

Widerstand Induktivität Kapazität

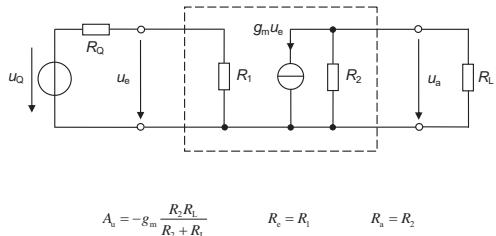
$$\begin{aligned} & \text{Widerstand: } R, I, U \\ & \text{Induktivität: } L, I, U = L \cdot \frac{dI}{dt} \\ & \text{Kapazität: } C, I, U = C \cdot \frac{dU}{dt} \\ & U = R \cdot I \\ & U = L \cdot \frac{dI}{dt} \\ & I = C \cdot \frac{dU}{dt} \\ & I = j\omega C \cdot U \end{aligned}$$

Umrechnungen zwischen Spannungs- und Stromquellen

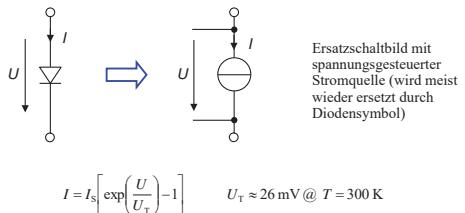
$$\begin{array}{ccc} \text{Spannungskette: } U & \leftrightarrow & \text{Stromquelle: } I \\ \text{Stromquelle: } I & \leftrightarrow & \text{Spannungskette: } U \end{array}$$

$$\begin{aligned} U_Q &= \frac{I_Q}{G_Q} = I_Q \cdot R_Q & I_Q &= \frac{U_Q}{R_Q} = U_Q \cdot G_Q \\ R_Q &= \frac{1}{G_Q} & G_Q &= \frac{1}{R_Q} \end{aligned}$$

Spannungsgesteuerte Stromquelle als Vierpol

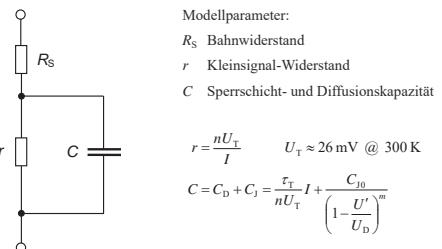


Einfaches quasistatisches Großsignalmodell für Dioden



I_s Sperrsättigungsstrom (Modellparameter) U_T Temperaturspannung

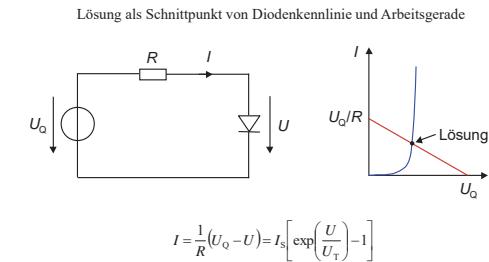
Dynamisches Kleinsignalmodell für Dioden



Zahlenwerte von r und C abhängig von Gleichspannung U' und Gleichstrom I am Arbeitspunkt!

Grafische Analyse nichtlinearer Schaltungen

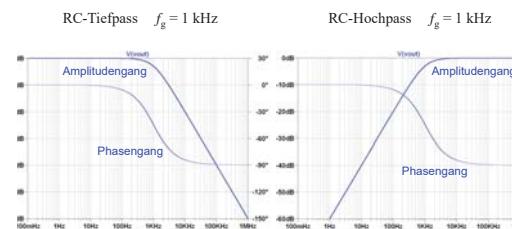
Beispiel: Diodenschaltung



Leerlauf-Spannungsverstärkung einfacher RC-Glieder

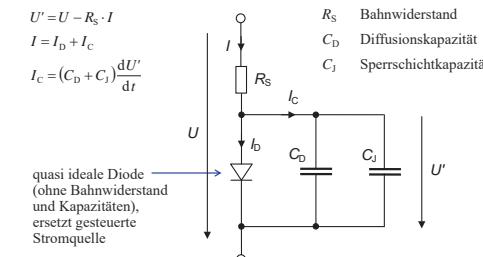
$$\begin{array}{ll} \text{RC-Tiefpass} & U_e \xrightarrow{R} C \xrightarrow{U_a} \\ & A_{u0} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \\ \text{RC-Hochpass} & C \xrightarrow{U_e} R \xrightarrow{U_a} \\ & A_{u0} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \\ \text{Grenzfrequenz:} & f_g = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \tau} \quad \text{Zeitkonstante:} \quad \tau = RC \end{array}$$

Bode-Diagramme einfacher RC-Glieder



Dynamisches Großsignalmodell für Dioden (1)

Ersatzschaltbild



Dynamisches Großsignalmodell für Dioden (2)

Formelsatz

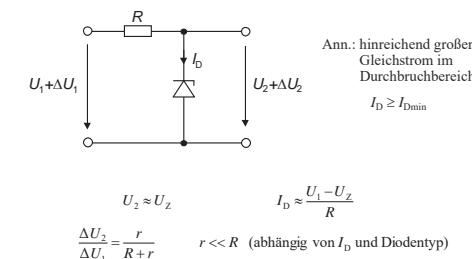
$$\begin{aligned} I_D &= I_S \left[\exp\left(\frac{U'}{nU_T}\right) - 1 \right] \\ C_D &= \frac{\tau_T}{nU_T} I_D \\ C_J &= \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{U'}{U_D}\right)^m} \\ U_T &\approx 26 \text{ mV} @ 300 \text{ K} \end{aligned}$$

Modellparameter:
 I_S Sperrsättigungsstrom
 n Emissionskoeffizient
 R_S Bahnwiderstand
 τ_T Transitzzeit
 C_{j0} Sperrsichtkapazität für $U' = 0$
 U_D Diffusionsspannung
 m Gradationsexponent

$U' = U'(t)$ zeitabhängig $\Rightarrow C_D = C_D(t)$ und $C_J = C_J(t)$ zeitabhängig!

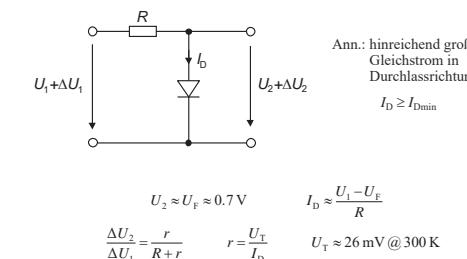
Spannungsreferenz mit Z-Diode

Nutzung der stabilen Durchbruchspannung U_Z der Z-Diode

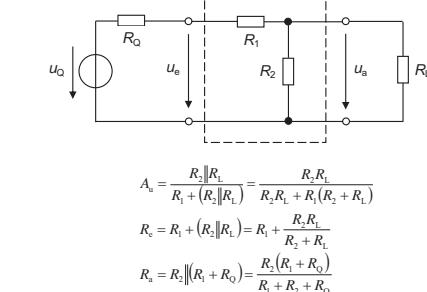


Spannungsreferenz mit normaler pn-Diode

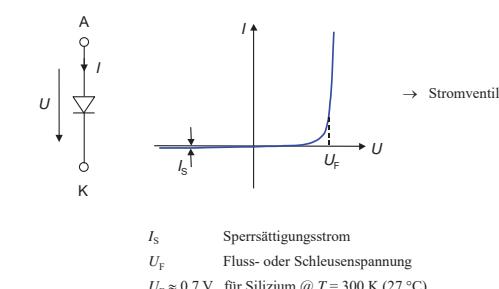
Nutzung der stabilen Flussspannung U_F der Diode



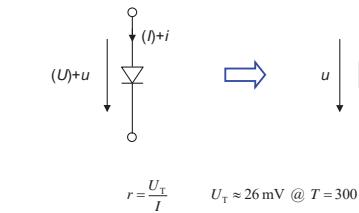
Spannungsteiler als Vierpol



Strom-Spannungs-Kennlinie der Diode

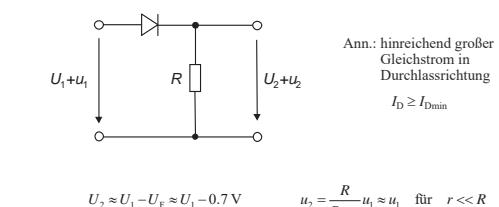


Einfaches quasistatisches Kleinsignalmodell für Dioden



r (differentieller) Kleinsignal-Widerstand (Modellparameter), abhängig vom Gleichstrom I am Arbeitspunkt!

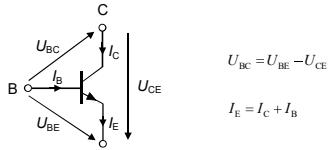
Pegelschieber mit pn-Diode



Verschiebung um größere Spannungswerte durch Reihenschaltung von Dioden (alternative Schaltung: Ersatz der pn-Dioden durch geeignet gewählte Z-Diode)

Spannungen und Ströme beim Bipolartransistor

npn-Transistor



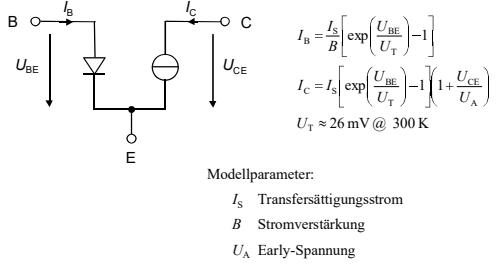
$U_{CE} > 0 \rightarrow$ Vorwärtsbetrieb

$U_{CE} < 0 \rightarrow$ Rückwärtsbetrieb

pnp-Transistor: Umkehr der Polarität bei allen Spannungen und Strömen

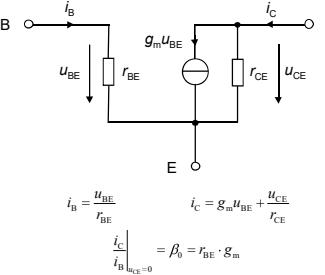
Quasistatisches Großsignalmodell für Bipolartransistoren

npn-Transistor nur im vorwärts aktiven Bereich



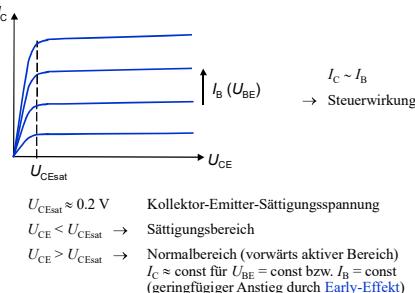
Quasistatisches Kleinsignalmodell f. Bipolartransistoren (1)

Ersatzschaltbild für Arbeitspunkt im vorwärts aktiven Bereich



Ausgangskennlinienfeld des Bipolartransistors

npn-Transistor im Vorwärtsbetrieb

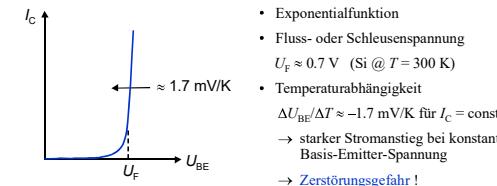


$I_C \sim I_B$

→ Steuerwirkung

Steuerkennlinie des Bipolartransistors

npn-Transistor im vorwärts aktiven Bereich



Dynamisches Großsignalmodell für Bipolartransistoren (1)

Formelsatz für Ströme (Gummel-Poon-Modell)

$$I_T = \frac{I_{CC} - I_{EE}}{q_B} \quad I_{CC} = I_s \left[\exp \left(\frac{U_{BE}}{n_F U_T} \right) - 1 \right] \quad I_{EE} = I_s \left[\exp \left(\frac{U_{BC}}{n_F U_T} \right) - 1 \right]$$

$$I_{DE} = \frac{I_{CC}}{B_F} \quad I_{DC} = \frac{I_{EE}}{B_R} \quad U_T \approx 26 \text{ mV} @ 300 \text{ K}$$

$$q_B = \frac{q_1}{2} \left(1 + \sqrt{1 + 4 q_2} \right)$$

Modellparameter:

$$q_1 = \frac{1}{1 - \frac{U_{BC}}{U_{AF}} - \frac{U_{BE}}{U_{AR}}} \quad I_s \quad \text{Transfersättigungsstrom}$$

$$q_2 = \frac{I_{CC}}{I_{KF}} + \frac{I_{EE}}{I_{KR}} \quad n_F \quad n_R \quad \text{Emissionskoeffizienten vorwärts/rückwärts}$$

$$B_F \quad B_R \quad \text{Stromverstärkungen vorwärts/rückwärts}$$

$$U_{AF} \quad U_{AR} \quad \text{Early-Spannungen vorwärts/rückwärts}$$

$$I_{KF} \quad I_{KR} \quad \text{Knieströme vorwärts/rückwärts}$$

Dynamisches Großsignalmodell für Bipolartransistoren (2)

Formelsatz für Kapazitäten

$$C_{JE} = \frac{C_{JE0}}{\left(1 - \frac{U_{BE}}{U_{DC}} \right)^{m_E}}$$

$$C_{JC} = \frac{C_{JC0}}{\left(1 - \frac{U_{BC}}{U_{DC}} \right)^{m_C}}$$

$$C_{DE} = \tau_F \frac{dI_{CC}}{dU_{BE}} \approx \tau_F \frac{I_{CC}}{n_F U_T}$$

$$C_{DC} = \tau_R \frac{dI_{EE}}{dU_{BC}} \approx \tau_R \frac{I_{EE}}{n_F U_T}$$

Modellparameter:

$$C_{JE0} \quad C_{JC0} \quad \text{Sperrschichtkapazitäten für } U_{BE} = 0 \text{ bzw. } U_{BC} = 0$$

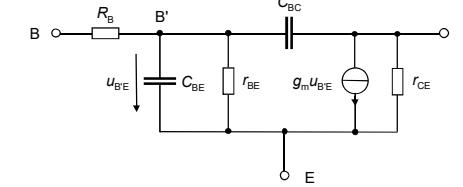
$$U_{DE} \quad U_{DC} \quad \text{Diffusionsspannungen der BE- bzw. BC-Diode}$$

$$m_E \quad m_C \quad \text{Gradationsexponenten der BE- bzw. BC-Diode}$$

$$\tau_F \quad \tau_R \quad \text{Transitzeiten vorwärts/rückwärts}$$

Dynamisches Kleinsignalmodell für Bipolartransistoren (1)

Giacotto-(Hybrid- π)-Ersatzschaltbild für Arbeitspunkt im vorwärts aktiven Bereich



Modellparameter:

g_m Steilheit

r_{BE} Basis-Emitter-Widerstand

r_{CE} Kollektor-Emitter-Widerstand

C_{BC} Basis-Kollektor-Kapazität

C_{BE} Basis-Emitter-Kapazität

C_{DE} Basis-Kollektor-Widerstand

Dynamisches Kleinsignalmodell für Bipolartransistoren (2)

Arbeitspunktabhängige Parameter des dynamischen Kleinsignalmodells

Ann.: Arbeitspunkt im vorwärts aktiven Bereich, Hochstromeffekt vernachlässigt

Steilheit

$$g_m \approx \frac{I_C}{n_F U_T}$$

Basis-Emitter-Widerstand

$$r_{BE} \approx \frac{B_F n_F U_T}{I_C} \approx \frac{B_F}{g_m}$$

Kollektor-Emitter-Widerstand

$$r_{CE} \approx \frac{U_{AF}}{I_C}$$

Basis-Emitters-Kapazität

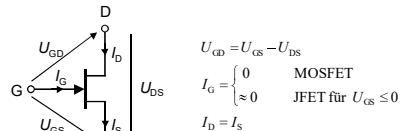
$$C_{BE} = C_{DE} + C_{JE} \approx \tau_F \frac{I_C}{n_F U_T} + \frac{C_{JE0}}{\left(1 - \frac{U_{BE}}{U_{DE}} \right)^{m_E}}$$

Basis-Kollektor-Kapazität

$$C_{BC} = C_{JC} = \frac{C_{JC0}}{\left(1 - \frac{U_{BC}}{U_{DC}} \right)^{m_C}}$$

Spannungen und Ströme beim Feldeffekttransistor

n-Kanal-Transistor



$U_{DS} > 0 \rightarrow$ Normalbetrieb $U_{DS} < 0 \rightarrow$ Inversbetrieb

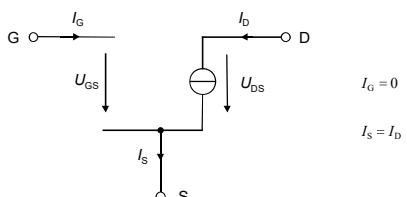
p-Kanal-Transistor: Umkehr der Polarität bei allen Spannungen und Strömen

Einfaches quasistatisches FET-Großsignalmodell (1)

Ersatzschaltbild für JFET (Ann.: $U_{GS} \leq 0$) und MOSFET

Gate-Kanal-Dioden (JFET) und Substratdioden (MOSFET) vernachlässigt

Ann. MOSFET: Source und Substrat verbunden

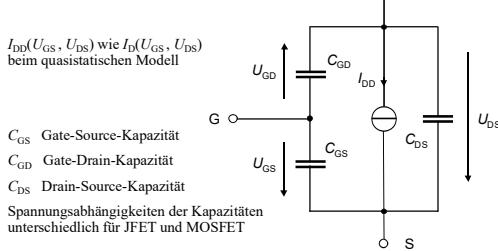


Einfaches dynamisches FET-Großsignalmodell (1)

Ersatzschaltbild für JFET (Ann.: $U_{GS} \leq 0$) und MOSFET

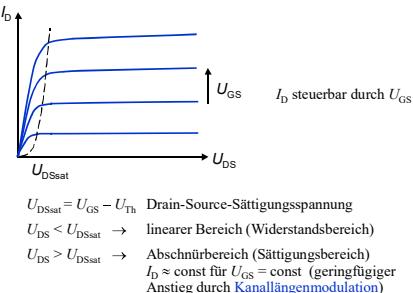
Leitwerte der Dioden (Gate-Kanal, Kanal-Substrat) vernachlässigt

Ann. MOSFET: Source und Substrat verbunden



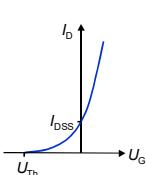
Ausgangskennlinienfeld des Feldeffekttransistors

n-Kanal-Transistor im Normalbetrieb



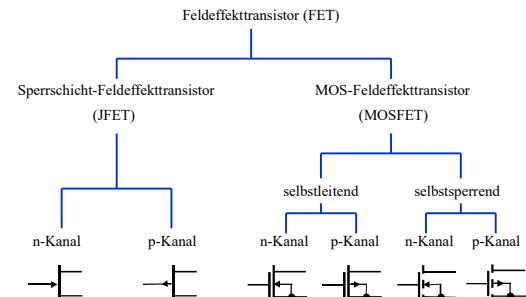
Steuerkennlinie des Feldeffekttransistors

n-Kanal-Transistor im Abschnürbereich (Normalbetrieb)



- Parabel
- $U_{GS} > 0$ nur bei MOSFET möglich
- U_{Th} Einsatzspannung ($= U_p$ Pinchoff-, Abschnürspannung)
- $U_{Th} < 0 \rightarrow$ selbstleitender FET
- $U_{Th} \geq 0 \rightarrow$ selbstsperrender FET
- I_{DSS} Drainstrom für $U_{GS} = 0$ (nur bei selbstleitendem FET)
- Temperaturabhängigkeit
 typischerweise Stromabnahme mit steigender Temperatur
 \rightarrow thermisch stabil

Arten von Feldeffekttransistoren



Einfaches quasistatisches FET-Großsignalmodell (2)

Formelsatz für n-Kanal-FET im Normalbetrieb (Shichman-Hodges-Modell)

$$\begin{aligned} I_D &= 0 && \text{für } U_{GS} \leq U_{Th} \\ I_D &= \beta U_{DS} [2(U_{GS} - U_{Th}) - U_{DS}] (1 + \lambda U_{DS}) && \text{für } U_{GS} > U_{Th}, U_{DS} \leq U_{DSsat} \\ I_D &= \beta (U_{GS} - U_{Th})^2 (1 + \lambda U_{DS}) && \text{für } U_{GS} > U_{Th}, U_{DS} > U_{DSsat} \\ U_{DSsat} &= U_{GS} - U_{Th} & \beta = \frac{I_{DSS}}{U_{Th}^2} \cdot \frac{1}{1 + \lambda U_{DS}} \approx \frac{I_{DSS}}{U_{Th}^2} \end{aligned}$$

Modellparameter:

- U_{Th} Einsatzspannung (U_p Pinchoff-, Abschnürspannung)
 β Steilheitsparameter
 λ Kanallängenmodulations-Parameter
 I_{DSS} Drainstrom im Abschnürbereich für $U_{GS} = 0$ (nur bei selbstleitenden FET)

Einfaches dynamisches FET-Großsignalmodell (2)

Näherungsformeln für Kapazitäten beim n-Kanal-Sperrschiicht-Feldeffekttransistor

Ann.: Diffusionskapazitäten vernachlässigbar ($U_{GS} \leq 0, U_{GD} \leq 0$)

$$C_{GS} = \frac{C_{G0}}{\sqrt{1 - \frac{U_{GS}}{U_D}}} \quad C_{GD} = \frac{C_{G0}}{\sqrt{1 - \frac{U_{GD}}{U_D}}} \quad C_{DS} \approx 0$$

$$C_{GS} \quad C_{GD} \quad \text{Sperrschiichtkapazitäten für } U_{GS} = 0 \text{ bzw. } U_{GD} = 0$$

U_D Diffusionsspannung des pn-Überganges Gate-Kanal

Einfaches quasistatisches FET-Großsignalmodell (3)

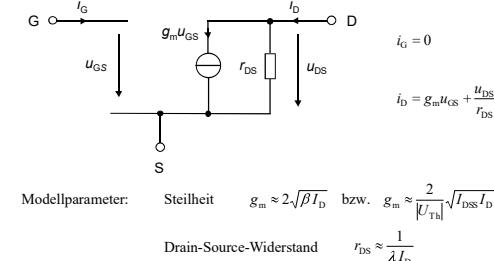
Näherungsformeln für n-Kanal-FET im Abschnürbereich (Normalbetrieb) bei Vernachlässigung der Kanallängenmodulation ($\lambda \approx 0$)

$$\begin{aligned} U_{GS} \leq U_{Th}: \quad I_D &= 0 \\ U_{GS} > U_{Th}: \quad I_D &= \beta (U_{GS} - U_{Th})^2 \quad \Rightarrow \quad U_{GS} = U_{Th} + \sqrt{\frac{I_D}{\beta}} \\ I_D &= I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{Th}} \right)^2 \quad \Rightarrow \quad U_{GS} = U_{Th} \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \right) \\ U_{DS} \geq U_{DSsat} = U_{GS} - U_{Th} \quad \beta &= \frac{I_{DSS}}{U_{Th}^2} \end{aligned}$$

Einfaches quasistatisches FET-Kleinsignalmodell

JFET (Ann.: $U_{GS} \leq 0$) und MOSFET (Ann.: Source und Substrat verbunden)

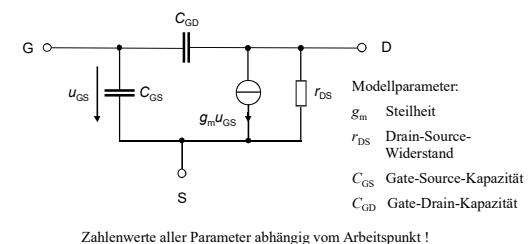
Arbeitspunkt im Abschnürbereich, Leitwerte der Dioden vernachlässigt



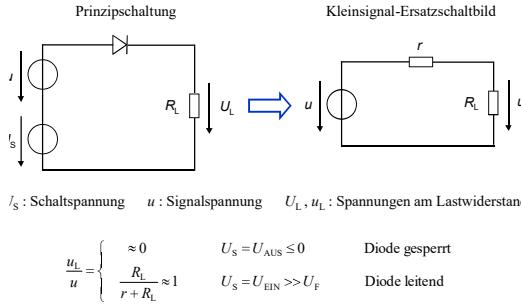
Einfaches dynamisches FET-Kleinsignalmodell

JFET (Ann.: $U_{GS} \leq 0$) und MOSFET (Ann.: Source und Substrat verbunden)

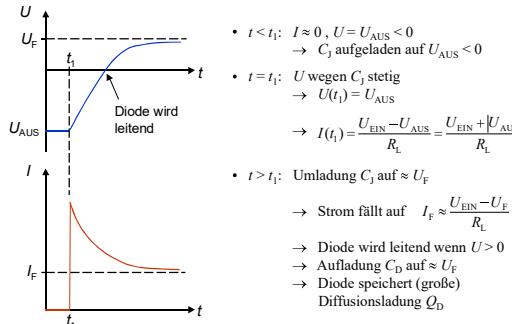
Arbeitspunkt im Abschnürbereich, Leitwerte der Dioden vernachlässigt



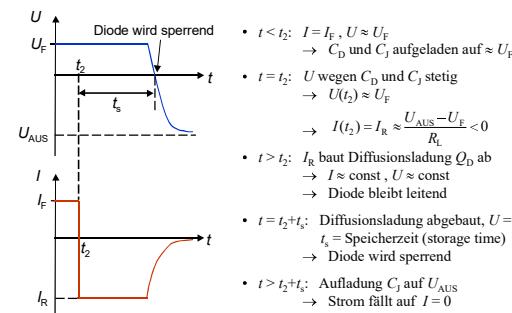
Diode als elektronischer Schalter



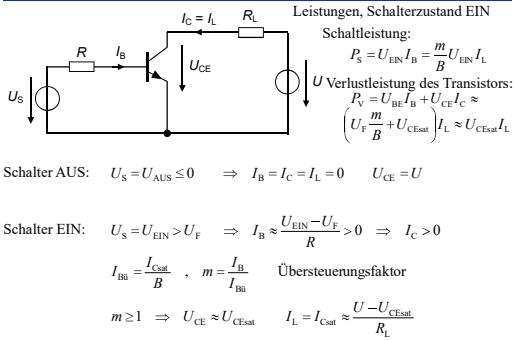
Dynamischer Einschaltvorgang bei der pn-Diode



Dynamischer Ausschaltvorgang bei der pn-Diode



Statisches Schaltverhalten des Bipolartransistors (1)



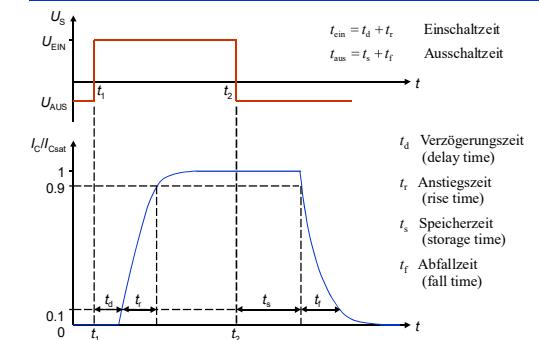
Dynamischer Einschaltvorgang beim Bipolartransistor

- $t < t_1$: Transistor gesperrt, $U_S = U_{BE} = U_{AUS}, I_C = 0, U_{CE} = U$. Kapazitäten C_{JE}, C_{JC} aufgeladen auf U_{AUS} bzw. $U_{AUS} - U$.
- $t = t_1$: $U_S = U_{EIN}, U_{BE}$ und U_{CE} wegen C_{JE} und C_{JC} stetig. $I_B(t_1) \approx (U_{EIN} - U_{AUS})/R > 0$.
- $t > t_1$: Umladung von C_{JE} und C_{JC} . wenn $U_{BE} > 0$: BE-Diode leitend. $I_C > 0$. Transistor wird leitend. Aufladung von C_{JE} und C_{JC} auf $\approx U_F$. Basisstrom fällt auf $I_B \approx (U_{EIN} - U_F)/R$. Anstieg I_C auf Sättigungswert $I_{C\text{sat}}$. U_{CE} fällt auf $U_{CE\text{sat}} < U_F$. $U_{BC} > 0$ auch BC-Diode leitend. Aufladung von C_{JC} auf $\approx U_F - U_{CE\text{sat}} > 0$. Transistor speichert (große) Diffusionsladung Q_B in Basiszone.

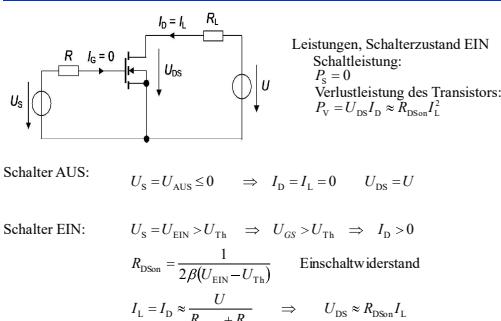
Dynamischer Ausschaltvorgang beim Bipolartransistor

- $t < t_2$: Transistor leitend, $U_S = U_{EIN}, I_C = I_{C\text{sat}}, U_{CE} = U_{CE\text{sat}}$. Kapazitäten C_{JE}, C_{DE} aufgeladen auf $\approx U_F$. Kapazitäten C_{JC}, C_{DC} aufgeladen auf $\approx U_F - U_{CE\text{sat}}$.
- $t = t_2$: $U_S = U_{AUS}, U_{BE}$ und U_{CE} wegen Kapazitäten stetig. $I_B(t_2) \approx (U_{AUS} - U_F)/R < 0$.
- $t > t_2$: I_B baut Diffusionsladung Q_B der Basiszone ab. $U_{BE} \approx \text{const}, I_B \approx \text{const}, U_{CE} \approx \text{const}, I_C \approx \text{const}$. Transistor bleibt leitend. wenn $Q_B \approx 0$: Abnahme I_B und I_C , Anstieg U_{CE} . I_C fällt auf 0. Anstieg U_{CE} auf U . BC-Diode und BE-Diode werden sperrend. Aufladung von C_{JE}, C_{JC} auf U_{AUS} bzw. $U_{AUS} - U$. Transistor wieder gesperrt.

Schaltzeiten beim Bipolartransistor



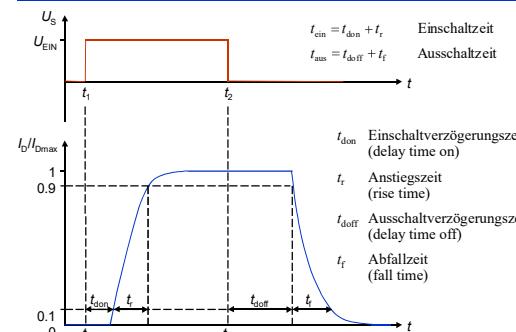
Statisches Schaltverhalten des MOSFET (1)



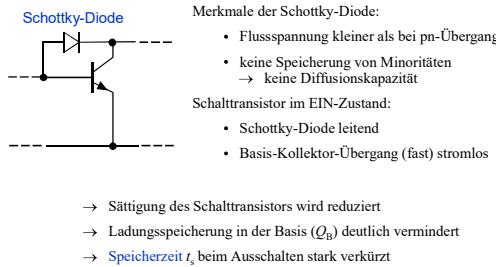
Dynamischer Einschaltvorgang beim MOSFET

- $t < t_1$: Transistor gesperrt, $U_S = U_{GS} = U_{AUS} = 0, I_D = 0, U_{DS} = U$. C_{GS} entladen, C_{GD} aufgeladen auf $-U$.
- $t = t_1$: $U_S = U_{EIN}, U_{GS}$ und U_{DS} wegen C_{GS} und C_{GD} stetig. Gatestrom $I_G(t_1) = U_{EIN}/R > 0$.
- $t > t_1$: Auf-/Umladung von C_{GS} und C_{GD} in 3 Phasen
 - Phase 1: Anstieg U_{GS} auf U_{Th} . $I_D = 0 \rightarrow U_{DS} = U$. Transistor noch gesperrt. Gatestrom fällt auf $I_G = (U_{EIN} - U_{Th})/R$.
 - Phase 2: $U_{GS} > U_{Th} \rightarrow I_D > 0$. Transistor wird leitend. Anstieg $I_D \gg 0$, Abfall $U_{DS} \ll U$. $U_{GS} \approx U_{Th}$ = const durch Miller-Effekt.
 - Phase 3: Anstieg U_{GS} auf U_{EIN} . $U_{GS} \approx U_{EIN}$ bzw. $U_{EIN} - U_{DS}$. $I_D \approx \text{const} = R_{DSon} I_D$. $U_{DS} \approx \text{const} = R_{DSon} I_D$. Gatestrom fällt auf $I_G = 0$.

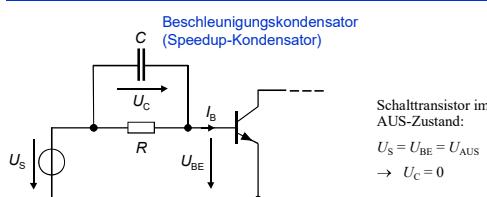
Schaltzeiten beim MOSFET



Beschleunigtes Schaltverhalten durch Schottky-Diode

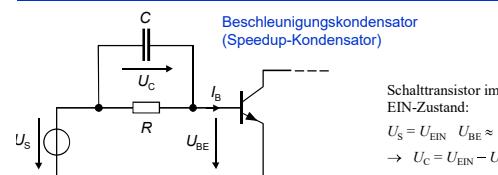


Einschaltvorgang mit Beschleunigungskondensator



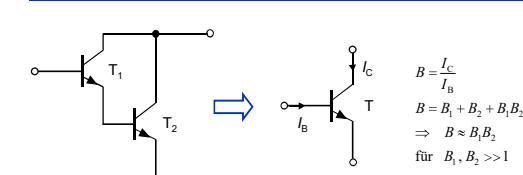
- Einschaltvorgang: U_C stetig $\rightarrow U_C(t_1) = 0$
- Kurzschluss des Vorwiderstandes $R \rightarrow I_B$ sehr groß
 - Um-/Aufladung der Transistorkapazitäten beschleunigt
 - Verkürzung der Einschaltzeit t_{ein}

Ausschaltvorgang mit Beschleunigungskondensator



- Ausschaltvorgang: U_C stetig $\rightarrow U_C(t_2) = U_{EIN} - U_F$
- U_C verstärkt Wirkung von U_{AUS} , keine Strombegrenzung durch $R \rightarrow |I_B|$ sehr groß
 - Abfluss der Basisladung und Umladung der Transistorkapazitäten beschleunigt
 - Verkürzung der Ausschaltzeit t_{aus}

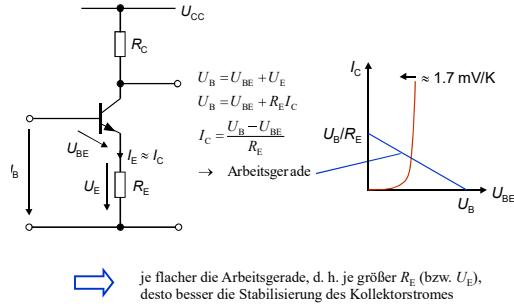
Darlington-Schaltung mit 2 npn-Transistoren



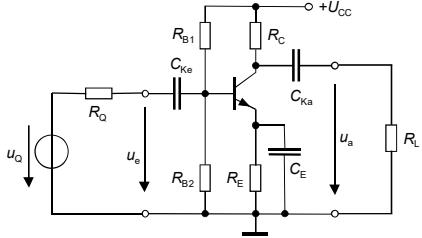
Darlington-Schaltung verhält sich näherungsweise wie Einzeltransistor mit sehr großer Stromverstärkung \rightarrow Darlington-Transistor

Praxis: oft Kombination von 2 Transistoren zu Darlington-Schaltung in gemeinsamem Gehäuse \rightarrow Anwendung wie Einzeltransistor

Stabilisierung des Arbeitspunktes durch Emitterwiderstand

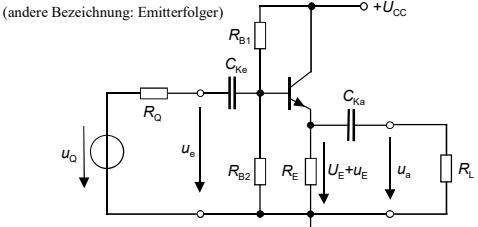


Emitterschaltung mit Signalquelle und Lastwiderstand



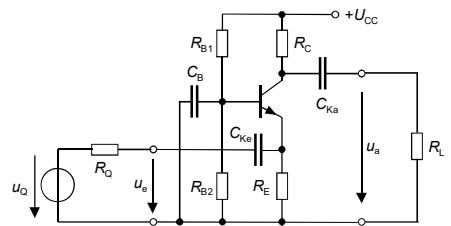
Einstellung des Arbeitspunktes durch 4 Widerstände: R_{B1}, R_{B2}, R_E, R_C
Koppelkondensatoren $C_{Ke}, C_{Ka} \rightarrow$ Trennung von Signal- und Gleichspannungen
Emitterkondensator $C_E \rightarrow$ Wirkung R_E (Stabilisierung I_C) nur für Gleichstrom

Kollektorschaltung mit Signalquelle und Lastwiderstand



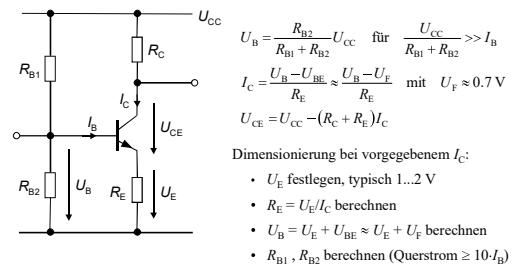
Einstellung des Arbeitspunktes durch 3 Widerstände: R_{B1}, R_{B2}, R_E
Koppelkondensatoren $C_{Ke}, C_{Ka} \rightarrow$ Trennung von Signal- und Gleichspannungen
Emitterkondensator fehlt \rightarrow Wirkung R_E (Stabilisierung I_C) auch für Signalstrom

Basischaltung mit Signalquelle und Lastwiderstand



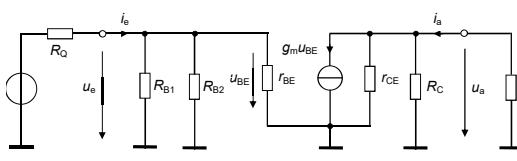
Einstellung des Arbeitspunktes durch 4 Widerstände: R_{B1}, R_{B2}, R_E, R_C
Koppelkondensatoren $C_{Ke}, C_{Ka} \rightarrow$ Trennung von Signal- und Gleichspannungen
Basiskondensator $C_B \rightarrow$ Signalkurzschluss, Eingangsspannung am Emitter

Einstellung des Arbeitspunktes durch vier Widerstände



Standardmethode zur Einstellung des Arbeitspunktes bei Bipolartransistoren in diskreten Schaltungen (in ICs auch andere Methoden, z. Bsp. Stromspiegel)

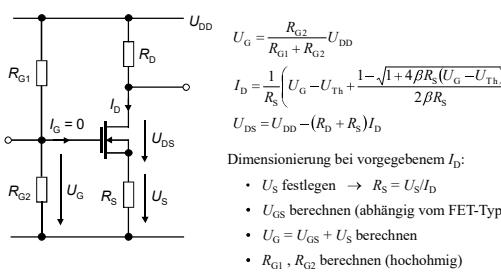
Kleinsignal-Ersatzschaltbild der Emitterschaltung



Gleichspannungsquelle U_{CC} = Signalkurzschluss nach Masse

Ann.: Kapazitäten C_{Ke}, C_{Ka}, C_E = Signalkurzschlüsse
→ gilt nicht für beliebig tiefe Frequenzen
→ kein Gleichspannungsverstärker

Einstellung des Arbeitspunktes bei Feldeffekttransistoren



Methode prinzipiell anwendbar bei allen Arten von Feldeffekttransistoren

Kleinsignal-Betriebskenngrößen der Emitterschaltung

Ann.: C_{Ke}, C_{Ka}, C_E Signalkurzschlüsse

Spannungsverstärkung:

$$A_u = -g_m (r_{CE} \parallel R_C \parallel R_L)$$

$$A_u \approx -g_m (R_C \parallel R_L) \quad \text{für } r_{CE} \gg R_C \parallel R_L$$

R_L Lastwiderstand

Leerlauf-Spannungsverstärkung:

$$A_{u0} = -g_m (r_{CE} \parallel R_C) \approx -g_m R_C \quad \text{für } r_{CE} \gg R_C$$

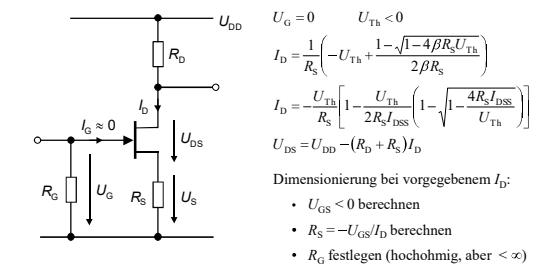
Eingangswiderstand:

$$R_e = r_{BE} \parallel R_{B1} \parallel R_{B2}$$

Ausgangswiderstand:

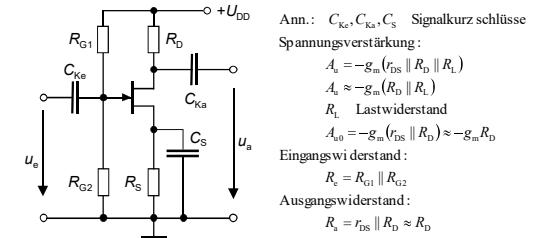
$$R_a = r_{CE} \parallel R_C \approx R_C \quad \text{für } r_{CE} \gg R_C$$

Variante für selbstleitende Feldeffekttransistoren



Standardmethode zur Einstellung des Arbeitspunktes bei Sperrschicht-Feldeffekttransistoren (JFET) in diskreten Schaltungen

Kleinsignal-Betriebskenngrößen der Sourceschaltung



Kleinsignal-Betriebskenngrößen der Kollektorschaltung

Ann.: C_{Ke}, C_{Ka} Signalkurzschlüsse, $\beta_0 \gg 1$

Spannungsverstärkung:

$$A_u = \frac{g_m (r_{CE} \parallel R_L)}{1 + g_m (r_{CE} \parallel R_E \parallel R_L)} \approx 1 \quad \text{für } g_m (r_{CE} \parallel R_E \parallel R_L) \gg 1$$

R_L Lastwiderstand

Eingangswiderstand:

$$R_e = [r_{BE} + \beta_0 (r_{CE} \parallel R_E \parallel R_L)] \parallel R_{B1} \parallel R_{B2}$$

$$R_e \approx R_{B1} \parallel R_{B2} \quad \text{für } \beta_0 (r_{CE} \parallel R_E \parallel R_L) \gg R_{B1} \parallel R_{B2}$$

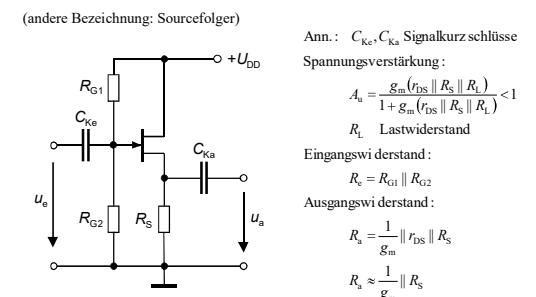
Ausgangswiderstand:

$$R_a = \frac{r_{BE} + (R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel R_Q)}{\beta_0} \parallel r_{CE} \parallel R_E = \left(\frac{1}{g_m} + \frac{R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel R_Q}{\beta_0} \right) \parallel r_{CE} \parallel R_E$$

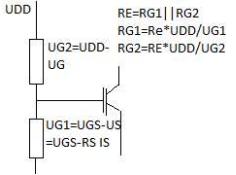
$$R_a \approx \left(\frac{1}{g_m} + \frac{R_Q}{\beta_0} \right) \parallel R_E \quad \text{für } R_Q \ll R_{B1} \parallel R_{B2} \text{ und } R_E \ll r_{CE}$$

R_Q Quellwiderstand

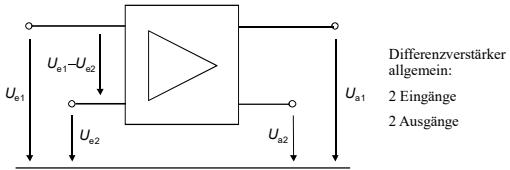
Kleinsignal-Betriebskenngrößen der Drainschaltung



Parameter	Emitterschaltung	Basischaltung	Kollektorschaltung
Spannungsverstärkung	groß	groß	< 1
Stromverstärkung	groß	< 1	groß
Leistungsverstärkung	sehr groß	groß	groß
Signalinversionierung	ja	nein	nein
Eingangsimpedanz	mittel	klein	groß
Ausgangsimpedanz	mittel	mittel	klein
Grenzfrequenz	mittel	groß	groß
Hauptanwendung	universell	HF-Verstärker	Impedanzwandler
Parameter	Sourceschaltung	Gateschaltung	Drainschaltung
Spannungsverstärkung	mittel	mittel	< 1
Stromverstärkung	sehr groß	< 1	sehr groß
Leistungsverstärkung	sehr groß	mittel	groß
Signalinversionierung	ja	nein	nein
Eingangsimpedanz	sehr groß	klein	sehr groß
Ausgangsimpedanz	mittel	mittel	klein
Grenzfrequenz	mittel	groß	groß
Hauptanwendung	universell	HF-Verstärker	Impedanzwandler



Allgemeine Merkmale von Differenzverstärkern



Ziel: Verstärkung **nur der Differenz** der Eingangsspannungen ($U_{e1} - U_{e2}$)

- Varianten:
- symmetrischer Differenzverstärker → Nutzung beider Ausgänge
 - unsymmetrischer Differenzverstärker → nur 1 Ausgang (1 oder 2)

Anwendung hauptsächlich als Gleichspannungsverstärker
→ in der Regel keine Koppelkondensatoren

Verstärkungsdefinitionen beim Differenzverstärker

Differenzverstärkung:

$$A_D = \begin{cases} \frac{U_{aD}}{U_{eD}} & |_{u_{eG}=0} \\ \frac{U_a}{U_{eD}} & \end{cases} \quad \begin{array}{l} \text{symmetrischer Differenzverstärker} \\ \text{unsymmetrischer Differenzverstärker} \end{array}$$

Gleichtaktverstärkung:

$$A_G = \begin{cases} \frac{U_{aG}}{U_{eG}} & |_{u_{eD}=0} \\ \frac{U_a}{U_{eG}} & \end{cases} \quad \begin{array}{l} \text{symmetrischer Differenzverstärker} \\ \text{unsymmetrischer Differenzverstärker} \end{array}$$

Grenzfrequenzen von Verstärkerstufen

Bestimmung der Betriebskenngrößen mit quasistatischer Kleinsignalanalyse:

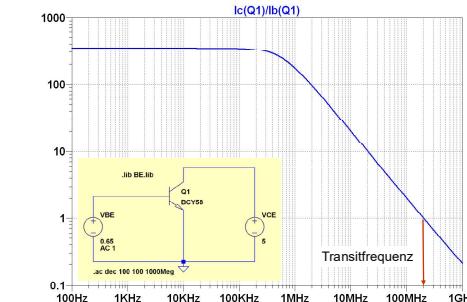
- alle Ergebnisse **frequenzunabhängig**
- Spannungsverstärkung (z. Bsp.) konstant für Frequenzen von 0 bis ∞ → unrealistisch

Frequenzverhalten der Spannungsverstärkung realer Schaltungen:

- untere Grenzfrequenz f_{gu} (Ausnahme: Gleichspannungsverstärker)
- obere Grenzfrequenz f_{go}
- Definition Grenzfrequenzen:
 - Verstärkung bei f_{gu} bzw. f_{go} um 3 dB geringer als bei Referenzfrequenz (entspricht linear einem Faktor von $1/\sqrt{2} \approx 0.707$)
 - Referenzfrequenz je nach Anwendung sinnvoll festlegen

Frequenzabhängigkeit der Kleinsignal-Stromverstärkung

Simulation des Bipolartransistors BCY58



Eingangsspannungen bei allgemeiner Aussteuerung

Eingangsspannungen allgemein: $U_{e1}(t) = U_e + u_{e1}$, $U_{e2}(t) = U_e + u_{e2}$

mit

$$\begin{aligned} U_e : & \text{ gemeinsames Ruhepotential der Eingänge} \\ u_{e1}, u_{e2} : & \text{ beliebige Aussteuerungen der beiden Eingänge} \end{aligned}$$

$$\text{Eingangs - Differenzspannung: } u_{eD} = u_{e1} - u_{e2}$$

$$\text{Eingangs - Gleichtaktspannung: } u_{eG} = \frac{1}{2}(u_{e1} + u_{e2})$$

$$\Rightarrow u_{e1} = u_{eG} + \frac{1}{2}u_{eD}, \quad u_{e2} = u_{eG} - \frac{1}{2}u_{eD}$$

Beliebige Aussteuerungen darstellbar als **lineare Überlagerung** einer reinen Differenz- und einer reinen Gleichtaktaussteuerung

Ein- und Ausgangswiderstände beim Differenzverstärker

Eingangswiderstand bei reiner Differenzaussteuerung:

$$R_{eD} = \left. \frac{U_{e1}}{I_{e1}} \right|_{u_{eG}=0} = \left. \frac{U_{e2}}{I_{e2}} \right|_{u_{eG}=0}$$

Eingangswiderstand bei reiner Gleichtaktaussteuerung:

$$R_{eG} = \left. \frac{U_{e1}}{I_{e1}} \right|_{u_{eD}=0} = \left. \frac{U_{e2}}{I_{e2}} \right|_{u_{eD}=0}$$

Ausgangswiderstände des symmetrischen Differenzverstärkers (Ann.: $R_Q = 0$):

$$R_{aD} = \left. \frac{U_{a1}}{I_{a1}} \right|_{\substack{u_{a1}=u_{a2}=0 \\ u_{a3}=u_{a4}=0}} = \left. \frac{U_{a2}}{I_{a2}} \right|_{\substack{u_{a1}=u_{a2}=0 \\ u_{a3}=u_{a4}=0}} \quad R_{aG} = \left. \frac{U_{a1}}{I_{a1}} \right|_{\substack{u_{a1}=u_{a2}=0 \\ u_{a3}=u_{a4}=0}} = \left. \frac{U_{a2}}{I_{a2}} \right|_{\substack{u_{a1}=u_{a2}=0 \\ u_{a3}=u_{a4}=0}}$$

Ausgangswiderstand des unsymmetrischen Differenzverstärkers (Ann.: $R_Q = 0$):

$$R_{aD} = R_{aG} = R_a = \left. \frac{U_a}{I_a} \right|_{u_{a1}=u_{a2}=0}$$

Untere Grenzfrequenz von Verstärkerstufen

Teilgrenzfrequenzen durch die als Signalkurzschlüsse eingesetzten Kapazitäten:

- Grenzfrequenzen durch Koppelkapazitäten am Ein- und Ausgang

$$f_{g1} = \frac{1}{2\pi R_e C_{ke}} \quad f_{g2} = \frac{1}{2\pi (R_a + R_L) C_{ka}}$$

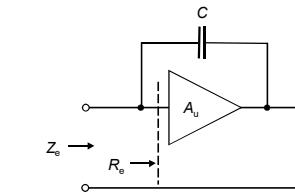
- Grenzfrequenz durch Emitter- bzw. Sourcekondensator

$$f_{g3} = \frac{1+g_m R_E}{2\pi R_E C_E} \quad f_{g4} = \frac{1+g_m R_S}{2\pi R_S C_S}$$

Kombination dieser Teilgrenzfrequenzen bestimmt untere Grenzfrequenz f_{gu} der gesamten Verstärkerstufe

Gleichspannungsverstärker ($f_{gu} = 0$) nur möglich, wenn keine Kondensatoren im gesamten Signalweg

Miller-Effekt



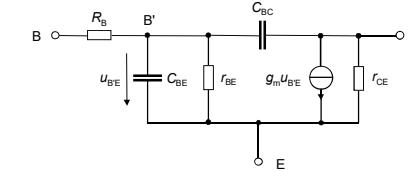
$$A_u = -|A_u| \quad \text{Signalverstärkung}$$

$$Z_e = R_e \parallel \frac{1}{j\omega C_{eff}}$$

$$C_{eff} = C(1 + |A_u|) \approx C \cdot |A_u| \quad \text{für } |A_u| \gg 1$$

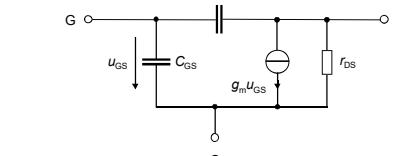
- C zwischen Ein- und Ausgang wirkt wie Kapazität parallel zum Eingang, Wert erscheint multipliziert mit Betrag der Spannungsverstärkung
- vergrößert effektive Eingangskapazität des Transistors bei Emitter- und Sourceschaltung → starker Einfluss auf obere Grenzfrequenz
- tritt nicht auf bei Basis- und Gateschaltung → optimale HF-Verstärker

Grenzfrequenzen des Feldeffekttransistors



$$\text{Beta-Grenzfrequenz: } f_\beta = \frac{1}{2\pi r_{BE} (C_{BE} + C_{BC})}$$

$$\text{Transitfrequenz: } f_T = \frac{g_m}{2\pi (C_{BE} + C_{BC})} = \beta_0 \cdot f_\beta$$



$$\text{Beta-Grenzfrequenz: } \text{existiert nicht wegen } \beta_0 \rightarrow \infty$$

$$\text{Transitfrequenz: } f_T = \frac{g_m}{2\pi (C_{GS} + C_{GD})}$$

Ausgangsspannungen beim symmetrischen Verstärker

Ausgangsspannungen allgemein: $U_{a1}(t) = U_a + u_{a1}$, $U_{a2}(t) = U_a + u_{a2}$

mit

$$U_a : \quad \text{gemeinsames Ruhepotential der Ausgänge}$$

$$u_{a1}, u_{a2} : \quad \text{Spannungsschwankungen der beiden Ausgänge}$$

$$\text{Ausgangs - Differenzspannung: } u_{aD} = u_{a1} - u_{a2}$$

$$\text{Ausgangs - Gleichtaktspannung: } u_{aG} = \frac{1}{2}(u_{a1} + u_{a2})$$

$$\Rightarrow u_{a1} = u_a + \frac{1}{2}u_{aD}, \quad u_{a2} = u_a - \frac{1}{2}u_{aD}$$

Schwankungen der Ausgangsspannungen allgemein darstellbar als Überlagerung von Differenz- und Gleichtaktspannung

Aufteilung in Differenz- und Gleichtaktkomponenten **nicht möglich** beim **unsymmetrischen** Differenzverstärker (nur 1 Ausgang)

Gleichtakunterdrückung

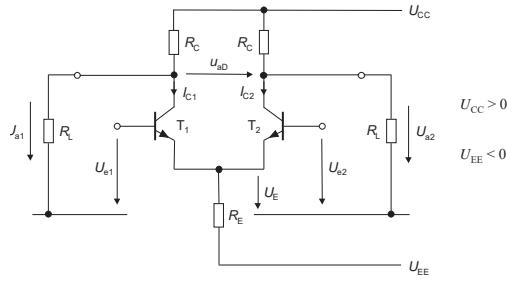
Ziele beim Differenzverstärker:

- Differenzverstärkung A_D möglichst groß
- Gleichtaktverstärkung A_G möglichst klein (ideal $A_G = 0$)

Gütekriterium: **Gleichtakunterdrückung CMRR** (Common Mode Rejection Ratio)

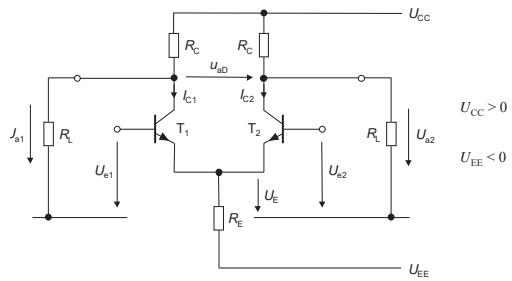
- Definition $CMRR = \left| \frac{A_D}{A_G} \right|$
- Angabe in dB
- $CMRR > 100$ dB bei sehr guten Differenzverstärkern

Grundschaltung des symmetrischen Differenzverstärkers



Transistoren T_1 und T_2 mit identischen Eigenschaften \rightarrow perfekte Symmetrie

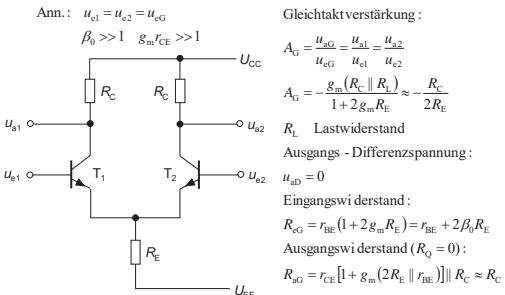
Schaltung des symmetrischen Differenzverstärkers



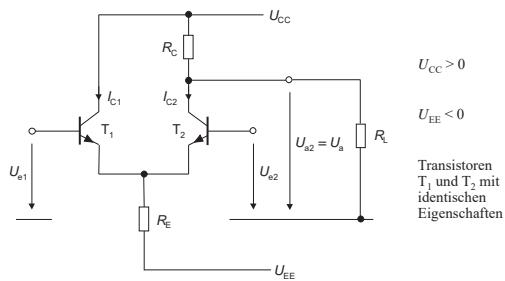
Transistoren T_1 und T_2 mit identischen Eigenschaften \rightarrow perfekte Symmetrie

Kleinsignalverhalten des symmetrischen Verstärkers (4)

Betriebskenntgrößen bei symmetrischer Gleichtaktaussteuerung



Schaltung des unsymmetrischen Differenzverstärkers



Arbeitspunkt des symmetrischen Differenzverstärkers

Ann.: $U_{e1} = U_{e2} = U_e$
 $U_{BE1} = U_{BE2} \approx U_F \approx 0.7 \text{ V}$
 $B \gg 1 \Rightarrow I_{c1} \approx I_{e1}, I_{c2} \approx I_{e2}$

$$I_{c1} = I_{c2} = I_c \approx \frac{U_e - U_F - U_{EE}}{2R_E}$$

$$U_{a1} = U_{a2} = U_a = \frac{R_L}{R_C + R_L} (U_{CC} - R_C I_c)$$

$$R_L \text{ Lastwiderstand}$$

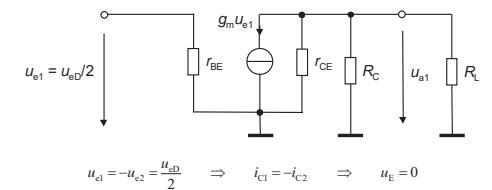
$$U_a \approx U_{CC} - R_C I_c \quad \text{für} \quad R_L \gg R_C$$

$$U_{CE1} = U_{CE2} \approx U_a - U_e + U_F$$

Transistoren T_1 und T_2 mit identischen Eigenschaften \rightarrow perfekte Symmetrie

Kleinsignalverhalten des symmetrischen Verstärkers (1)

Ersatzschaltbild der linken Hälfte bei symmetrischer Differenzaussteuerung
(analog für rechte Hälfte)



Ausgangsspannungen bei allgemeiner Aussteuerung

Ann.: symmetrischer Differenzverstärker bei linearer Kleinsignalaussteuerung

Aussteuerung allgemein:

$$u_{e1} = u_{eG} + \frac{1}{2} u_{eD} \quad u_{e2} = u_{eG} - \frac{1}{2} u_{eD}$$

$$\Rightarrow u_{a1} = A_D \frac{u_{eD}}{2} + A_G u_{eG} \quad u_{a2} = -A_D \frac{u_{eD}}{2} + A_G u_{eG}$$

$$\Rightarrow u_{ad} = A_D u_{eD} \quad u_{aG} = A_G u_{eG}$$

Ausgangs-Differenzspannung hängt nur von Eingangs-Differenzspannung ab, Ausgangs-Gleichtaktspannung nur von Eingangs-Gleichtaktspannung

Kleinsignalverhalten des unsymmetrischen Verstärkers (1)

Betriebskenntgrößen bei symmetrischer Differenzaussteuerung

Ann.: $u_{e1} = -u_{e2} = \frac{u_{eD}}{2}$ Differenzverstärkung:
 $\beta_0 \gg 1$, $g_m r_{CE} \gg 1$
 $A_D = \frac{u_a}{u_{eD}} = -\frac{1}{2} \frac{u_a}{u_{e2}}$
 $A_D = \frac{g_m (r_{CE} \parallel R_C \parallel R_L)}{2} \approx \frac{g_m (R_C \parallel R_L)}{2}$
 R_L Lastwiderstand
Eingangswiderstand:
 $R_{eD} = r_{BE}$
Ausgangswiderstand ($R_Q = 0$):
 $R_{aD} = R_a \approx 2r_{CE} \parallel R_C \approx R_C$

Transistoren T_1 und T_2 mit identischen Eigenschaften

Verhalten bei quasistatischer Differenzaussteuerung

Ann.: $U_{e1} = U_{e2} = U_e$, $U_{eD} = \frac{u_{eD}}{2}$, $U_{e2} = U_e - \frac{u_{eD}}{2}$ symmetrische Differenzaussteuerung
 R_E groß $\Rightarrow i_{c1} \approx -i_{c2}$ symmetrische Stromänderungen
 $U_{BE1}, U_{BE2} \gg U_T$, $U_A \rightarrow \infty$, $R_L \rightarrow \infty$

$$I_{c1} = I_c \left(1 + \tanh \frac{u_{eD}}{2U_T} \right)$$

$$I_{c2} = I_c \left(1 - \tanh \frac{u_{eD}}{2U_T} \right)$$

$$U_{a1} = U_{CC} - R_C I_c \left(1 + \tanh \frac{u_{eD}}{2U_T} \right)$$

$$U_{a2} = U_{CC} - R_C I_c \left(1 - \tanh \frac{u_{eD}}{2U_T} \right)$$

$$\Rightarrow u_{ad} = -2R_C I_c \tanh \frac{u_{eD}}{2U_T} \quad u_{aG} = 0$$

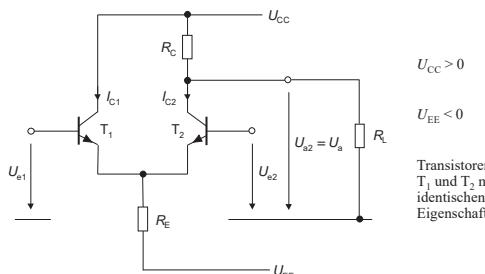
$$\Rightarrow u_{ad} \neq f(U_e) \quad \text{für} \quad I_c \approx \text{const} \quad (R_E \text{ groß})$$

Kleinsignalverhalten des symmetrischen Verstärkers (2)

Betriebskenntgrößen bei symmetrischer Differenzaussteuerung

Ann.: $u_{e1} = -u_{e2} = \frac{u_{eD}}{2}$ Differenzverstärkung:
 $A_D = \frac{u_{aD}}{u_{eD}} = \frac{u_{a1}}{u_{e1}} = \frac{u_{a2}}{u_{e2}}$
 $A_D = -g_m (r_{CE} \parallel R_C \parallel R_L)$
 R_L Lastwiderstand
Ausgangs - Gleichtaktspannung:
 $u_{aG} = 0$
Eingangswiderstand:
 $R_{eD} = r_{BE}$
Ausgangswiderstand:
 $R_{aD} = r_{CE} \parallel R_C \approx R_C$

Grundschaltung des unsymmetrischen Differenzverstärkers



Kleinsignalverhalten des unsymmetrischen Verstärkers (2)

Betriebskenntgrößen bei symmetrischer Gleichtaktaussteuerung

Ann.: $u_{e1} = u_{e2} = U_e$, $U_{BE1} = U_{BE2} \approx U_F \approx 0.7 \text{ V}$, $B \gg 1 \Rightarrow I_{c1} \approx I_{e1}, I_{c2} \approx I_{e2}$
Early - Effekt vernachlässigbar

$$I_{c1} \approx I_{c2} = I_c \approx \frac{U_e - U_F - U_{EE}}{2R_E}$$

$$U_a = \frac{R_L}{R_C + R_L} (U_{CC} - R_C I_c)$$

$$U_a \approx U_{CC} - R_C I_c \quad \text{für} \quad R_L \gg R_C$$

$$U_{CE1} \approx U_{CC} - U_e + U_F \quad U_{CE2} \approx U_a - U_e + U_F$$

Ausgangsspannung bei allgemeiner Aussteuerung

Ann.: unsymmetrischer Differenzverstärker bei linearer Kleinsignalaussteuerung

Aussteuerung allgemein:

$$u_{e1} = u_{eG} + \frac{1}{2} u_{eD} \quad u_{e2} = u_{eG} - \frac{1}{2} u_{eD}$$

$$\Rightarrow u_a = A_D u_{eD} + A_G u_{eG}$$

→ Ausgangsspannung hängt von Eingangs-Differenzspannung und Eingangs-Gleichtaktspannung ab

Gleichtaktunterdrückung:

$$CMRR = \left| \frac{A_D}{A_G} \right| \approx g_m R_E \quad \text{für} \quad g_m R_E \gg 1 \quad \text{und} \quad r_{CE} \gg (R_C \parallel R_L)$$

Verhalten bei quasistatischer Gleichtaktaussteuerung

Ann.: $U_{e1} = U_e + u_{eG}$, $U_{e2} = U_e + u_{eG}$ symmetrische Gleichtaktaussteuerung
 $\Rightarrow I_{c1} = I_{c2} = i_{c1} = i_{c2}$ symmetrische Stromänderungen
 T_1, T_2 im vorwärts aktiven Bereich, $R_L \rightarrow \infty$

$$I_{c1} = I_{c2} = I_c + \frac{u_{eG}}{2R_E}$$

$$U_{a1} = U_{a2} = U_{CC} - R_C \left(I_c + \frac{u_{eG}}{2R_E} \right) = U_a - \frac{R_C}{2R_E} u_{eG}$$

$$\Rightarrow u_{aG} = -\frac{R_C}{2R_E} u_{eG} \quad u_{ad} = 0$$

Besondere Anforderungen an Leistungs- bzw. Endstufen

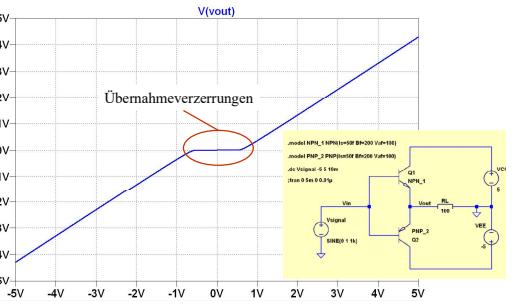
- Spannungshub $U_{\min} \dots U_{\max}$ möglichst groß
→ große Signalamplitude u_a
- Ausgangswiderstand R_o möglichst klein
→ niederohmiger Lastwiderstand R_L
- Wirkungsgrad η möglichst groß
→ geringe Verlustleistung P_v

$$\text{Wirkungsgrad } \eta = \frac{\text{Ausgangsleistung } P_a \text{ (Signalleistung)}}{\text{Gleichstromleistung } P_D}$$

Beste Grundschaltung: Kollektor- bzw. Drainschaltung

Einfache Komplementärendstufe (1)

Statische Übertragungskennlinie bei C-Betrieb



- Aufgabe:** Unsymmetrischer Differenzverstärker
- Zu untersuchen sei die Schaltung eines unsymmetrischen Differenzverstärkers mit Bipolartransistoren. Sie seien die Widerstände R_{B1} und R_{B2} entsprechend. (3P)
- $R_{B1} = 9.17 \text{ k}\Omega$
 $R_{B2} = 4.53 \text{ k}\Omega$
 $R_E = R_{E1} = R_{E2}$
 $R_o = 0.2 \text{ M}\Omega$
 $R_{CC} = 2.52 \text{ M}\Omega$
- f) Bestimmen Sie den Ausgangswiderstand R_o , sowie die Leitfähigkeitsverstärkung A_{eff} der Schaltung. (2P)

$$R_o = \frac{1}{g_m} (R_E + R_{E2})$$

$$A_{\text{eff}} = 1 + \frac{g_m}{g_{m2}} (R_E + R_{E2}) = 0.76 \pm -239 \text{ dB}$$

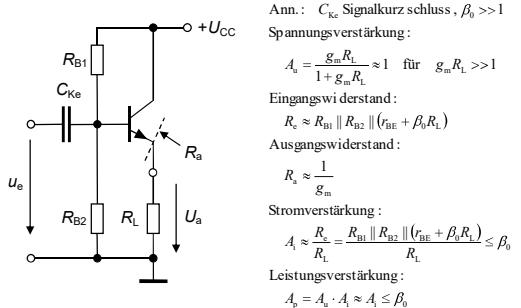
g) Für interessante Prozesse können die beiden Kopplungskondensatoren C_{sw} und C_{so} nicht mehr als Signalkondensatoren betrachtet werden. Errechnen Sie mit einer Kleinsignalanalyse einen Ausdruck für die Leitfähigkeitsverstärkung $\Delta A_{\text{eff}}(\omega)$, der den Einfluss der Kopplungskondensatoren berücksichtigt. Hinweis: schließen Sie sich der folgenden Ausführungen an:

$$|\Delta A_{\text{eff}}(\omega)| = \frac{1}{1 + \frac{R_E}{R_{E2}} \left(\frac{|C_{\text{sw}}|}{|C_{\text{sw}} + j\omega C_{\text{so}}|} + \frac{|C_{\text{so}}|}{|C_{\text{sw}} + j\omega C_{\text{so}}|} \right)} = A_{\text{eff}} \frac{1 + j\omega C_{\text{so}} / R_{E2}}{1 + j\omega C_{\text{sw}} / R_{E2}}$$

- b) Für beide Eingänge gelte $U_{\text{e1}}(t) = U_{\text{e2}}(t) = 0 \text{ V}$. Welche Kollektorträgerströme I_{C1} , I_{C2} und welche Kollektorentspannungen benötigen symmetrische U_{\text{e1}}, U_{\text{e2}}, wenn sich bei den Transistoren T_1 und T_2 kein Wechselspannungsunterschied U_{BE} ergeben? Wie muss dann der Kollektorentsatz R_E dimensioniert werden? (2P)
- $$R_E = \frac{2 \cdot A_{\text{eff}} - 2 \cdot \Delta A_{\text{eff}}}{g_m} = 5.225 \text{ k}\Omega$$
- c) Die Schaltung soll eine Gleichaktunterverstärkung von CMRR = 88 dB erreichen. Wie groß ist dann die nötige Gleichaktunterverstärkung A_{c} (in dB) und linear? Welchen Innenwiderstand R_i muss die Stellungsmöglichkeit annehmen, damit die geforderte Gleichaktunterverstärkung erzielt wird? (4P)
- $$U_{\text{e1}} = U_{\text{e2}} = U_{\text{r}} = 15.7 \text{ V}$$
- $$U_{\text{e1}} = U_{\text{e2}} = U_{\text{r}} = 16.875 \text{ V}$$
- $$U_{\text{e1}} = U_{\text{e2}} = U_{\text{r}} = 15.7 \text{ V}$$
- d) Auf die beiden Eingänge werden nun die folgenden Spannungen angelegt:
- $$U_{\text{e1}}(t) = -10 \text{ V} + 10 \text{ mV} \text{ sinus} \quad U_{\text{e2}}(t) = -10 \text{ V} + 10 \text{ mV} \text{ sinus}$$
- Berechnen Sie die Eingangsgegenkopplung U_{e2} sowie die Eingangsgegenkopplung U_{e1} (2P)
- $$U_{\text{e1}}(t) = U_{\text{e1}} - U_{\text{e2}} = -20 \text{ mV} \text{ sinus}$$
- $$U_{\text{e2}}(t) = \frac{1}{2} (U_{\text{e1}} + U_{\text{e2}}) = -10 \text{ V}$$
- e) Bestimmen Sie für die Aussteuerung U_{a} die resultierende Ausgangsspannung U_{a1} .
- $$U_{\text{a1}}(t) = A_{\text{eff}} \cdot U_{\text{e1}}(t) + A_{\text{c}} \cdot U_{\text{e2}}(t) \quad U_{\text{a1}} = 5 \text{ V} \sin(\omega t + 2.0275 \text{ V})$$

Kollektorschaltung als Leistungsverstärker

Lastwiderstand ersetzt Emitterwiderstand der Grundschaltung



Ann.: C_{ke} Signalkurz schluss, $\beta_0 >> 1$

Spannungsverstärkung:

$$A_v = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L} \approx 1 \quad \text{für } g_m R_L >> 1$$

Eingangswiderstand:

$$R_{\text{e}} \approx R_{\text{B1}} \parallel R_{\text{B2}} \parallel (R_{\text{F}} + \beta_0 R_L)$$

Ausgangswiderstand:

$$R_o \approx \frac{1}{g_m}$$

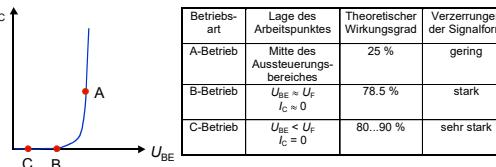
Stromverstärkung:

$$A_I \approx \frac{R_L}{R_E} = \frac{R_{\text{B1}} \parallel R_{\text{B2}} \parallel (R_{\text{F}} + \beta_0 R_L)}{R_E} \leq \beta_0$$

Leistungsverstärkung:

$$A_p = A_v \cdot A_I \approx A_v \leq \beta_0$$

Betriebsarten von Leistungsverstärkern

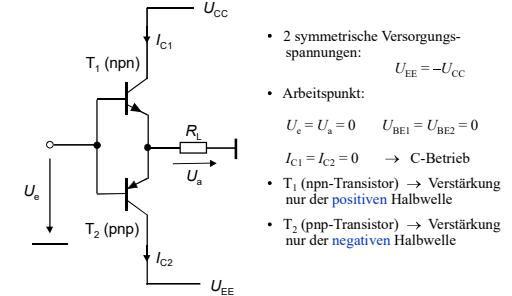


Definitionen und Eigenschaften sind gemäß übertragbar auf äquivalente Schaltungen mit Feldeffekttransistoren

Konflikt zwischen Forderungen nach hohem Wirkungsgrad und geringen Verzerrungen

Lösungsansatz: Gegentaktorschaltungen

Einfachste Schaltung einer Komplementärendstufe



- 2 symmetrische Versorgungsspannungen:
 $U_{\text{EE}} = -U_{\text{CC}}$

• Arbeitspunkt:

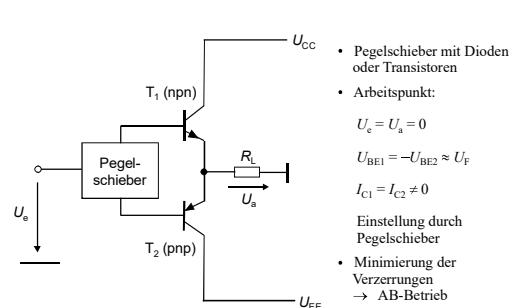
$$U_e = U_a = 0 \quad U_{\text{BE1}} = U_{\text{BE2}} = 0 \\ I_{\text{C1}} = I_{\text{C2}} = 0 \rightarrow \text{C-Betrieb}$$

• T_1 (nPNP-Transistor) → Verstärkung nur der positiven Halbwelle

• T_2 (pNP-Transistor) → Verstärkung nur der negativen Halbwelle

Komplementärendstufe mit Pegelschieber (2)

Statische Übertragungskennlinie bei AB-Betrieb



- Pegelschieber mit Dioden oder Transistoren
- Arbeitspunkt:
 $U_e = U_a = 0$
 $U_{\text{BE1}} = -U_{\text{BE2}} \approx U_F$
 $I_{\text{C1}} = I_{\text{C2}} \neq 0$
- Einstellung durch Pegelschieber
- Minimierung der Verzerrungen → AB-Betrieb

Aufgabe: Bipolartransistor als Schalter

Folgende Ausbildung zeigt einen Bipolartransistor in der einfachen Anwendung als elektronischen Schalter.

Näherungsweise $U_{\text{CEsat}} = 0.2 \text{ V}$, $U_{\text{F}} = 0.7 \text{ V}$

a) Berechnen Sie den Strom I_L durch den Low-leakage-Widerstand R_L . (2P)

$$I_L = \frac{U_{\text{CC}} - U_{\text{CEsat}}}{R_L} = 13 \text{ A}$$

b) Bestimmen Sie den Basisstrom I_B zur Ansteuerung des Transistors (2P)

$$I_B = \frac{I_L - U_{\text{CEsat}}}{R_{\text{L}}} = 12 \text{ mA}$$

c) Geben Sie den Übersteuerungsfaktor m an. (1P)

$$m = \frac{I_{\text{Cmax}}}{I_{\text{Cmin}}} = 1.85$$

d) Berechnen Sie den maximalen Basisstrom I_{Bmax} , der sich bei Einsetzen ergibt. (3P)

$$I_{\text{Bmax}} = \frac{U_{\text{CC}} - U_{\text{CEsat}}}{R_{\text{L}}} = 50 \text{ mA}$$

e) Auf welche Spannung U_{CE} läuft sich der Kondensator C beim Einschalten auf? (2P)

$$U_{\text{CE}} = (U_{\text{CC}} - U_{\text{F}}) \cdot \frac{R_{\text{L}}}{R_{\text{L}} + R_{\text{CE}}} = 1.2 \text{ V}$$

f) Bestimmen Sie die Schaltleistung P_{S} sowie die Verlustleistung P_{D} des Transistors. (2P)

$$P_{\text{S}} = U_{\text{CC}} \cdot I_{\text{Bmax}} = 200 \mu\text{W}$$

g) Berechnen Sie den maximalen Basisstrom I_{Bmax} , der sich beim Ausschalten ergibt. (3P)

$$I_{\text{Bmax}} = \frac{U_{\text{CC}} - U_{\text{F}}}{R_{\text{L}}} = 38 \text{ mA}$$

h) Welcher Wert muss die eingesetzte Spannung U_{CE} annehmen, damit am Arbeitspunkt

$$I_{\text{C}} = I_{\text{B}} = 5 \text{ mA}$$

ausgenutzt wird? (4P)

$$U_{\text{CE}} = U_{\text{F}} + \ln \frac{I_{\text{C}}}{I_{\text{Cmax}}} \cdot \frac{U_{\text{CC}} - U_{\text{F}}}{R_{\text{L}}} = 0.064 \text{ V}$$

i) Welche Welle des Elektroden des Klümpchen-Emissionsbauteils (3P)

$$I_{\text{B}} = \frac{I_{\text{C}}}{m} = 102.31 \text{ nA} \text{ zu } \frac{U_{\text{CC}} - U_{\text{F}}}{R_{\text{L}}} = 30 \text{ k}\Omega$$

j) Geben Sie die Kleinstleistung-Bestandsbedingung für die Leidungs-Spannung U_{AS} an. (2P)

$$U_{\text{AS}} = \frac{U_{\text{CC}} - U_{\text{F}}}{R_{\text{L}}} = \frac{U_{\text{CC}}}{R_{\text{L}}} - \frac{U_{\text{F}}}{R_{\text{L}}} = U_{\text{CE}}$$

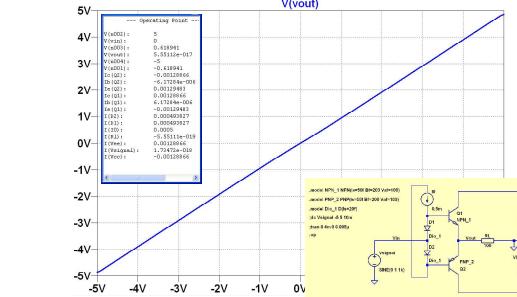
k) Bestimmen Sie den Eingangswiderstand R_{E} und den Ausgangswiderstand R_{A} der Schaltung. (2P)

$$R_{\text{E}} = \frac{U_{\text{CC}} - U_{\text{F}}}{I_{\text{B}}} = 2.55 \text{ V}$$

l) Überprüfen Sie rechnerisch, ob der Arbeitspunkt im Abschaltungsbereich des

Ausgangssignals U_{CE} liegt. (1P)

$$U_{\text{CE}} > U_{\text{CEsat}} = U_{\text{F}} + U_{\text{CEsat}} = 0.2 \text{ V}$$



- Aufgabe: Bipolartransistor mit idealer Stromquelle**
- Zu untersuchen ist die Schaltung eines Klümpchen-Emissionsbauteils (3P)

a) Berechnen Sie die eingesetzte Spannung U_{CE} an, damit am Arbeitspunkt

$$I_{\text{C}} = I_{\text{B}} = 1 \text{ mA}$$

b) Berechnen Sie die Kleinstleistung-Bestandsbedingung für die Anode-Spannung U_{AS} . (2P)

$$U_{\text{AS}} = \frac{U_{\text{CC}} - U_{\text{F}}}{R_{\text{L}}} = 150 \text{ V}$$

c) Berechnen Sie die Kleinstleistung-Bestandsbedingung für die Kathoden-Spannung U_{CK} . (2P)

$$U_{\text{CK}} = \frac{U_{\text{CC}} - U_{\text{F}}}{R_{\text{L}}} = 26 \text{ mV}$$

d) Berechnen Sie die Kathoden-Spannung U_{CK} , die sich beim Ausschalten des

$$U_{\text{CE}} = U_{\text{F}} + U_{\text{CEsat}} = 0.2 \text{ V}$$

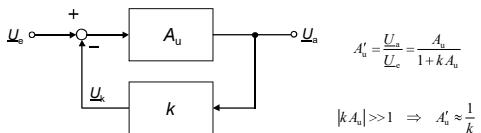
e) Berechnen Sie die Kathoden-Spannung U_{CK} , die sich beim Anschließen über R_{L} an die Kathode verändert. (2P)

$$U_{\text{CK}} = \frac{U_{\text{CC}} - U_{\text{F}}}{R_{\text{L}}} = 3.7 \text{ V}$$

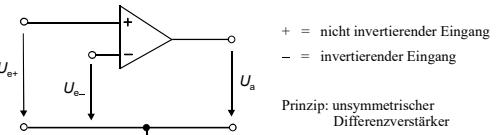
f) Berechnen Sie die Kathoden-Spannung U_{CK} , die sich beim Anschließen über R_{L} an die Kathode verändert. (2P)

$$U_{\text{CK}} = \frac{U_{\text{CC}} - U_{\text{F}}}{R_{\text{L}}} = 3.7 \text{ V}$$

Lineares System mit Rück- bzw. Gegenkopplung



Eigenschaften des idealen Operationsverstärkers



$$A'_u = \frac{U_a}{U_e} = \frac{A_u}{1 + k A_u}$$

$$|k A_u| >> 1 \Rightarrow A'_u \approx \frac{1}{k}$$

A_u / k Spannungsverstärkung des Vorwärtsverpol (Verstärker)
Rückkopplungsfaktor = Spannungsverstärkung des Rückkopplungsvierpols (passives Netzwerk)
 $k A_u$ Schleifenverstärkung

Spannungsverstärkung des gegengekoppelten Systems bei hoher Schleifenverstärkung nur durch Rückkopplungsnetzwerk bestimmt

Wichtigste Kenngrößen realer Operationsverstärker

- Verstärkung (maximale Differenzverstärkung für $f \rightarrow 0$, $R_L \rightarrow \infty$)

$$A_{D\max} = \left. \frac{\Delta U_a}{\Delta U_{eD}} \right|_{U_{eD}=U_{OS}}$$

- Offsetspannung

$$U_{OS} = \left. U_{eD} \right|_{U_e=0}$$

- (3-dB)-Grenzfrequenz

$$|A_D(f_g)| = \frac{A_{D\max}}{\sqrt{2}} \quad |A_D(f_g)|[\text{dB}] = A_{D\max}[\text{dB}] - 3$$

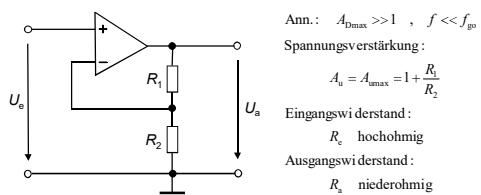
- Transitfrequenz

$$|A_D(f_T)| = 1 \quad f_T = A_{D\max} \cdot f_g$$

- Slew Rate

$$SR = \left(\frac{\Delta U_a}{\Delta t} \right)_{\max}$$

Nichtinvertierender Verstärker



Ann.: $A_{D\max} >> 1$, $f \ll f_{go}$

Spannungsverstärkung:

$$A_u = A_{\max} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Eingangswiderstand:

$$R_i \text{ hochohmig}$$

Ausgangswiderstand:

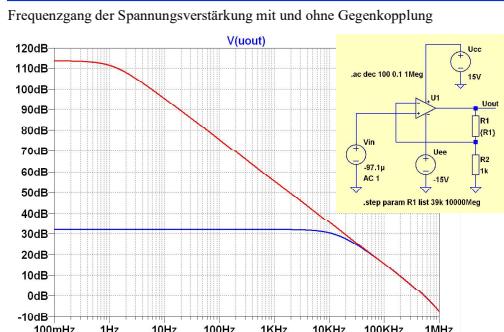
$$R_o \text{ niederohmig}$$

Verstärkungs-Bandbreite-Produkt: $A_{\max} \cdot f_{go} = f_T = \text{const}$

f_{go} obere Grenzfrequenz des Verstärkers

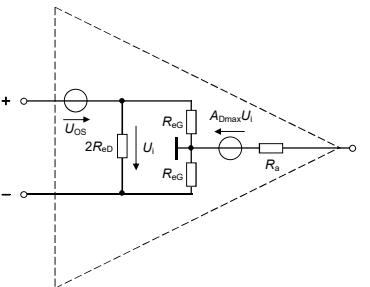
f_T Transitfrequenz des Operationsverstärkers

Nichtinvertierender Verstärker mit OP07

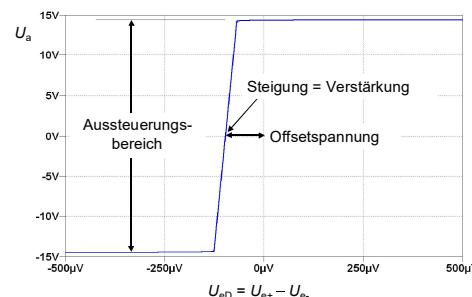


Einfaches Makromodell für Operationsverstärker

Lineares Modell zur Beschreibung der wichtigsten statischen Eigenschaften



Übertragungskennlinie eines realen Operationsverstärkers

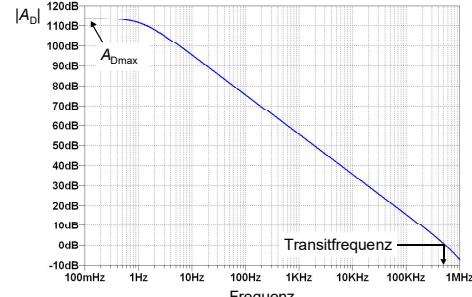


Analyse von Schaltungen mit Operationsverstärkern

Annahmen zur Vereinfachung der quasistatischen Schaltungsanalyse:

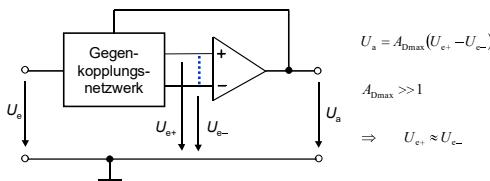
- Operationsverstärker fast ideal, $A_{D\max} \gg 1$
 $U_{OS} = 0$, $A_g = 0 \rightarrow CMRR \rightarrow \infty$
 $R_{ce}, R_{ce'} \rightarrow \infty \rightarrow$ Eingangsströme $I_{ce}, I_{ce'} \approx 0$
 $R_o = 0 \rightarrow U_o$ unabhängig von Belastung
→ Makromodell besteht nur aus gesteuerter Spannungsquelle für U_o
- 2 symmetrische Versorgungsspannungen, z. Bsp. $U_{CC} > 0$, $U_{EE} = -U_{CC} < 0$
→ alle Ruhepotentiale = 0, z. Bsp. $U_{eAP} = 0$, $U_{iAP} = 0$
→ Spannungen = Signalspannungen, z. Bsp. $U_e(t) = u_e$, $U_a(t) = u_a$
- Beschreibung des Operationsverstärkers durch
 $U_o = A_{D\max}(U_{ce} - U_{ce'})$ für $U_{amin} < U_o < U_{amax}$
→ gilt näherungsweise im gesamten Aussteuerungsbereich
→ nicht nur für Kleinsignale
→ quasilineare Großsignalbeschreibung
- **Virtueller Kurzschluss** zwischen Eingängen des Operationsverstärkers

Frequenzgang eines realen Operationsverstärkers



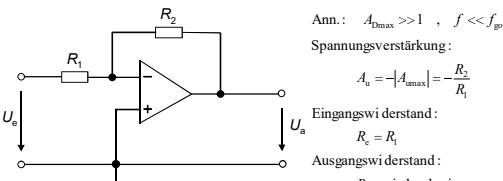
Virtueller Kurzschluss

Ann.: $U_{amin} < U_o < U_{amax} \Rightarrow$ Betrieb im **quasilinearen** Aussteuerungsbereich



Virtueller Kurzschluss zwischen nichtinvertierendem und invertierendem Eingang, ermöglicht vereinfachte Analyse von Schaltungen mit Operationsverstärkern

Invertierender Verstärker



Ann.: $A_{D\max} >> 1$, $f \ll f_{go}$

Spannungsverstärkung:

$$A_u = -\left| A_{\max} \right| = -\frac{R_2}{R_1}$$

Eingangswiderstand:

$$R_i = R_1$$

Ausgangswiderstand:

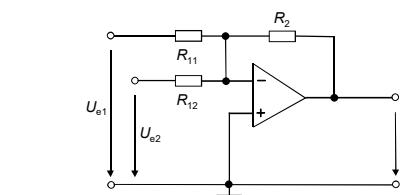
$$R_o \text{ niederohmig}$$

Verstärkungs-Bandbreite-Produkt: $|A_{\max}| \cdot f_{go} = f_T = \text{const}$

f_{go} obere Grenzfrequenz des Verstärkers

f_T Transitfrequenz des Operationsverstärkers

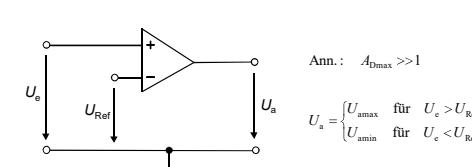
Addierer



Ann.: $A_{D\max} >> 1$, $f \ll f_{go}$

$$\text{Ausgangsspannung: } U_a = -\left(\frac{R_2}{R_{11}} U_{e1} + \frac{R_2}{R_{12}} U_{e2} \right)$$

Komparator

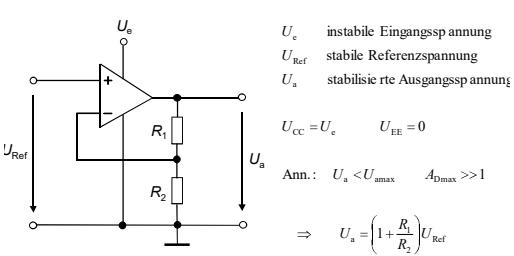


Ann.: $A_{D\max} >> 1$

$$U_a = \begin{cases} U_{\max} & \text{für } U_c > U_{\text{Ref}} \\ U_{\min} & \text{für } U_c < U_{\text{Ref}} \end{cases}$$

Schaltung vergleicht Eingangsspannung U_e mit Referenzspannung U_{Ref} . Ausgangsspannung U_a gibt Vergleichsergebnis in digitaler Form an

Spannungsregler



U_e instabile Eingangsspannung
 U_{Ref} stabile Referenzspannung
 U_a stabilisiert/rete Ausgangsspannung

$$U_{\text{cc}} = U_c \quad U_{\text{EE}} = 0$$

$$\text{Ann.: } U_a < U_{\max} \quad A_{D\max} >> 1$$

$$\Rightarrow U_a = \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) U_{\text{Ref}}$$