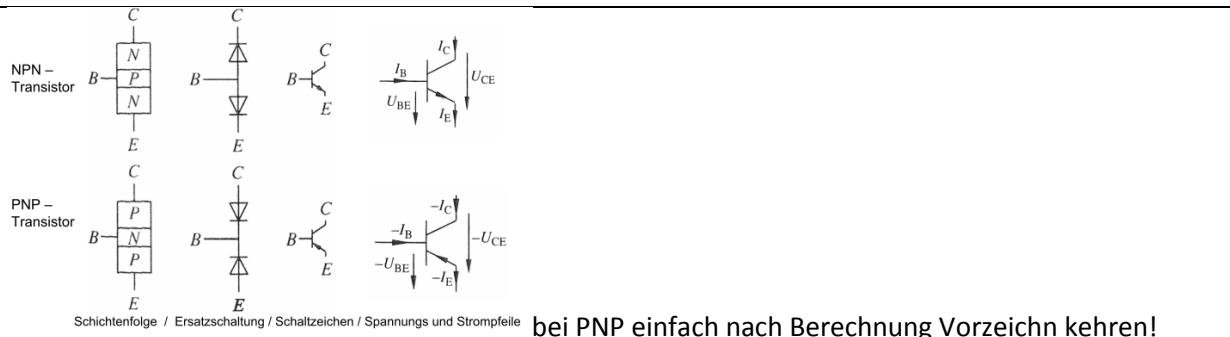


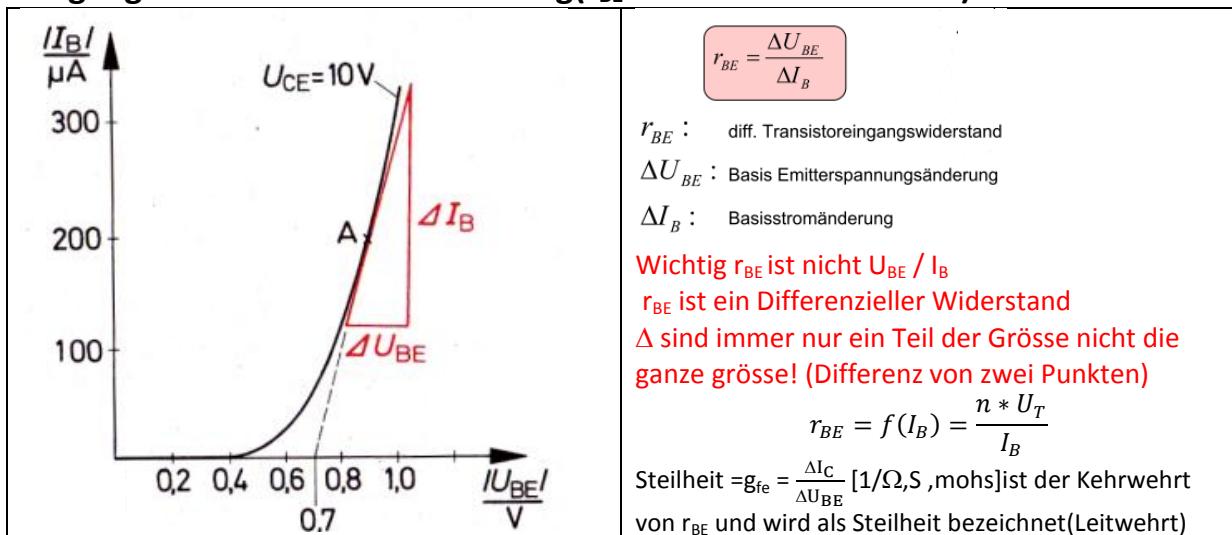
Formelsammlung ET+ELO

Bipolarer Transistor

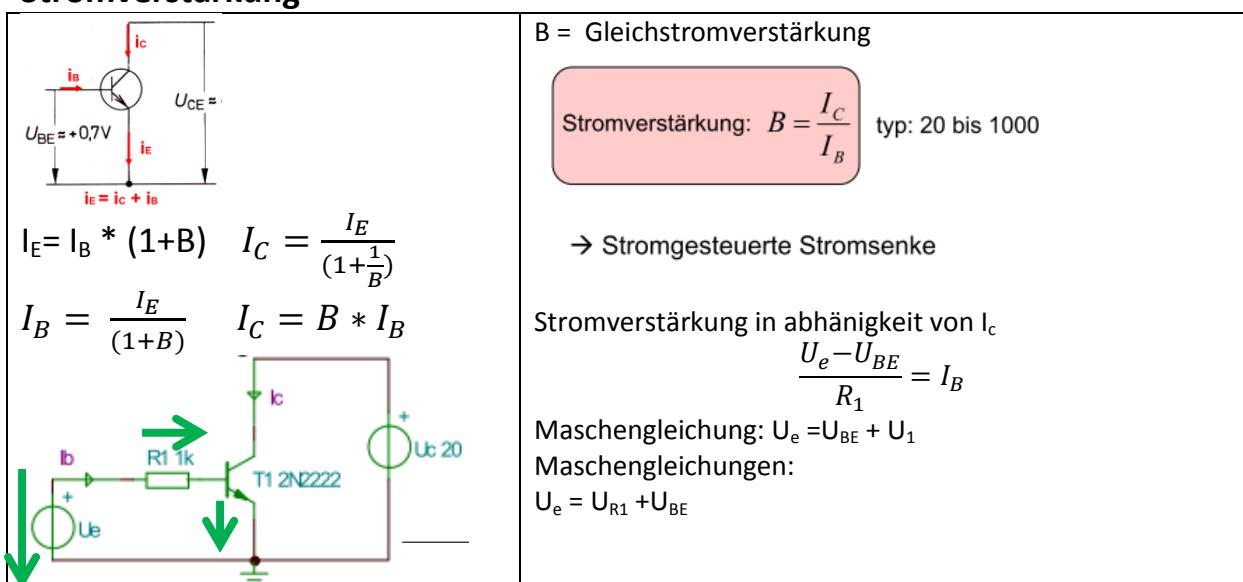
Aufbau



Eingangskennlinie Emitterschaltung (r_{BE} & Transkonduktanz S)



Stromverstärkung



Als Strombilanz folgt:

$$I_E = I_B + I_C \quad (4.1)$$

Aus ihr lassen sich die **Stromverstärkungsfaktoren** des Transistors in Basisschaltung A_N , Emitterschaltung B_N und Kollektorschaltung C_N ableiten:

$$A_N = \frac{I_C}{I_E}, \quad B_N = \frac{I_C}{I_B} = \frac{A_N}{1 - A_N} \quad \text{und} \quad C_N = \frac{I_E}{I_B} = \frac{1}{1 - A_N} \quad (4.2)$$

N steht für die normale Betriebsrichtung ($U_{BE} > 0, U_{BC} < 0$) des Transistors.

Bild 4.4 veranschaulicht die Namensgebung für die Grundschaltungen des Bipolartransistors. Der Anschluss des Transistors, der aus Sicht der Signalübertragung gleichzeitig dem Eingang und dem Ausgang zugeordnet ist kennzeichnet die Schaltungsart.

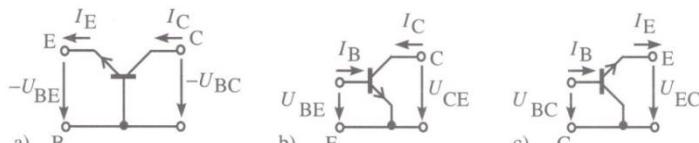
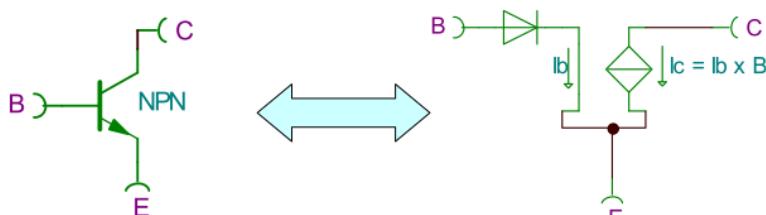


Bild 4.4 npn-Transistor in a) Basisschaltung, b) Emitterschaltung, c) Kollektorschaltung

Ziel des konstruktiven Aufbaus ist ein Wert A_N möglichst nahe 1 und somit Werte für B_N bzw. C_N größer 100.

Einfaches Modell gesteuerte Stromquelle

Grossignal Ersatzschaltbild (vereinfacht)



Wird benutzt um den Gleichspannungsarbeitspunkt zu berechnen

Ebers-Moll Gleichung:

$$I_C(U_{BE}, T) = \frac{B \cdot I_S}{1+B} \cdot \left(e^{\frac{U_{BE}}{n \cdot U_T}} - 1 \right) \quad \text{vereinfacht: } I_C \approx I_S \cdot e^{\frac{U_{BE}}{n \cdot U_T}}$$

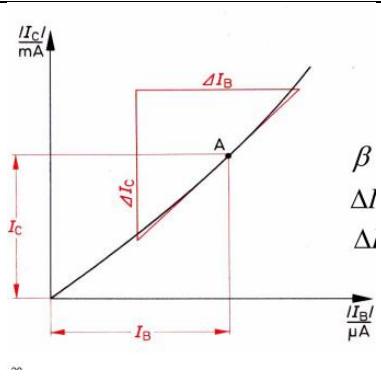
$$U_T = \frac{kT}{q}$$

$$U_T(20^\circ\text{C}) \approx 25\text{mV}$$

I_S : Sättigungsstrom
 T : Temperatur [K]
 k : Boltzmann-Konstante, $k = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$
 q : Elementarladung, $1.6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$
 n : Idealitätsfaktor, $n = 1-2$ ($n=1$ typisch)

Verhalten über die ganze Kurve nicht nur an einem Arbeitspunkt

Stromverstärkungsfaktor β



$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

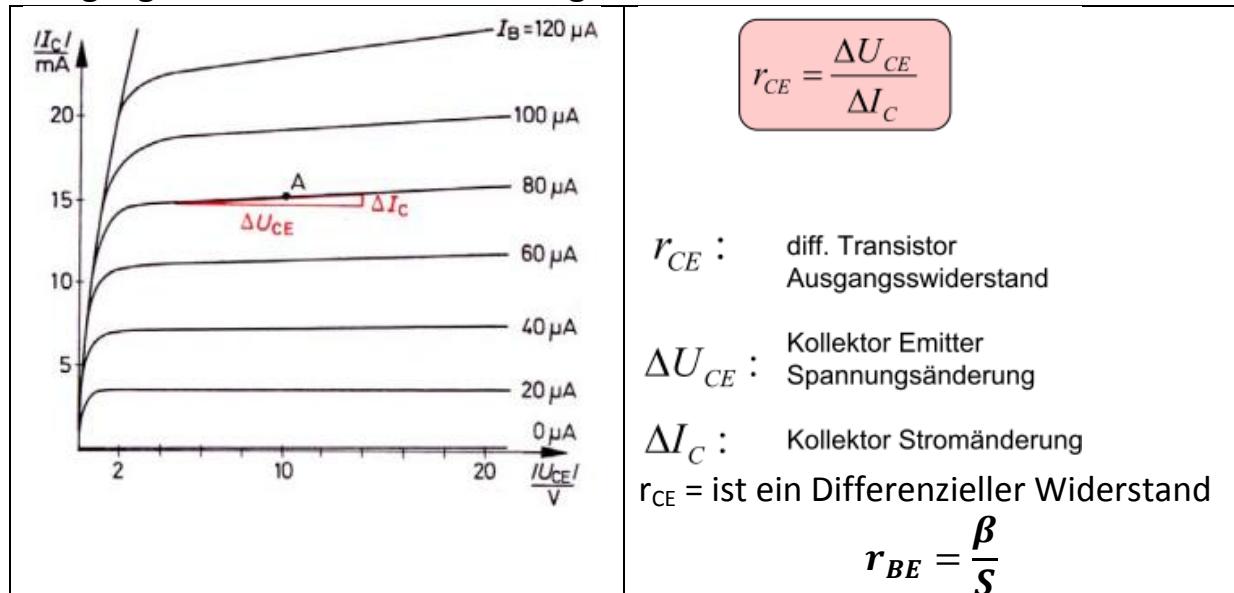
β : diff. Stromverstärkungsfaktor

ΔI_B : Basis Stromänderung

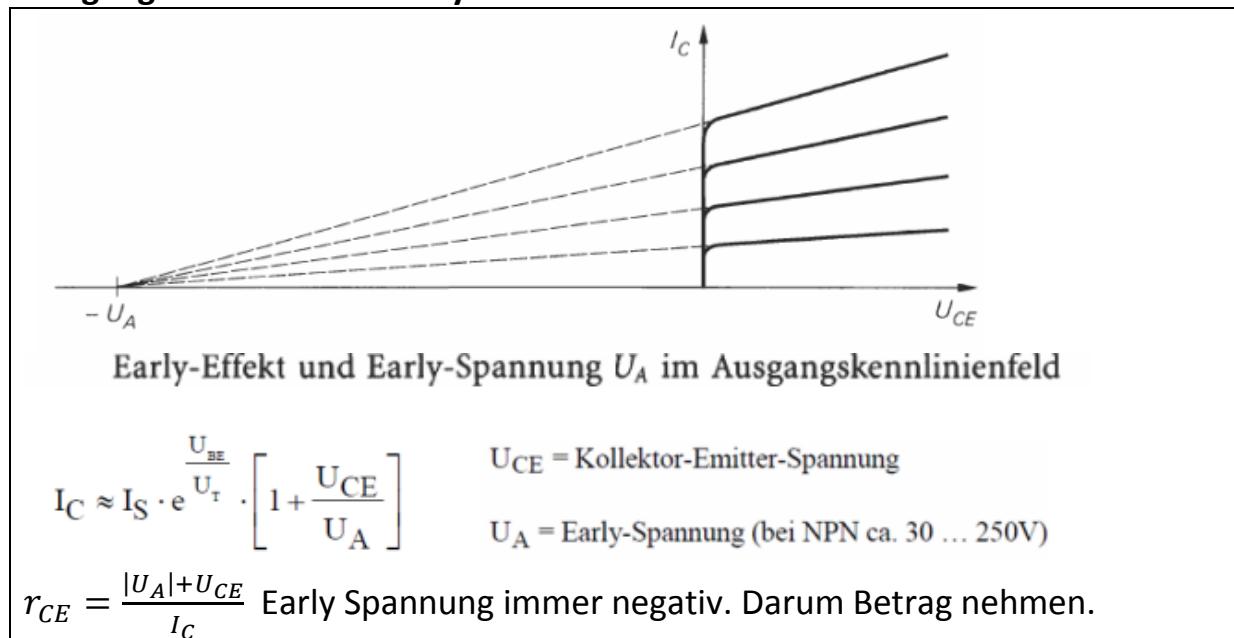
ΔI_C : Kollektor Stromänderung

$\beta = \text{Gilt nur für Wechselstrom(Bei Rippel)}$

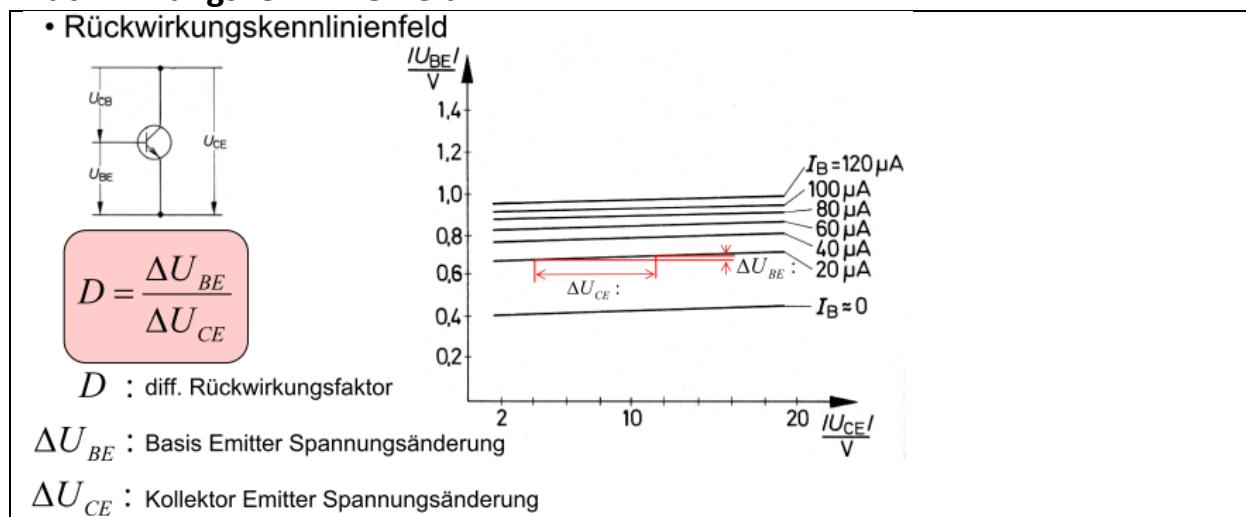
Ausgangskennlinie Emitterschaltung



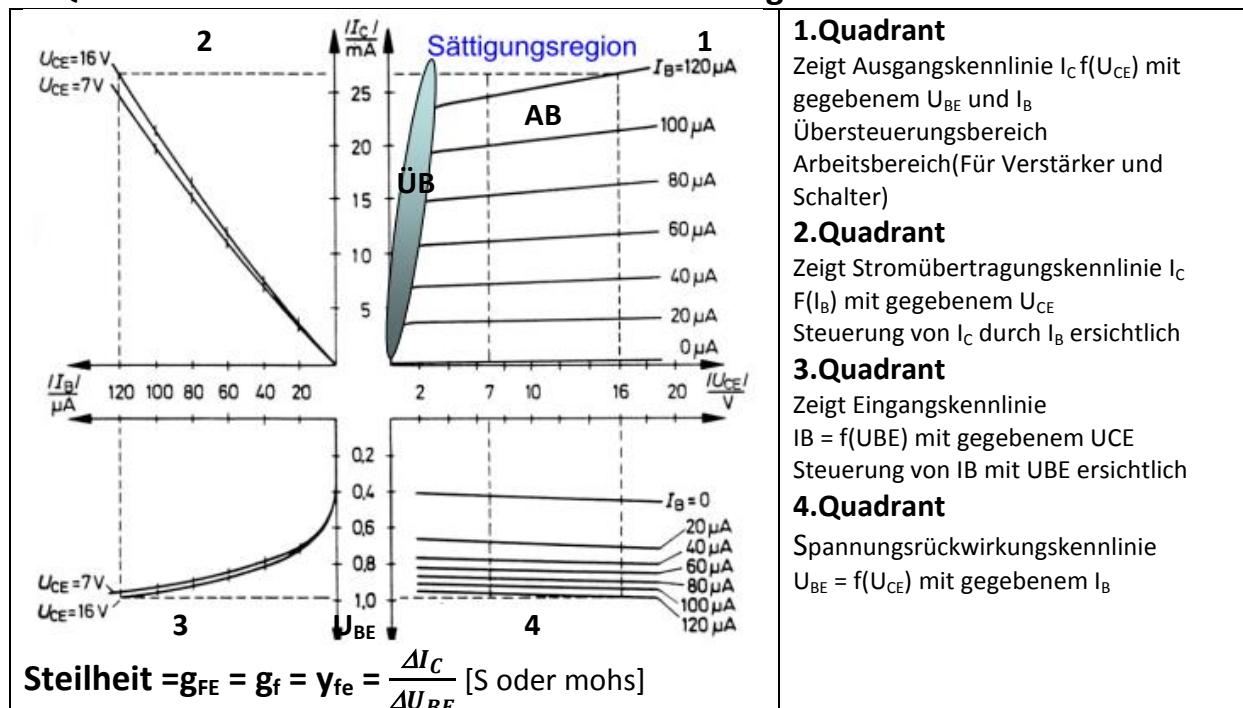
Ausgangskennlinie und Early- Effekt



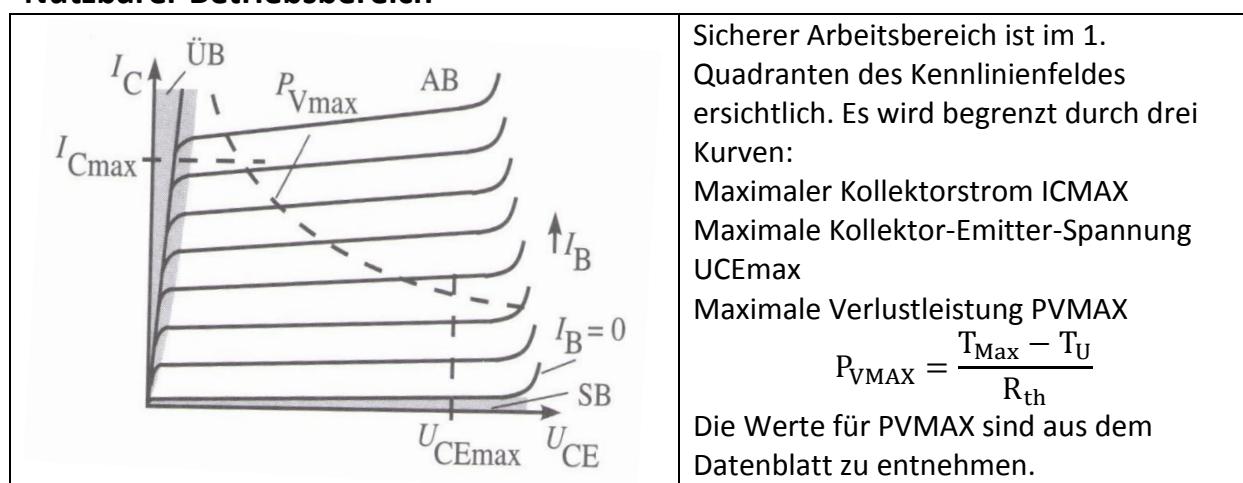
Rückwirkungskennlinienfeld



4 Quadranten Kennlinienfeld in Emitterschaltung



Nutzbarer Betriebsbereich



Dimensionieren einer Schaltung

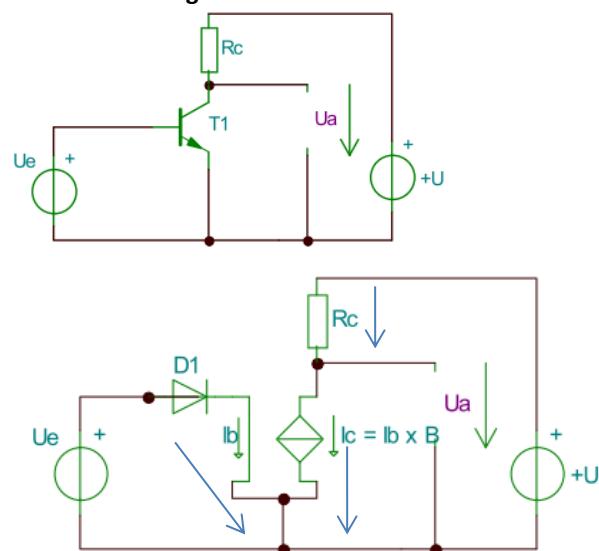
Die Dimensionierung ist immer vom Arbeitspunkt aus!

Die Spannung am Arbeitspunkt wird meistens $U_B/2$ genommen so fällt zwischen Emitter und GND die halbe Betriebsspannung ab. (U_{CEmax}) (Es kann die U_{Bsat} noch abgezogen werden typisch 0.3V) und erst dann durch 2 dividieren.

R_C kann also frei gewählt werden! Am Besten $10\text{ k}\Omega$ außer es ist eine Maximale Verlustleistung gegeben dann darf diese nicht überschritten werden. ($U_{C0} * I_{C0} = P_{VMAX}$) U_{C0} und I_{C0} sind die aktuelle Werte Paar!
- Dann aus I_C kann I_E und I_B berechnet werden. Daraus mit Maschengleichungen Spannungsteiler R_E und die anderen Widerstände. Wenn R_E nicht vorhanden direkt auf $U_{R1} = U_{BE}$ los!

Schaltungsarten

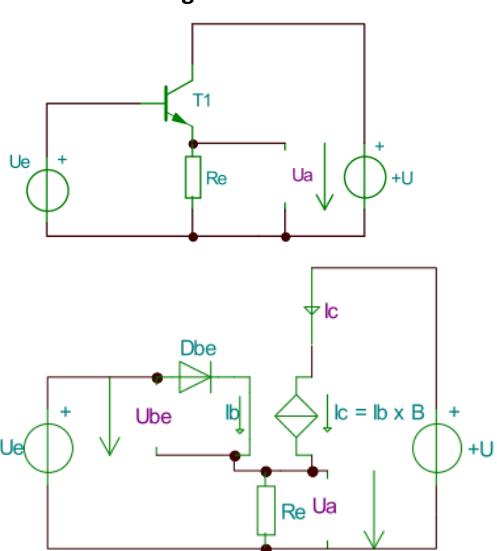
Emitterschaltung



Logischer Inverter

Ab dort wo die Basis-Emitter Diode zu leiten beginnt fliesst ein zum Basisstrom proportionaler, verstärkter Kollektorstrom $I_c = B \times I_b$. Damit wird der Spannungsabfall über dem R_c grösser und die Ausgangsspannung U_a sinkt.
Wenn Transistor sperrt dann volle Spannung über U_a , sonst Spannungsteiler und U_{CE} über U_a

Kollektorschaltung



Emitterspannungsfolger

Ab dort wo die Basis – Emitter Diode zu leiten beginnt folgt der Emitter (und damit U_a) der Eingangsspannung U_e . Der Kollektorstrom stellt sich abhängig von R_e und B ein. Senkrechte Ausgangskennlinie

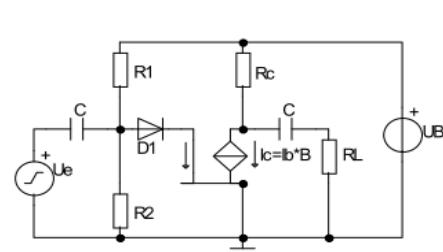
Kleinsignalersatzschaltbild für Emitterschaltung

Das Ziel ist es die Arbeitspunktgrößen zu errechnen. Diese ändern sich nicht durch Konstante Quellen. Da alle Arbeitspunktgrößen Widerstände sind oder Verhältnisse können alle Konstantquellen weggelassen werden.

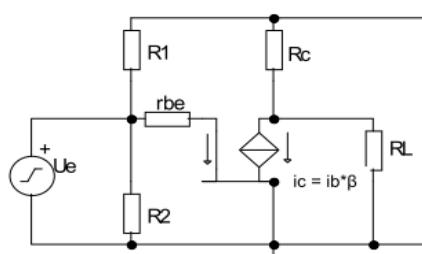
Die Emitterschaltung wird durch V_u , r_e und r_a vollständig beschrieben.

Das Ersatzschaltbild des Transistors besteht aus einer Diode von Basis zu Emitter und einer gesteuerten Stromquelle von Kollektor zu Emitter.

Emitterschaltung DC+ AC



Kleinsignal Emitter Ersatzschaltung



Vereinfachung der Transistor Ersatzschaltung für kleine Wechselspannungen:

1. $U_B \rightarrow R_i = 0\Omega$,
2. $C \rightarrow X_C$ für $f \gg \infty \rightarrow 0\Omega$
3. Differenzialer Widerstand der BE – Diode $\rightarrow r_{be}$

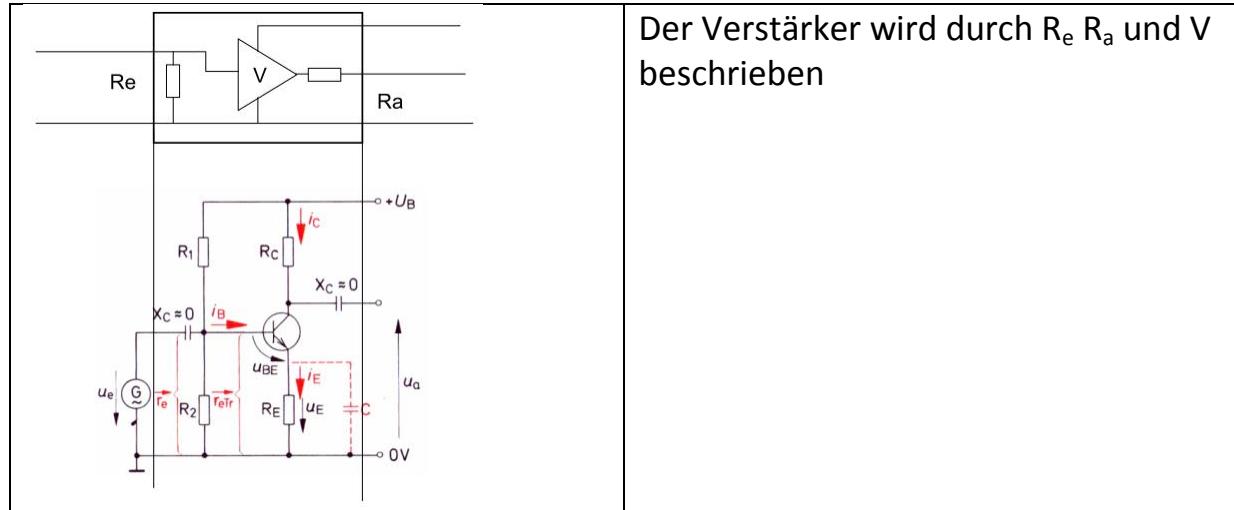
Beim Kleinsignal Ersatzschaltbild immer alle Konstant-Quelle(DC) weglassen.(auch U_{BE} und U_{Dioden})

Im klein Signalersatzschaltung werden alle konstanten Spannungsquellen als Kurzschlüsse und alle konstanten Stromquellen als Unterbrüche dargestellt.(Es sind nur die Widerstände und die AC Quelle vorhanden!!)

separates Schaltbild für DC-Analyse und AC analyse auch U_{BE} und U_{Dioden}

beachten!

Blackbox



Kleinsignalerparameter

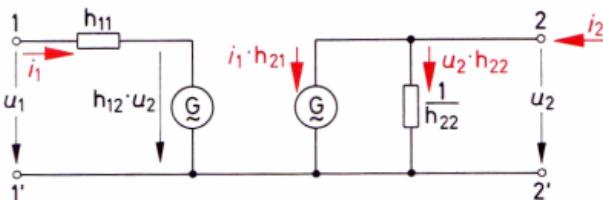
- Transistor Kleinsignal Ersatzschaltung Hybridmodell
 - h - Parameter
 - Emitterschaltung als Stromgesteuerte Stromquelle

$$r_{BE} = \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta i_B} = h_{11e} = h_{ie}$$

$$r_{CE} = \frac{\Delta u_{CE}}{\Delta i_C} = \frac{1}{h_{22e}} = \frac{1}{h_{oe}}$$

$$\beta = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} = h_{21e} = h_{fe}$$

$$D = \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta u_{CE}} = h_{12e} = h_{re}$$



Eingang:

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

$$\text{Ausgang: } i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2$$

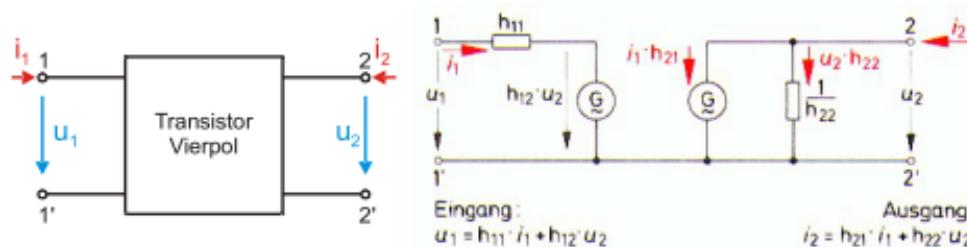
Konvention:

Zahlen für Port-Nummer

i: input, o: output, f: forward, r: reverse

e für Emitterschaltung

h-Parameter Ersatzschaltbild

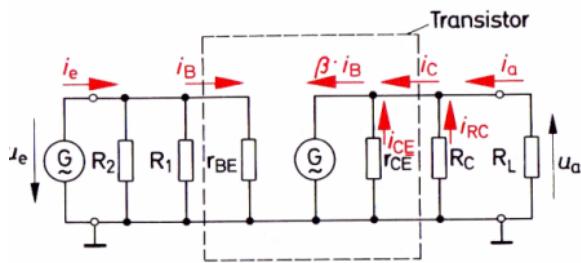


Eingangswiderstand	Spannungsrückwirkung	Stromverstärkung	Ausgangsleitwert
$u_2 = 0$ (Kurzschl.); i ₁ einspeisen und u ₁ messen	i ₁ = 0: u ₂ anlegen und u ₁ messen	u ₂ = 0: i ₁ einspeisen und i ₂ messen	i ₁ = 0: u ₂ anlegen und i ₂ messen
$h_{11} = \frac{u_1}{i_1}$	$h_{12} = \frac{u_1}{u_2}$	$h_{21} = \frac{i_2}{i_1}$	$h_{22} = \frac{i_2}{u_2}$

Vereinfachtes Kleinsignal Schaltbild ohne Stromgegenkopplung

- Transistor Kleinsignal Ersatzschaltung Hybridmodell

Rückwirkung vernachlässigt



Stromquelle G des Transistors:

$$i_C = i_B \cdot \beta$$

Damit die Ausgangsspannung:

$$u_a = i_B \cdot \beta \cdot r_{CE} \| R_C \| R_L$$

Der Basisstrom:

$$i_B = \frac{u_e}{r_{BE}}$$

Die Verstärkung:

$$V_U = \frac{u_a}{u_e} = \beta \frac{r_{CE} \| R_C \| R_L}{r_{BE}}$$

Emitterschaltung Kleinsignalersatzschaltbild ohne Stromgegenkopplung (R_E)

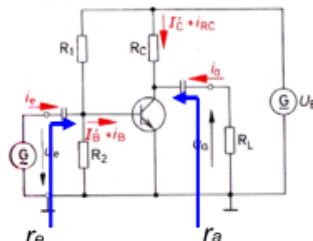
Kleinsignal Formeln:

$$\text{Spannungsverstärkung: } V_U = \frac{u_a}{u_e} = \beta \frac{r_{CE} \| R_C \| R_L}{r_{BE}}$$

$$\text{Eingangswiderstand: } r_e = r_{BE} \| R_1 \| R_2$$

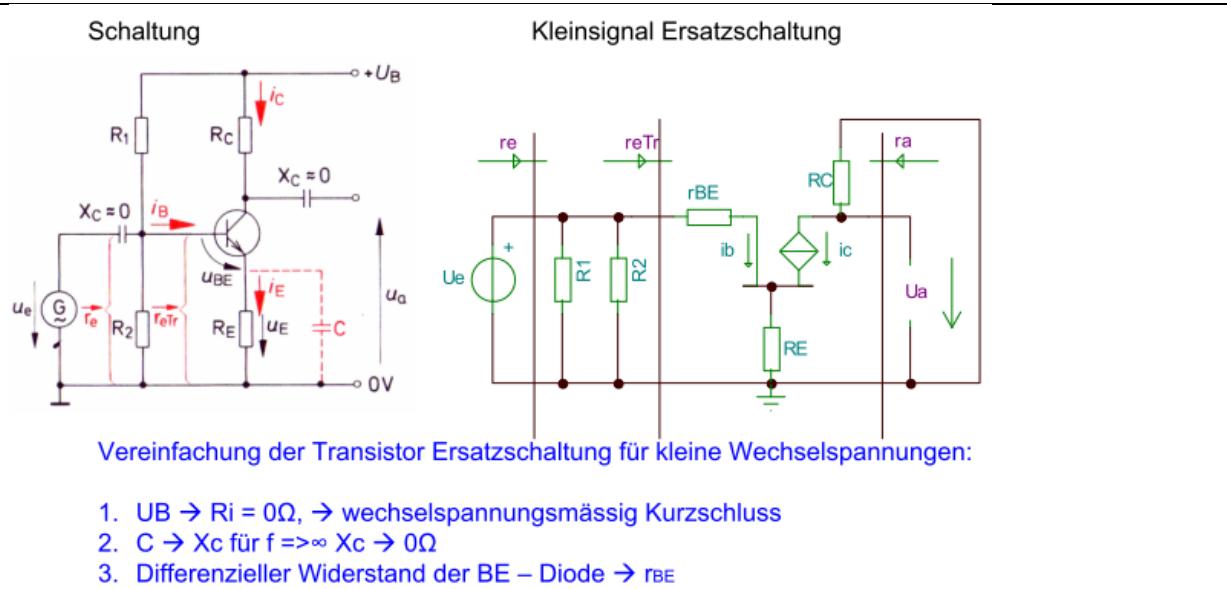
$$\text{Stromverstärkung: } V_i = \frac{i_a}{i_e} = \beta \frac{r_{CE} \| R_C \| R_L}{R_L}$$

$$\text{Ausgangswiderstand: } r_a = r_{CE} \| R_C$$



Rückwirkung vernachlässigt r_{CE} ist parallel zur stromgesteuerten Spannungsquelle!

Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung (R_E)



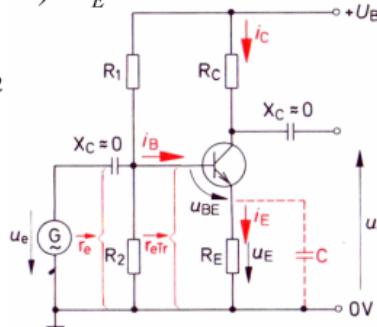
Kleinsignal Formeln (Näherungen, $r_{CE} = \infty$):

$$\text{Spannungsverstärkung: } V_U' = \frac{u_a}{u_e} = \frac{-\beta \cdot R_C}{r_{BE} + (1+\beta) \cdot R_E} \approx \frac{-R_C}{R_E}$$

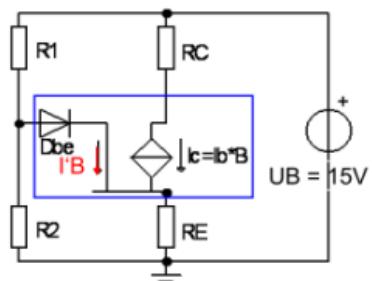
$$\text{Eingangswiderstand: } r_{eTr}' \approx r_{BE} + (\beta + 1) \cdot R_E$$

$$r_e' \approx r_{eTr} \parallel R_1 \parallel R_2$$

$$\text{Ausgangswiderstand: } r_a' \approx R_C$$



DC-Analyse



Transistordaten:
 $B = 230$
 $U_{BE} = 0.67V$

$$\text{Gleichung 1)} \quad I_E = \frac{U_E}{R_E}$$

$$\text{Gleichung 2)} \quad I_E = I_B + I_C = I_B \cdot (1+B)$$

$$1) = 2) \quad \frac{U_E}{I_B} = R_E \cdot (1+B) = R_E^T = 157k\Omega$$

$$U_E = \frac{U_q - U_{BE}}{R_i + R_E^T} \cdot R_E^T = 0.675V$$

$$U_q = \frac{UB \cdot R_2}{R_1 + R_2}, R_i = R_1 \parallel R_2$$

$$U_a = UB - (I_E - I_B) \cdot R_C = 8.27V$$

$$I_E = U_E / R_E, I_B = I_E / (1+B)$$

Ersatzschaltung ohne AC-Glieder(C Kurzschluss, Quellen Kurzschluss) für Arbeitspunktbestimmung

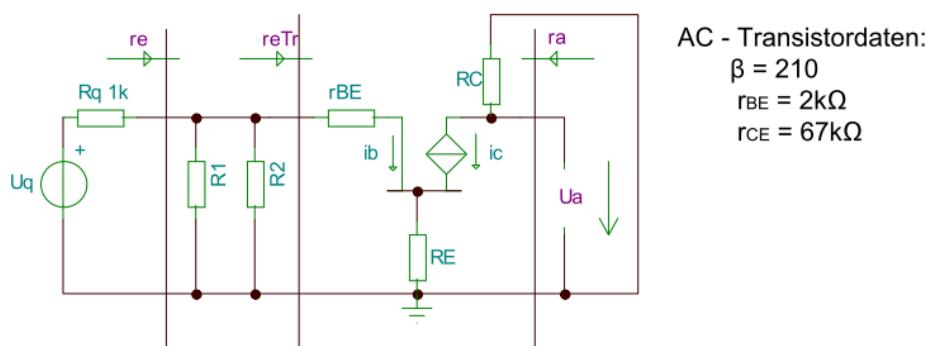
(Stabilisierung Widerstände wählen/bestimmen)

Diode nur Spannungsabfall in DC kein Differenziellen Widerstände. r_{BE} r_{CE} nicht vorhanden, Spannungen schon.
Mit Maschengleichungen und Knotengleichung arbeiten um die Schaltung zu analysieren

AC-Analyse

Übertragungsfunktion und Verstärkung berechnen mit Widerständen. So wie allfällige Grenzfrequenzen
(Untere Grenzfrequenz Kapazitäten am Eingang, Obere Grenzfrequenz Kapazitäten am Ausgang)

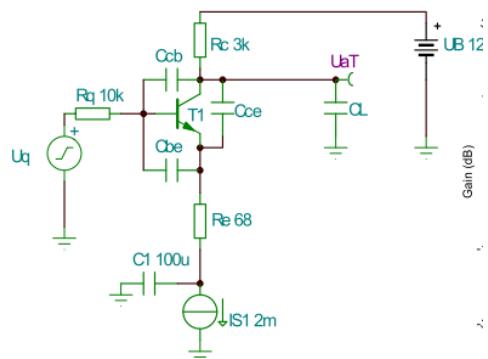
Reduzierte AC – Ersatzschaltung = Kleinsignalersatzschaltung



Umzeichnen der Schaltung!

Knoten und Maschengleichungen verwenden!

Obere Grenzfrequenz



C_{IN} = Kapazität wenn von Eingang herein gesamte Schaltung

C_{INT} = Kapazität wenn nur in Transistor herein

C_{BE} = Basis Emitter Kapazität

C_{CB} = Kollektor Basis Kapazität

$$f_{go} = \frac{1}{2\pi \cdot R_q \parallel R_{eTR} \cdot C_{IN_T}}, \quad C_{IN_T} = C_{CB} \cdot (1 - V_{U_e}) + C_{BE} \cdot (1 - V_{U_c})$$

V_{UE} : Verstärkung der Emitterschaltung (U am Kollektor / U an der Basis)

V_{UC} : Verstärkung der Kollektorschaltung (U am Emitter / U an der Basis)

Untere Grenzfrequenzen

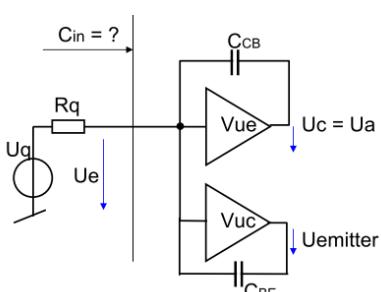
$$f_{gu} = \frac{1}{2\pi \cdot r_e \cdot C_e}$$

$f_{g_{tot}} = \frac{f_{g_{RC}}}{\sqrt[3]{2-1}}$ beim Mehreren C-Gliedern
um die Grenzfrequenz anzupassen, um dann die Kapazitäten mit der obigen Formel zu berechnen. Grenzfrequenz nimmt ab bei mehreren C Gliedern

r_e, C_e : Eingangswiderst. / -Kap.

Auf Kondensator hocken und Quellen Kurzschließen/Trennen.

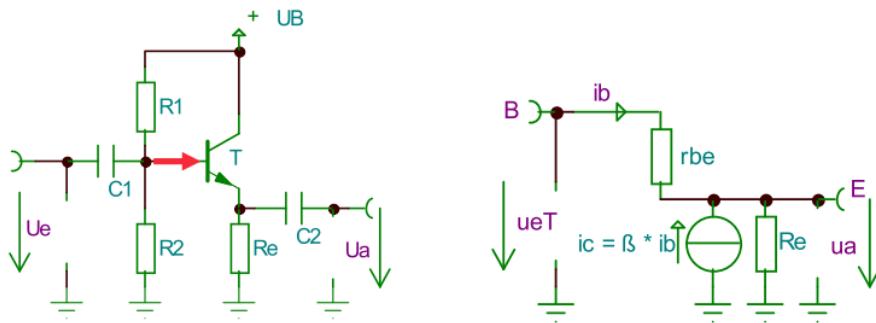
Miller Kapazität/Verstärkung Kollektor-Emitter und Basis-Emitter



$$V_{UE} = \frac{1}{r_{be} + (1 + \beta) \cdot R_e}, \quad V_{UE} = \text{Verstärkung am Emitter}$$

$$V_{UC} = \frac{\beta \cdot R_c}{r_{be} + (1 + \beta) \cdot R_e}, \quad V_{UC} = \text{Verstärkung am Kollektor}$$

Kleinsignalersatzschaltung Kollektorschaltung

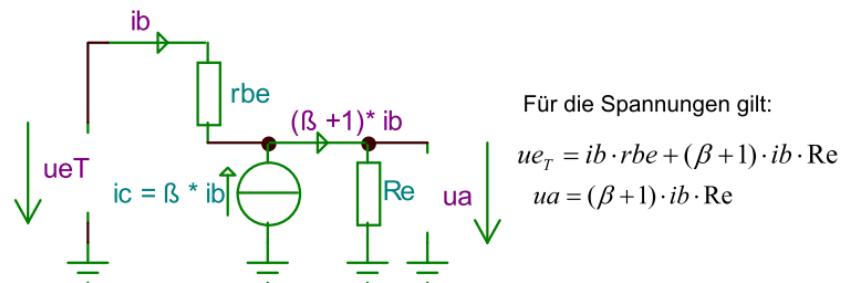


- Analyse der Kollektorschaltung im Kleinsignalbereich
 - Vereinfachung:
 - R1, R2 weglassen (Direkte „Sicht in die Basis“, deshalb Index T)

Hier nur Ersatzschaltung von Transistor nicht gesamte Schaltung

Parameter bestimmen bei Kollektorschaltung

Spannungsverstärkung



Damit erhält man für die Verstärkung:

$$V_u = \frac{ua}{ue_T} = \frac{(\beta + 1) \cdot Re}{rbe + (\beta + 1) \cdot Re} = \frac{1}{1 + \frac{rbe}{(\beta + 1) \cdot Re}}$$

Eingangswiderstand r_{eT} (Eingangswiderstand des Transistors ohne R1 und R2)

Für die Spannungen gilt:

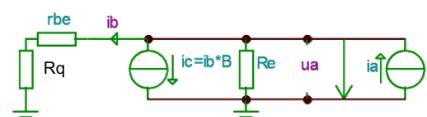
$$ue_T = ib \cdot rbe + (\beta + 1) \cdot ib \cdot Re$$

$$ua = (\beta + 1) \cdot ib \cdot Re$$

$$r_{eT} = \frac{ue_T}{ib} = rbe + (\beta + 1) \cdot Re$$

Durch umformen:

Ausgangswiderstand

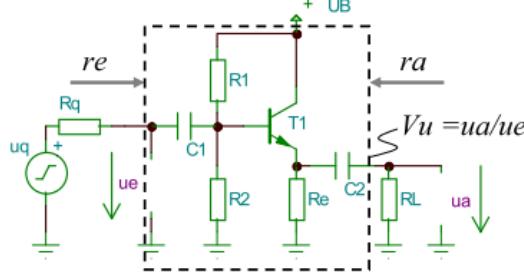


$$ia = ib + ib * \beta + ua / Re$$

$$ib = \frac{ua}{Rq + rbe}$$

$$ra = \frac{ua}{ia} = \frac{Re \cdot (rbe + Rg)}{rbe + Rq + (\beta + 1) \cdot Re} = Re \parallel \frac{Rq + rbe}{\beta + 1}$$

Eigenschaften komplette Schaltung



Die **Verstärkung** für die Schaltung
(ohne R_q zu r_e und r_a zu RL Spannungsteiler):
Dabei wird R_E durch die Parallelschaltung von R_E und RL ersetzt.

$$V_u = \frac{u_a}{u_e} = \frac{1}{1 + \frac{r_{be}}{(\beta + 1) \cdot R_E \| RL}}$$

Der **Eingangswiderstand** kann damit auch für die praktische Schaltung formuliert werden:

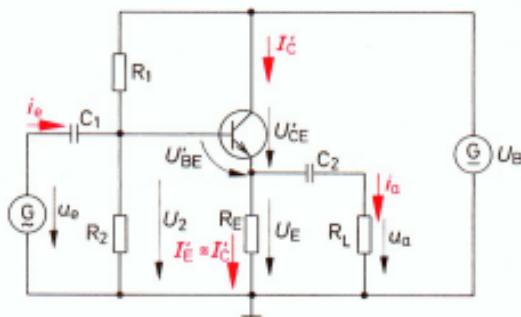
$$r_e = R_1 \| R_2 \| (r_{be} + (\beta + 1) \cdot R_E \| RL)$$

Der **Ausgangswiderstand** wird mit den zusätzlichen Bauteilen zu:

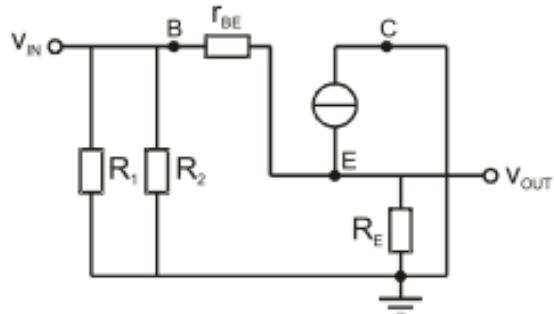
$$r_a = R_E \| \frac{R_1 \| R_2 \| R_g + r_{be}}{\beta + 1}$$

R_g sollte R_q heissen!

Schaltung



Ersatzschaltbild



Die Berechnung der Schaltung (Arbeitspunkt) erfolgt Analog derjenigen der Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung (Seite 34) jedoch ohne R_C .

Kleinsignalverhalten

$$\text{Spannungsverstärkung: } V_u = \frac{u_a}{u_e} = \frac{1}{1 + \frac{r_{BE}}{(1 + \beta) \cdot R_E \| R_L}} \approx 1$$

$$\text{U-verst. mit Quellenwiderst: } V_{uq} = \frac{r_e}{R_{IS} + r_e} \cdot V_u \quad R_{IS}: \text{Quelleninnenwiderstand}$$

$$\text{Stromverstärkung: } V_i \approx \frac{(1 + \beta) \cdot 1}{1 + R_L \| R_E}$$

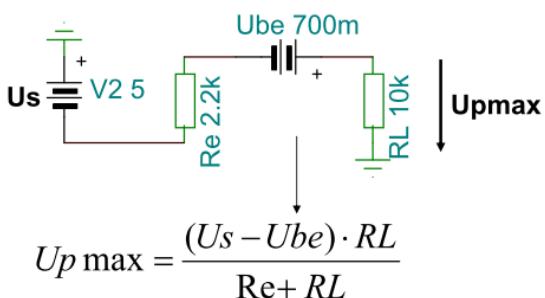
$$\text{Eingangswiderstand: } r_e = R_1 \| R_2 \| (r_{BE} + (1 + \beta) \cdot [R_E \| R_L])$$

$$\text{Ausgangswiderstand: } r_a = R_E \| \frac{r_{BE} + R_L}{1 + \beta} ; \quad R_i = R_1 \| R_2 \| R_{IS}$$

R_{IS} : Innenwiderstand der Signalquelle

Aussteuerungs Grenze Kollektorschaltung

Ersatzschaltung:



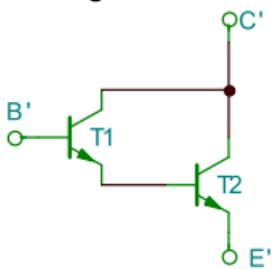
Kollektorschaltung
Umrechnung der h-Parameter

$$\begin{aligned} h_{11c} &= h_{11e} \\ h_{12c} &= -h_{12e} + 1 \\ h_{21c} &= -h_{21e} - 1 \\ h_{22c} &= h_{22e} \end{aligned}$$

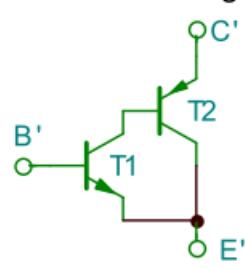
U_s = AC Spannung Quelle

Darlingtonorschaltung

Darlington-Schaltung



Komplementär-Darlington-Schaltung



Ersatzkennwerte der Schaltung :

Stromverstärkung : $\beta' = \beta_1 \cdot \beta_2$

Eingangswiderstand : $r_{B'E'} = 2r_{BE1}$

Ausgangswiderstand : $r_{CE'} = \frac{2}{3} r_{CE2}$

Ersatzkennwerte der Schaltung :

Stromverstärkung : $\beta' = \beta_1 \cdot \beta_2$

Eingangswiderstand : $r_{B'E'} = r_{BE1}$

Ausgangswiderstand : $r_{CE'} = \frac{1}{2} r_{CE2}$

Schaltung berechnen

-Dimensionierung oder Analyse?

-Was für eine Schaltung ist es? Emitter(Ausgang bei Kollektor), Basis, Kollektor(Ausgang bei Emitter darum Emitterfolger genannt), PNP(U_{BE} plus) oder NPN(U_{BE} minus) bei Masche von RE.

-Stimmen die Werte aus dem Datenblatt mit denen am Arbeitspunkt oder müssen sie noch umgerechnet werden mit Gleichungssystem?(I_B)

-Ist die Schaltung Temperaturabhängig?

-AC oder DC

-Kann r_{ce} vernachlässigt werden?

-Schaltung umzeichnen wenn ohne Spannungsquellen gezeichnet(immer zu GND gemeint bei Spannungsmessungen, Spannung über Emitter nur Basis abhängig(wenn Quelle enthalten oder von I_B)

Was will man berechnen?

- Wenn Verstärkung oder Ein und Ausgangswiderstand dann Kleinsignalersatzschaltbild
- Wenn Dimensionierung R1 und R2 für Stabilisierung dann DC-Analyse
- Wenn Grenzfrequenzen oder Ausgangsspannungen mit einem bestimmten Eingangssignal dann AC-Analyse

vorgenen:

- 1) Arbeitspunkt bestimmen, I_c , U_{RE} , U_{R2} , etc.
- 2) Kleinsignal Werte berechnen.
- 3) Kleinsignal Ersatzschaltbild ohne DC Quellen aufstellen.
- 4) Schaltungsanalyse anhand des Kleinsignal-Ersatzschaltbildes

Analyse:

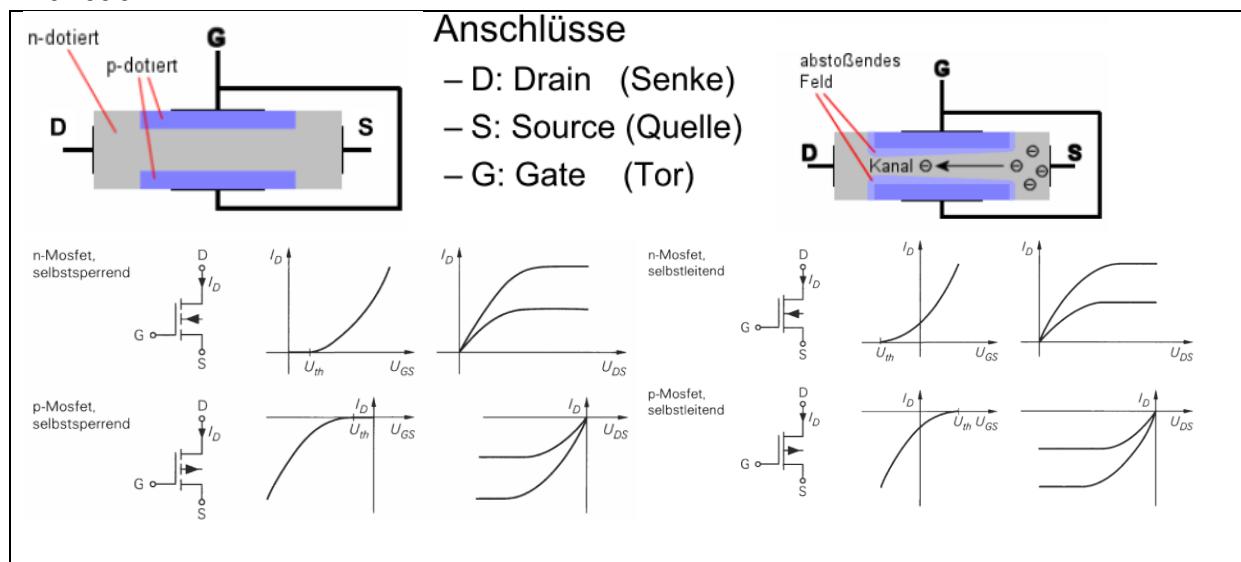
Was will man berechnen?

Die Analyse ist immer von I_B aus und man schaut was passiert. Gleichungen mit I_B ersetzen oder aufstellen und nach I_B umformen! Maschengleichungen
Knotengleichungen

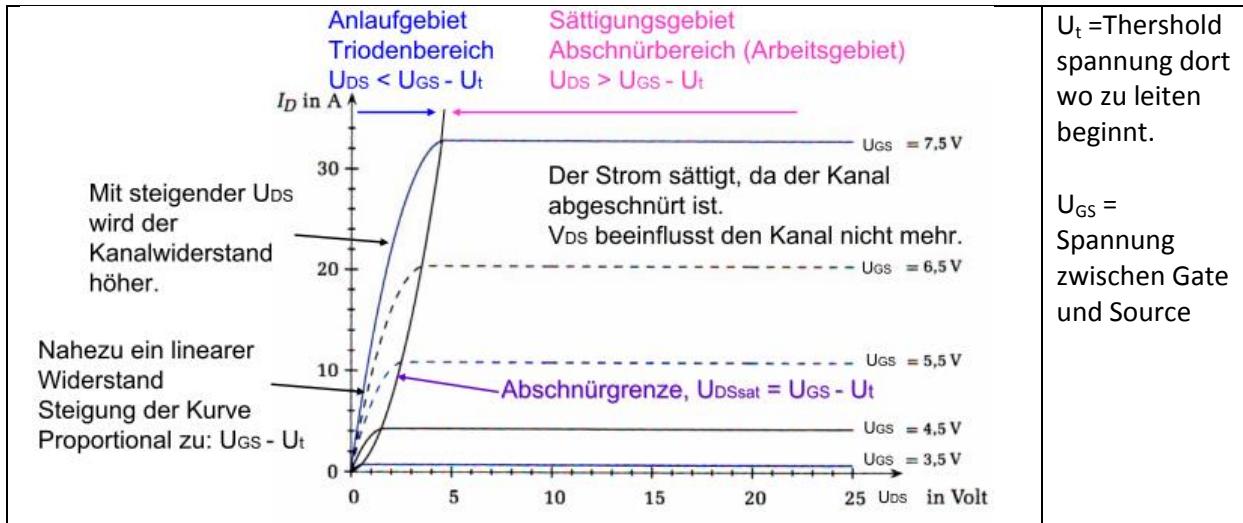
Ersatzschaltbild zeichnen erleichtert das Verständnis!!

Feldeffekt Transistor

Aufbau



Ausgangskennlinie einen n-Kanal MOS-FET



Strom und Spannungsbeziehungen (Näherungen an die Werte)

Sperrbereich ist die Gleichung 0 es fliesst kein Strom im Drain

$$g_{fs} = k * (U_{GS} - U_t) \quad g_{fs} = \frac{2 * i_D}{(U_{GS} - U_t)}$$

im Anlaufgebiet, d.h. für: $u_{GS} \geq U_t$ und $0 < u_{DS} < u_{GS} - U_t$

$$i_D = k \left[(u_{GS} - U_t) u_{DS} - \frac{1}{2} u_{DS}^2 \right]$$

im Sättigungsgebiet, d.h. $u_{GS} > U_t$ und $u_{DS} \geq u_{GS} - U_t$

$$i_D = \frac{k}{2} (u_{GS} - U_t)^2$$

W: Gatebreite
 L: Gatelänge
 Ut: Schwellspannung, threshold voltage [V]
 K_P: Übertragungsleitwertparameter [mA/V^2]
 k: Steilheitskoeffizient od. Transconductance Parameter [mA/V^2]

$$k = K_P \frac{W}{L}$$

k ist Geometrie abängig und konstant im selben FET.

k findet man nicht im Datenblatt muss errechnet werden.

Grosssignalverhalten

Sperrbereich 0	U_A = Early-Spannung
Anlaufbereich: $k * U_{DS} * \left(U_{GS} - U_{th} - \frac{U_{DS}}{2} \right) * \left(1 + \frac{U_{DS}}{U_A} \right)$	U_{th} = Schwellenspannung/Thresholds
Arbeitsbereich $\frac{k}{2} * (U_{GS} - U_{th})^2 * \left(1 + \frac{U_{DS}}{U_A} \right)$	U_{DS} = Drain- Source Spannung U_{GS} = Gate Source Spannung k = Steilheitskoeffizient oder Transkonduktanz

Vierpolparameter

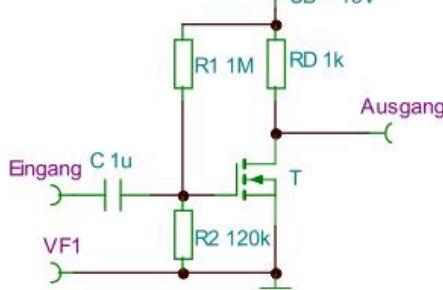
$$g_m = y_{21s} = y_{fs} = g_{fs} = \text{Steilheit}$$

$$y_{11} = y_{\text{input}} / r_{GS} \text{ Bei Kurzgeschlossenem Ausgang}$$

$$g_{os} = y_{22} = y_{os} = 1/r_{DS} \text{ bei Kurzgeschlossenem Eingang (Opensource)}$$

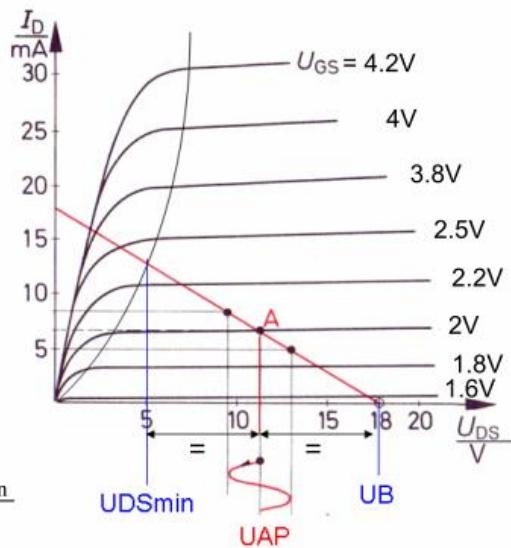
Verstärkerschaltung

Arbeitspunkteinstellung:



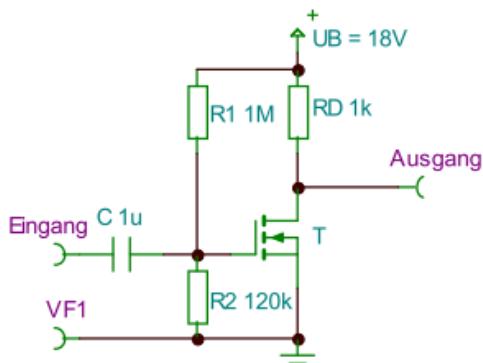
$$u_{DS\min} \geq u_{GS} - u_{th}$$

$$U_{AP} = U_B - \frac{U_B - u_{DS\min}}{2}$$



Sourceschaltung

- Kennwerte



Spannungsverstärkung:

$$V_u = -g_{fs} \cdot \frac{R_D \cdot r_{DS}}{R_D + r_{DS}}$$

Ausgangswiderstand:

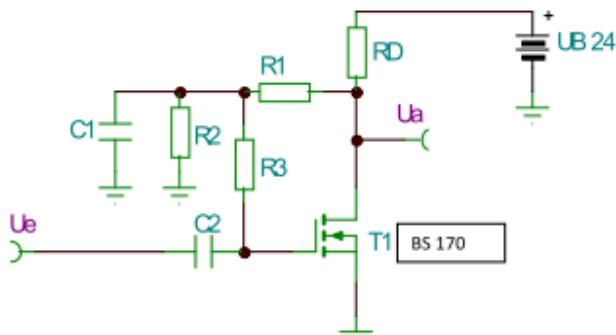
$$r_a = \frac{R_D \cdot r_{DS}}{R_D + r_{DS}}$$

Eingangswiderstand:

$$r_e = \frac{r_{GS} \cdot R'_G}{r_{GS} + R'_G} \quad R'_G = R_1 \parallel R_2$$

Dimensionierung des Arbeitspunktes in Sourceschaltung

Spannungsgegenkopplung (AC Kurzschluss durch C1)



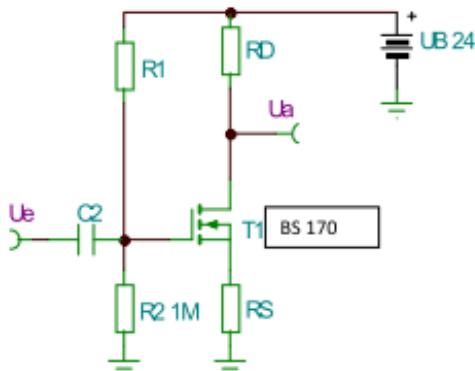
Dimensionierung:

- Wahl von I_D aufgrund des nötigen Ausgangswiderstandes $\rightarrow R_D$
- Wahl von R_3 je nach Leckströmen von $T1$ im Bereich von $100\text{k}\Omega$ bis $10\text{M}\Omega$
- R_1 ca. $100 \times R_D$ damit der Ausgang praktisch nicht durch R_1 belastet wird.
- $R_2 = U_{GS} / ((U_a - U_{GS}) / R_1)$
- Wahl von C_1 dass $C_1 \times R_1 \parallel R_2 \gg C_2 \times R_3$
- Untere Grenzfrequenz: $f_{GU} = 1/(2\pi \cdot R_3 \cdot C_2)$

$R_3 = 1\text{M}\Omega$ immer gut

Sourceschaltung mit Stromgegenkopplung

Stromgegenkopplung (Reduktion der Verstärkung durch R_S)

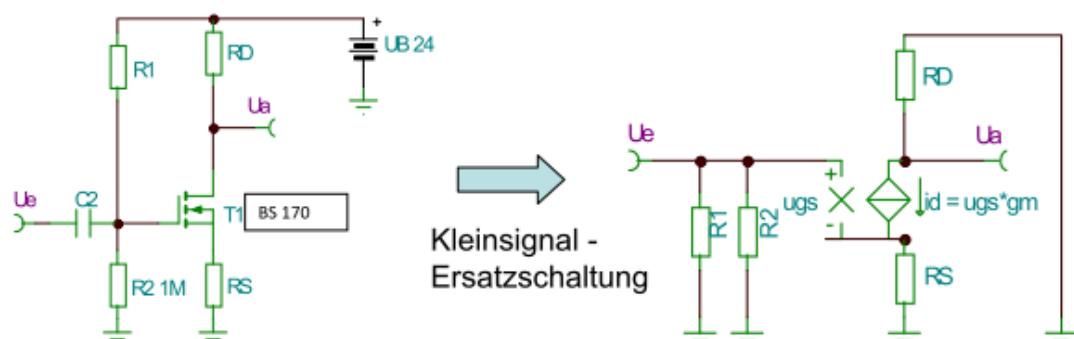


Dimensionierung:

- Wahl von I_D aufgrund des nötigen Ausgangswiderstandes R_D
- Wahl von R_S für ein U_{RS} von ca. 1V
- Wahl von R_2 je nach Leckströmen von $T1$ im Bereich von $100\text{k}\Omega$ bis $10\text{M}\Omega$
- $R_1 = (UB - U_{GS} - U_{RS}) / (U_{GS} + U_{RS}) / R_2$
- Untere Grenzfrequenz: $f_{GU} = 1/(2\pi \cdot C_2 \cdot R_1 \parallel R_2)$

Analyse Kleinsignalverfahren Sourceschaltung

Stromgegenkopplung (Reduktion der Verstärkung durch R_S)



Spannungsverstärkung:

$$V_u = \frac{U_a}{U_e} = \frac{-g_{fs} \cdot R_D}{R_s \cdot g_{fs} + 1}$$

Eingangswiderstand:

$$r_e = R_1 \parallel R_2$$

Ausgangswiderstand:

$$r_a = R_D$$

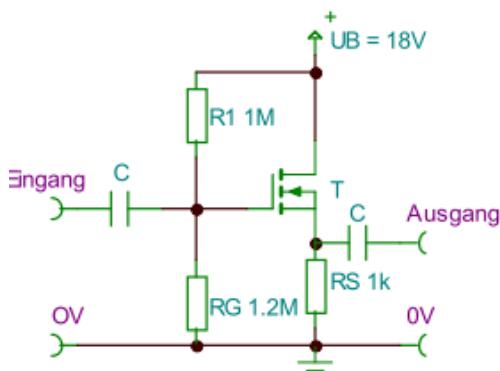
(Annahme: $r_{DS} \gg R_D$)

U_{GS} ist in Serie zur Spannung über $R_D \parallel R_{DS} \parallel R_S$ (Für Verstärkung wichtig!!)

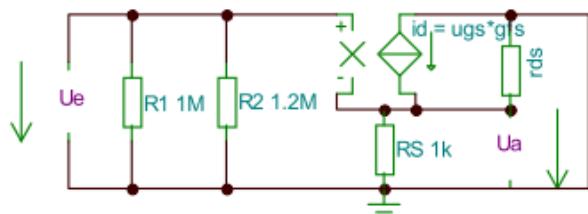
U_a ist die Additon der Spannungen über U_{DS} und U_{RS}

Drain Schaltung(Sourcefollower) ohne Stromgegenkopplung

Schaltung:



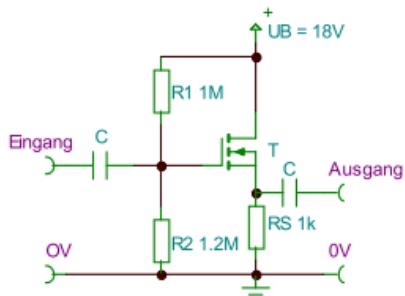
Kleinsignal Ersatzschaltung:



U_a ist die Spannung über R_s oder der Differenz zwischen U_e minus U_{GS}

U_a eine Teilspannung des Spannungsteilers mit $R_s \parallel r_{DS}$ und $1/g_{fs}$

- Kennwerte



Spannungsverstärkung:

$$V_u = \frac{(r_{DS} \parallel R_s)}{(r_{DS} \parallel R_s) + \frac{1}{g_{fs}}} \approx 1$$

Ausgangswiderstand:

$$r_a = \frac{1}{g_{fs}} \parallel r_{DS} \parallel R_s$$

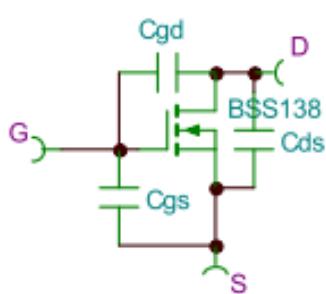
Eingangswiderstand:

$$r_e = (r_{GS} \cdot R_s \cdot g_{fs} + R_s + r_{GS}) \parallel R_1 \parallel R_2$$

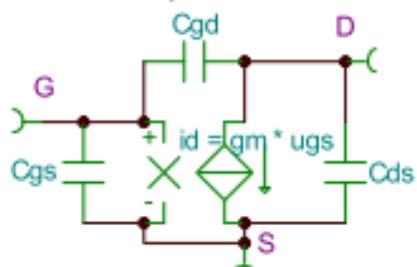
$$r_e = R_1 \parallel R_2 \text{ für } r_{GS} = \infty$$

Kapazitäten beim FET

FET mit seinen Kapazitäten



Kleinsignalersatzschaltung FET mit seinen Kapazitäten



Angaben der Hersteller und der Bezug zu den physikalischen C's:

$$C_{iss} = C_{gs} + C_{gd}$$

$$C_{oss} = C_{ds} + C_{gd}$$

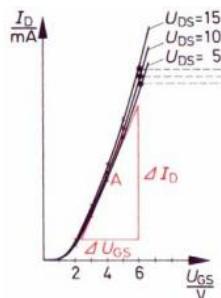
$$C_{rss} = C_{gd}$$

$$w_T = 2 * \pi * f_T = \frac{S}{C_{GS} + C_{GD}} \quad S = \text{Steilheit},$$

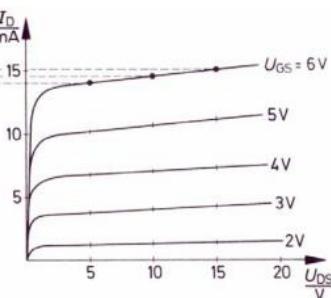
$$f_T = \text{Transitfrequenz}$$

Kleinsignalkennwerte

Eingangskennlinienfeld



$$S = g_{fs} = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}$$



Steilheit $S = gm = g_{fs} = y_{fs}$

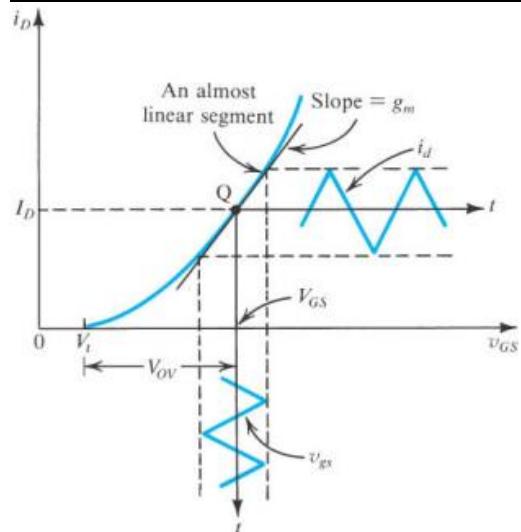
Einheit: [S, mA/V, 1/Ω]

ΔU_{GS} : Gatespannungsänderung

$S = g_{fs}$: Steilheit, Transkonduktanz [$S=1/\Omega=A/V$]

ΔI_D : Drainstromänderung

Kennlinie der Spannungsgesteuerten Stromquelle

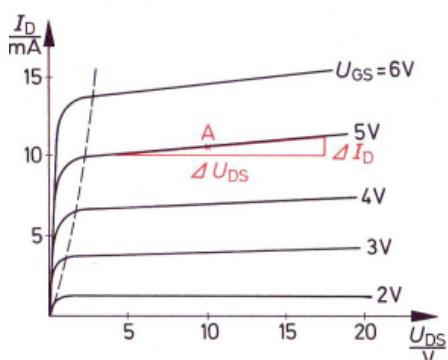


$$g_{fs} = \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} \right|_{u_{GS}=U_{GS}}$$

$$g_{fs} = k(U_{GS} - U_t) [A/V]$$

$$g_{fs} = \frac{2 \cdot I_D}{U_{GS} - U_t} [A/V]$$

Ausgangskennlinienfeld



$$r_{DS} = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D}$$

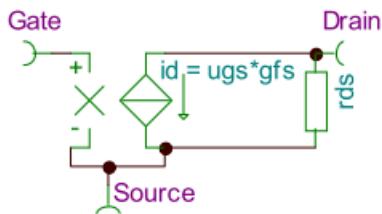
r_{DS} : diff. Ausgangswiderstand

ΔU_{DS} : Drain Source Spannungsänderung

ΔI_D : Drain Stromänderung

Kleinsignalersatzschaltbild

- Spannungsgesteuerte Stromquelle



$$i_D = g_{fs} \cdot U_{GS} = S \cdot U_{GS}$$

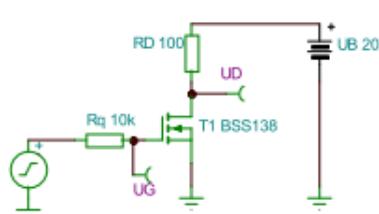
g_{fs}, g_m, S : Transkonduktanz, Steilheit [A/V, 1/ Ω , S]

$$r_{GS} = \infty$$

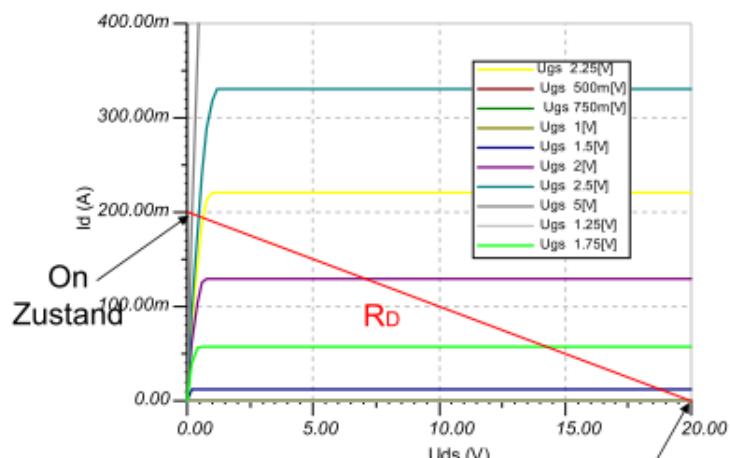
Gesteuerte Stromquelle und ein Unterbruch (nur Spannung) zwischen Gate und Source und ein Differzieller Widerstand zwischen Drain und Source

MOS-FET als Schalter

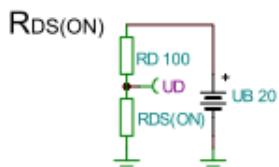
Die Grundschaltung:



Die Schaltzustände im Ausgangskennlinienfeld:



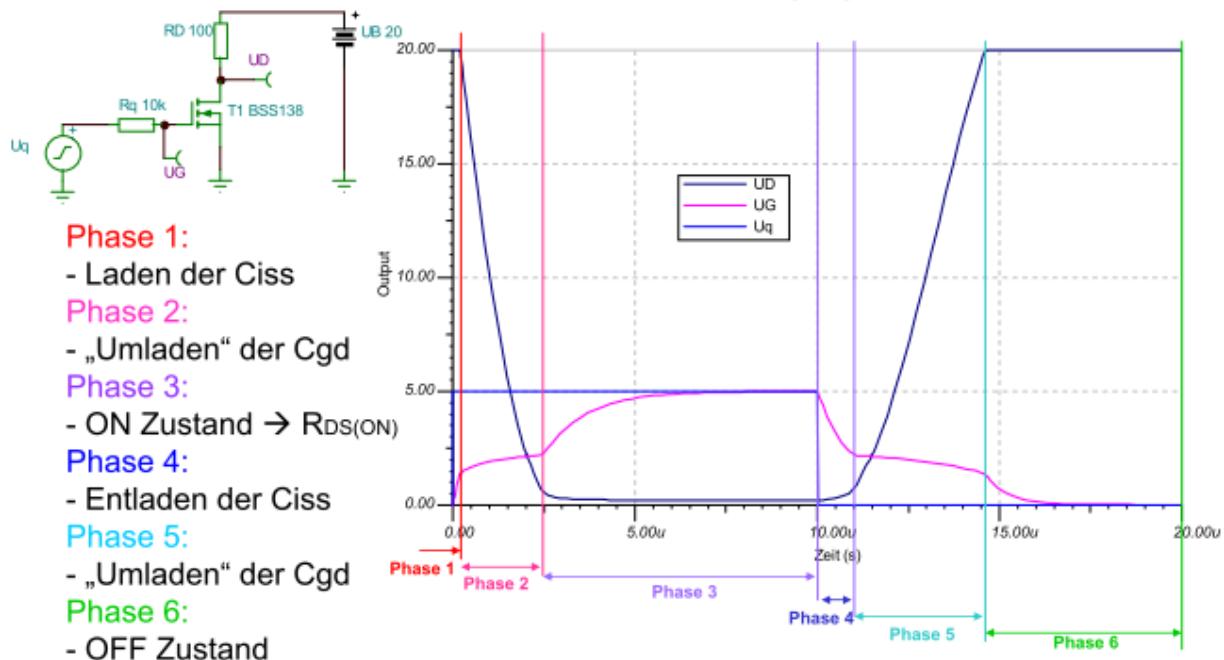
Die Ersatzschaltungen



Sperrstrom: loss



Das transiente Verhalten des MOSFET bei Schaltvorgängen



Schaltung berechnen

Dimensionierung:

Welche Schaltung Drain, Source mit ohne Gegenkopplung?

Weiter zu Dimensionierungshilfe oben.

Maschengleichungen beachten von GND zu GND.

Wenn Möglich Spannungsabfall über R₃ vernachlässigen da Gate Source

Unendlich Widerstand! Einfachere Masche mit Gate Source Spannung

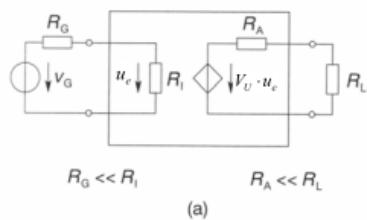
Knotengleichung aufstellen. Über RD RS und r_{DS} Masche in RD und RS fliesst gleicher Strom!

Operationsverstärker

Verstärkerarten

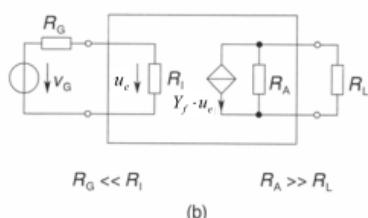
Spannungsverstärker

ideal: spannungsgesteuerte Spannungsquelle



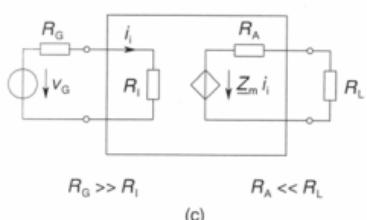
Transadmittanzverstärker

ideal: spannungsgesteuerte Stromquelle



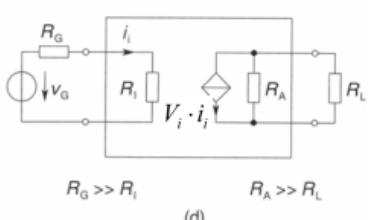
Transimpedanzverstärker

ideal: stromgesteuerte Spannungsquelle



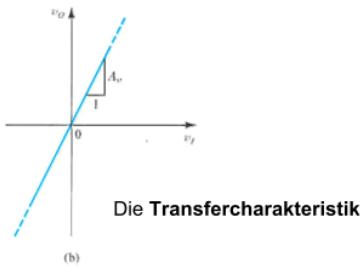
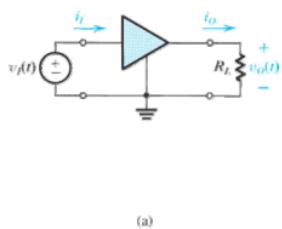
Stromverstärker

ideal: stromgesteuerte Stromquelle



Verstärkerbegriffe

Signalverstärkung



$$u_a(t) = V_u \cdot u_e(t)$$

$$V_u = \frac{du_a}{du_e}$$

U_a: Ausgangsspannung

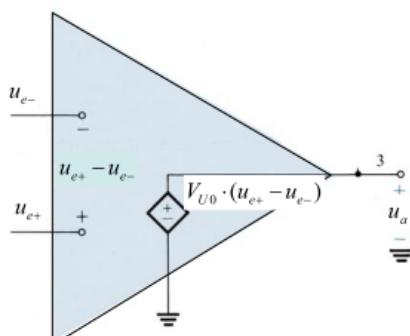
U_e: Eingangsspannung

V_U: Spannungsverstärkung

(am Arbeitspunkt)

Idealer Verstärker

Die Spannungsgesteuerte Spannungsquelle mit Differenzeingang



V_{U0} : Openloop Spannungsverstärkung

(ohne Gegenkopplung)

u_{e+} : Spannung am pos. Eingang

u_{e-} : Spannung am neg. Eingang

u_d : Differenzsignal

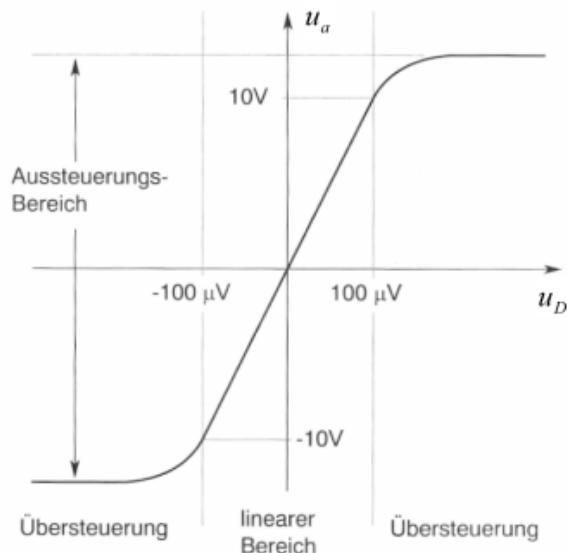
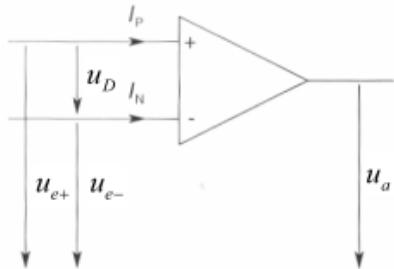
$u_{cm} = \frac{1}{2}(u_{e+} + u_{e-})$: Common Mode Signal

$$u_a = V_{U0} \cdot (u_{e+} - u_{e-})$$

$$U_d = U_{e+} - U_{e-}$$

Transferfunktion

- Transferfunktion

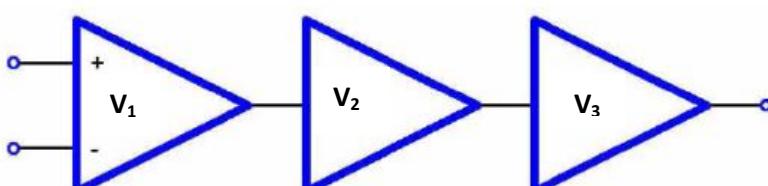


- Eigenschaften

Idealer OP	Eigenschaft	Realer OP
∞	Eingangswiderstand	$M\Omega$ bis $T\Omega$
0Ω	Ausgangswiderstand	1 bis 100Ω
∞	Leerlaufverstärkung	$10E3$ bis $10E6$
Linear	Frequenzverhalten Transitfrequenz f_T	Tiefpass $100k$ bis $3GHz$
$-U_B$ bis $+U_B$	Aussteuerbereich	$U_B - 0.01$ bis $2V$

Grundlagen Verstärkerberechnungen

Jede Schaltung von Widerständen oder OP kann eine Dämpfung oder eine Verstärkung berechnet werden. Dies kann in DB oder als Verhältnis gemacht werden. Einen komplizierten Schaltung kann in Teilstücke aufgeteilt werden diese können einfacher berechnet werden.



Als Verhältnis:

Verhältnis unter 1 Dämpfung, Verhältnis über 1 Verstärkung

$$V_1 * V_2 * V_3 = V_G$$

In DB Werten:

Wert Positiv Verstärkung, Wert negativ Dämpfung

$$V_{1DB} + V_{2DB} + V_{3DB} = V_{GDB}$$

DB Umrechnung:

v_0 = Ausgangsspannung
 v_1 = Eingangsspannung
 i_0 = Ausgangstrom
 i_1 Eingangsstrom
 P_0 = Ausgangsleistung
 P_1 = Eingangsleistung

$$10^{\frac{A}{20}} * v_i = v_0$$

Leistungsverstärkung Ap

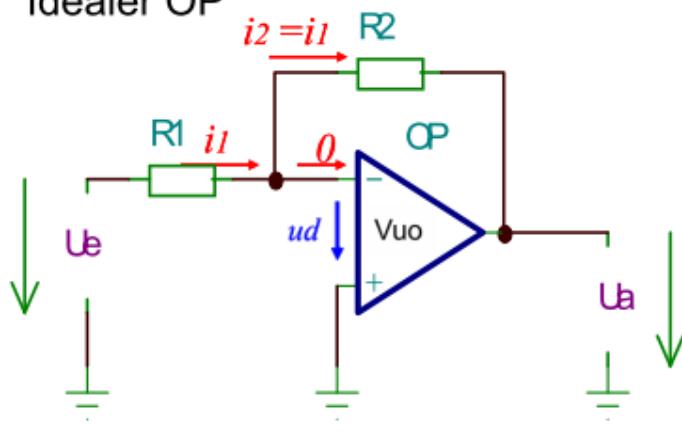
$$A_p = \frac{\text{Leistung über der Last}}{\text{Leistung am Eingang}} = \frac{P_L}{P_i} = \frac{v_o \cdot i_o}{v_i \cdot i_1} = A_v \cdot A_i$$

Verstärkungen in Dezibel (dB)

<i>Spannungsverstärkung</i>	$A_v[\text{dB}] = 20 \log(v_o / v_i)$
<i>Stromverstärkung</i>	$A_i[\text{dB}] = 20 \log(i_o / i_i)$
<i>Leistungsverstärkung</i>	$A_p[\text{dB}] = 10 \log(P_L / P_i)$

Invertierender Verstärker

Idealer OP



$$u_a = u_D \cdot -V_{uo}$$

$$i_1 = \frac{u_e - u_D}{R_1} = \frac{u_e + \frac{u_a}{V_{uo}}}{R_1}$$

$$i_2 = \frac{u_D - u_a}{R_2} = \frac{-\frac{u_a}{V_{uo}} - u_a}{R_2}$$

$$i_1 = i_2$$

Closed loop Verstärkung mit endlicher openloop Verstärkung V_{uo}

$$\frac{u_a}{u_e} = \frac{-R_2 / R_1}{1 + (1 + R_2 / R_1) / V_{uo}}$$

Gegenkopplung mit R_2 U_e nimmt einfluss auf U_a es entsteht ein virueller Nullpunkt Strom in OP rein vernachlässigbar klein!. Da durch vereinfacht sich die Schaltung.

Für Übertragungsfunktion Masche bilden $U_e + U_{R1} + U_d = 0$ dann i_1 mit $U=R*I$ berechnen!

Closed loop Verstärkung mit unendlicher

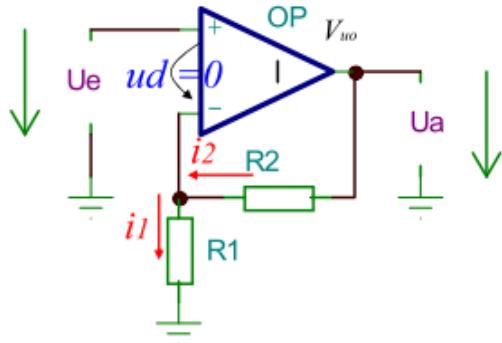
open loop Verstärkung , $A_{vo}=\infty$

Allgemein:

$$\frac{u_a}{u_e} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$\frac{u_a}{u_e} = \frac{Z2}{Z1}$$

Nicht Invertierender Verstärker



$$u_a = V_{uo} \cdot (u_{e+} - u_{e-})$$

$$u_{e+} = u_{e-}$$

$$u_{e-} = \frac{u_a \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

$$i_1 = i_2$$

Closed loop Verstärkung Vu mit endlicher openloop Verstärkung Vuo

$$V_u = \frac{u_a}{u_e} = \frac{1}{\frac{1}{V_{uo}} + \frac{R_1}{R_1 + R_2}}$$

Closed loop Verstärkung Vu mit **unendlicher** open loop Verstärkung , $V_{uo}=\infty$

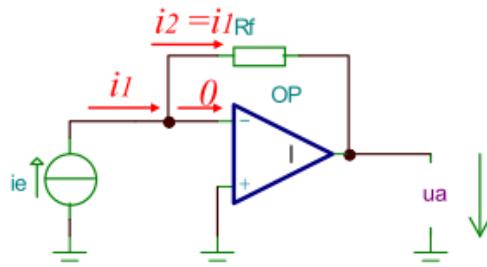
Allgemein:

$$V_u = \frac{u_a}{u_e} = 1 + \frac{R2}{R1} \quad \frac{u_a}{u_e} = 1 + \frac{Z2}{Z1}$$

Mit Maschengleichungen $U_a + U_{R1} + U_{R2} = 0$

Strom Spannungswandler -> Transimpedanzwandler

Der Strom / Spannungswandler → Transimpedanzverstärker

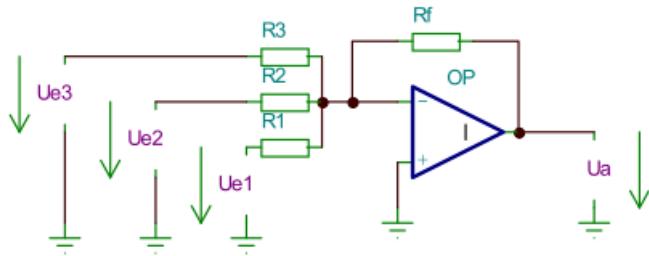


$$u_a = -i_e \cdot R_f$$

$$\frac{u_a}{i_e} = -R_f$$

Summierverstärker

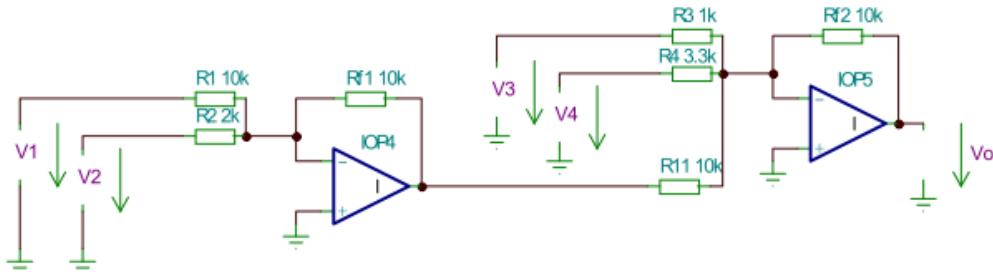
Der Summierverstärker, gewichteter Summierer



$$u_a = -R_f \cdot \left(\frac{u_{e1}}{R_1} + \frac{u_{e2}}{R_2} + \frac{u_{e3}}{R_3} \right)$$

$U_a = -R_f \sum_{n=1}^n i$ Summe der Ströme(Knotengleichung) multipliziert mit R_f
 $U_a = -1 * (a * u_1 + b * u_2 + c * u_3 \dots)$ $a = R_f / R_1$, $b = R_f / R_2$, $c = R_f / R_3 \dots$ Gewichtung der einzelnen Stränge kann so erreicht werden.

Summierverstärker und Kaskadierung für Differenzen



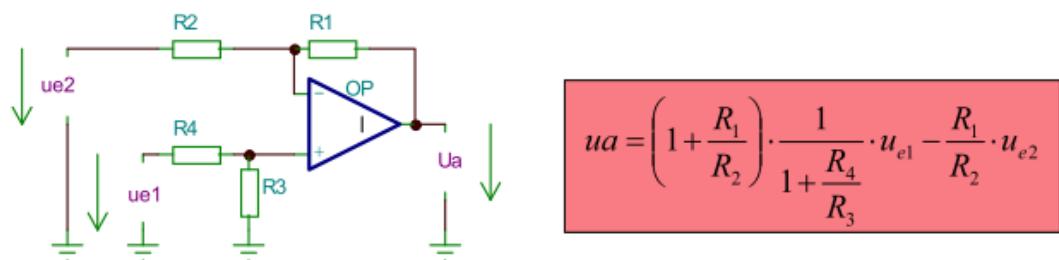
$$v_o = -R_{f2} \cdot \left(\frac{v_3}{R_3} + \frac{v_4}{R_4} \right) + \frac{R_{f2}}{R_{11}} \cdot R_{f1} \cdot \left(\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} \right)$$

IOP4 ist Positiv und IOP5 wird abgezogen. Da invertierender Verstärker. Am Ausgang sieht man das Spannung von IOP4 zweimal Invertiert wird also Positiv ist!

Vorzeichen ergeben Anordnung. $R_{f1} = R_{f2} = 10\text{ k}\Omega$ ist immer gut (vereinfacht), wenn verschieden kann Gewichtung der Einzelnen Stränge beeinflusst werden
 Welcher Widerstand hat am wenigsten Freiheitsgrad? R3, R4 sind Gut

Vorzeichen von U_{R3} durch Schaltung gegeben negativ

Differenzverstärker



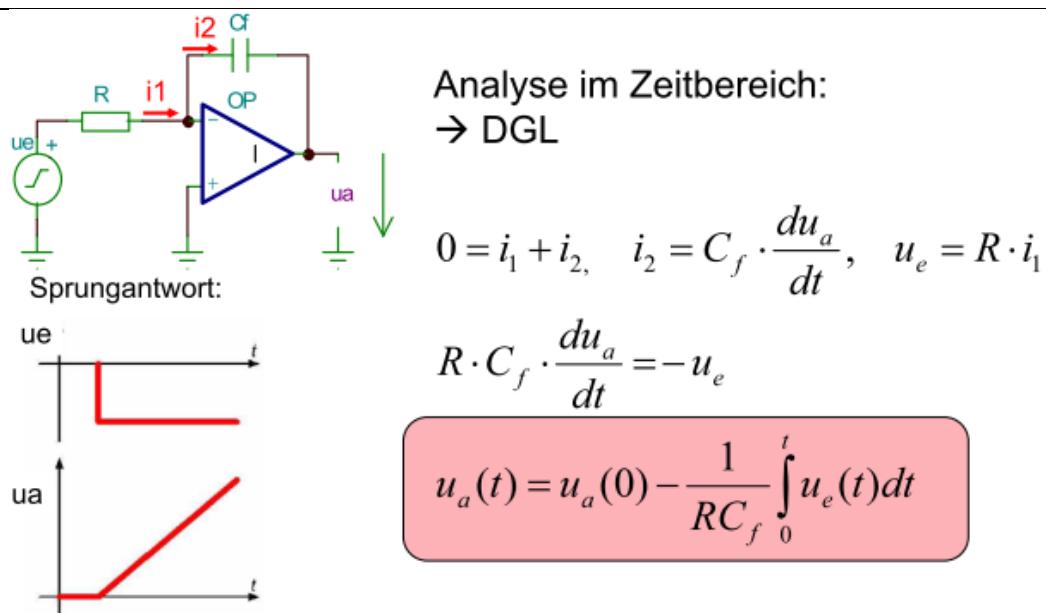
Wenn alle Widerstände gleich sind gilt: $u_a = u_{e1} - u_{e2}$

Wahl der Widerstände für eine Differenzverstärkung von Vud:

$$V_{UD} = \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$$

Damit gilt: $u_a = V_{UD} \cdot (u_{e1} - u_{e2})$

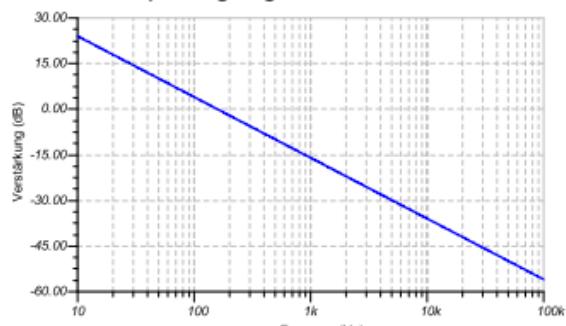
Der Integrator



Analyse im Frequenzbereich: →

Komplexe Übertragungsfunktion

Frequenzgang:

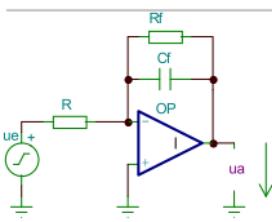


$$H(j\omega) = -\frac{Z_C}{R} = -\frac{\frac{1}{j\omega C_f}}{R}$$

$$H(j\omega) = -\frac{1}{j\omega \cdot C_f \cdot R}$$

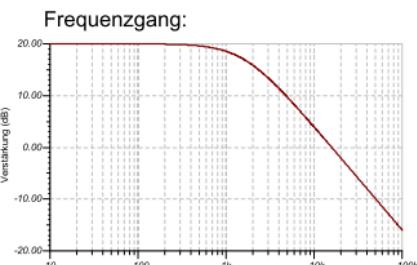
Realer Integriator

Hochschule Luzern
Technik & Architektur



Tiefpassfilter 1. Ordnung

für Kondensator entladung nur R_f
da virtueller Nullpunkt



Übertragungsfunktion:

$$H(j\omega) = -\frac{Z_f}{R}$$

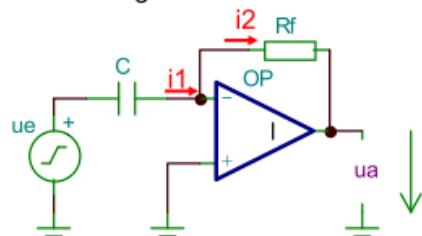
20DB abnahme pro Dekade

$$H(j\omega) = -\frac{R_f}{R} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \cdot C_f \cdot R_f}$$

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot C_f \cdot R_f}$$

Differenzierer

Schaltung:



Analyse im Zeitbereich:
→ DGL

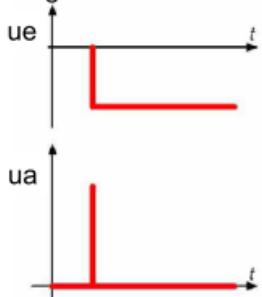
$$0 = i_1 + i_2, \quad i_1 = C \cdot \frac{du_e(t)}{dt},$$

$$u_a = R_f \cdot i_2, \quad i_2 = \frac{u_a}{R_f}$$

$$0 = C \cdot \frac{du_e(t)}{dt} + \frac{u_e}{R_f}$$

$$u_a(t) = -R_f C \cdot \frac{du_e(t)}{dt}$$

Sprungantwort:



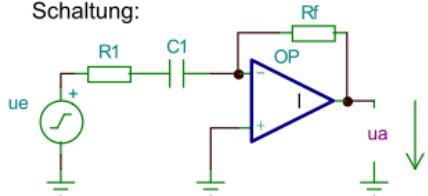
Analyse im Frequenzbereich:

$$H(j\omega) = -\frac{R_f}{Z_c} = -\frac{R_f}{\frac{1}{j\omega C}}$$

realer Differenzierer

Hochschule Luzern
Technik & Architektur

Schaltung:



Analyse im Frequenzbereich:
→ Übertragungsfunktion

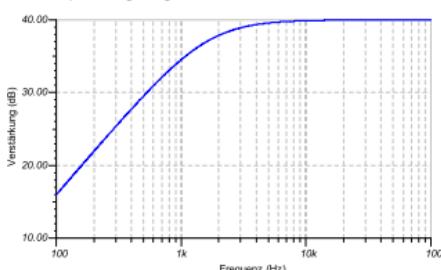
$$H(j\omega) = -\frac{R_f}{Z_1} = -\frac{R_f}{\frac{1}{j\omega \cdot C_1} + R_1}$$

$$H(j\omega) = -\frac{j\omega \cdot C_1 \cdot R_f}{1 + j\omega \cdot C_1 \cdot R_1}$$

$$H(j\omega) = -\frac{R_f}{R_1} \cdot \frac{j\omega \cdot C_1 \cdot R_1}{1 + j\omega \cdot C_1 \cdot R_1}$$

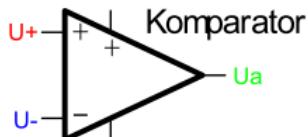
$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot C_1 \cdot R_1}$$

Frequenzgang:

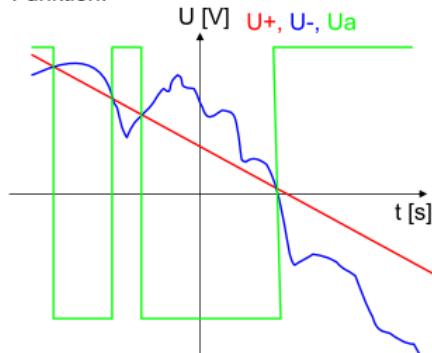


Komparator

Schaltsymbol:



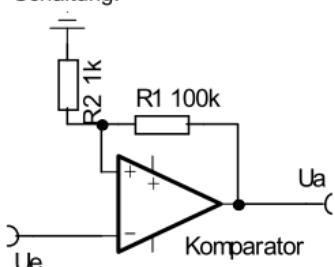
Funktion:



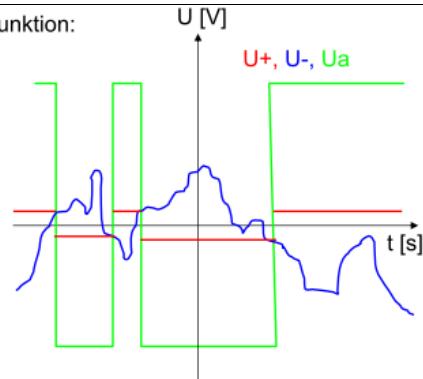
→ Ua = Vorzeichen des Differenzsignals zwischen U+ und U- Eingang

Schmitt Trigger

Schaltung:



Funktion:



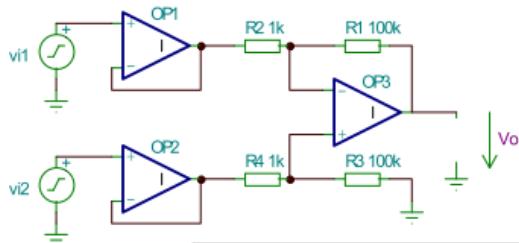
Hysterese: eine Mitkopplung, das heisst positive Rückkopplung

Differenz zwischen Roten Linien ist die Hysterese

Dimensionierung: Speisespannung auswählen dann Ersatzschaltung

bestimmen. Spannungsteiler mit Masche Ausrechnen für R1= 10KΩ immer Gut dann aus Gleichungen R2 bestimmen.

Instrumenten Verstärker



$$v_o = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_4}{R_3}} \cdot v_{i1} - \frac{R_1}{R_2} \cdot v_{i2}$$

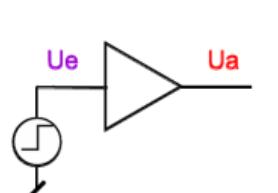
Wahl der Widerstände für eine Differenzverstärkung von Aid:

$$Aid = \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$$

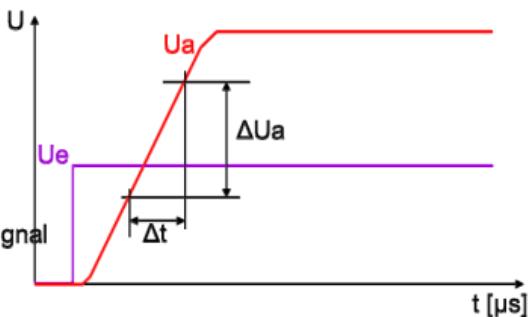
Damit gilt: $v_o = Aid \cdot (v_{i1} - v_{i2})$

Verhalten am Ausgang Realer OP

- Slew Rate (SR) $SR_{max} = \Delta u_a / \Delta t$ [V/us]



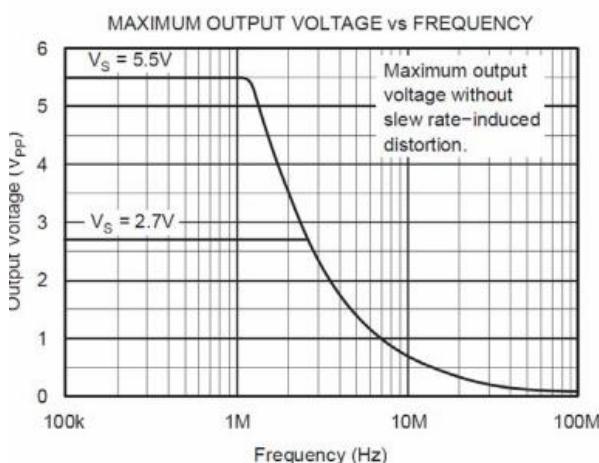
U_e : Sprungfunktion als Eingangssignal
 U_a : Grosssignalsprungantwort



Leistungsbandweite

Sie gibt an bis zu welcher Frequenz die volle Ausgangsleistung erhältlich ist

Full Power Bandwidth (FPB)



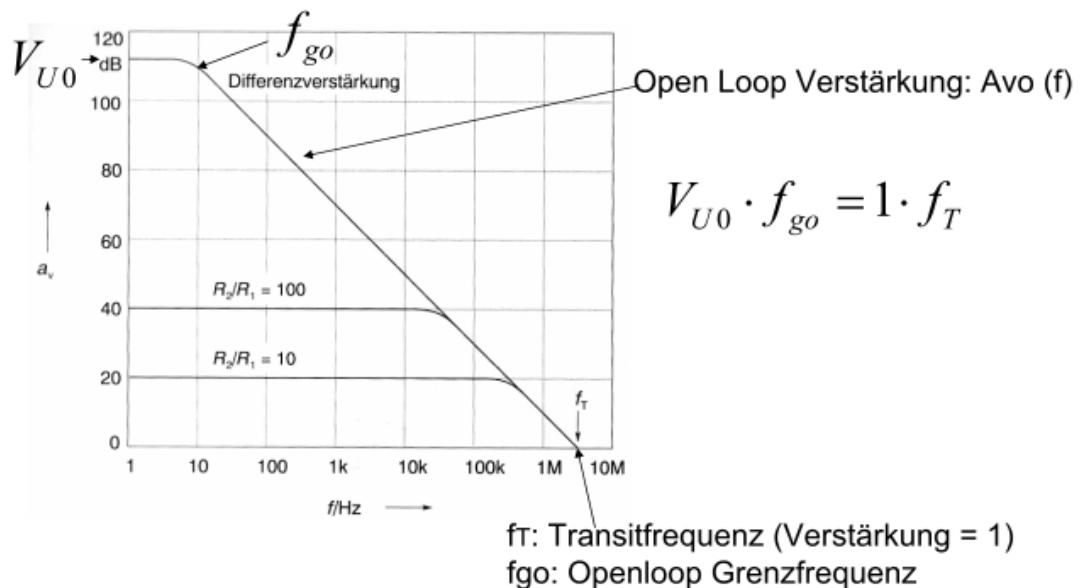
$$f_{FPB} = \frac{SR}{2\pi \cdot \hat{u}_{a_{max}}}$$

Begrenzung der max Ausgangsspannung durch die Slew Rate

f_{FPB} = Höchste Frequenz die verstärkt werden soll

$\hat{u}_{a_{max}}$ = Maximale Aussgangsspannung Slew Rate sagt aus wie schnell die Spannung steigen kann

- Verstärkungsbandbreiteprodukt, Gain-Bandwidth Product (GBP)



Die Transitfrequenz ist beim selben Verstärker immer gleich! Umrechnungen über sie!
Bei der Transitfrequenz ist die Diffverstärkung 1 ist.

$$GBP = A_V * f * \frac{1}{dA_V} \quad f = \text{Frequenz bei der Fehler auftritt}$$

$$f_T = V_{uo}(f) * f \quad V_{uo}(f) = \text{Verstärkung bei Frequenz } f, f = \text{Frequenz bei der } f_T \text{ gefragt ist.}$$

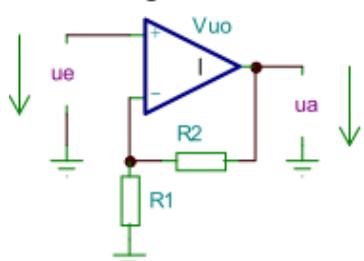
$V_{uo}(f)$ ist eine AC Verstärkung!

Wenn Differenzverstärkung gleich 1 dann $GBP = f_T$

Der reale Verstärker wird durch die Slew Rate und den Frequenzgang eingeschränkt und limitiert.

Frequenzgang

Schaltung:



V_{uo} : Spannungsverstärkung DC,
Openloop DC Verstärkung

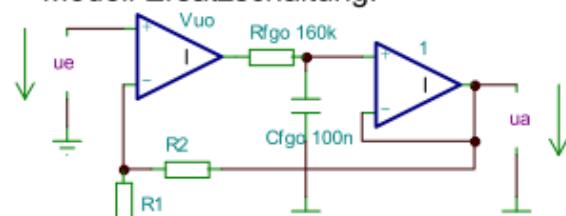
f_{go} : Openloop Grenzfrequenz

f_T : Transitfrequenz

f_g : Grenzfrequenz (closed loop)

$$\frac{u_a}{u_e} f_g \approx V_{uo} \cdot f_{go} = f_T$$

Modell Ersatzschaltung:



Übertragungsfunktion:

$$V_u(f) = \frac{u_a(f)}{u_e} = \frac{1}{\frac{1}{V_{uo}(f)} + \frac{R_1}{R_1 + R_2}}$$

$$V_{uo}(f) = \frac{V_{uo}}{\left(1 + j \frac{f}{f_{go}}\right)}$$

Grenzfrequenz:

(gegenkoppelt = closed loop)

$$f_g = f_{go} \cdot V_{uo} \left(\frac{1}{1 + R_1 / R_2} \right) = f_T \left(\frac{1}{1 + R_1 / R_2} \right)$$

Die Verstärkung ist eine Funktion der Frequenz. Durch die Funktion k

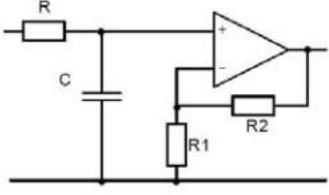
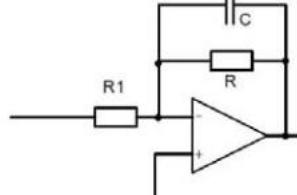
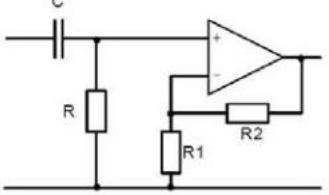
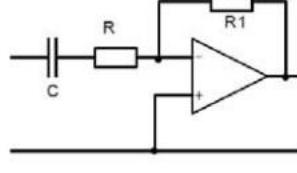
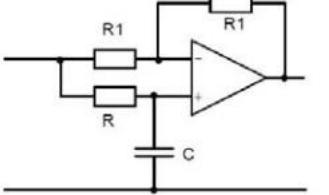
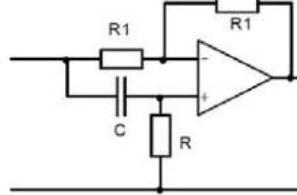
$$\varepsilon = \frac{V_u}{V_{uo}(f)} \text{ Fehler bei der Verstärkung bei der Frequenz}$$

Aktive RC-Filter

Filterarten

Dort wo die Funktionen eine Extremstelle haben, befindet sich die Resonanzfrequenz
 3dB weiter Unten befinden sich die Grenzfrequenzen. Die Bandbreite ist die Differenz der beiden
 Grenzfrequenzen

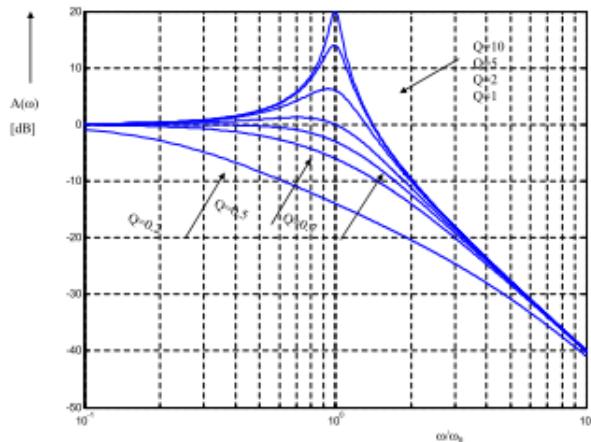
Filter 1.Ordnung

Tiefpass $H(j\omega) = H_{0TP} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)}$		
Hochpass $H(j\omega) = H_{0HP} \cdot \frac{\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)}{1 + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)}$		
Allpass $H(j\omega) = H_{0AP} \cdot \frac{1 - \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)}{1 + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)}$		

Filter 2 Ordnung

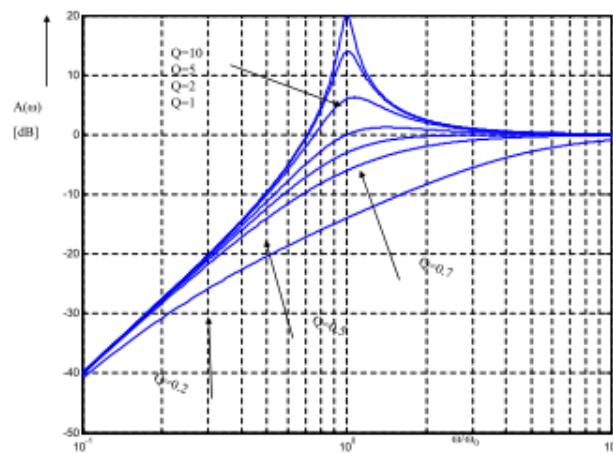
Tiefpass Frequenzgang H_{TP}

$$H(j\omega) = H_{0TP} \cdot H_{TP}(j\omega) = H_{0TP} \cdot \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j\omega \cdot \frac{1}{\omega_0 \cdot Q}}$$



Hochpass Frequenzgang H_{HP}

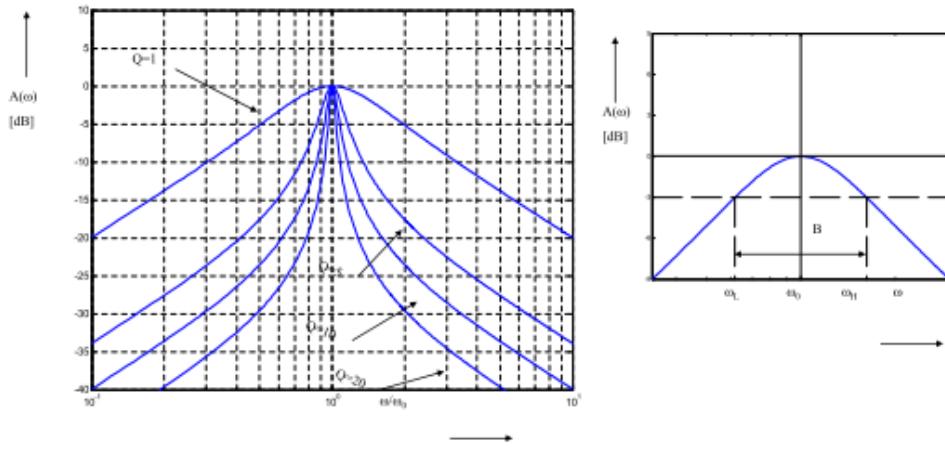
$$H(j\omega) = H_{0HP} \cdot H_{HP}(j\omega) = H_{0HP} \cdot \frac{-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j\omega \cdot \frac{1}{\omega_0 \cdot Q}}$$



Bandpass Frequenzgang H_{BP}

$$H(j\omega) = H_{0BP} \cdot H_{BP}(j\omega) = H_{0BP} \cdot \frac{\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right) \cdot \frac{1}{Q}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + \frac{j\omega}{\omega_0} \cdot \frac{1}{Q}}$$

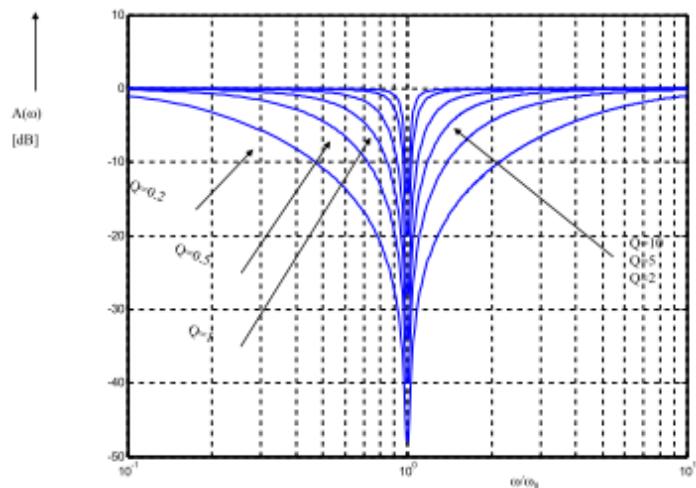
$$Q = \frac{f_0}{B}$$



$B_w = f_0 / Q$ Die Bandbreite besteht aus den Frequenzen links und rechts der Übertragungskurve bei -3dB

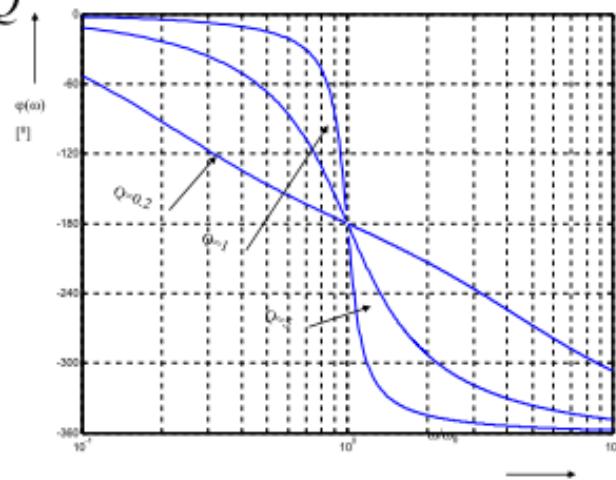
Bandstopp Frequenzgang H_{BS}

$$H(j\omega) = H_{0BS} \cdot H_{BS}(j\omega) = H_{0BS} \cdot \frac{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + \frac{j\omega}{\omega_0} \cdot \frac{1}{Q}}$$



Die Allpass Funktion H_{AP}

$$H_{AP}(j\omega) = \frac{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right) \cdot \frac{1}{Q}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right) \cdot \frac{1}{Q}}$$



Butterworth:

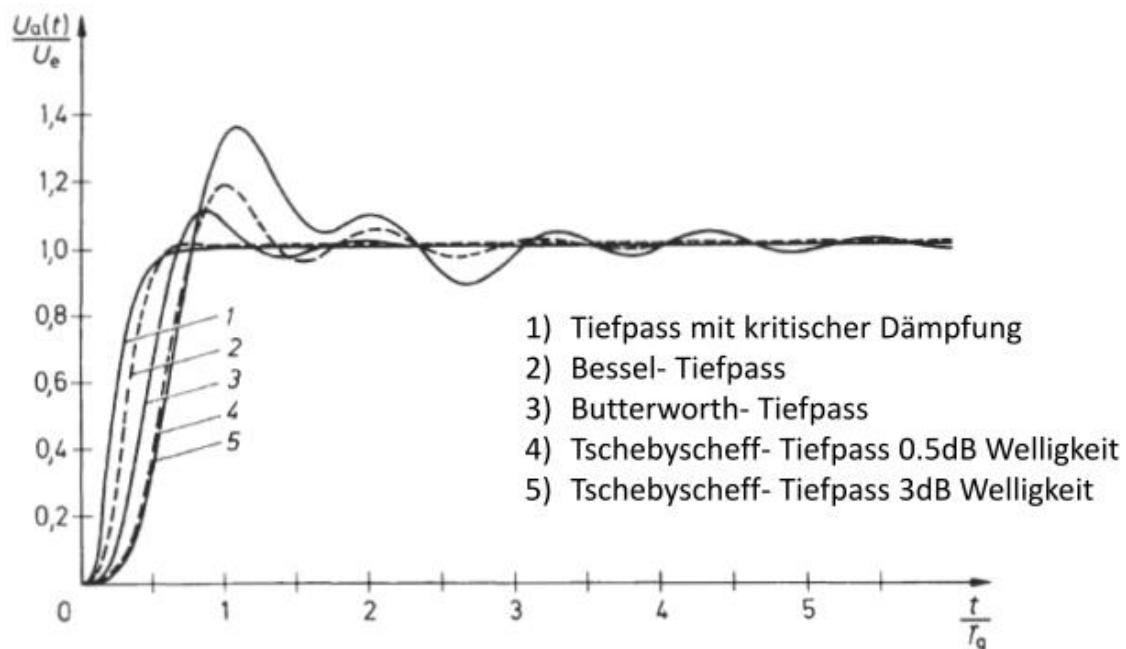
Maximal flacher Durchgangsbereich im Amplitudengang.

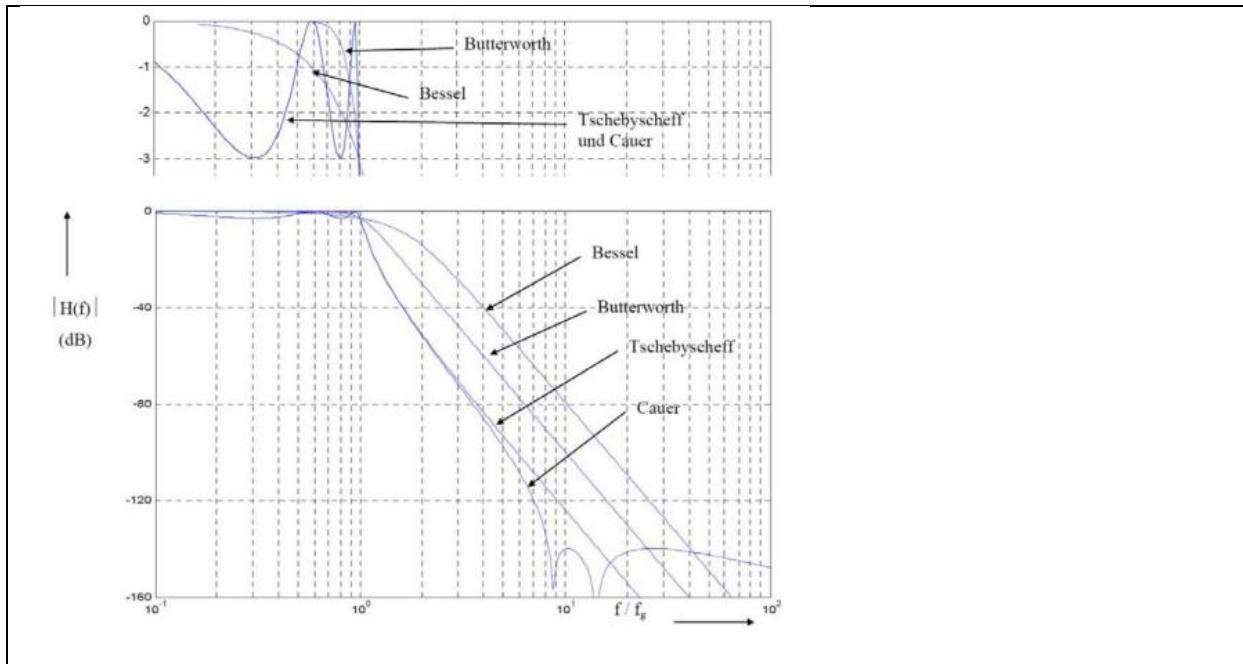
Bessel:

Maximal flache Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich.

Tschebyscheff:

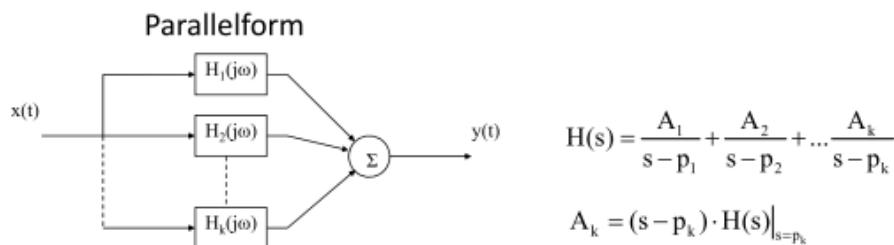
Maximal steiler Übergangsbereich.





Realisierungsformen

- Realisierung der Übertragungsfunktion mit Teilträger 1. und 2. Ordnung



Um die Verschiedenen Ordnungen zusammen zu fügen (da nur 1 und 2 Ordnung verwendet werden) Kaskadenform besser weniger Störeinflüsse da diese durch alle Schaltungen müssen

Entwurf von Aktiven RC-Filters

Die Filter bestehen nur aus 1 und 2 Ordnung und sind zusammen gesetzt (Verstärkungen in DB addiert oder in Verhältnissen multipliziert)

Ordnung bestimmen

Es gibt verschiedene Arten einen Filter zu entwerfen:

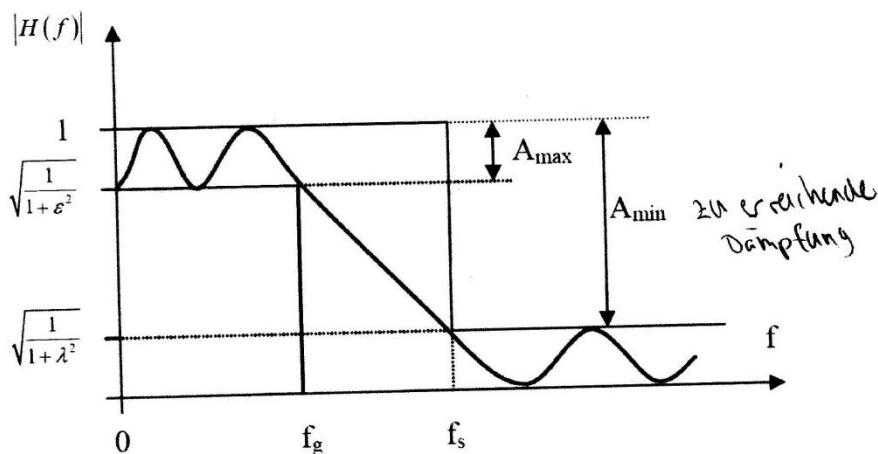
- Aus Tabellierten Werten (Butterworth, Bessel, Cauer, Teschebyscheff)
- Multiple Feedback Filter

Vorgehen beim Entwurf:

1. Analyse des gewünschten Frequenzganges für das gesuchte System.
2. Wahl eines geeigneten Approximationsverfahrens und Berechnung der Entwurfsparameter.
3. Entwurf einer analogen Filterschaltung, sowie Simulation der Schaltung für die Überprüfung der Berechnungen.
4. Bau einer Prototypenschaltung mit anschliessendem Tuning für die Feinabstimmung.

Ermittlung der benötigten Ordnung: *Spezifikation*

N: Filterordnung
 ε : Ripple im Durchlassbereich



Butterworth Filter:

$$N \geq \frac{\log_{10}(\lambda/\varepsilon)}{\log_{10}(f_s/f_g)} = \frac{\log_{10}((10^{0.1 \cdot A_{min,dB}} - 1) / (10^{0.1 \cdot A_{max,dB}} - 1))}{2 \cdot \log_{10}(f_s/f_g)}$$

Tschebyscheff Filter:

$$N \geq \frac{\cosh^{-1}(\lambda/\varepsilon)}{\cosh^{-1}(f_s/f_g)} = \frac{\cosh^{-1}(\sqrt{(10^{0.1 \cdot A_{min,dB}} - 1) / (10^{0.1 \cdot A_{max,dB}} - 1)})}{\cosh^{-1}(f_s/f_g)}$$

Filtermaske wird gesetzt um den Filter zu bestimmen!

A_{min} = Zu erreichende Dämpfung mit dem Filter

A_{Max} = Dämpfung durch Welligkeit

f_g = Frequenz bei der der Durchlassbereich beginnt

f_s = Frequenz bei der der Durchlassbereich endet und der Sperrbereich wieder beginnt

f_s / f_g = Steilheitskoeffizient des Durchlassbereichs

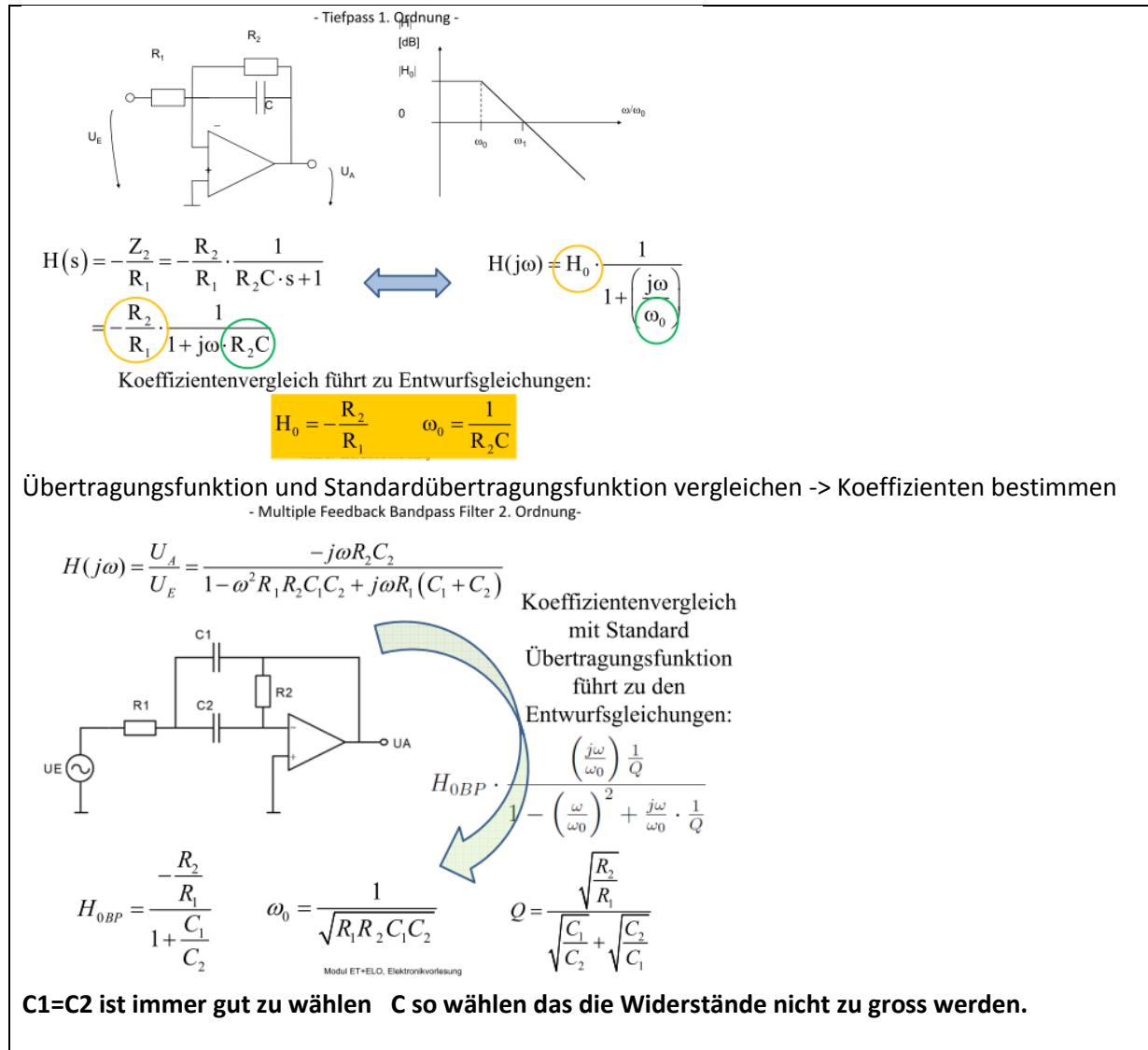
Was für ein Filter wird gebraucht? Welche Ordnung

Übertragungsfunktion bestimmen

Durch Vergleichen mit der Standarübertragungsfunktion die Koeffizienten bestimmen

Mit Multiple Feedback Filterschaltung kreieren wenn verlangt siehe Multiple Feedback Filter

Oder einen anderen Filter kreieren Butterworth, Bessel(Sehr steil) Tschebyscheff oder Caus, aber zuerst Ordnung bestimmen dann aus Tabelle heraus lesen und entnormieren der Frequenzen.



Wahl der geeigneten Bauteile:

Passive Bauteile:

	praktisch	noch realisierbar	ungeeignet
Kapazitäten	5 pF ... 1 μF	0.56 pF	> 500 μF
Induktivitäten	0.1 mH ... 10 mH	0.1 μH	> 500 mH
Widerstände	1 kΩ ... 100 kΩ	> 10 Ω	> 500 kΩ

Operationsverstärker:

$$GBP > 100 \cdot V_U \cdot f_0$$

$$Slew Rate \geq 2\pi \cdot f_0 \cdot U_{Peak-Peak}$$

Bei der Auswahl eines geeigneten Operationsverstärkers gilt es insbesondere auf zwei Parameter zu achten:

- **Gain Bandwidth Product (GBP):** Aus dem Filterentwurf folgt die Grenzfrequenz f_0 und die 'closed loop' Verstärkung V_u für die einzelne Sektion. Das GBP des ausgewählten Operationsverstärkers soll nun mindestens $GBP > 100 \cdot V_u \cdot f_0$ betragen.
- **Slew Rate (SR):** Der zweite wichtige Parameter für die OpAmp Auswahl ist der Slew Rate. Er muss mindestens die Bedingung $SR \geq 2\pi \cdot f_0 \cdot \hat{u}_{a_{max}}$ erfüllen.

Filter Desing

Filterdesign Prozess

1. Spezifikation des Filters
 - Filtertyp, TP, HP, BP, BSp, AP
 - Filtersteilheit → Ordnung, 20dB/dec, 40dB/dec...
 - Pulsform + Filtersteilheit → Polynom Typ (Approximation)
2. Bestimmung der Übertragungsfunktion
 - Realisationsform (Kaskade, Parallel)
 - Bestimmung Teil-Übertragungsfunktion ($n * 1.+2.$ Ordnung)
 - Bestimmung der Koeffizienten (aus Tabellen)
3. Schaltungsauslegung
 - Zuordnung der Koeffizienten zu den Komponenten
4. Simulation und Test
 - Toleranzbetrachtungen
 - Test, Optimierung

Multiple Feedback Filter

- einige Eigenschaften -

- Die ganze *open loop* Verstärkung des Operationsverstärkers wird ausgenutzt.
- Geeignet für Filter mit einem $Q < 10$.
- Entwurf wird vereinfacht, wenn die C gleiche Werte haben.
- Wird häufig eingesetzt.