
Early-Effekts)

$$I_{CA} = \frac{U_{0C} - U_{CEA}}{R_C} = \frac{6 \text{ V}}{12 \text{ k}\Omega}, \quad I_{BA} = \frac{U_{0C} - U_{BE0}}{R_B} = \frac{I_{CA}}{B} = 6 \mu\text{A}$$

$$R_B = \frac{U_{0C} - U_{BEA}}{I_{BA}} = \frac{U_{0C} - U_{BE0}}{U_{0C} - U_{CEA}} \cdot B \cdot R_C = B \cdot R_C \cdot \frac{1 - \frac{U_{BE0}}{U_{0C}}}{1 - \frac{U_{CEA}}{U_{0C}}}$$

$$R_B = B \cdot R_C \cdot \frac{1 - \frac{0,6 \text{ V}}{12 \text{ V}}}{1 - \frac{6 \text{ V}}{12 \text{ V}}} = 1,9 \cdot B \cdot R_C = 1,9 \text{ M}\Omega$$

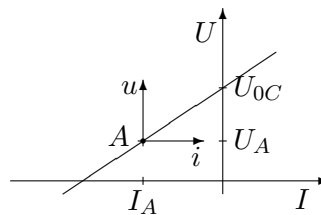
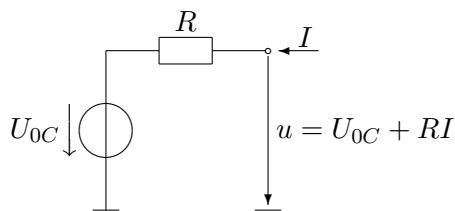
**Spezialfall:**  $U_{0C} \gg U_{CE0} \rightarrow \frac{U_{CEA}}{U_{0C}} = \frac{1}{2} \Rightarrow R_B \approx 2 \cdot B \cdot R_C$

### 1.4.b Kleinsignalmodell (Analyse bei kleinen Aussteuerungen)

**Anwendung:**

1. Ersetzen des Bauelements durch sein Kleinsignal-Ersatzschaltbild
2. Alle Konstantspannungs(-strom)quellen werden durch Kurzschluss (Leerlauf) ersetzt → Lineares Netzwerk mit Kleinsignalgrößen

**Begründung:**



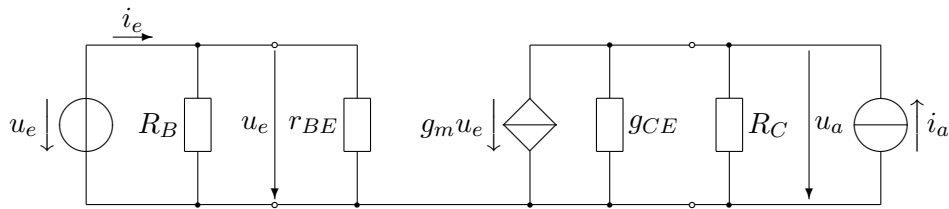
$$U = U_A + u = U_{0C} + (I_A + i) \cdot R = \underbrace{U_{0C} + I_A \cdot R}_{U_A} + i \cdot R$$

$$\boxed{u = i \cdot R} \Rightarrow$$

nach Koordinatenverschiebung reiner Widerstand für das Kleinsignal  
→ Strom/Spannungsquellen deaktivieren



**Kleinsignalmodell:**



**gegeben:**  $u_e, i_a$ , **gesucht:**  $i_c, u_a$       NR:  $r_{BE} = \frac{U_T}{I_{BA}} = 4,3 \text{ k}\Omega$ ,  $g_m = \frac{I_{CA}}{U_T} = 23 \text{ mS}$

$$i_e = \frac{u_e}{R_B \parallel r_{BE}} \Rightarrow r_e = \frac{u_e}{i_e} = \frac{R_B \cdot r_{BE}}{R_B + r_{BE}} = r_{BE}$$

$$\begin{aligned} u_a &= (-g_m \cdot u_e + i_a) \cdot R_C \parallel r_{CE} && \text{(Überlagerungssatz)} \\ &= -g_m u_e \cdot R_C \parallel r_{CE} + i_a \cdot R_C \parallel r_{CE} && \text{Annahme: } U_Y \rightarrow \infty \Rightarrow r_{CE} \rightarrow \infty \\ &= -g_m u_e R_C + i_a R_C = v \cdot u_e + r_a \cdot i_a && i_e = \frac{1}{r_e} u_e \end{aligned}$$

**Verstärkung:**  $v = -g_m \cdot R_C = -23 \text{ mS} \cdot 10 \text{ k}\Omega = -230$

**Ausgangswiderstand:**  $r_a \approx R_C \approx 10 \text{ k}\Omega$  (Ohne Early-Effekt!)

Die natürliche Beschreibung des Verstärkers ist die *inverse Hybridbeschreibung*.

# Kapitel 2

## Methoden der Schaltungsanalyse

### 2.1 Netzwerkanalyse

Da die wesentlichen aktiven Bauelemente durch gesteuerte Stromquellen modelliert werden, wird die Knotenspannungsanalyse bevorzugt.

**Voraussetzung:** Alle  $U$ - $I$ -Relationen müssen in der Form

$$\boxed{I = Y(U)} \quad (\text{Zweipole}) \quad \text{bzw.} \quad \boxed{\begin{matrix} I_1 = Y_1(U_1, U_2) \\ I_2 = Y_2(U_1, U_2) \end{matrix}} \quad (\text{Vierpole})$$

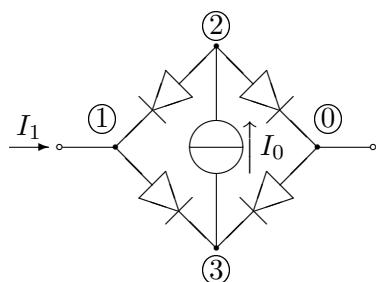
vorliegen.

- Im Netzwerk nur noch unabhängige oder spannungsgesteuerte Stromquellen
- Spannungssteuermodelle bevorzugt

#### Algorithmus

1. Festlegen des Bezugsknoten (meist Masse)
2. Knotenspannungen einführen
3. Knotengleichungen (Strombilanzen) unter Verwendung der  $U$ - $I$ -Relationen der Zweige aufstellen
4. Knotengleichungen lösen
5. gesuchte Größen berechnen

#### Beispiel: Diodenschalter



$$I_D = I_S (e^{U_D/U_T} - 1)$$

**Gesucht:**  $r_1 = \frac{dU_{10}}{dI_1}$

**Knotenspannungsanalyse:** Knotengleichungen

$$\textcircled{1} \quad I_S \left( e^{\frac{U_1 - U_3}{U_T}} - 1 \right) - I_S \left( e^{\frac{U_2 - U_1}{U_T}} - 1 \right) = I_1$$

$$\textcircled{2} \quad I_S \left( e^{\frac{U_2 - U_1}{U_T}} - 1 \right) - I_S \left( e^{\frac{U_2}{U_T}} - 1 \right) = I_0$$

$$\textcircled{3} \quad I_S \left( e^{\frac{U_1 - U_3}{U_T}} - 1 \right) - I_S \left( e^{-\frac{U_3}{U_T}} - 1 \right) = I_0$$

Substitution:  $e^{\frac{U_i}{U_T}} = x_i, i = 1, 2, 3$

$$\begin{aligned} \textcircled{1} \quad & \frac{x_1}{x_3} - \frac{x_2}{x_1} = \frac{I_1}{I_2} \\ \textcircled{2} \quad & \frac{x_2}{x_1} + x_2 = \frac{I_0}{I_S} + 2 \quad \Rightarrow \quad x_2 = \frac{\frac{I_0}{I_S} + 2}{1 + \frac{1}{x_1}} \\ \textcircled{3} \quad & \frac{x_1}{x_3} + \frac{1}{x_3} = \frac{I_0}{I_S} + 2 \quad \Rightarrow \quad \frac{1}{x_3} = \frac{\frac{I_0}{I_S} + 2}{1 + x_1} \end{aligned}$$

Einsetzen in  $\textcircled{1}$  führt zu  $x_1 = \frac{1 + \frac{I_1}{I_0 + 2I_S}}{1 - \frac{I_1}{I_0 + 2I_S}}$ . Nach Rücksubstitution und  $\ln \frac{1+x}{1-x} \approx 2x$  für  $x \ll 1$ :

$$U_1 = U_T \cdot \ln \frac{1 + \frac{I_1}{I_0 + 2I_S}}{1 - \frac{I_1}{I_0 + 2I_S}} \approx U_T \frac{2I_1}{I_0 + 2I_S} = \begin{cases} \frac{2U_T}{I_0} \cdot I_1 & \text{für } I_0 \gg I_S, I_1 \\ \frac{U_T}{I_S} \cdot I_1 & \text{für } I_0 = 0 \end{cases}$$

Somit ergibt sich  $r_1$  zu:

$$r_1 = \frac{dU_{10}}{dI_1} = \begin{cases} 2\frac{U_T}{I_0} & \text{für } I_0 \gg I_S, I_1 \\ \frac{U_T}{I_S} & \text{für } I_0 = 0 \end{cases}$$

## 2.2 Signalflußanalyse

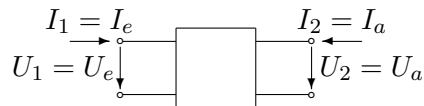
Siehe <http://www.iee.et.tu-dresden.de/iee/ge/student/materialien/ST/folien/analyse/sigfl.pdf> (11 Seiten).

# Kapitel 3

## Grundsaltungen

### 3.1 Grundmodell Spannungsverstärker

Großsignalmodell (inv. Hybridbeschreibung)



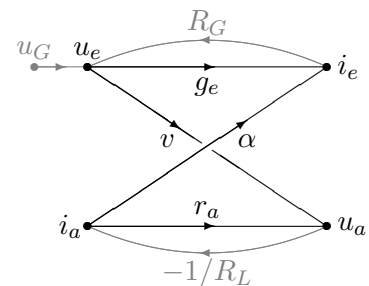
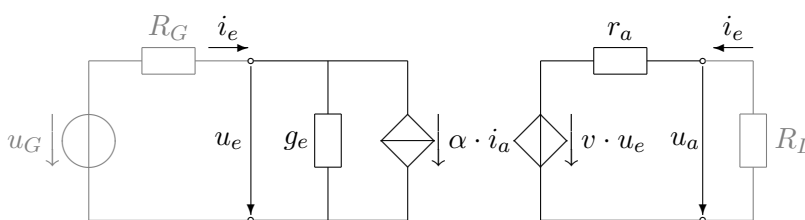
$$\begin{aligned} I_1 &= H'_1(U_1, I_2) \\ U_2 &= H'_2(U_1, I_2) \end{aligned}$$

Kleinsignalmodell:

$$\begin{aligned} i_e &= g_e \cdot u_e + \alpha \cdot i_a \\ u_a &= v \cdot u_e + r_a \cdot i_a \end{aligned}$$

$v = \left. \frac{u_a}{u_e} \right|_{i_a=0}$  Leerlaufverstärkung     
  $r_a = \left. \frac{u_a}{i_a} \right|_{u_e=0}$  Kurzschluss-Ausgangswiderstand

$g_e = \left. \frac{i_e}{u_e} \right|_{i_a=0}$  Leerlauf-Eingangsleitwert     
  $\alpha = \left. \frac{i_e}{i_a} \right|_{u_e=0}$  Kurzschluss-Stromrückwirkung

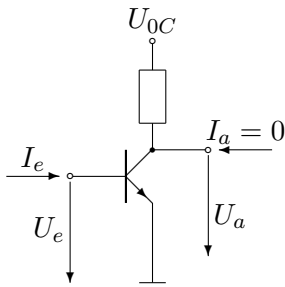


Betriebsparameter

- Betriebsverstärkung:  $v_B = \frac{u_a}{u_e} = \frac{1}{1 + \frac{r_a}{R_L}}$ , bzw.  $v_{B2} = \frac{u_a}{u_G}$  (berücksichtigt  $R_G$ )
- Betriebs-Eingangswiderstand:  $r_{eB} = \frac{u_e}{i_e}$
- Betriebs-Ausgangswiderstand:  $r_a = \left. \frac{u_a}{i_a} \right|_{u_G=0}$

## 3.2 Emitterschaltung

### 3.2.a Großsignalverhalten

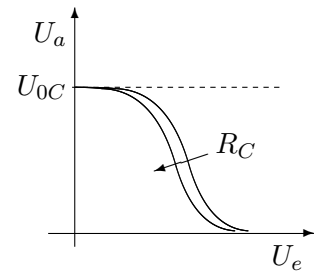


Transferkennlinie:  $U_a = f(U_e)$

$$I_C = I_S \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$$

$$U_{BE} = U_e, U_a = U_{0C} - I_C \cdot R_C$$

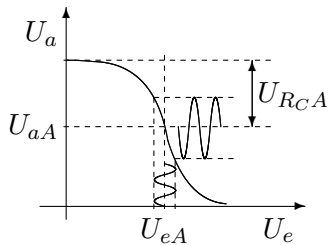
$$U_a = U_{0C} - I_S \cdot R_C \cdot e^{\frac{U_e}{U_T}}$$



Eingangskennlinie:

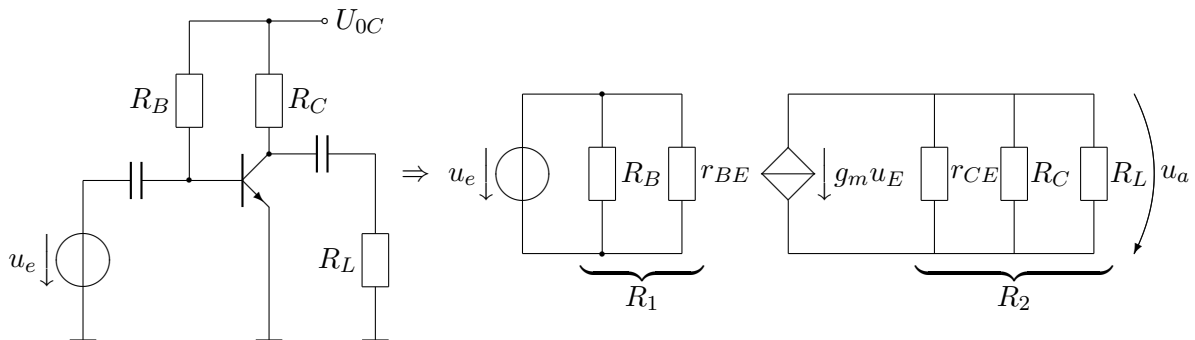
$$I_e = I_B = \frac{I_S}{B_F} \cdot e^{\frac{U_e}{U_T}}$$

Aussteuerdiagramm:



$$v = \left. \frac{dU_a}{dU_e} \right|_{AP} = -\frac{R_C \cdot I_S}{U_T} \cdot e^{\frac{U_{eA}}{U_T}} = -\frac{R_C \cdot I_{CA}}{U_T} = -\frac{U_{RC A}}{U_T}$$

### 3.2.b Kleinsignalverhalten

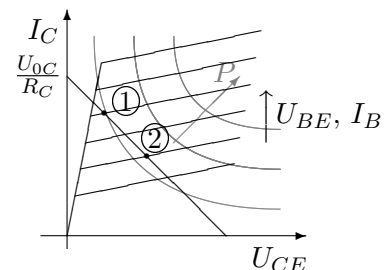
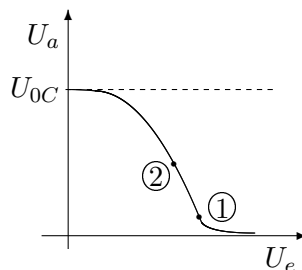
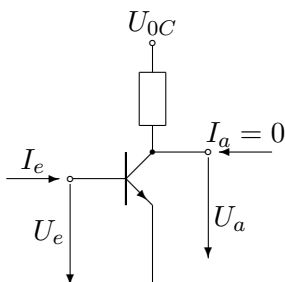


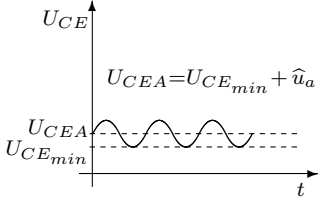
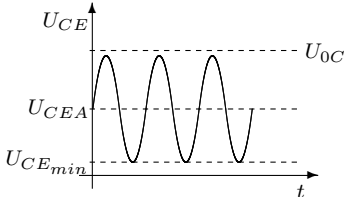
$$v_{B_1} = -\frac{g_m \cdot u_e \cdot R_2}{u_2} = -g_m \cdot R_2 = -g_m (R_{CE} \parallel R_C \parallel R_L) \quad (\text{Größenordnung } 10^2)$$

$$r_{eB} = R_B \parallel r_{BE} \approx r_{BE} \quad (10^0 \text{ k}\Omega)$$

$$r_{aB} = r_{CE} \parallel R_C \quad (10^1 \text{ k}\Omega)$$

### 3.2.c Arbeitspunkteinstellung

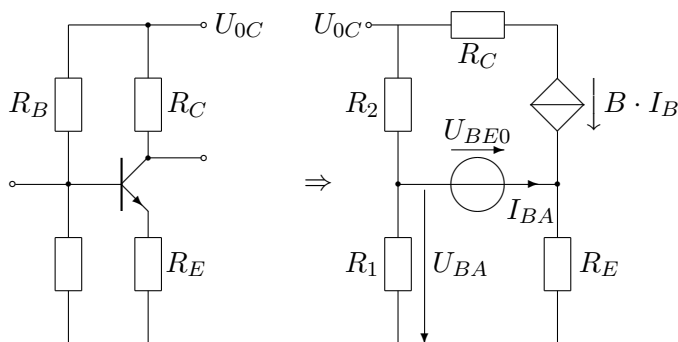


Forderung	Arbeitspunkt	Aussteuerdiagramm
1. Hohe Verstärkung bei kleiner Aussteuerung	$U_{RCA}$ möglichst groß	
2. Maximale Aussteuerung	Mitte des aktiven Bereichs	
3. Thermische Stabilität	$U_{CEA} \geq \frac{U_{0C}}{2}$	

### 3.2.d Schaltungen zur Arbeitspunkteinstellung

BasisstromEinstellung: siehe 1.4

#### Emitterstromregelung



#### Entwurfsbeispiel:

gegeben:  $U_{BE0} = 0,6 \text{ V}$ ,  $B = 100$ ,  
 $I_{CA} = 1 \text{ mA}$ ,  $R_C = 500 \Omega$ ,  
 $U_{0C} = 10 \text{ V}$

$$U_{BA} = U_{EA} + U_{BE0} \approx I_{CA} \cdot R_E + U_{BE0} = 1,1 \text{ V}$$

muss mit dem „Spannungsteiler“  
 $R_1/R_2$  eingestellt werden.

**Annahme:** Um den Spannungsteiler möglichst wenig zu belasten, wird  $I_{R_1} = \alpha \cdot I_{BA}$  mit  $\alpha = 10$  gewählt.

$$R_1 = \frac{U_{BA}}{\alpha \cdot I_{BA}} = 11 \text{ k}\Omega \quad R_2 = \frac{U_{0C} - U_{BA}}{(1 + \alpha) \cdot I_{BA}} = 81 \text{ k}\Omega$$

#### Nachrechnen des Spannungsteilerverhältnisses

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{11 \text{ k}\Omega}{11 \text{ k}\Omega + 81 \text{ k}\Omega} \quad \frac{U_{BA}}{U_{0C}} = \frac{1,1 \text{ V}}{10 \text{ V}} = 0,11$$

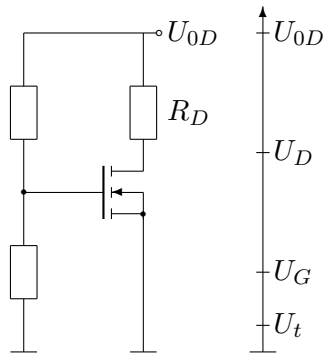
Relative Änderung: 9%.

#### Nachrechnen des Eingangsleitwertes

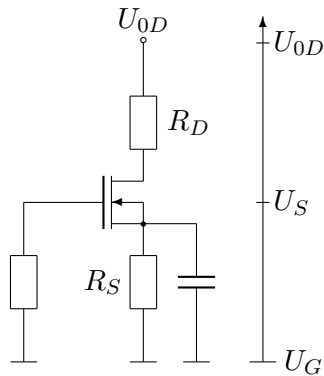
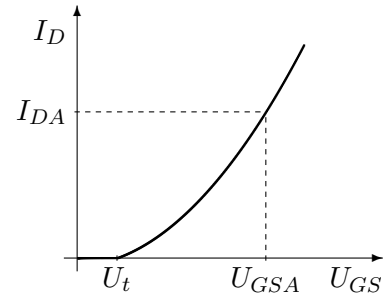
$$g_e = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{BE}} = \underbrace{0,09 \text{ mS} + 0,12 \text{ mS}}_{9,7 \text{ k}\Omega} + \underbrace{0,38 \text{ mS}}_{2,6 \text{ k}\Omega}$$

Relative Änderung:  $g_e$  : 27% ↑,  $r_e$  : 21% ↓

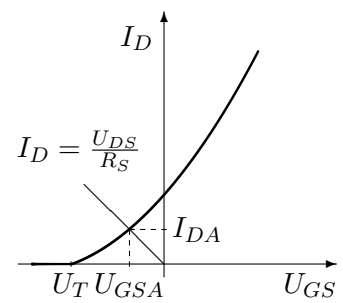
### Arbeitspunkteinstellung bei Sourcestufen



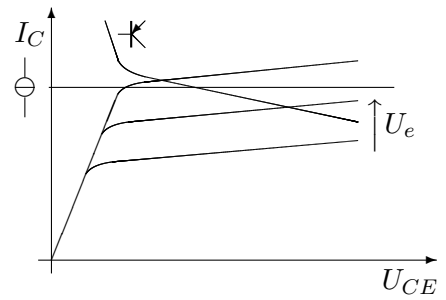
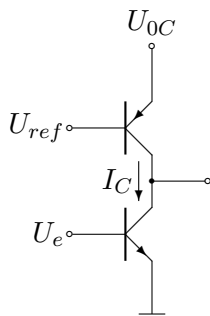
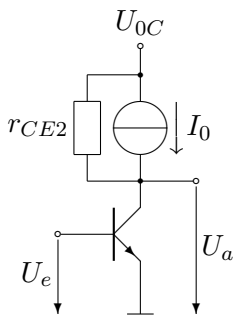
Enhancement FET



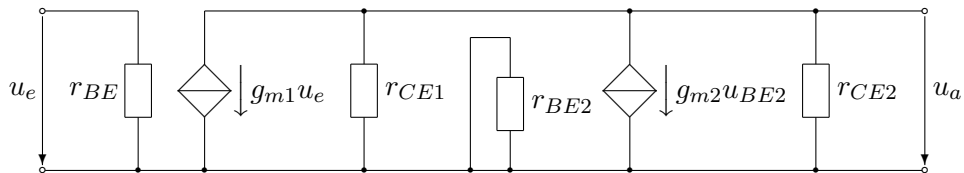
Depletion FET, Röhre



### 3.2.e Emitterschaltung mit Laststromquelle



### Kleinsignal-Ersatzschaltbild



**Leerlaufverstärkung:** 
$$v = \frac{u_a}{u_e} \Big|_{i_a=0} = -g_{m1}(r_{CE1} \parallel r_{CE1})$$

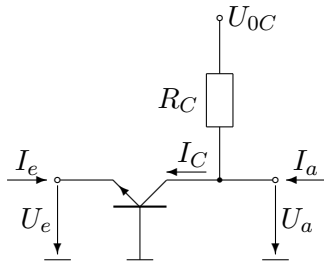
**Beispiel:**  $I_0 = I_{C1/2A} = I_{CA} = 200 \mu\text{A}$ ,  $U_{Y1/2} = 100 \text{V}$ ,  $U_{CE1/2A} = U_{CE} = 5 \text{V}$ ,  $U_T = 26 \text{mV}$

$$v = -g_{m1} \cdot (r_{CE1} \parallel r_{CE1}) = -g_{m1} \cdot \frac{r_{CE}}{2} = -\frac{I_{CA}}{U_T} \cdot \frac{U_Y + U_{CEA}}{2 \cdot I_{CA}}$$

$$= -\frac{U_Y + U_{CEA}}{2 \cdot U_T}$$

### 3.3 Basisschaltung und Gateschaltung

#### 3.3.a Großsignalverhalten

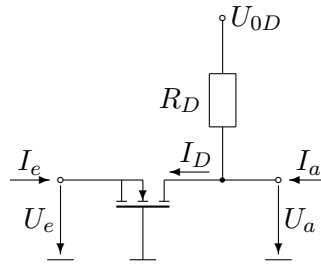


$$I_C = I_S \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$$

$$U_{BE} = -U_e$$

$$U_a = U_{0C} - I_C \cdot R_C$$

$$= U_{0C} - R_C \cdot I_S \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$$



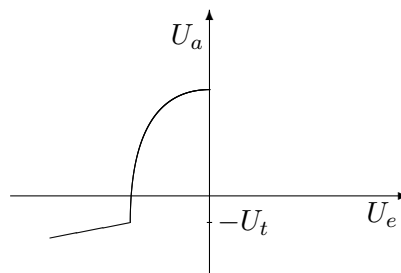
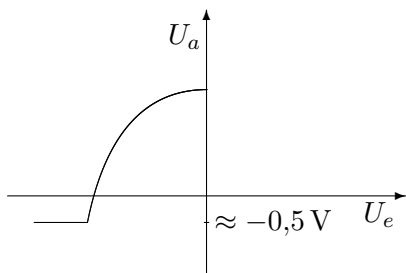
$$I_D = k(U_{GS} - U_t)^2$$

$$U_{GS} = -U_e$$

$$U_a = U_{0D} - I_D \cdot R_D$$

$$= U_{0D} - R_D \cdot k(U_{GS} - U_t)^2$$

#### Transferkennlinien



#### Kleinsignalverstärkung

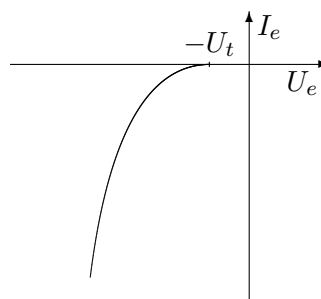
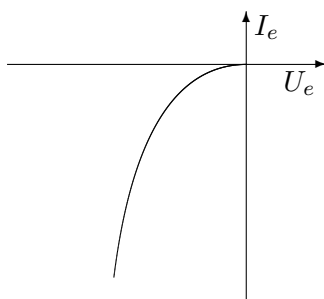
$$v = \frac{I_S \cdot R_C}{U_T} \cdot e^{-\frac{U_{BE}}{U_T}} = \frac{I_{CA}}{U_T} \cdot R_C = g_m \cdot R_C$$

$$v = g_m \cdot R_D = 2R_D \sqrt{k \cdot I_{DA}}$$

#### Eingangskennlinien

$$I_e = -I_E = -I_S \cdot \frac{B_F + 1}{B_F} \cdot e^{-\frac{U_e}{U_T}}$$

$$I_e = -I_S = -I_D = -k(U_e + U_t)^2$$

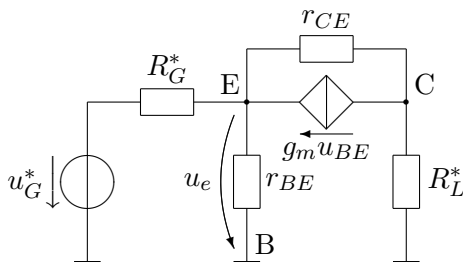
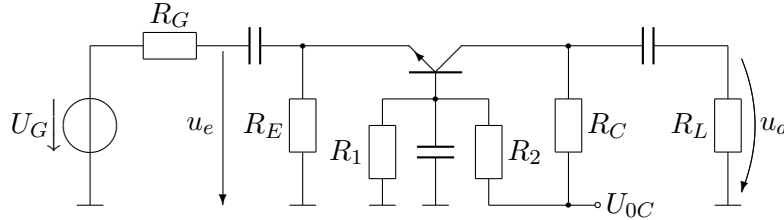




**Eingangsleitwert:**  $g_e = \left. \frac{dI_e}{dU_e} \right|_{AP} = \frac{1}{r_e}$

$$g_e = \frac{B_F + 1}{B_F} \cdot \frac{I_S \cdot e^{-\frac{U_e}{U_T}}}{U_T} = \underbrace{\frac{B_F + 1}{B_F}}_{\approx 1} \cdot \underbrace{\frac{I_{CA}}{U_T}}_{g_m} \quad g_e = 2k(U_e + U_t) = 2\sqrt{kI_{DA}} = g_m$$

### 3.3.b Kleinsignalverhalten



$$u_G^* = U_G \cdot \frac{R_E}{R_E + R_G} \quad g_{CE} = \frac{1}{r_{CE}}$$

$$R_L^* = R_C \parallel R_L \quad g_{BE} = \frac{1}{r_{BE}}$$

$$R_G^* = R_E \parallel R_G \quad G_L^* = \frac{1}{R_L^*}$$

### Betriebsparameter

$$\boxed{v_{B1} = \frac{u_a}{u_e}} \quad \text{KSA: } \odot: \quad (u_e - u_a) \cdot g_{CE} + g_m \cdot u_e - G_L^* \cdot u_a = 0$$

$$u_a = \frac{g_{CE} + g_m}{g_{CE} + G_L^*} \cdot u_e \quad \Rightarrow \quad v_{B1} = \frac{g_{CE} + g_m}{g_{CE} + G_L^*} \approx \frac{g_m}{G_L^*}$$

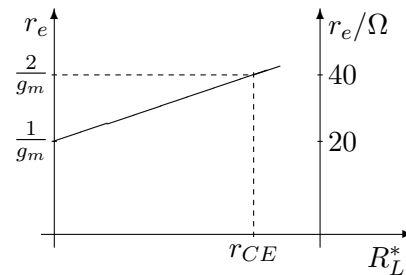
$$\boxed{r_{eB} = \frac{u_e}{i_e}} \quad g_{eB} = \frac{i_e}{u_e}$$

$$i_e = g_{BE} \cdot u_e + g_m \cdot u_e - \underbrace{(u_a - u_e)}_{v_{B1} u_e} \cdot g_{CE} = (g_{BE} + g_m - (v_{B1} - 1)g_{CE}) \cdot u_e$$

$$g_{eB} = g_{BE} + g_m - (v_{B1} - 1)g_{CE} = \underbrace{g_{BE} + g_m}_{g_m/b} - \frac{g_m R_L^*}{g_{CE} R_L^* + 1} g_{CE} \approx g_m \left( 1 + \frac{1}{b} - \frac{g_m R_L^*}{g_{CE} R_L^* + 1} \right)$$

$$g_e \approx g_m \frac{1}{g_{CE} R_L^* + 1}$$

$$\boxed{r_e = \frac{1}{g_e} = \frac{1}{g_m} \left( 1 + \frac{R_L^*}{r_{CE}} \right)}$$

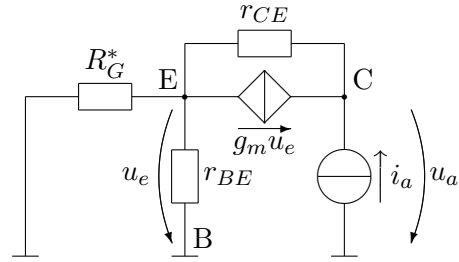


$$r_{aB} = \left. \frac{u_a}{i_a} \right|_{U_G=0}$$

$$u_a = u_e + u_{CE} = u_e + (i_a + g_m u_e) r_{CE}$$

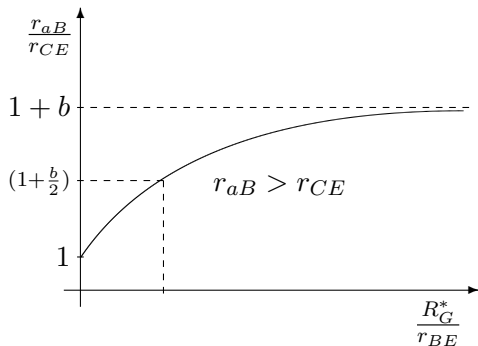
$$= (1 + g_m r_{CE}) u_e + i_a r_{CE}$$

$$u_e = i_a \cdot r_{BE} \parallel R_G^* = \frac{r_{BE} \cdot R_G^*}{r_{BE} + R_G^*} i_a$$

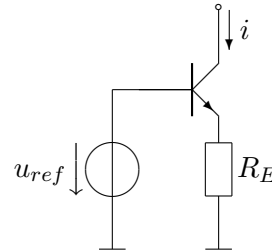


$$r_{aB} = (1 + g_m \cdot r_{CE}) \cdot \frac{r_{BE} R_G^*}{r_{BE} + R_G^*} + r_{CE} \approx r_{CE} \left( 1 + b \frac{\frac{R_G^*}{r_{BE}}}{1 + \frac{R_G^*}{r_{BE}}} \right)$$

mit  $g_m \cdot r_{CE} = \frac{I_{CA}}{U_T} \frac{U_Y}{I_{CA}} = \frac{U_Y}{U_T} \gg 1$  und  $g_m \cdot r_{BE} = \frac{I_{CA}}{U_T} \frac{U_T}{I_B} = B_F \approx b$ .

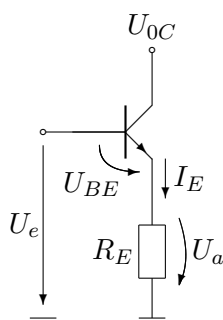


Anwendung: Stromquelle



### 3.4 Kollektorstufe (Emitterfolger), Drainstufe (Sourcefolger)

#### 3.4.a Großsignalverhalten



Transferkennlinie:  $U_a = f(U_e)$

$$U_a = R_E \cdot I_E = R_E (I_C + I_B) = \frac{B+1}{B} \cdot I_C \cdot R_E$$

$$I_C = I_S \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}, \quad U_{BE} = U_e - U_a$$

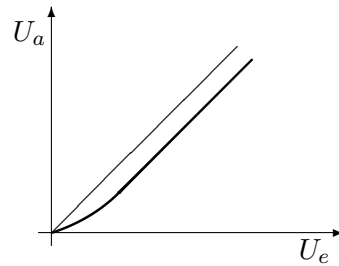
$$U_a = \frac{B+1}{B} \cdot I_S \cdot R_E \cdot e^{\frac{U_e - U_a}{U_T}}$$

kann nicht nach  $U_a$  aber nach  $U_e$  aufgelöst werden.

$$\Rightarrow U_e = U_a + U_T \ln \underbrace{\frac{U_a}{\frac{B+1}{B} R_E I_S}}_{U_{BE}}$$

Beispiel:  $U_a = 1 \dots 10 \text{ V}$ ,  $R_E = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $I_S = 100 \text{ pA}$

$$\Rightarrow U_{BE} = 0,48 \text{ V} \dots 0,55 \text{ V} \rightarrow U_e \approx U_a + \underbrace{U_{BE0}}_{0,5 \text{ V}}$$



$\Rightarrow$  Die Ausgangsspannung folgt der Eingangsspannung im Abstand von  $U_{BE0}$

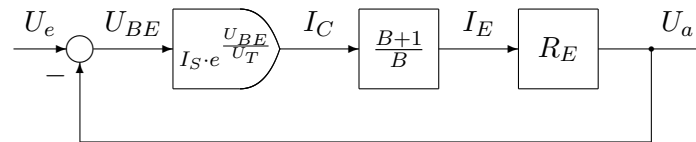
**Verstärkung:**

$$\frac{1}{v} = \left. \frac{dU_e}{dU_a} \right|_A = 1 + \frac{U_T}{U_{aA}}, \quad v = \frac{1}{1 + \frac{U_T}{U_{aA}}} \approx 1 - \frac{U_T}{U_{aA}}$$

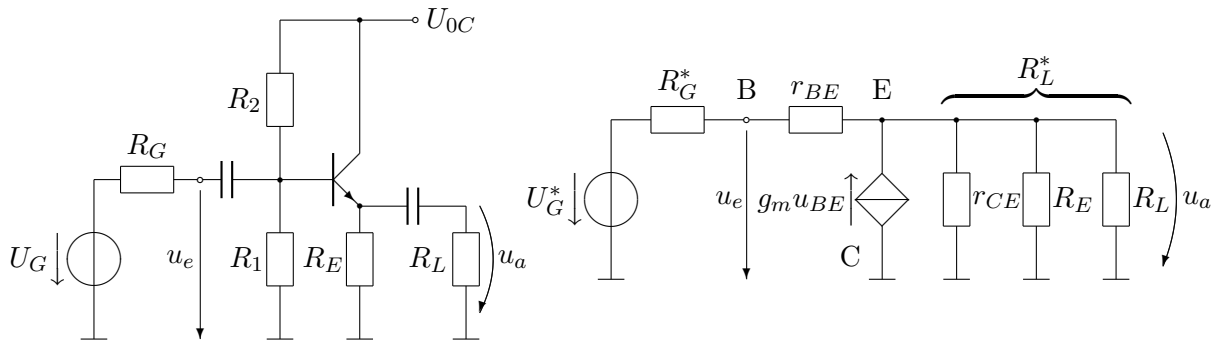
$\frac{U_{aA}}{v}$	1	5	10
$1 - v$	0,03	0,006	0,0003

⇒ **Transferkennlinie** → Gerade,  $v \approx 1$

**Signalverarbeitungsstruktur**

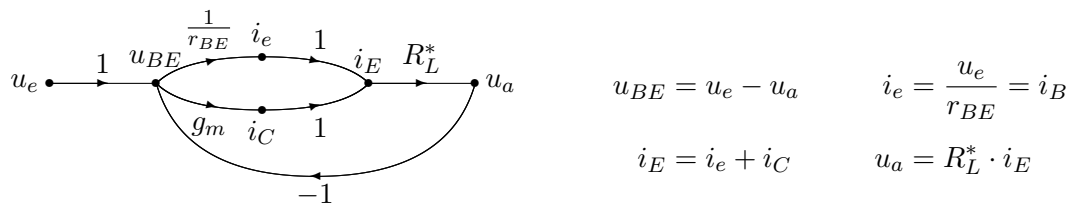


### 3.4.b Kleinsignalverhalten



$$U_G^* = \frac{R_1 \parallel R_2}{R_G + R_1 \parallel R_2} U_G, \quad R_G^* = R_1 \parallel R_2 \parallel R_G, \quad R_L^* = r_{CE} \parallel R_L \parallel R_E$$

**Signalflußgraph**



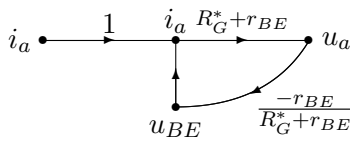
**Verstärkung**

$$v_{B1} = \frac{u_a}{u_e} = \frac{\left(g_m + \frac{1}{r_{BE}}\right) R_L^*}{1 + \left(g_m + \frac{1}{r_{BE}}\right) R_L^*} = \frac{\left(1 + \frac{1}{b}\right) g_m R_L^*}{1 + \left(1 + \frac{1}{b}\right) g_m R_L^*} \approx \frac{g_m R_L^*}{1 + g_m R_L^*} \approx 1$$

**Eingangswiderstand**

$$g_{eB} = \frac{i_e}{u_e} = \frac{\frac{1}{r_{BE}}}{1 + \left(\frac{1}{r_{BE}} + g_m\right) R_L^*}, \quad r_{eB} = \frac{1}{g_{eB}} = r_{BE} + \left(1 + \overbrace{g_m r_{BE}}^b\right) R_L^* \approx r_{BE} + b \cdot r_L^*$$

## Ausgangswiderstand

$$r_{aB} = \left. \frac{u_a}{i_a} \right|_{U_G^*=0}$$


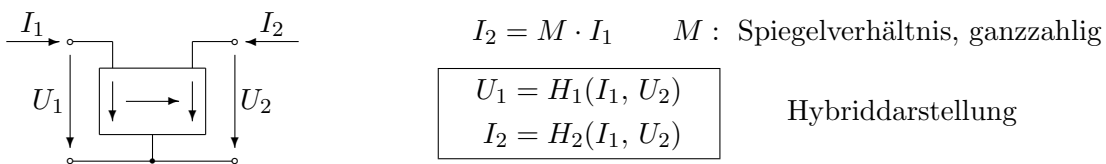
$$u_a = i_1(R_G^* + r_{BE}) \quad i_1 = g_m u_{BE} + i_a$$

$$u_{BE} = -\frac{r_{BE}}{R_G^* + r_{BE}} u_a, \quad i_1 = -i_e$$

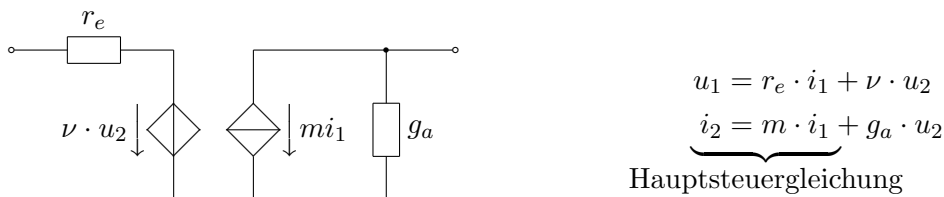
$$r_{aB} = \frac{R_G^* + r_{BE}}{11 + r_{BE}g_m} = \frac{R_G^* + r_{BE}}{1 + b} \approx \frac{1}{g_m} + \frac{R_G^*}{b}$$

## 3.5 Stromspiegel

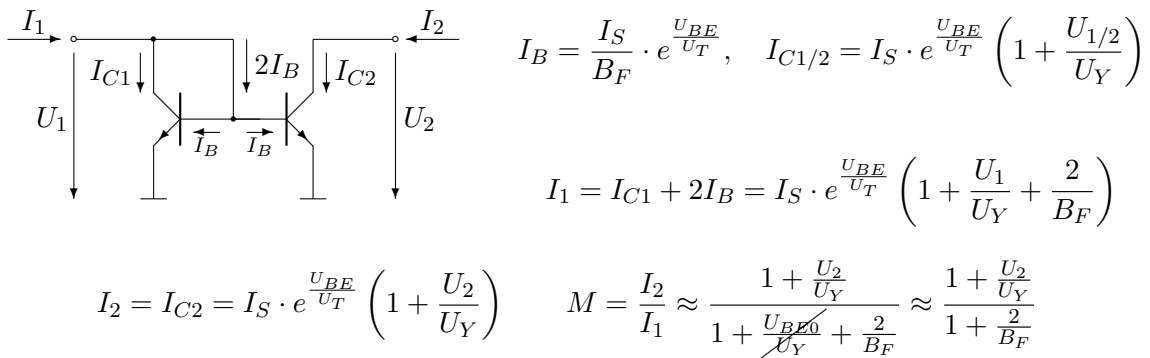
### 3.5.a Grundmodell



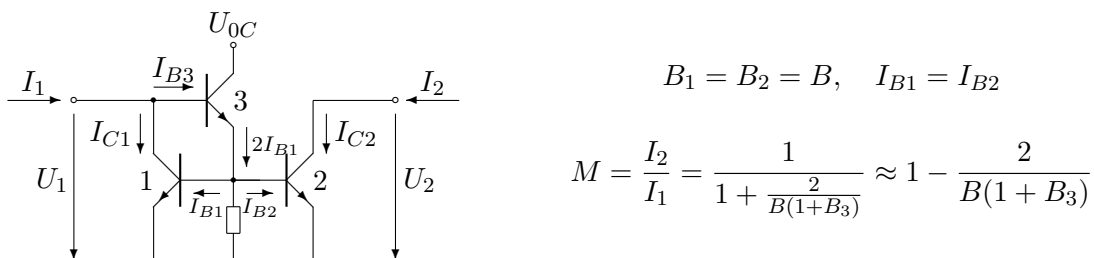
### Kleinsignalmodell



### 3.5.b Grundschtung

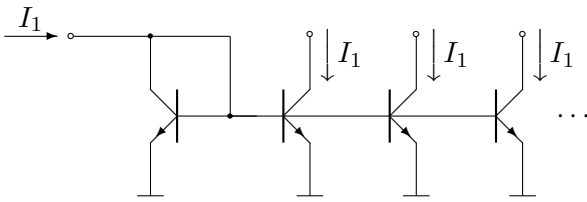


### 3.5.c Verbesserung der Symmetrie (Bipolar-Stromspiegel)

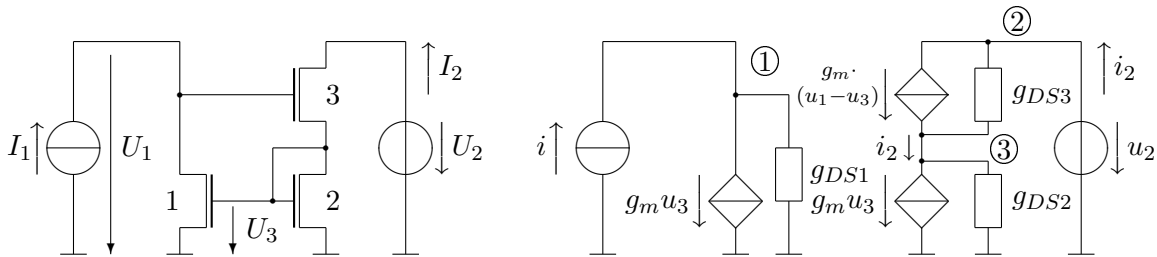


Zahlenbeispiel:  $B_1 = B_2 = 100, B_3 = 50, M = 1 - 0,4 \cdot 10^{-3}$

### 3.5.d Strombank



### 3.5.e Verbesserung des Ausgangsverhaltens (Wilson-Stromspiegel)



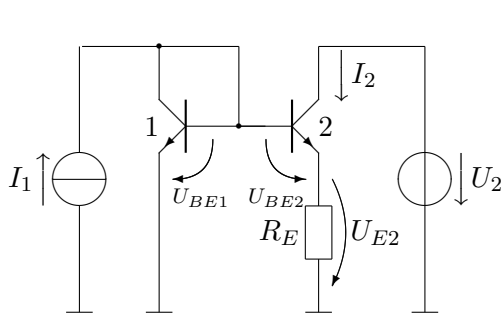
Alle Transistoren führen den gleichen Arbeitspunkt-Strom.  $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_m$

$$\begin{aligned} \textcircled{1} \quad & i_1 - g_{DS1} \cdot u_1 - g_m \cdot u_3 = 0 \\ \textcircled{2} \quad & i_2 - g_{DS3}(u_2 - u_3) - g_m(u_1 - u_3) = 0 \\ \textcircled{3} \quad & i_2 - g_{DS2} \cdot u_3 - g_m \cdot u_3 = 0 \end{aligned}$$

gegeben:  $u_2, i_1$       gesucht:  $i_2, (u_1, u_3 \text{ ebenso unbekannt})$

$$i_2 = \underbrace{\frac{g_m}{g_{DS1} \left(2 + \frac{g_m}{g_{DS1}}\right)}}_m \cdot i_1 + \underbrace{\frac{g_{DS3}}{1 + \frac{g_m}{g_{DS1}}}}_{g_a} \cdot u_2 \quad \Rightarrow \quad m \approx 1 \quad (1\%), \quad g_a \approx \frac{g_{DS3}}{\frac{g_m}{g_{DS1}}} \approx 10^{-1} \text{ S}$$

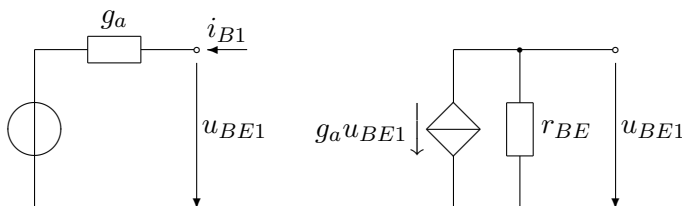
### 3.5.f Widlar-Stromquelle



$$\begin{aligned} I_1 &\approx I_S \cdot e^{\frac{U_{BE1}}{U_T}} & I_2 &= I_S \cdot e^{\frac{U_{BE2}}{U_T}} \\ U_{BE2} &= U_{BE1} - U_{E2} \approx U_{BE1} - I_2 \cdot R_E \\ I_2 &= I_S \cdot e^{\frac{U_{BE1} - I_2 R_E}{U_T}} = \underbrace{I_S \cdot e^{\frac{U_{BE1}}{U_T}}}_{I_1} \cdot e^{\frac{-I_2 R_E}{U_T}} \end{aligned}$$

$$I_2 = I_1 \cdot e^{\frac{-I_2 R_E}{U_T}}$$

#### Ausgangswiderstand



$$\begin{aligned} i_{B1} &= g_m u_{BE1} + \frac{u_{BE1}}{r_{BE}} \\ \rightarrow \quad g_a &= g_m + \frac{1}{r_{BE}} \end{aligned}$$

→ Transistor 2 in Basisschaltung

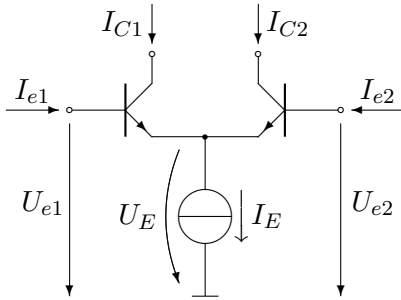
$$r_a = (1 + g_{m2} R_E) \cdot r_{CE2} \approx g_m \cdot r_{CE2} \cdot R_E = \frac{U_Y}{U_T} \cdot R_E$$

**Bemessungsbeispiel:** gegeben:  $I_1 = 1 \text{ mA}$ ,  $I_2 = 200 \mu\text{A}$ ,  $U_Y = 100 \text{ V}$ , gesucht:  $R_E$ ,  $r_a$

$$R_E = \frac{U_T}{I_2} \ln \frac{I_1}{I_2} = \frac{25 \text{ mV}}{200 \mu\text{A}} \cdot \ln \frac{1 \text{ mA}}{200 \mu\text{A}} = 201 \Omega, \quad r_a = \frac{U_Y}{U_T} \cdot R_E = 805 \text{ k}\Omega$$

### 3.6 Differenzstufe

#### 3.6.a Großsignalverhalten



**gesucht:**  $I_{C1}$  und  $I_{C2}$  un Abhängigkeit von  $U_{e1}$  und  $U_{e2}$ .

**Transistormodell:**

$$I_C = I_S \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$$

$$I_B = \frac{I_C}{B_F}$$

$$I_{C1} = I_S \cdot e^{\frac{U_{e1} - U_E}{U_T}}, \quad I_{C2} = I_S \cdot e^{\frac{U_{e2} - U_E}{U_T}}, \quad (I_{C1} - I_{C2}) \cdot \underbrace{\left(1 + \frac{1}{B}\right)}_{\approx 1} = I_E$$

$$I_{C1} - I_{C2} = I_S \cdot \left( e^{\frac{U_{e1} - U_E}{U_T}} - e^{\frac{U_{e2} - U_E}{U_T}} \right) = I_S \cdot e^{-\frac{U_E}{U_T}} \left( e^{\frac{U_{e1}}{U_T}} - e^{\frac{U_{e2}}{U_T}} \right)$$

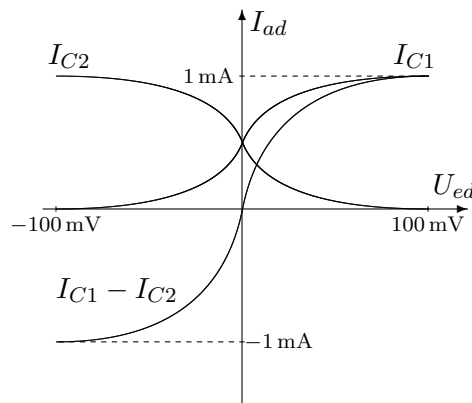
$$I_E = I_{C1} + I_{C2} = \dots = I_S \cdot e^{-\frac{U_E}{U_T}} \left( e^{\frac{U_{e1}}{U_T}} + e^{\frac{U_{e2}}{U_T}} \right)$$

$$\Rightarrow I_{C1} - I_{C2} = I_E \cdot \frac{e^{\frac{U_{e1}}{U_T}} - e^{\frac{U_{e2}}{U_T}}}{e^{\frac{U_{e1}}{U_T}} + e^{\frac{U_{e2}}{U_T}}} = I_E \cdot \tanh \frac{U_{e1} - U_{e2}}{2U_T}$$

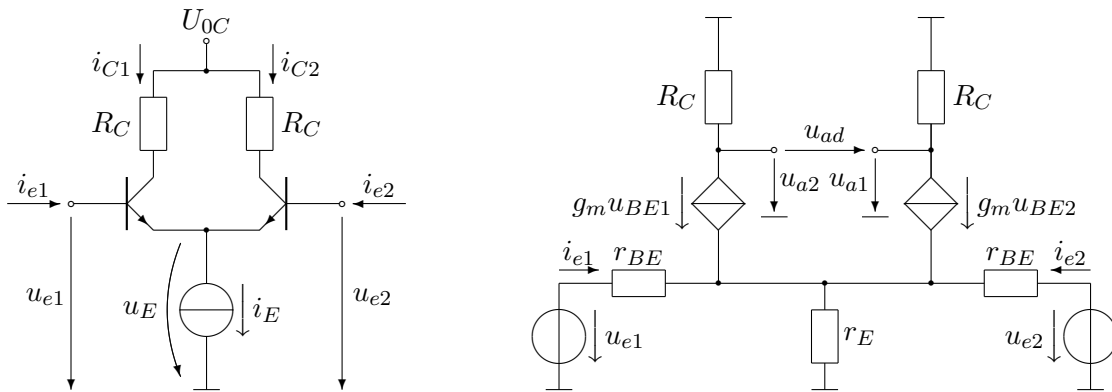
**Definitionen:**  $I_{ad} = I_{C1} - I_{C2}$ ,  $U_{ed} = U_{e1} - U_{e2}$

$$\Rightarrow \boxed{I_{ad} = I_E \cdot \tanh \frac{U_{ed}}{2U_T}}$$

$$\left. \begin{array}{l} I_{C1} - I_{C2} = I_{ad} \\ I_{C1} + I_{C2} = I_E \end{array} \right\} I_{C1} = \frac{I_{ad} + I_E}{2} = \frac{I_E}{2} \left( 1 + \tanh \frac{U_{ed}}{2U_T} \right), \quad I_{C2} = \frac{I_E - I_{ad}}{2} = \frac{I_E}{2} \left( 1 - \tanh \frac{U_{ed}}{2U_T} \right)$$



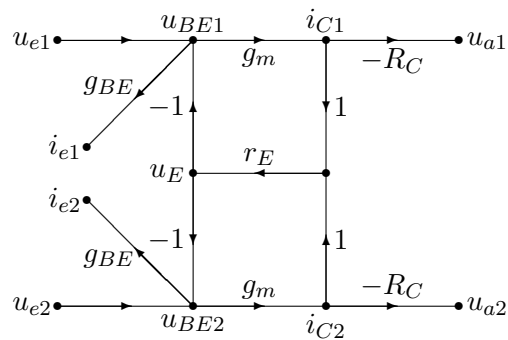
### 3.6.b Kleinsignalverhalten



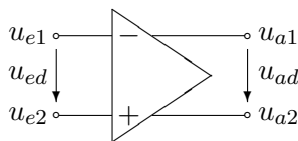
$$u_{a1/2} = -i_{C1/2} \cdot R_C \quad i_{e1/2} = (u_{e1/2} - u_E) \cdot g_{BE} \quad i_{C1/2} = g_m \cdot (u_{e1/2} - u_E)$$

$$u_E = r_E(i_{E1} + i_{E2}) = \frac{b+1}{b} \cdot r_E(i_{C1} + i_{C2}) \approx r_E(i_{C1} + i_{C2})$$

#### Signalflussplan



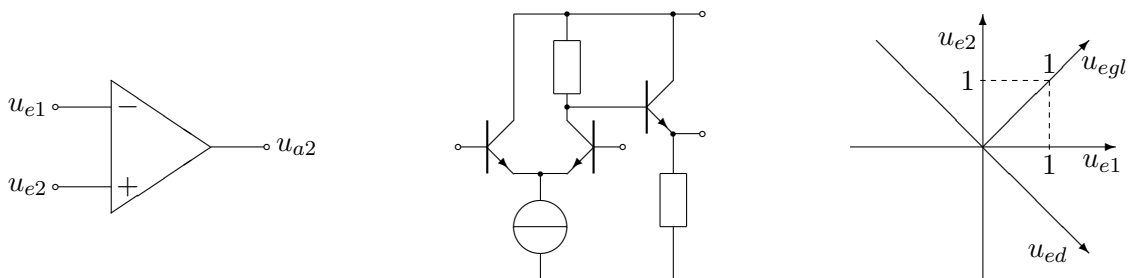
#### Symmetrische Differenzverstärkung



$$u_{ad} = u_{a1} - u_{a2} = -g_m R_C (u_{e1} - u_{e2}) = -g_m R_C u_{ed} \\ = v_{ds} \cdot u_{ed}$$

$$v_{ds} = -g_m \cdot R_C = \frac{-I_{CA} R_C}{U_T} \approx -\frac{I_E R_C}{2U_T}$$

#### Unsymmetrische Differenzverstärkung

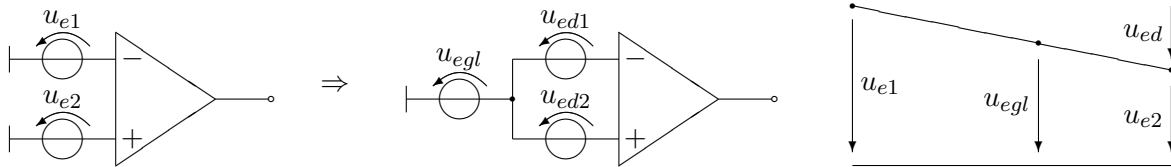


$$u_{ed} = u_{e1} - u_{e2}$$

Differenz-  
Eingangsspannung

$$u_{egl} = \frac{u_{e1} + u_{e2}}{2}$$

Gleichtakt-  
Eingangsspannung



## Verstärkerkenngrößen

$$\begin{aligned}
 u_a &= v_1 \cdot u_{e1} + v_2 \cdot u_{e2} = v_1 \left( u_{egl} + \frac{u_{ed}}{2} \right) + v_2 \left( u_{egl} - \frac{u_{ed}}{2} \right) \\
 &= \underbrace{\frac{v_1 - v_2}{2}}_{v_d} \cdot u_{ed} + \underbrace{(v_1 + v_2)}_{v_{gl}} \cdot u_{egl}
 \end{aligned}$$

$$v_d = \left. \frac{u_a}{u_{ed}} \right|_{u_{egl}=0} = \frac{v_1 - v_2}{2} \quad \text{Differenzverstärkung}$$

$$v_{gl} = \left. \frac{u_a}{u_{gl}} \right|_{u_{ed}=0} = v_1 + v_2 \quad \text{Gleichtaktverstärkung}$$

$$\boxed{CMRR = 20 \lg \frac{v_d}{v_{gl}} \text{ dB}}$$

Gleichtaktunterdrückung  
Common Mode Rejection Ratio

## Berechnung der Kenngrößen

$$u_{a2} = v_1 \cdot u_{e1} + v_2 \cdot u_{e2} = v_d \cdot u_{ed} + v_{gl} \cdot u_{egl}$$

Aus Signalflußgraph (MASON):

$$u_{a2} = \frac{1}{1 + 2g_m r_E} \left( g_m^2 r_E R_C u_{e1} - g_m R_C (1 + g_m r_E) u_{e2} \right)$$

Koeffizientenvergleich:

$$v_1 = \frac{g_m^2 r_E R_C}{1 + 2g_m r_E} \quad v_2 = -\frac{g_m R_C (1 + g_m r_E)}{1 + 2g_m r_E}$$

Differenzverstärkung:

$$v_d = \frac{v_1 - v_2}{2} = \frac{g_m R_C (g_m r_E + 1 + g_m r_E)}{2(1 + 2g_m r_E)} = \frac{g_m R_C}{2}$$

Gleichtaktverstärkung:

$$v_{gl} = v_1 + v_2 = \frac{g_m R_C (g_m r_E - 1 - g_m r_E)}{1 + 2g_m r_E} = \frac{-g_m R_C}{1 + 2g_m r_E} \approx -\frac{R_C}{2r_E}$$

Gleichtaktunterdrückung:

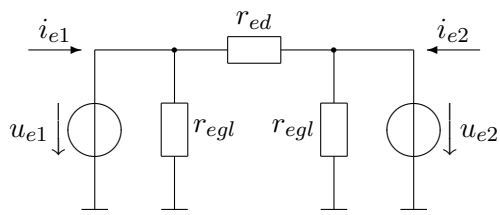
$$CMRR = 20 \log \left| \frac{v_d}{v_{gl}} \right| \approx 20 \log(g_m r_E) = 20 \log \frac{I_E r_E}{2U_T}$$

Zahlenbeispiel:  $I_E = 1 \text{ mA}$ ,  $g_m = \frac{0,5 \text{ mA}}{25 \text{ mV}} = 20 \text{ mS}$ ,  $R_C = 10 \text{ k}\Omega$

$r_E/\text{k}\Omega$	1	10	1000
$CMRR/\text{dB}$	26	46	86



## Eingangsverhalten



$i_{e1}$  aus Signalflußgraph:

$$i_{e1} = \frac{g_{BE}}{1 + 2g_m r_E} ((1 + g_m r_E)u_{e1} - g_m r_E u_{e2})$$

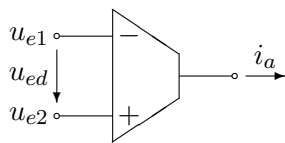
$i_{e1}$  aus Ersatzschaltung

$$i_{e1} = (g_{egl} + g_{ed})u_{e1} - g_{ed}u_{e2}$$

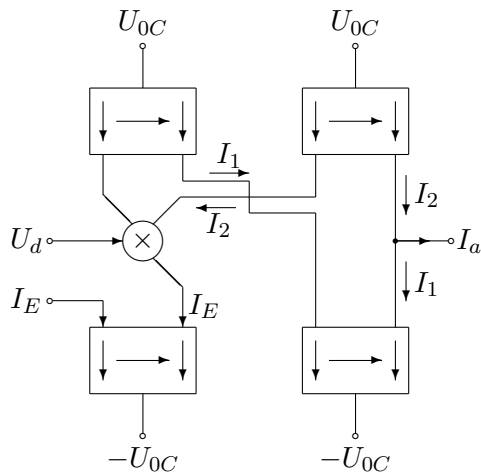
Koeffizientenvergleich:

$$r_{ed} = \frac{1 + 2g_m r_E}{g_m r_E} \cdot r_{BE} \approx 2r_{BE}, \quad r_{egl} = r_{BE} \cdot (1 + 2g_m r_E) \approx 2br_E$$

## Anwendung: OTA (Operational Transconductance Amplifier)



$$i_a = g_m \cdot u_{ed}$$



$$I_a = I_E \tanh \frac{U_{ed}}{2U_T} \approx \underbrace{\frac{I_E}{2U_T}}_{g_m} U_{ed}$$

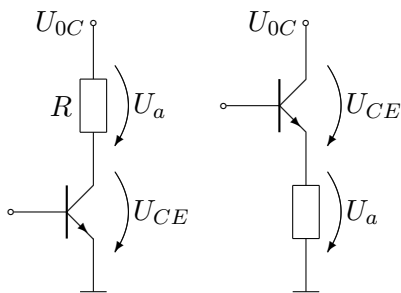
# Kapitel 4

## Leistungsverstärker

### 4.1 Leistungsbilanz

[siehe Folie]

### 4.2 A-Verstärker

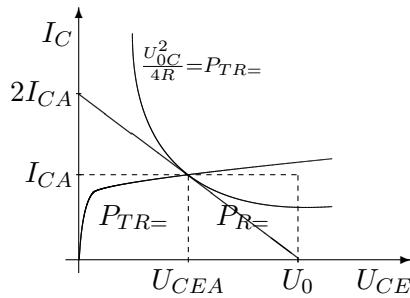


**Annahmen:**

- symmetrische Aussteuerung

$$U_{CEA} = \frac{U_{0C}}{2} = \hat{U}_{a,max}, \quad \hat{I}_{C,max} = I_{CA}$$

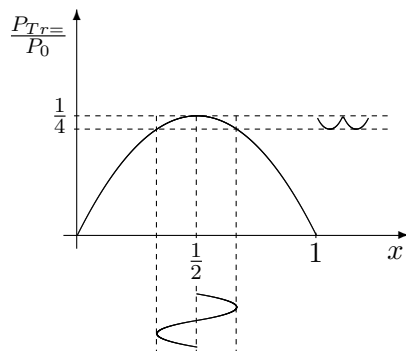
- $U_{CES}$  und  $I_B$  vernachlässigt



**Größenordnungen:**

$$\left. \begin{array}{l} U_{0C} = 20 \dots 40 \text{ V} \\ I_{CA} = 1 \dots 10 \text{ A} \end{array} \right\} \Rightarrow R = 2 \dots 40 \Omega$$

Transistorverlustleistung in Abhängigkeit von  $U_{CEA}$



$$P_{Tr=} = U_{CEA} \cdot I_{CA}, \quad I_{CA} = \frac{U_{0C} - U_{CEA}}{R}$$

$$\begin{aligned} P_{Tr=} &= U_{CEA} \cdot \frac{U_{0C} - U_{CEA}}{R} \\ &= \frac{U_{0C}^2}{R} \cdot \frac{U_{CEA}}{U_{0C}} \left( 1 - \frac{U_{CEA}}{U_{0C}} \right) \\ &= P_0 \cdot x(1-x) \end{aligned}$$

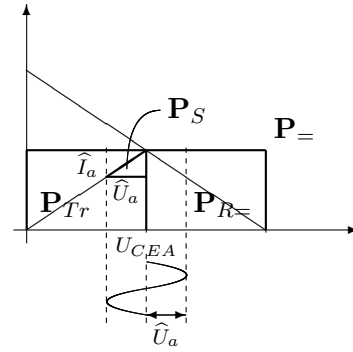
$$P_0 = \frac{U_{0C}^2}{R}, \quad x = \frac{U_{CEA}}{U_{0C}}$$

$$I_C(t) = I_{CA} + \hat{I}_C \cos \omega t$$

$$U_a(t) = U_{aA} + \hat{U}_a \cos \omega t = U_R$$

$$P_{\Sigma} = \overline{U_{0C} \cdot I_C(t)} = U_{0C} \cdot I_{CA}$$

$$= 2 \cdot U_{CEA} \cdot I_{CA} = \frac{U_{0C}^2}{2R} = \frac{2U_{CEA}^2}{R}$$



$$P_R = P_{R=} + P_S, \quad P_{R=} = (U_{0C} - U_{CEA})I_{CA} = U_{CEA} \cdot I_{CA} = \frac{U_{\Sigma}}{2}$$

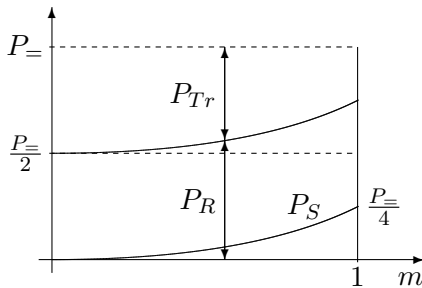
$$P_S = \frac{\hat{U}_a \cdot \hat{I}_a}{2} = \frac{\hat{U}_a^2}{2R} = \frac{\hat{U}_a^2}{2R} \cdot \frac{U_{CEA}^2}{U_{CEA}^2} = \frac{U_{CEA}^2}{2R} \cdot m^2 = \frac{P_{\Sigma}}{4} \cdot m^2$$

$m = \frac{\hat{U}_a}{U_{CEA}}$

Aussteuerungsgrad
 $0 \leq m \leq 1$

$$P_{Tr} = P_{\Sigma} - P_R = \overbrace{P_{\Sigma} - P_{R=}}^{P_{\Sigma}/2} - P_S = P_S \left( \frac{1}{2} - \frac{m^2}{4} \right)$$

$$\eta = \frac{P_S}{P_{\Sigma}} = \frac{m^2}{4}$$



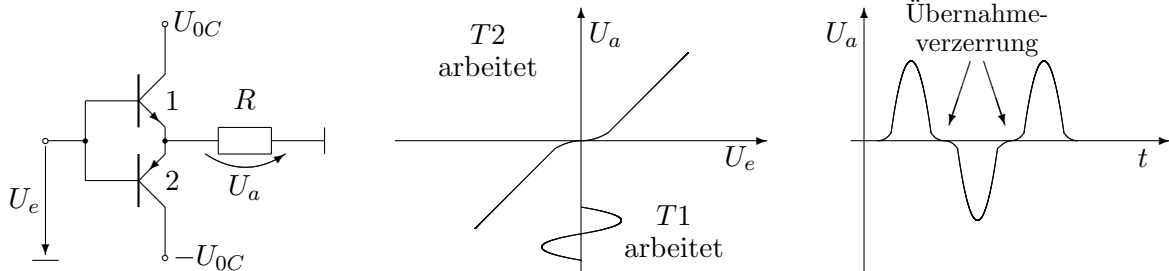
Mit steigender Aussteuerung nimmt die Transistorverlustleistung ab.

Niedriger Wirkungsgrad ( $\leq 25\%$ ):

- Gleichleistung an  $R$
- Gleichleistung am Transistor

### 4.3 Gegentakt-B- und AB-Verstärker

#### 4.3.a Leistung und Wirkungsgrad



$$U_e(t) = \hat{U}_e \cdot \cos \omega t, \quad U_a(t) = \hat{U}_a \cdot \cos \omega t, \quad \hat{U}_a = \hat{U}_e, \quad \hat{I}_a = \hat{U}_a/R, \quad \hat{U}_{a,\max} = U_{0C}$$

### Signalleistung

$$P_S = \frac{\hat{U}_a^2}{2R} = \frac{U_{0C}^2}{2R} \cdot m^2, \text{ davon } \frac{1}{2}P_S \text{ oben und } \frac{1}{2}P_S \text{ unten erzeugt.}$$

$$m = \frac{\hat{U}_a}{U_{0C}}$$

### Gleichleistung

$$P_{=} = 2 \overline{U_{0C} \cdot I_a(t)} = \underbrace{2}_{2 \text{ Quellen}} \cdot U_{0C} \cdot \frac{1}{T} \int_0^{T/2} \hat{I}_a \sin \omega t dt = \frac{2U_{0C}\hat{I}_a}{2\pi} \int_0^\pi \sin u du = \frac{2}{\pi} U_{0C}\hat{I}_a = \frac{2}{\pi} U_{0C} \frac{\hat{U}_a}{R}$$

$$= \frac{2}{\pi} \frac{U_{0C}^2}{R} \cdot m$$

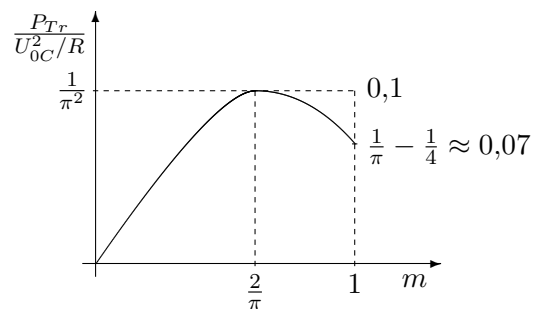
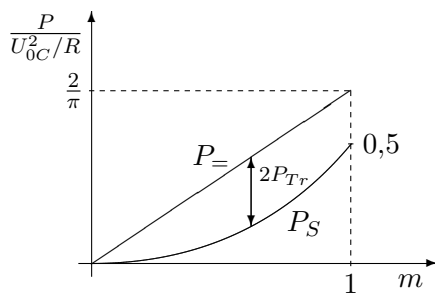
davon  $\frac{1}{2}P_{=}$  oben und  $\frac{1}{2}P_{=}$  unten erzeugt.

### Wirkungsgrad

$$\eta = \frac{P_S}{P_{=}} = \frac{\pi}{4} \cdot m, \text{ maximal } \frac{\pi}{4} \approx 0,78$$

### Verlustleistung

$$\text{Ein Zweig: } P_{Tr} = \frac{P_{=}}{2} - \frac{P_S}{2} = \left( \frac{m}{\pi} - \frac{m^2}{4} \right) \frac{U_{0C}^2}{R}$$



**Bemessungsbeispiel:** Leistungsverstärker  $P_S = 20 \text{ W}$ ,  $R = 6 \Omega$

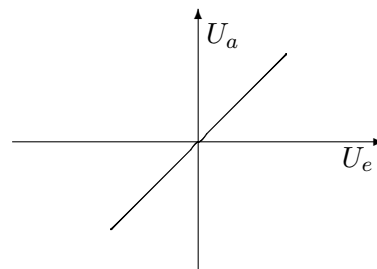
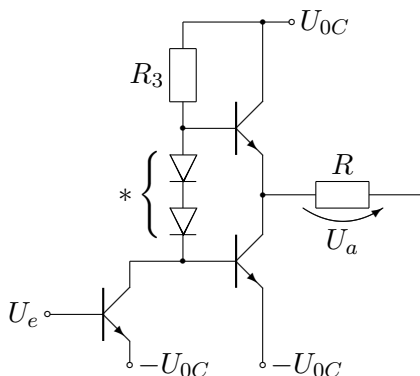
gesucht:  $U_{0C}$ ,  $P_{Tr}$

$$P_S = \frac{\hat{U}_a^2}{2R}, \quad \hat{U}_{a,\max} = U_{0C}$$

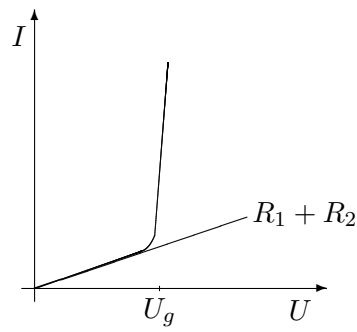
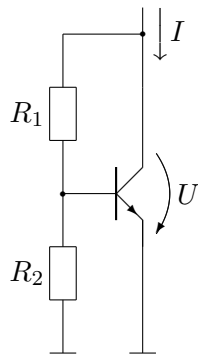
$$P_{S,\max} = \frac{U_{0C}^2}{2R} \Rightarrow U_{0C} = \sqrt{2R \cdot P_{max}} = 15,5 \text{ V} \rightarrow 17 \text{ V gewählt}$$

$$P_{Tr,\max} = \frac{1}{\pi^2} \frac{U_{0C}^2}{R} = \frac{1}{\pi^2} \cdot \frac{(17 \text{ V})^2}{6 \Omega} = 4,88 \text{ W} \rightarrow 5 \text{ W}$$

### 4.3.b AB-Betrieb



\*  $U_{BE}$ -Vervielfacher



$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_g = U_{BE0}$$

$$U_g = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) U_{BE0}$$

4.3.c Strombegrenzung

Siehe Folie:

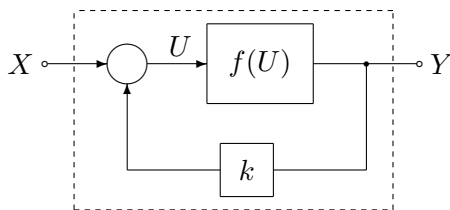
<http://www.iee.et.tu-dresden.de/iee/ge/student/materialien/ST/fohlen/leistv/pa1.pdf>

# Kapitel 5

## Rückkopplung

### 5.1 Grundprinzip

#### 5.1.a Großsignalverhalten

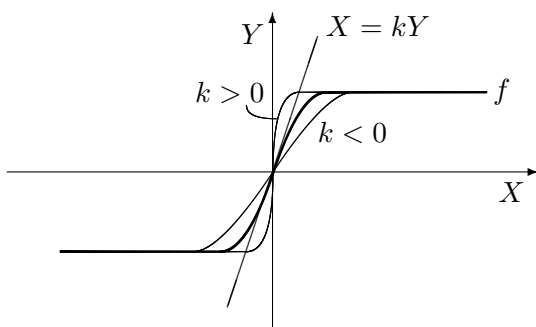


$$Y = f(U), \quad U = X + kY$$

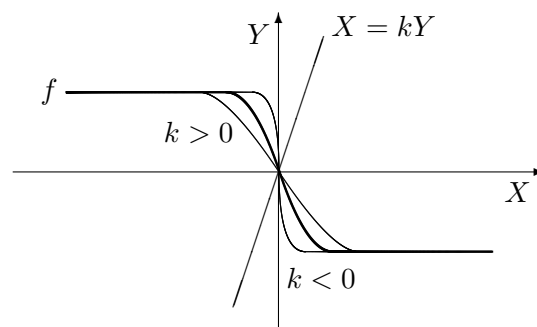
$$Y = f(X + kY) = \varphi(X)$$

i.a. nicht nach Y auflösbar.

inverse Beziehung:  $X = \varphi^{-1}(Y) = f^{-1}(Y) - kY$

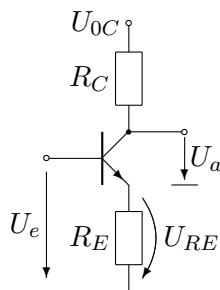


$f$  monoton steigend  
(nicht invertierender Verstärker)



$f$  monoton fallend  
(invertierender Verstärker)

**Beispiel:** Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung

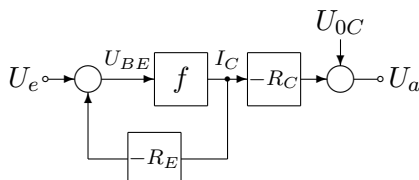


$$I_C = I_S \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$$

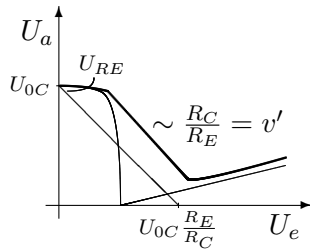
$$U_{BE} = U_e - U_{RE} = U_e - \frac{B+1}{B} I_C R_E \approx U_e - I_C R_E$$

$$I_C = I_S \cdot e^{\frac{1}{U_T}(U_e - I_C R_E)}$$

$$U_a = U_{0C} - I_C R_C \Rightarrow I_C = \frac{U_{0C} - U_a}{R_E}$$

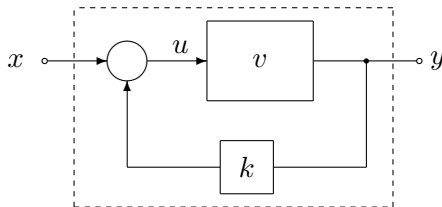


$$U_a = U_{0C} - R_C I_S \cdot e^{\frac{1}{U_T} \left( U_e - \frac{U_{0C} - U_a}{R_E} \cdot R_E \right)}$$



$$u_e = \underbrace{\frac{(U_{0C} - U_a)R_E}{R_C}}_{U_{RE}} + U_T \ln \underbrace{\frac{U_{0C} - U_a}{R_C \cdot I_S}}_{U_{BE}}$$

### 5.1.b Kleinsignalverhalten



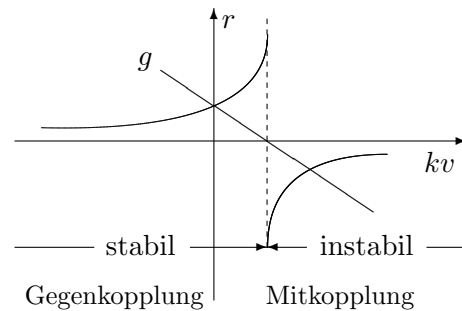
$$y = v \cdot u, \quad u = x + ky$$

$$y = v(x + ky)$$

$$y(1 - kv) = v \cdot x \Rightarrow y = \frac{v}{1 - kv} x = v' x$$

#### Begriffe:

- $k$  Rückkopplungsfaktor
- $k \cdot v$  Schleifenverstärkung
- $g = 1 - k \cdot v$  Rückkopplungsgrad
- $r = \frac{1}{g} = \frac{1}{1 - k \cdot v} = \frac{v'}{v}$  Regelfaktor



### 5.1.c Mit- und Gegenkopplung

Gegenkopplung	Mitkopplung
$kv < 0$	$kv > 0$
$g = 1 - kv > 1$	$g = 1 - kv < 1$
$ v'  <  v $	$ v'  >  v $
Anwendungen	
Verstärker: Reduzierung der Verzerrungen, Veränderung von Ein- und Ausgangswiderstand, Stabilisierung	Kippschaltungen, Oszillatoren, Erzeugung negativer Widerstände, Güteverbesserung von resonanten Schaltungen

#### Spezialfälle

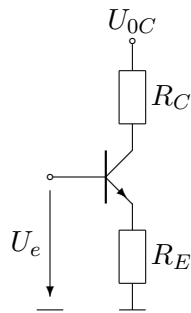
- $kv = 1 \Rightarrow v' \rightarrow \infty$  Stabilitätsgrenze (Schwingungserzeugung)
- $kv \gg 1 \Rightarrow v' = \frac{v}{1 - kv} \approx -\frac{1}{k}$  OPV-Schaltungen

## 5.2 Gegenkopplungsarten

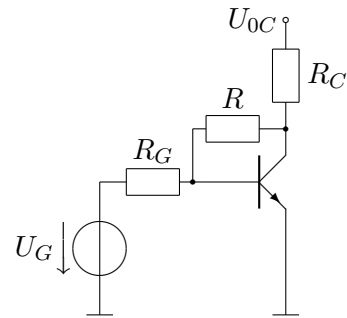
### 5.2.a Allgemein

Siehe Folie: <http://www.iee.et.tu-dresden.de/iee/ge/student/materialien/ST/fohlen/feedb/feedb1.pdf>

## 5.2.b Bei Transistorgrundstufen



Serien-Stromgegenkopplung  
Unwirksam bei Stromeinspeisung!

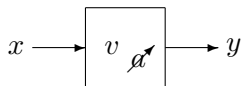


Parallel-Spannungsgegenkopplung  
Unwirksam bei reiner Spannungsansteuerung

## 5.3 Effekte der Gegenkopplung

### 5.3.a Parameterempfindlichkeit (Sensitivity)

Definition:

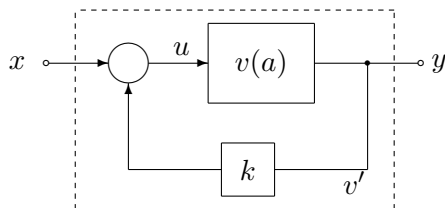


$$y = v(a) \cdot x$$

$v$ : beeinflussende Größe

$a$ : Einflußgröße

$$S_a^v = \frac{a}{v} \frac{dv}{da} = \frac{d \ln v}{d \ln a}$$



gegeben:  $S_a^v, v' = \frac{v(a)}{1 - kv(a)} = v'(a)$

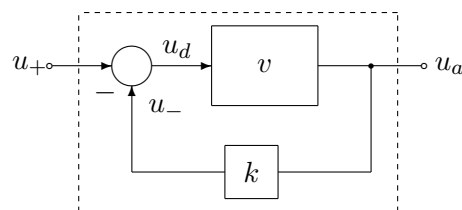
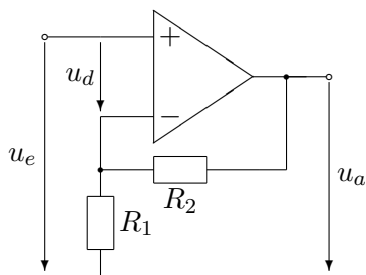
gesucht:  $S_a^{v'} = \frac{dv'}{da} \frac{a}{v'} = \frac{a}{v'} \frac{dv'}{dv} \frac{dv}{da} = \underbrace{\frac{v}{v'} \frac{dv'}{dv}}_{S_v^{v'}} \underbrace{\frac{a}{v} \frac{dv}{da}}_{S_a^v}$

$$\Rightarrow S_a^{v'} = S_v^{v'} \cdot S_a^v$$

Kettenregel für Empfindlichkeiten

$$S_v^{v'} = \frac{v}{v'} \frac{dv'}{dv} = \frac{\cancel{v}'}{\cancel{v}'} \frac{(1 - kv) + vk}{(1 - kv)^2} = \frac{1}{1 - kv} = \frac{1}{g}, \quad S_a^{v'} = S_a^v \frac{1}{1 - kv}$$

Beispiel:



$$u_a = v \cdot u_d = v(u_+ - u_-)$$

$$k = \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad u_+ = u_e, \quad u_- = ku_a$$

$$v' = \frac{v}{1 + kv}, \quad S_a^{v'} = \frac{1}{1 + kv} S_a^v, \quad v = 10^4, \quad k = \frac{1}{2}$$

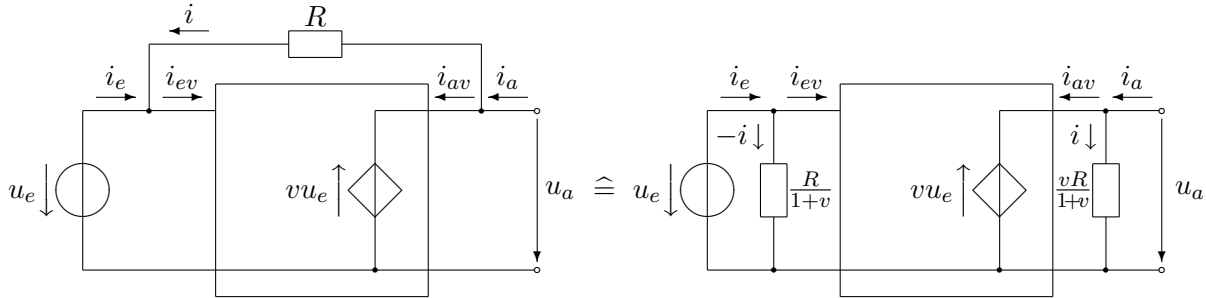


$$v' = \frac{10^4}{1 + 0,5 \cdot 10^4} \approx \frac{1}{k} = 2$$

Empfindlichkeit:  $S_a^{v'} = \frac{1}{1 + 0,5 \cdot 10^4} \cdot s_a^v = 2 \cdot 10^{-4} \cdot S_a^v$

### 5.3.b Eingangswiderstand

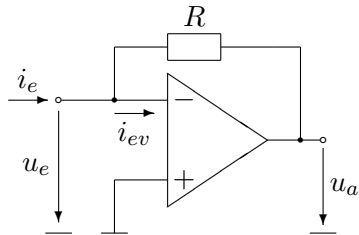
#### 1. Parallel-Gegenkopplung (Miller-Effekt)



Verstärker:  $u_a = -v \cdot u_e, \quad v > 0$

$$i = \frac{u_a - u_e}{R} = -\frac{1+v}{R} u_e = \frac{1 + \frac{1}{v}}{R} u_a$$

Beispiel:



$R = 10 \text{ k}\Omega, \quad v = 10^5, \quad i_{ev} = 0$

$$u_a = v \cdot u_d = -v \cdot u_e$$

$$u_e = u_a + i_e R$$

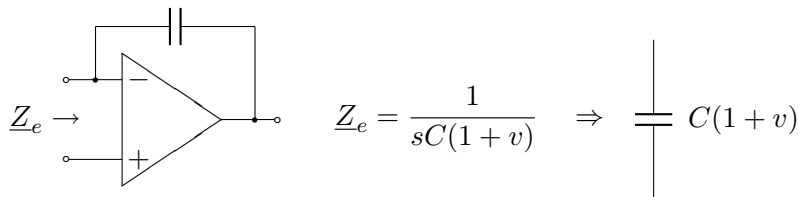
$$r_e = \frac{u_e}{i_e} = \frac{R}{1+v}$$

$$u_e(1+v) \approx i_e R$$

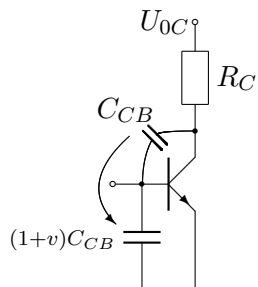
$$r_e = \frac{10^4 \Omega}{1 + 10^5} = 0,1 \Omega$$

### Anwendungen

1.



2.

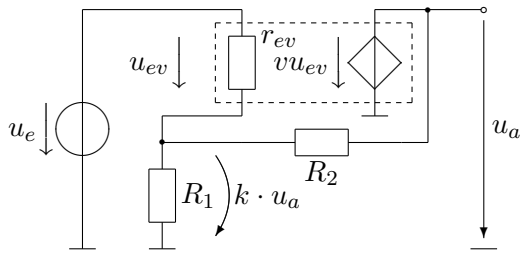


$C_{CB}$  ... parasitäre Kapazität

$$C_{CB} = 0,5 \text{ pF}, \quad v = 100$$

$$C_{CE} = (1+v) \cdot C_{BE} = 50 \text{ pF} \hat{=} \frac{1}{\omega C_{CE}} = 32 \Omega \text{ bei } f = 100 \text{ MHz}$$

## 2. Seriengegenkopplung (Bootstrap-Effekt)



$$i_e = \frac{u_{ev}}{r_{ev}} = \frac{u_e - k \cdot u_a}{r_{ev}}, \quad k \approx \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

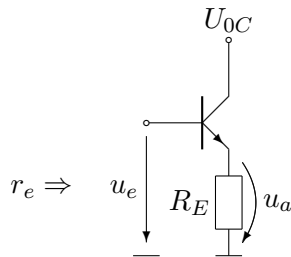
$$u_a = v \cdot u_{ev} = v(u_e - k u_a), \quad R_1 \parallel R_2 \ll r_{ev}$$

$$u_a(1 + kv) = v u_e, \quad u_a = \frac{v}{1 + kv} u_e = v' u_e$$

$$i_e = \frac{1}{r_{ev}} \left( 1 - \frac{kv}{1 + kv} \right) u_e = \frac{1}{r_{ev}} \frac{u_e}{1 + kv} \Rightarrow r_e = r_{ev}(1 + kv) = r_{ev} \cdot g$$

**Beispiel:**  $k = 1$  ( $R_1 \rightarrow \infty$ ),  $r_{ev} = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $v = 10^4 \Rightarrow r_e = 10^8 \Omega$

**Anwendungen:**



$$r_{ev} = r_{BE}, \quad v = \frac{u_a}{u_{ev}} = g_m \cdot R_E$$

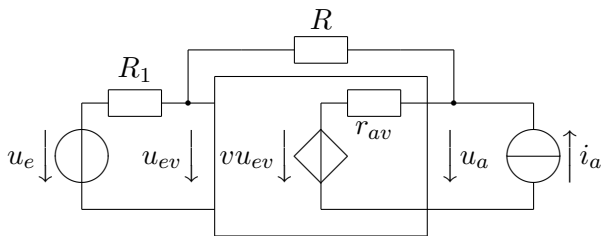
$$k = 1 \Rightarrow r_e = r_{ev}(1 + g_m R_E) = r_{BE} + b R_E$$

Parallel-	Gegenkopplung	verkleinert	den Eingangswiderstand
Serien-	Gegenkopplung	vergrößert	

### 5.3.c Ausgangswiderstand

Spannungs-	Gegenkopplung	verkleinert	den Ausgangswiderstand
Strom-	Gegenkopplung	vergrößert	

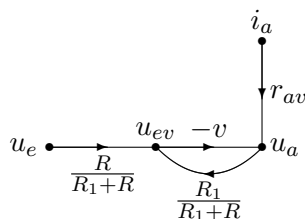
**Beispiel 1:** Verstärker mit Spannungsgegenkopplung



$$u_a = -v \cdot u_{ev} + (i_a - i) r_a \approx -v u_{ev} + i_a r_a, \quad i \ll i_a$$

$$u_{ev} = \frac{R}{R + R_1} u_e + \frac{R_1}{R_1 + R} u_a$$

$$u_a = \underbrace{\frac{R}{R + R_1} \cdot \frac{-v}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R} v}}_{v'} u_e + \underbrace{\frac{r_{av}}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R} v}}_{r'_a} i_a$$

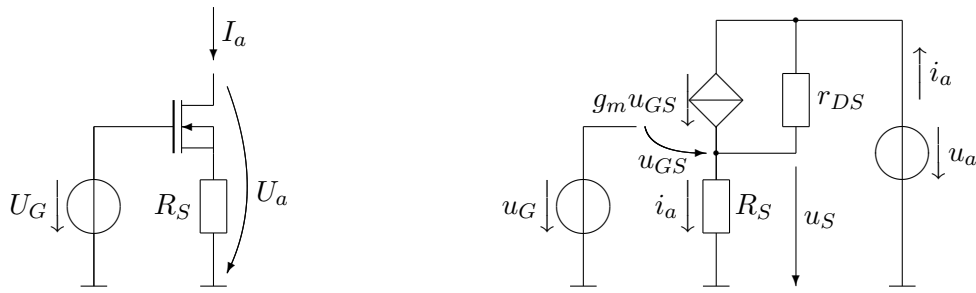


$$r'_a = \frac{r_a}{1 + vk} = \frac{r_a}{g}, \quad v' \approx -\frac{R}{R_1 + R} \frac{R_1 + R}{R_1} = -\frac{R}{R_1}$$

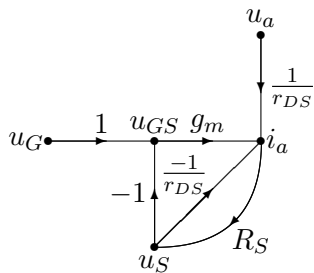
**Beispiel:**  $k = 0,1 \rightarrow v' = 10$ ,  $v = 10^5$ ,  $r_{av} = 100 \Omega$

$$\Rightarrow r'_a = \frac{100 \Omega}{1 + 10^4} \approx 0,01 \Omega = 10 \text{ m}\Omega$$

## Beispiel 2: MOS-Stromquelle



gesucht:  $i_a$  in Abhängigkeit von  $u_G$ ,  $u_a$ .



$$i_a = g_m \cdot u_{GS} + \frac{u_a - u_s}{r_{DS}}$$

$$u_s = R_S \cdot i_a$$

$$u_{GS} = u_G - u_s$$

$$i_a = \underbrace{\frac{g_m}{1 + g_m R_S + \frac{R_S}{r_{DS}}}}_{g'_m} u_G + \underbrace{\frac{1}{r_{DS} \left(1 + g_m R_S + \frac{R_S}{r_{DS}}\right)}}_{g'_a = \frac{1}{r'_a}} u_a$$

Beispiel:  $g_m = 5 \text{ mS}$ ,  $R_S = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $r_{DS} = 20 \text{ k}\Omega \Rightarrow r'_a = r_{DS} + R_S(g_m r_{DS} + 1) = 1,03 \text{ M}\Omega$

### 5.3.d Arbeitspunktstabilisierung

Temperaturabhängigkeit von Bipolartransistoren.

Modellgleichungen:

$$I_B = I_S \frac{1}{B_F} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} = Y_1(U_{BE}, T)$$

$$I_C = I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} = Y_2(U_{BE}, T)$$

Kleinsignaldarstellung:

$$i_B = g_{BE} u_{BE} + \alpha_B \vartheta \quad \vartheta = T - T_0$$

$$g_{BE} = \left. \frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}} \right|_A = \frac{I_{CA}}{B_F U_T}$$

$$\alpha_B = \left. \frac{\partial I_B}{\partial T} \right|_{T_0} = \left. \frac{\partial}{\partial T} \left( \frac{I_C}{B_F} \right) \right|_{T_0} \frac{I_{BA}}{U_T} = \frac{1}{B_F} \left. \frac{\partial I_C}{\partial T} \right|_{T_0} - \frac{I_{CA}}{B_F^2} \left. \frac{\partial B_F}{\partial T} \right|_{T_0}$$

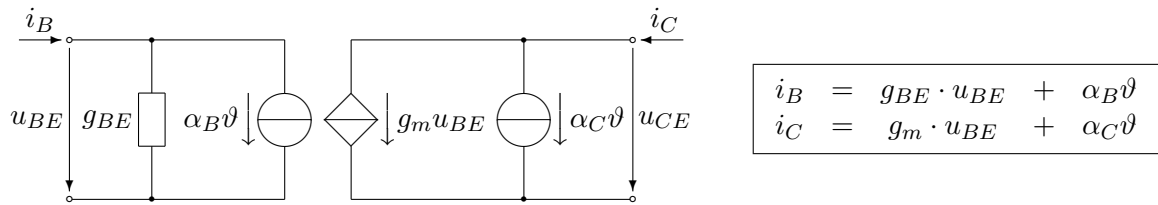
$$\approx 0,07 \frac{I_{BA0}}{\text{K}} \quad I_{BA0} \dots \text{AP-Strom bei Bezugsstemperatur } T_0$$

$$i_C = g_m u_{BE} + \alpha_C \vartheta$$

$$g_m = \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \right|_A = \frac{I_{CA}}{U_T}$$

$$\alpha_C = \left. \frac{\partial I_C}{\partial T} \right|_{T_0} \approx 0,08 \cdot \frac{I_{CA0}}{\text{K}} \approx B_F \cdot \alpha_B$$

## Netzwerkmodell

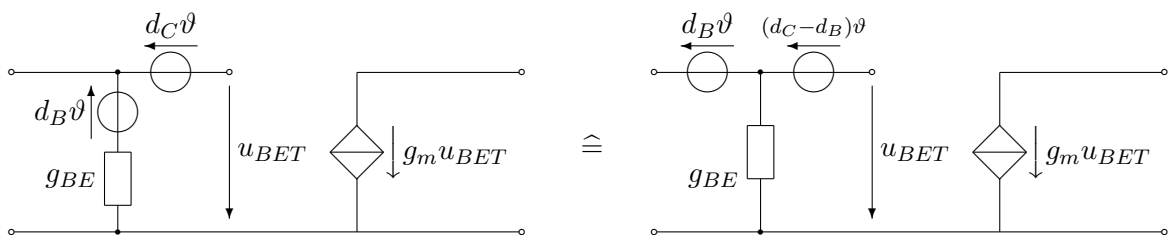


$$i_B = g_{BE} \left( u_{BE} + \frac{\alpha_B}{g_{BE}} \vartheta \right) = g_{BE} (u_{BE} + d_B \vartheta),$$

$$d_B = \frac{\alpha_B}{g_{BE}} \approx 2 \frac{\text{mV}}{\text{K}}$$

$$i_C = g_m \left( u_{BE} + \frac{\alpha_C}{g_m} \vartheta \right) = g_m \underbrace{\left( u_{BE} + d_C \vartheta \right)}_{u_{BET}}$$

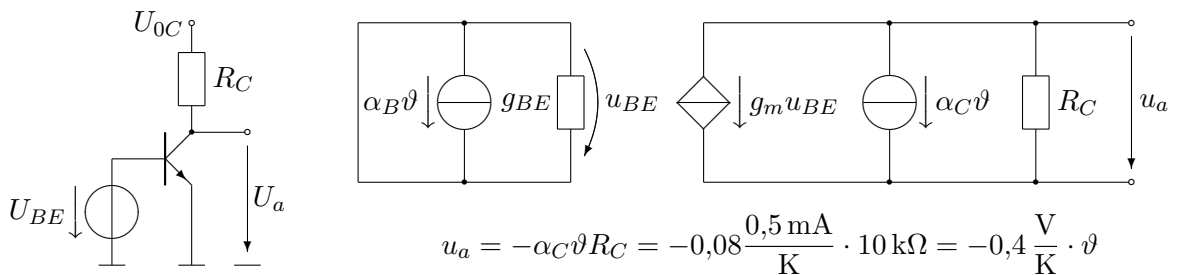
$$d_C = \frac{\alpha_C}{g_m} \approx 2,3 \frac{\text{mV}}{\text{K}}$$



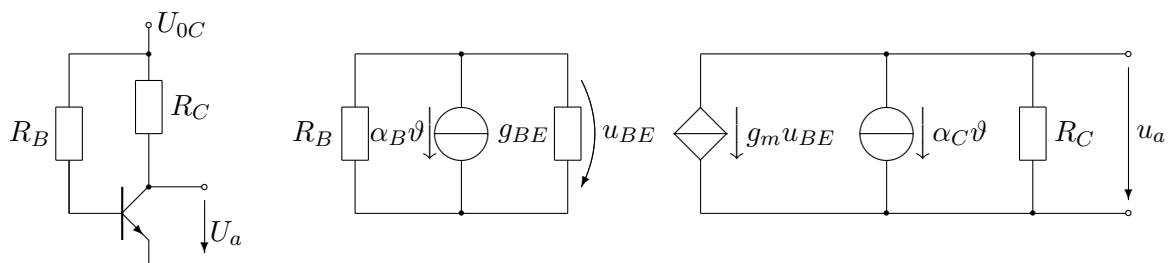
$$d_C - d_B \approx 0,26 \frac{\text{mV}}{\text{K}}$$

### Beispiel 1: Basisspannungseinspeisung

$U_{0C} = 10 \text{ V}$ ,  $U_{BE0} = 0,65 \text{ V}$ ,  $R_C = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $I_{CA} = 0,5 \text{ mA}$ ,  $B_F = b = 100$



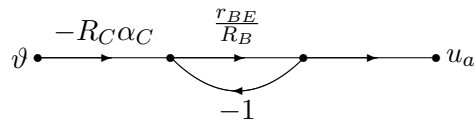
### Beispiel 2: Basisstromspeisung



$$\begin{aligned} u_a &= -(g_m u_{BE} + \alpha_C \vartheta) \cdot R_C & u_{BE} &= -\frac{\alpha_B \vartheta}{\frac{1}{R_B} + \frac{1}{r_{BE}}} \\ &= \left( \frac{g_m \alpha_B \vartheta r_{BE}}{1 + \frac{r_{BE}}{R_B}} - \alpha_C \vartheta \right) R_C = \left( \frac{1}{1 + \frac{r_{BE}}{R_B}} \right) \alpha_C \vartheta R_C = -\frac{\frac{r_{BE}}{R_B}}{1 + \frac{r_{BE}}{R_B}} R_C \alpha_C \vartheta \end{aligned}$$

$$\frac{r_{BE}}{R_B} = \frac{U_T}{I_{BA}} \cot \frac{I_{BA}}{U_{0C} - U_{BE0}} = 2,8 \cdot 10^{-3}$$

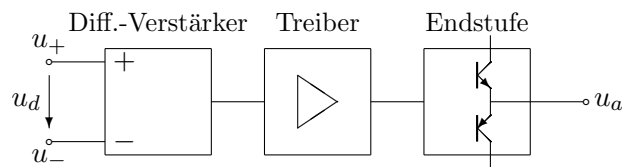
$$\Rightarrow u_a = -1 \text{ mV} \frac{\vartheta}{\text{K}}$$



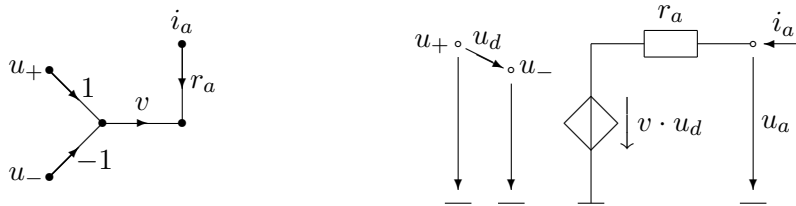
# Kapitel 6

## Operationsverstärker

### 6.1 Aufbau und Grundmodell



**Grundmodell:**  $u_a = v \cdot u_d + r_a i_a = v(u_+ - u_-) + r_a i_a$



im Bildbereich:

$$\underline{U}_a(s) = \frac{v}{3 + s\tau} \underline{U}_d + r_a \cdot \underline{I}_a, \quad \tau = \frac{1}{2\pi f_\infty} = \frac{1}{\omega_\infty}$$

### 6.2 Analyseverfahren (idealer OPV)

$$r_e \rightarrow \infty, I_+ = I_- = 0, r_a \rightarrow 0, v \rightarrow \infty$$