



Elektronik II, Foliensatz 5

Schaltungstechnik

G. Kemnitz

Institut für Informatik, Technische Universität Clausthal
1. Juli 2014



Inhalt des Foliensatzes

Stromquellen

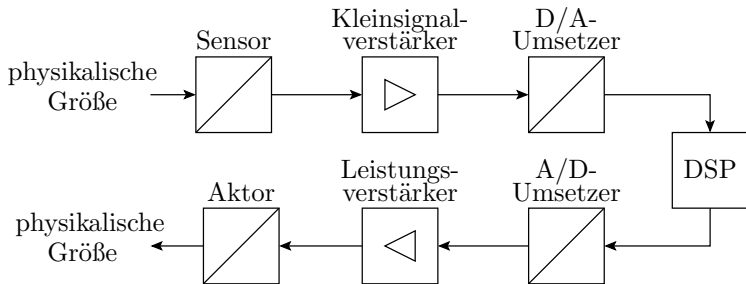
- 1.1 Transistor als Stromquelle
- 1.2 Stromspiegel
- 1.3 Kaskodenstromspiegel

Kaskodenschaltung

Differenzverstärker

- 3.1 Übertragungskennlinie
- 3.2 Kleinsignalverhalten
- 3.3 Impedanzwandler

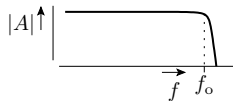
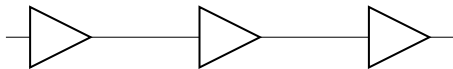
Stufen einer Signalverarbeitungskette



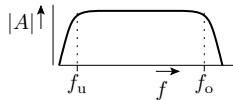
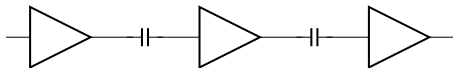
- Kleinsignalverstärker: Ausgangsleistungen unter 1 mW
- Großsignalverstärker: Ausgangsleistungen mehrere mW (Kopfhörer, Fernbedienungen) bis kW (große Lautsprecheranlagen, Rundfunksender)

Kopplung und Frequenzgang

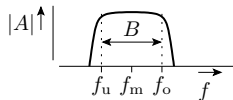
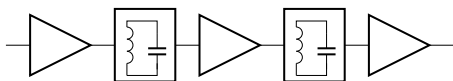
Gleichspannungsverstärker



Wechselspannungsverstärker



Schmalbandverstärker



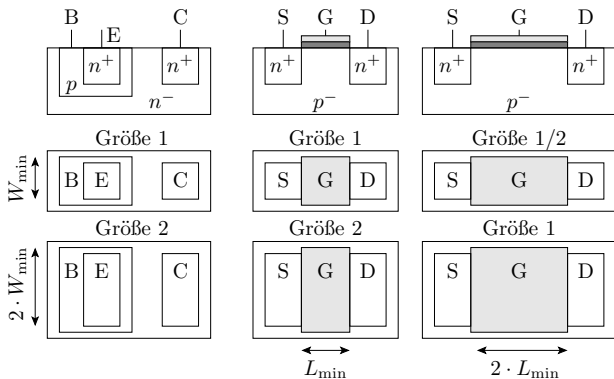
Gleichspannungsverstärker: direkte Kopplung

Wechselspannungsverstärker: kapazitive Kopplung

Schmalbandverstärker: Kopplung über LC-Schwingkreise

Die Verstärkerschaltungen selbst sind dieselben.

Skalierung und Toleranzen



Bei integrierten Transistoren lassen sich die Verhältnisse der

- Sättigungsströme I_S (Bipolartransistoren)
- Steilheiten K (MOSFETs)

recht genau genau über die Skalierung einstellen.

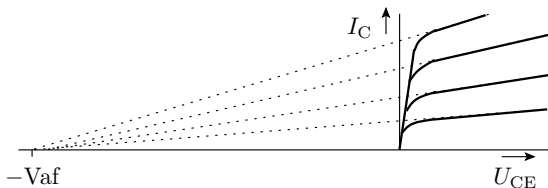


Stromquellen



Transistor als Stromquelle

Prinzip einer Stromquelle

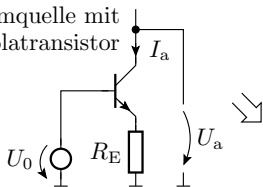


Die Kennlinie $I_C(U_{CE})$ eines Bipolartransistors im Normalbetrieb hat einen sehr geringen Anstieg, der mit der Early-Spannung und umgekehrt proportional zum Kollektorstrom abnimmt:

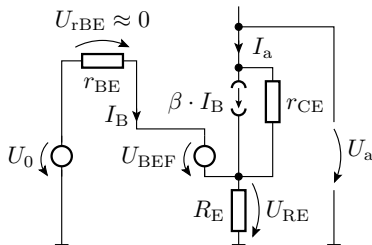
$$r_{CE} = \frac{dU_{CE}}{dI_C} \approx \frac{U_{A.N}}{I_{C.A}}$$

Gleiches gilt für MOS-Transistoren im Einschnürrbereich.

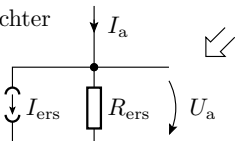
Stromquelle mit
Bipolartistor



lineare Ersatzschaltung



vereinfachter
Zweipol



$$I_a = \frac{U_0 - U_{BEf}}{R_E} - \frac{U_a - U_0 - U_{BE}}{\beta \cdot r_{CE}}$$

$$I_{ers} = (U_0 - U_{BE}) \cdot \left(\frac{1}{R_E} + \frac{1}{\beta \cdot r_{CE}} \right) \approx \frac{U_0 - U_{BE}}{R_E}$$

$$R_{ers} = \beta \cdot r_{CE} \approx \frac{\beta \cdot U_{A.N} \cdot R_E}{U_0 - U_{BE}}$$

- Hoher Quellwiderstand:

$$R_{\text{ers}} = \beta \cdot r_{\text{CE}} \approx \frac{\beta \cdot U_{\text{A.N}} \cdot R_{\text{E}}}{U_0 - U_{\text{BEF}}}$$

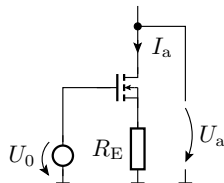
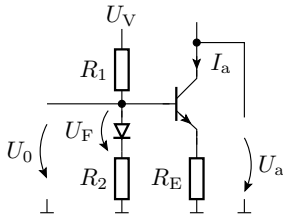
- große Early-Spannung (große Basisweite)
 - große Verstärkung, kleine Ströme

- Minderung des Einflusses der Temperaturdrift von U_{BEF} von ca. 1,6 mV/K

- $U_0 \gg U_{\text{BEF}}$
 - Diode zur Driftkompensation

$$U_0 = U_{\text{F}} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot (U_{\text{V}} - U_{\text{F}})$$

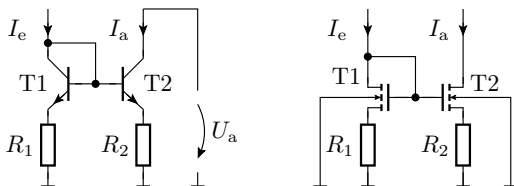
- Mit Mosfet im Einschnürrbereich lässt sich eine ähnliche funktionierende Stromquelle mit einer ähnlichen linearen Ersatzschaltung realisieren.





Stromspiegel

Einfacher Stromspiegel



$$(I_{C1} + I_{B1}) \cdot R_1 + U_{BE1} = (I_{C2} + I_{B2}) \cdot R_2 + U_{BE2}$$

$$I_{C1} = I_{S1} \cdot e^{\frac{U_{BE1}}{U_T}} (*)$$

$$I_{C2} = I_{S2} \cdot e^{\frac{U_{BE2}}{U_T}} \cdot \left(1 + \frac{U_A}{U_a + U_A} \right)$$

(*) Für T1 ist der Early-Effekt vernachlässigbar, da U_{CE} sehr klein.

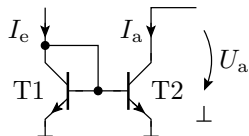
Für $R_1 = R_2 = 0$

$$I_{C1} = I_{S1} \cdot e^{\frac{U_{BE1}}{U_T}} (*)$$

$$I_{C2} = I_{S2} \cdot e^{\frac{U_{BE2}}{U_T}} \cdot \left(1 + \frac{U_A}{U_a + U_A} \right)$$

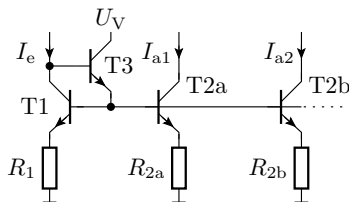
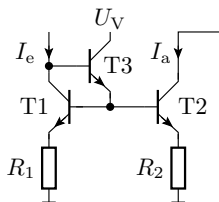
...

$$k_I = \frac{I_a}{I_e} \approx \frac{1}{\frac{I_{S1}}{I_{S2}} \left(1 + \frac{1}{B} \right) \frac{U_A}{U_a + U_A} + \frac{1}{B}}$$



- Erfordert:
 - integrierte Transistoren mit genau einstellbarem I_{S1}/I_{S2} -Verhältnis.
 - hohe Stromverstärkung.
- Endlicher Ausgangswiderstand durch Early-Effekt.
- Für diskrete Transistoren Stabilisierung des Spiegelverhältnisses mit $R_1 = R_2 > 0$ erforderlich.

- Eliminierung von Fehlern durch niedrige Verstärkung mit drittem Transistor, der hier den Basisstrom für die anderen beiden Transistoren liefert. Einsatz für Strombänke.

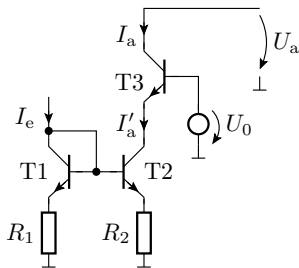




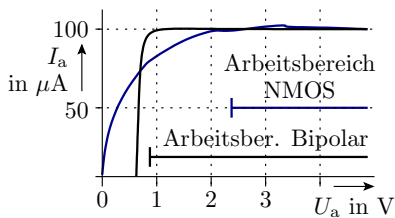
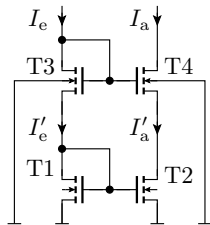
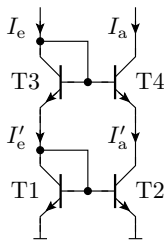
Kaskodenstromspiegel

Stromspiegel mit Kaskode

- Kaskodenschaltung (Reihenschaltung einer Emitterschaltung und einer Basisschaltung)
- Eliminierung der Zunahme von I_a mit U_a (Einfluss Early-Effekt).
- U_{CE} von T2 wird näherungsweise konstant gehalten.
- T3 gibt seinen Emittterstrom mit einem Verhältnis $\frac{B_3}{1+B_3}$ an den Kollektor weiter.
- Änderung von B_3 durch U_{CE3} hat kaum Einfluss auf U_a
- Ausgangswiderstand $\rightarrow \infty$.



Kaskodenstromspiegel

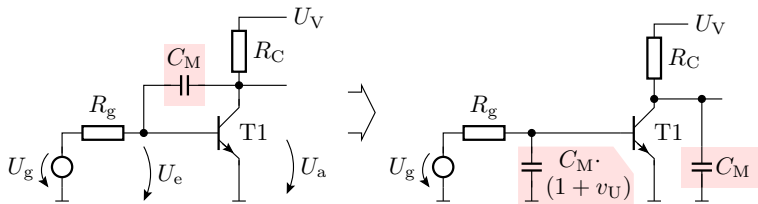


- Reihenschaltung von zwei Stromspiegeln.
- Stromspiegel mit Kaskode und automatischer Arbeitspunkteinstellung.
- Besteht nur aus Transistoren (integrationsfreundlich).
- Mindestausgangsspannung mit Bipolartransistoren niedriger.



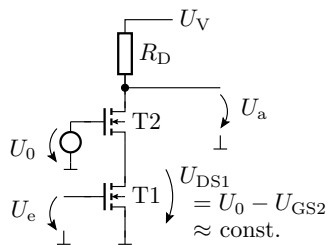
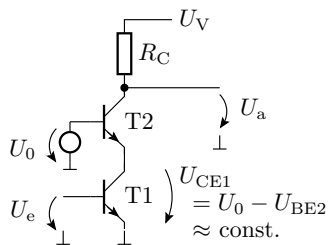
Kaskodenschaltung

Millereffekt bei einer Emitterschaltung



- Die Miller-Kapazität C_M wirkt an der Basis v_U -fach.
- Reduzierung der Übergangsfrequenz des Eingangs-RC-Gliedes umgekehrt proportional zu v_U .

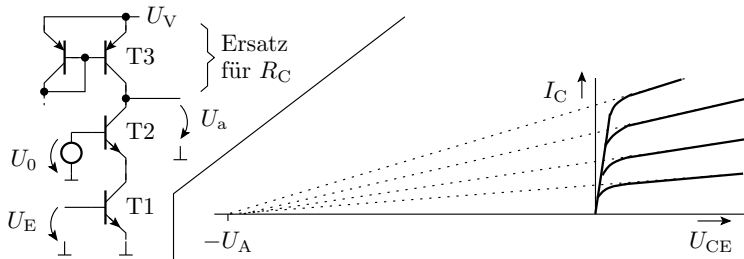
Unterbindung durch Kaskodenschaltung



- T1: Emitterschaltung mit konstanter U_{CE} ; C_M wirkt an der Basis nur »einfach«.
- T2: Basisschaltung; C_E und C_C liegen wechsellspannungsmäßig an Masse.

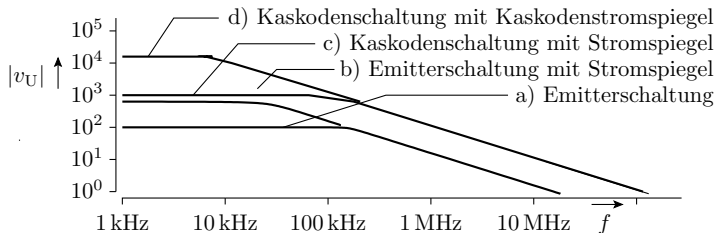
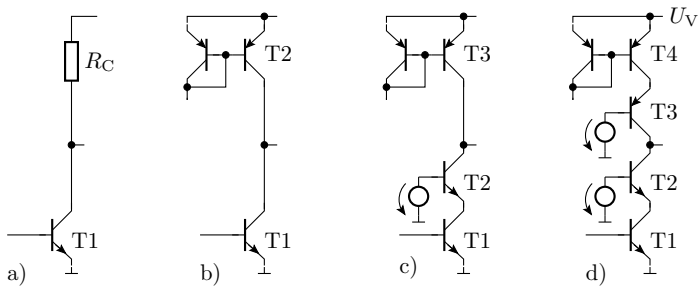
Kaskodenschaltung mit Stromspiegel

- Spannungsverstärkung: $v_U \sim \beta_1 \cdot R_C$
- Ersatz von R_C durch einen Stromspiegel: hoher differentieller Widerstand bei einstellbarem Arbeitspunktstrom, der mit dem Arbeitspunktstrom zu- und mit der Early-Spannung des Stromquellentransistors abnimmt.

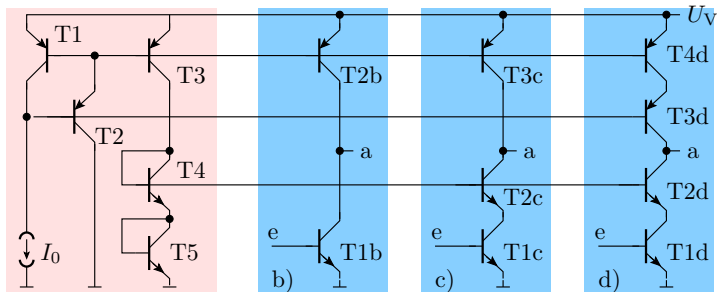


- Ersatz von R_C durch einen Kaskodenstromspiegel: höherer differentieller Widerstand, höherer Verstärkung

Frequenzgang und Verstärkung



Komplette Schaltung für b) bis d)

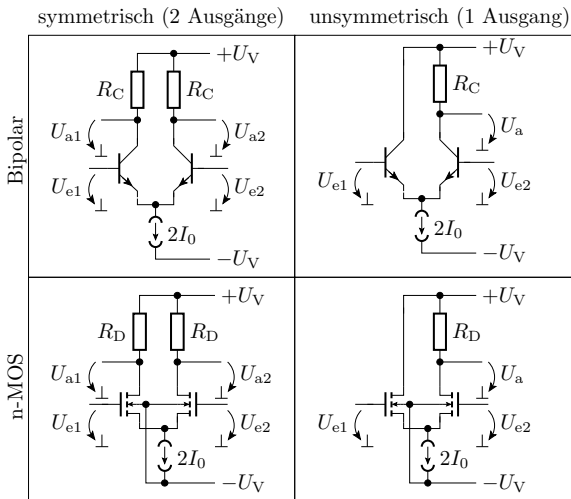


- T1 -T3, T2b, T3c, T4d: Stromspiegelbank
- T1, T2: erzeugen weiterhin $2 \cdot U_{BEF}$ für Kaskodenstromspiegel
- T4, T5: erzeugen $2 \cdot U_{BEF}$ für Kaskodenverstärker



Differenzverstärker

Grundsaltungen des Differenzverstärkers





Übertragungskennlinie

Übertragungskennlinie npn-Differenzverstärker

Vereinfachte Annahmen: identische Transistoren, aktiver Bereich, Vernachlässigung Early-Effekt.

$$I_{C1} = I_S \cdot e^{\frac{U_{BE1}}{U_T}}$$

$$I_{C2} = I_S \cdot e^{\frac{U_{BE2}}{U_T}}$$

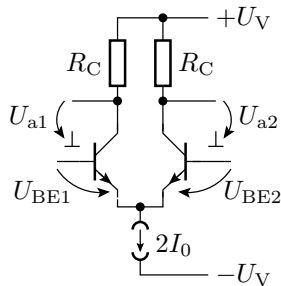
$$2 \cdot I_0 = I_{C1} + I_{C2}$$

$$U_D = U_{BE1} - U_{BE2}$$

Verhältnis der Kollektorströme:

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = e^{\frac{U_{BE1} - U_{BE2}}{U_T}} = e^{\frac{U_D}{U_T}}$$

$$2 \cdot I_0 = I_{C1} \cdot \left(1 + e^{-\frac{U_D}{U_T}}\right), \quad 2 \cdot I_0 = I_{C2} \cdot \left(1 + e^{\frac{U_D}{U_T}}\right)$$



$$2 \cdot I_0 = I_{C1} \cdot \left(1 + e^{-\frac{U_D}{U_T}}\right), \quad 2 \cdot I_0 = I_{C2} \cdot \left(1 + e^{\frac{U_D}{U_T}}\right)$$

mit

$$\frac{2}{1 + e^{-x}} = \frac{1 + e^{-x} + 1 - e^{-x}}{1 + e^{-x}} = 1 + \tanh\left(\frac{x}{2}\right)$$

$$I_{C1} = I_0 \cdot \left(1 + \tanh\left(\frac{U_D}{2 \cdot U_T}\right)\right), \quad I_{C2} = I_0 \cdot \left(1 - \tanh\left(\frac{U_D}{2 \cdot U_T}\right)\right)$$

$$U_{a1} = U_V - I_0 \cdot R_C \cdot \left(1 + \tanh\left(\frac{U_D}{2 \cdot U_T}\right)\right)$$

$$U_{a2} = U_V - I_0 \cdot R_C \cdot \left(1 - \tanh\left(\frac{U_D}{2 \cdot U_T}\right)\right)$$

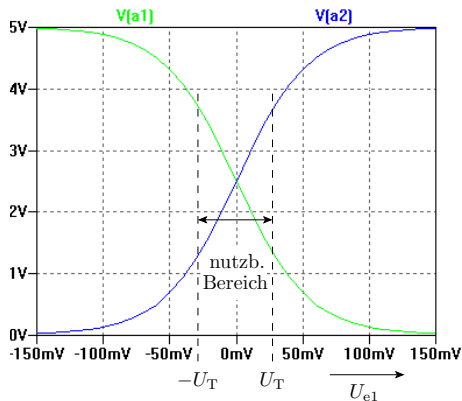
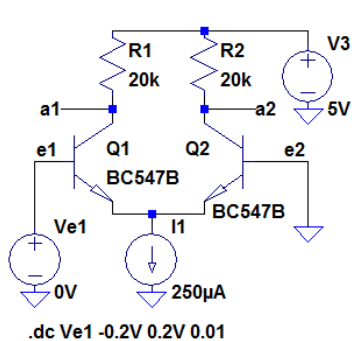
- Anstieg für $U_D = 0$ (Stelle des maximalen Anstiegs):

$$\left. \frac{dU_{a1}}{dU_D} \right|_{U_D=0} = - \left. \frac{dU_{a2}}{dU_D} \right|_{U_D=0} = \frac{I_0 \cdot R_C}{2 \cdot U_T}$$

- nutzbarer Bereich als Verstärker:

$$-U_T < U_D < U_T$$

Beispielsimulation



- Der Arbeitspunkt ist so gewählt, dass wenn der gesamte Strom über einen R_C fließt über diesem U_V abfällt.

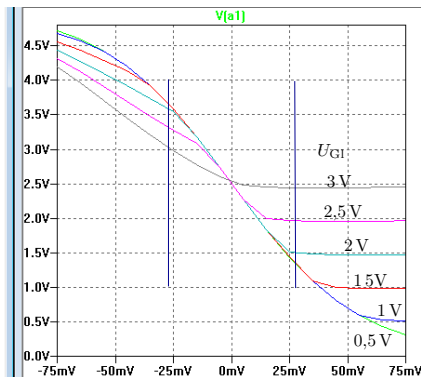
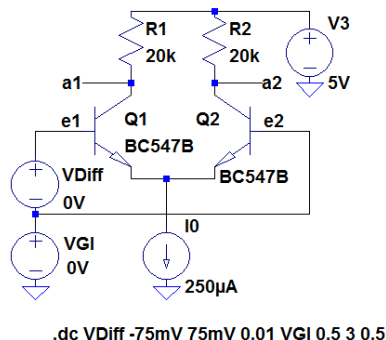
- Der Arbeitspunkt ist so gewählt, dass wenn der gesamte Strom über einen R_C fließt über diesem U_V abfällt:

$$I_1 = 2 \cdot I_0 = \frac{U_V}{R_C}$$

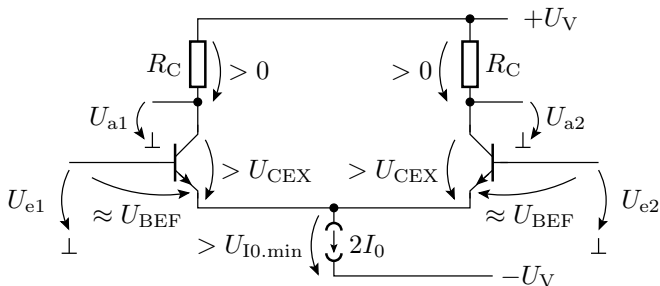
- maximale Verstärkung:

$$\left. \frac{dU_{a1}}{dU_D} \right|_{U_D=0} = \frac{I_0 \cdot R_C}{2 \cdot U_T} = \frac{U_V}{4 \cdot U_T} = -\frac{5 \text{ V}}{104 \text{ mV}} \approx -48$$

Gleichtaktaussteuerungsbereich



Im Bereich $-U_T < U_D < U_T$ nur näherungsweise linear, wenn die Gleichtakteingagsspannung $U_{GI} < 2V$.



Damit beide Transistoren im aktiven Bereich arbeiten:

- Ausgangsspannungsbereich:

$$-U_V + U_{IQ.min} + U_{CEX} < U_{a.i} < +U_V$$

- Bereich der Gleichtakteingangsspannung

$$U_{Gl} = \frac{U_{e1} + U_{e2}}{2}$$

- für Differenzeingangsspannung $U_D = U_{e1} - U_{e1} = 0$:

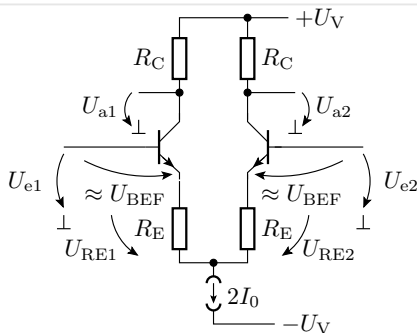
$$-U_V + U_{I0.min} + U_{BEF} < U_{Gl} < +U_V - U_{CEX} + U_{BEF}$$

- für Differenzeingangsspannung $-U_T < U_D < U_T$

$$-U_V + U_{I0.min} + U_{BEF} + U_T < U_{Gl} < +U_V - U_{CEX} + U_{BEF} - U_T$$

Linearisierung durch Stromgegenkopplung

Vereinfachte Annahmen:
 identische Transistoren,
 aktiver Bereich, Vernachlässigung Early-Effekt, Vernachlässigung des Basisstroms.

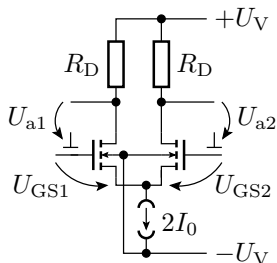


$$\begin{aligned}
 I_{C1} &= \frac{U_{RE1}}{R_E} & , & \quad I_{C2} = \frac{U_{RE2}}{R_E} \\
 2 \cdot I_0 &= I_{C1} + I_{C2} & , & \quad U_D = U_{RE1} - U_{RE2} \\
 & & & \quad = R_E \cdot (I_{C1} - I_{C2}) \\
 I_{C1} &= I_0 + \frac{U_D}{2 \cdot R_E} & , & \quad I_{C2} = I_0 - \frac{U_D}{2 \cdot R_E} \\
 U_{a1} &= U_V - R_C \cdot I_0 - \frac{R_C \cdot U_D}{2 \cdot R_E} & , & \quad U_{a2} = U_V - R_C \cdot I_0 + \frac{R_C \cdot U_D}{2 \cdot R_E}
 \end{aligned}$$

- mit den Vereinfachungen linear und unabhängig von den Transistorparametern.

Übertragungskennlinie n-Kanal-Differenzverstärker

Vereinfachte Annahmen: identische Transistoren,
Einschnürrbereich, Vernachlässigung Early-Effekt.



$$\begin{aligned}
 I_{D1} &= \frac{K}{2} \cdot (U_{GS1} - U_{th}) & , & & I_{D2} &= \frac{K}{2} \cdot (U_{GS2} - U_{th}) \\
 2 \cdot I_0 &= I_{D1} + I_{D2} & , & & U_D &= U_{GS1} - U_{GS2} \\
 & & & & &= \sqrt{\frac{2 \cdot I_{D1}}{K}} - \sqrt{\frac{2 \cdot I_{D2}}{K}}
 \end{aligned}$$

Auflösung des Gleichungssystems:

$$\left. \begin{aligned} I_{D1} &= I_0 + \frac{U_D}{2} \cdot \sqrt{2K \cdot I_0 - \left(\frac{K \cdot U_D}{2}\right)^2} \\ I_{D1} &= I_0 + \frac{U_D}{2} \cdot \sqrt{2K \cdot I_0 - \left(\frac{K \cdot U_D}{2}\right)^2} \end{aligned} \right\} \text{für } |U_D| < 2 \cdot \sqrt{\frac{I_0}{K}}$$

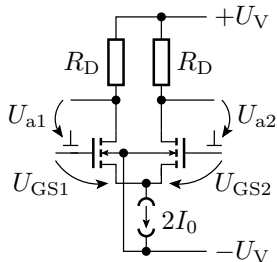
(*- Bedingung für Einschnürrbereich). Mit $U_{DM} = 2 \cdot \sqrt{\frac{I_0}{K}}$:

$$\left. \begin{aligned} U_{a1} &= U_V - I_0 \cdot R_D - \frac{K \cdot U_D}{2} \cdot \sqrt{\frac{U_{DM}^2}{2} - \frac{U_D^2}{4}} \\ U_{a2} &= U_V + I_0 \cdot R_D + \frac{K \cdot U_D}{2} \cdot \sqrt{\frac{U_{DM}^2}{2} - \frac{U_D^2}{4}} \end{aligned} \right\} \text{für } |U_D| < U_{DM}$$

■ kleines DM bessere Linearität, geringere Verstärkung

Simulation mit DM=1V, 0,5V und 0,25V

Gleichtaktaussteuerungsbereich



$$U_{GS} = U_{th} + \sqrt{\frac{2 \cdot I_D}{K}}$$

Gleichtaktaussteuerung für $0 < I_D < 2 \cdot I_0$):

$$-U_V + U_{I0.min} + U_{th} + \sqrt{\frac{4 \cdot I_0}{K}} < U_{G1} < +U_V + U_{th}$$

Rail-to-Rail-Verstärker

Operationsverstärker, bei dem die Gleichtakteingangsspannung im gesamten Bereich der Versorgungsspannung liegen darf:

$$-U_V < U_{Gl} < +U_V$$

Bei n-MOS-Verstärker möglich. Die Einschaltspannung nimmt nach Gl. ?? mit der Source-Bulk-Spannung zu U_{BS} :

$$U_{th} = U_{th.0} + \gamma \cdot \left(\sqrt{U_{inv} - U_{BS}} - \sqrt{U_{inv}} \right)$$

(γ , U_{inv} – Transistorparameter). Gleichtaktaussteuerung:

$$-U_V + U_{I0.min} + U_{th}(U_{I0.min}) + \sqrt{\frac{4 \cdot I_0}{K}} < U_{Gl} < +U_V + U_{th}(U_V)$$

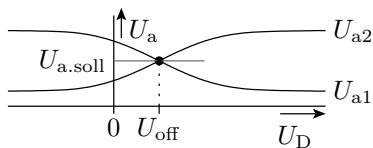
eine Rail-to-Rail-Aussteuerung verlangt:

$$U_{th}(U_{BS} = U_{I0.min}) < -U_{I0.min} + \sqrt{\frac{4 \cdot I_0}{K}}$$

$$U_{th}(U_{BS} = +U_V) > 0$$

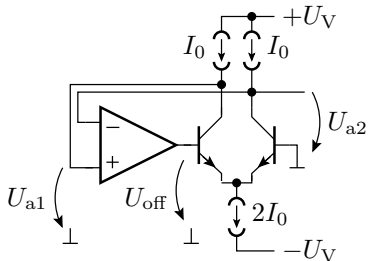
Offsetspannung

Die Offsetspannung U_{off} ist die Differenzeingangsspannung U_D für $U_{a1} = U_{a2}$ bzw. $U_a = U_{\text{soll}}$. Ursache: Toleranzen, Unsymmetrien.

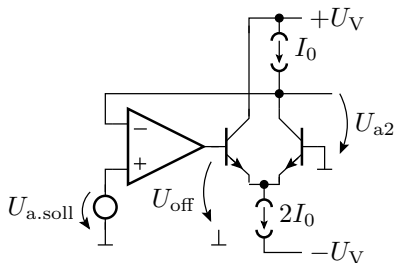


Messen der Offsetspannung

symmetrischer Ausgang



unsymmetrischer Ausgang



- Anschluss eines Regelverstärkers, der die Differenzausgangsspannung auf null kompensiert und Ablesen der Eingangsdifferenzspannung
- Achtung: Schleifenverstärkung über die Verstärkung des Regelverstärkers soweit absenken, dass die Schaltung nicht schwingt!



Kleinsignalverhalten



Gleichtakt- und Differenzersatzschaltung

Frequenzgang



Impedanzwandler