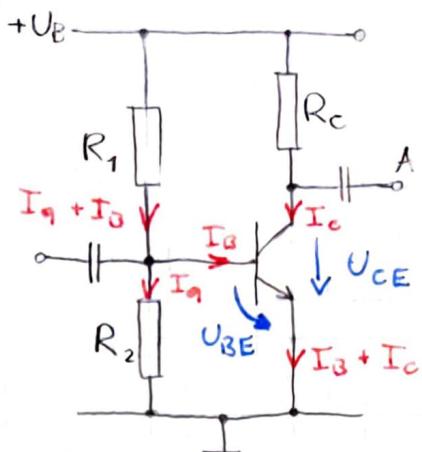


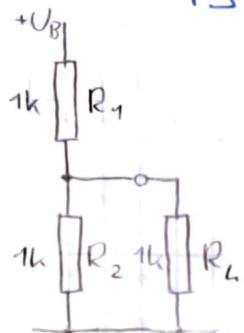
AP-Einstellung mit Basis spg. teiler



Arbeitspunkt

Δ Betriebszustand
oder Schaltung
(alle U, I)

bel. Spg. T



$$I_q = 2 \div 10 \times I_B$$

Teilerdimensionierung:

$$R_1 = \frac{U_B - U_{BE}}{I_B + I_q}$$

$$I_q = 2 \cdot I_B$$

$$R_2 = \frac{U_{BE}}{I_q}$$

$$I_B = 30 \mu A$$

$$R_1 = \frac{12 V - 0,7 V}{30 \mu A + 60 \mu A}$$

$$U_B = 12 V$$

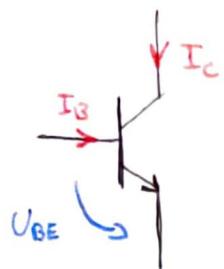
$$\text{Annahme: } U_B = 0,7 V$$

$$R_1 = \frac{11,3 V}{80 \mu A} = 125,5 k \Omega$$

$$R_2 = \frac{0,7 V}{60 \mu A} = 11,6 k \Omega$$

$$\text{gewählt: } R_1 = 120 k, R_2 = 12 k$$

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



1) Eingangskennlinie

$$I_B = f(U_{BE})$$

2) Übertragungskennlinie

$$I_C = f(U_C)$$

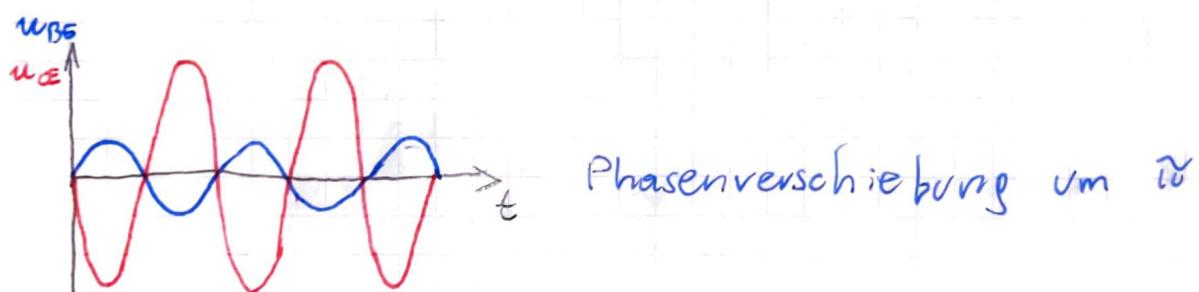
3) Ausgangskennlinie

$$I_C = f(U_{CE})$$

1+2) Spannungssteuerungskennlinie

$$I_C = f(U_{BE})$$

Ein Arbeitspunkt muss eingerichtet werden, um den Transistor korrekt einzusetzen zu können. Anwendungsbereiche eines Transistors sind häufig die Alternative zum Schalter oder als Spannungsverstärkung (z.B. Audio).



Bei der Einstellung von U_{BE} über einen Basis spg. teiler ist ein Querstrom zu wählen. Als Querstrom wählt man üblicherweise 2 bis 10-fache des Basisstroms. Ein zu großer Querstrom belastet die Versorgung (Netzteil, Akku) entsprechend stark.

Ein zu kleiner Querstrom führt zu einer instabilen Spannung U_{BE} .

AP-Stabilisierung

Temperaturabhängigkeit des AP's

a) Eingangs KL

$$U_{BE}(v_1) = U_{BE}(v_0) + \alpha T (v_1 - v_0) \quad |_{I_B=\text{konst.}}$$

$$\alpha_T (\text{Temperaturdurchgriff}) = -2 \text{ mV/K}$$

b) Stromverstärkung

$$\beta(v_1) = \beta(v_0) \cdot e^{\frac{\Delta \beta}{\Delta v} (v_1 - v_0)}$$

$$C_b = \frac{\Delta \beta}{\Delta v} = 6 \% \cdot K^{-1}$$

$$\text{z.B. } e^{0,006 \cdot 100} = e^{0,6} = 1,82$$

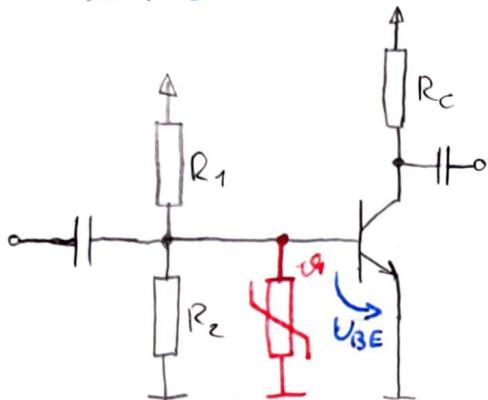
Möglichkeiten zur AP Stabilisierung

Mit steigender Temperatur nimmt im Allgemeinen der Collectorstrom I_C zu. Man kann diesem Einfluss entgegenwirken, indem man bei steigender Temperatur die Spg. U_{BE} verkleinert und so den Anstieg von I_C entgegengewirkt.

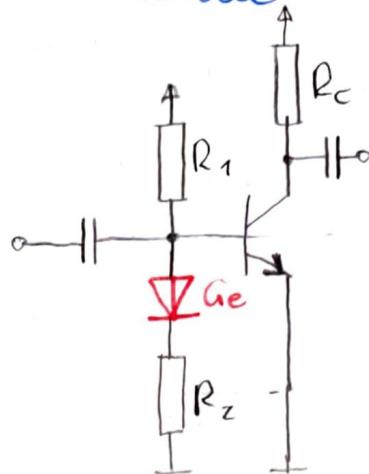
Die Schwierigkeit bzw. die Kunst liegt in der richtigen Bemessung um Über- bzw. Unter komensation zu vermeiden.

a) Temperaturkompensation

- NTC



- Diode

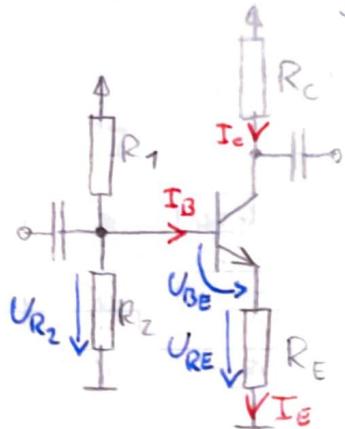


Es ist dafür zu sorgen, dass das Kompensationselement und der Transistor möglichst nahe zusammen platziert werden.

b) Gegenkopplung

Schaltungstechnisch besonders wirksam

- Gleichstromgegenkopplung



$$I_C \approx I_E \Rightarrow U_{RE} = I_E \cdot R_E$$

$$\Delta I_C \Rightarrow \Delta I_E \uparrow$$

$$\Rightarrow \Delta U_{RE} = \Delta I_E \cdot R_E \uparrow$$

$$U_{R_2} = \text{konst.} = U_{BE} + U_{RE}$$

$$U_{RE} \uparrow = U_{BE} \downarrow$$

$$\text{daher } \Delta U_{RE} = - \Delta U_{BE}$$

Ein steigender Collectorstrom I_c erwirkt einen höheren Spannungsabfall an R_E und somit eine geringere Spannung an U_{BE} . Der Widerstand R_E wirkt somit der Stromänderung entgegen.

Fassformel zur Dimensionierung:

$$R_C = R_E \quad \text{oder} \quad U_{RE} \approx 1V$$

Vorteil:

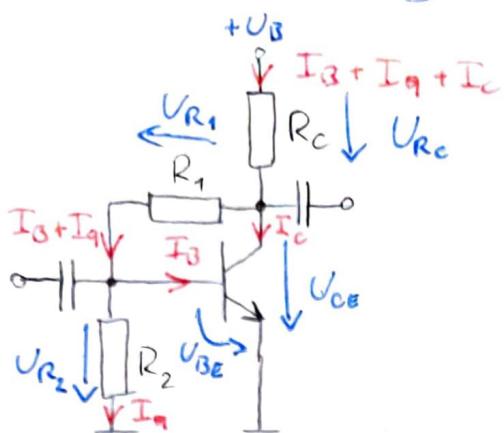
Kein Abgleich sowohl für die AP-Einstellung als auch für die AP-Stabilisierung notwendig.

Nachteil:

R_E wirkt sich nachteilig auf das Kleinsignalverhalten der Schaltung aus ($V_u \downarrow$ = Spannungsversorgung sinkt).

Daher wird R_E oft durch eine entsprechend hohe Kapazität ($C_0 = 1500\mu F$) kurzgeschlossen.

Gleichspannungsgegenkopplung



wenn $v_h \uparrow$

$$\hookrightarrow I_c \uparrow \Rightarrow U_{RC} \uparrow (=I_c \cdot R_C)$$

$$\hookrightarrow U_{CE} \downarrow \text{ (weil } U_B = \text{konst.})$$

$$\hookrightarrow U_{BE} \downarrow \text{ (weil } \frac{U_1}{U_2} = \text{konst.})$$

Der Spannungsteiler für d. Einstellung von U_{BE} liegt nicht an d. konst. Betriebsspannung, sondern an d. Spannung von U_{CE} , die mit steigender Temperatur sinkt, bzw. mit sinkender Temp. steigt.

Bsp.: (Schaltung oben)

$$I_c = 5 \text{ mA} \quad U_B = 15 \text{ V} \quad U_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$U_{CE} = 8 \text{ V} \quad B = 125$$

ges.: R_1, R_2, R_C

$$I_B = \frac{I_c}{B} = \frac{5 \text{ mA}}{125} = 40 \mu\text{A}$$

$$I_q = 3 \cdot I_B = 120 \mu\text{A}$$

$$U_B = U_{RC} + U_{CE} = R_C (I_c + I_q + I_B) + U_{CE}$$

$$R_C = \frac{U_B - U_{CE}}{I_c + I_q + I_B} = \frac{15 \text{ V} - 8 \text{ V}}{5 \text{ mA} + 160 \mu\text{A}} = 1365 \Omega$$

gew.: $1,5 \text{ k}\Omega$

$$R_2 = \frac{U_{BE}}{I_Q} = \frac{0.6V}{120\mu A} = 5 k\Omega$$

$$R_1 = \frac{U_B - U_{RE} - U_{BE}}{I_B + I_Q} =$$

Vorteil:

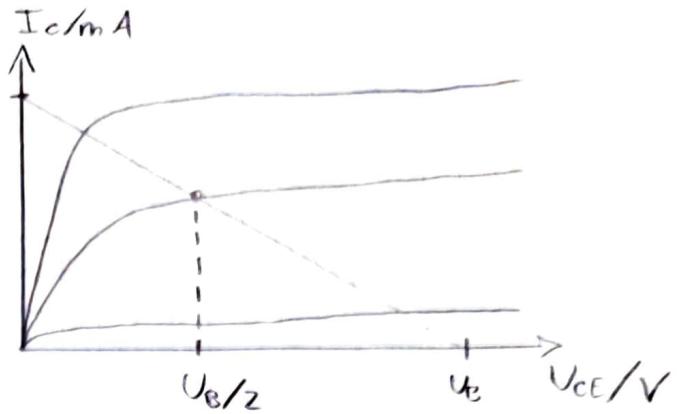
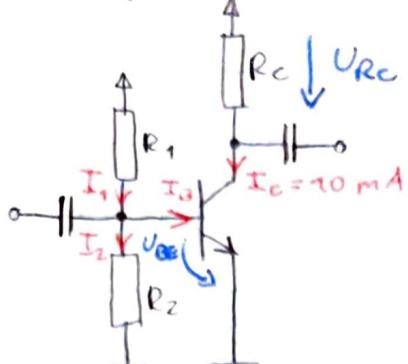
Selbstständige μP -Temperaturstabilisierung

Nachteil:

- Schlechtere Stabilisierungsgüte als bei Gleichstromgegenkopplung
- Temperaturgang von B wirkt ungünstig auf d. Schaltungseigenschaft.

Bsp.: Gleichstromgegenkopplung

$$U_B = 20 \text{ V}$$



$$R_C = \frac{U_{RC}}{I_c} = \frac{U_B - U_{CE}}{10 \text{ mA}} = \frac{20 \text{ V} - 10 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = \frac{10 \text{ V}}{10 \text{ mA}}$$

$$R_C = 1000 \Omega$$

$$\beta = 270 \quad \frac{I_c}{I_B} = \beta$$

$$U_{BE} = 0.7 \text{ V}$$

$$I_B = \frac{I_c}{\beta} = \frac{10 \text{ mA}}{270} = \frac{1 \text{ mA}}{27} = 37.04 \mu\text{A}$$

$$I_q (= I_2) = 5 \cdot I_B = 185.18 \mu\text{A}$$

$$I_1 = I_B + I_q = (185.18 + 37.04) \mu\text{A}$$

$$I_1 = 222.23 \mu\text{A}$$

$$R_1 = \frac{U_B - U_{BE}}{I_1} = \frac{20 \text{ V} - 0.7 \text{ V}}{222.23 \mu\text{A}} = 50.8 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{U_{BEE}}{I_2} = \frac{0.7 \text{ V}}{185.18 \mu\text{A}} = 3780 \Omega$$

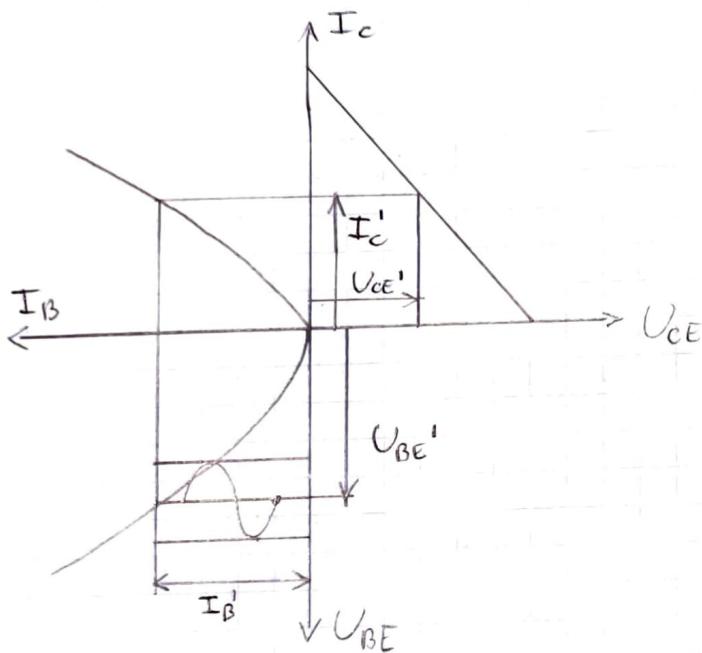
$$\text{gewählt: } R_2 = 3 \text{ k}8 \Omega$$

$$R_1 = 82 \text{ k}\Omega$$

Aussteuerung des Transistors

Ausgangspunkt: der AP ist eingestellt

Es können die folgenden Gleichspannungs- und Gleichstromwerte ermittelt werden: I_c' , I_B' , U_{BE}' , U_{CE}'



Annahme:
Ein sinusförm.
Basisstrom mit
dem Scheitelwert
 I_B' wird dem
Basisgleichstrom im AP
überlagert.

Wie der Basisstrom besteht auch der Collectorstrom I_c , die Collectorspannung U_{CE} aus einem Gleichspannungsanteil und einem Wechselspannungsanteil

* und die Basisspannung U_c

Daraus ergeben sich die folgenden Verstärkungsfaktoren:

$$\text{Spannungsverstärkung } V_m = \frac{\hat{u}_{CE}}{\hat{u}_{BE}}$$

$$\text{Stromverstärkung } V_i = \frac{\hat{i}_c}{\hat{i}_B}$$

$$\text{Leistungsverstärkung } V_p = V_m \cdot V_i$$

$$P = U \cdot I = \frac{\hat{U}_{CE}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\hat{i}_C}{\sqrt{2}} = \frac{\hat{U}_{CE} \cdot \hat{i}_C}{2}$$

Bsp.:

$$V_u = \frac{\hat{U}_{CE}}{\hat{U}_{BB}} = \frac{2 \text{ V}}{80 \text{ mV}} = 25$$

$$V_i = \frac{\hat{i}_C}{\hat{i}_B} = \frac{1 \text{ mA}}{10 \mu\text{A}} = 100$$

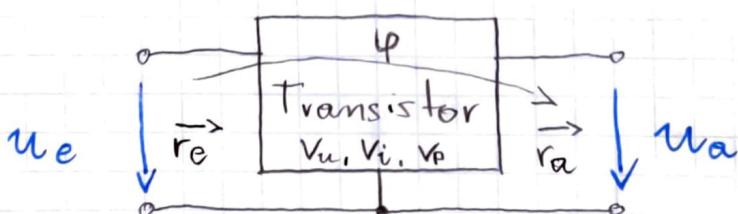
$$V_p = 25 \cdot 100 = 2500$$

Phasenverschiebung

Phasenverschiebung (u_e, u_a) = 180°

Transistorgrundschaltungen

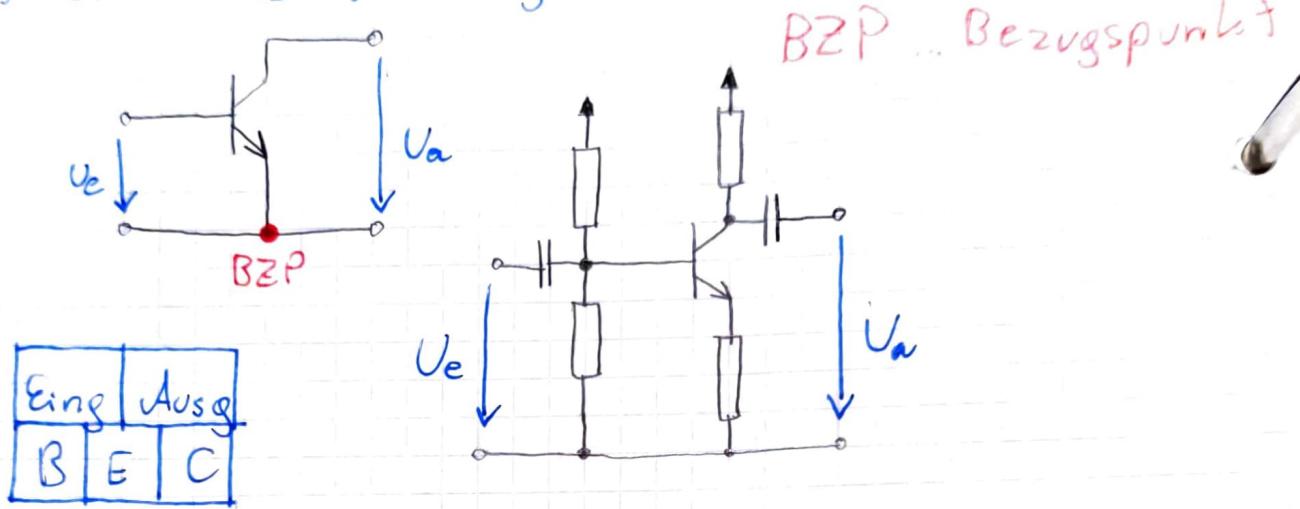
Alle Transistorgrundschaltungen haben jeweils 2 Eingangs- und Ausgangsklemmen. Daher werden sie auch als 4-Pole bezeichnet. In der Praxis werden oft Eigenschaften weitgehend durch die äußere Beschaltung des Transistors bestimmt.



Es gibt demnach 3 Grundschaltungen des Transistorverstärkers, je nachdem welcher Transistoranschluss als Bezugspunkt für die beiden übrigen Anschlüsse dient und auf konstantem Potenzial liegt.

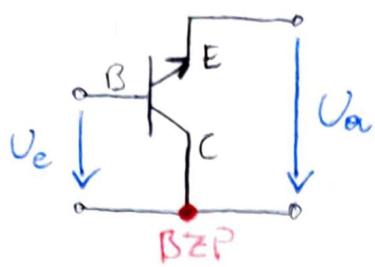
Man unterscheidet: B.S. 201

a) Emitterschaltung

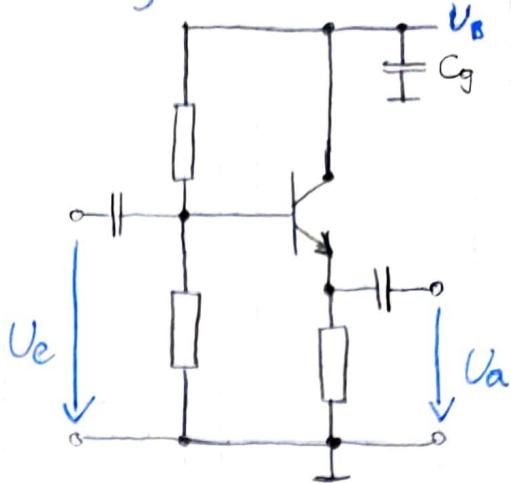


Anwendung.: Niederfrequ.-, Leistungsverstärker
Eigenschaften:

b) Kollektorschaltung (Emitterfolger)



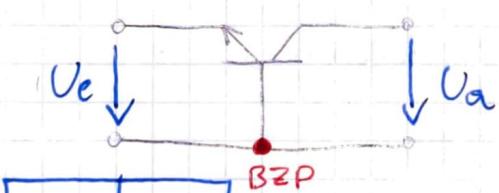
Eing	Ausg
B	C
E	



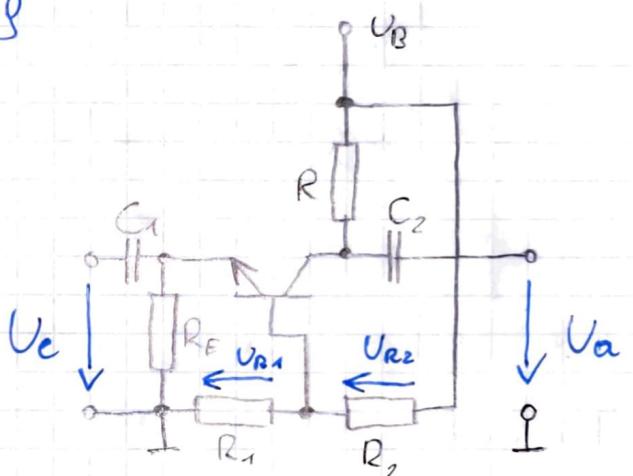
Anwendung: Impedanzwandler

Eigenschaften: $r_e \gg$, $r_a \ll$ ($10 - 100 \Omega$)

c) Basisschaltung



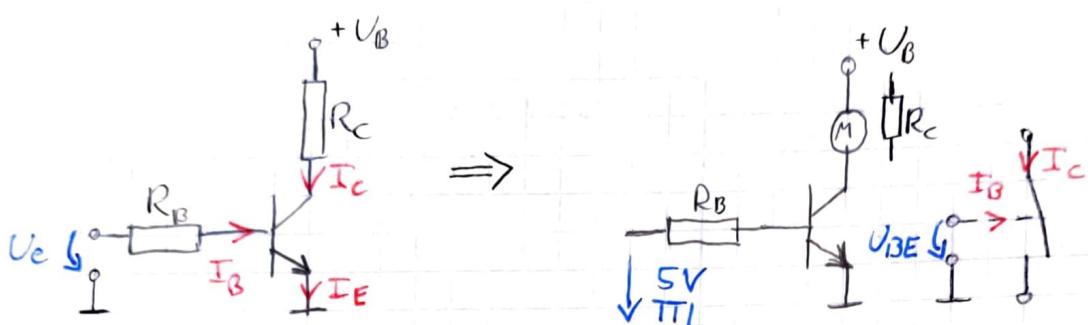
Eing	Ausg
E	B
C	



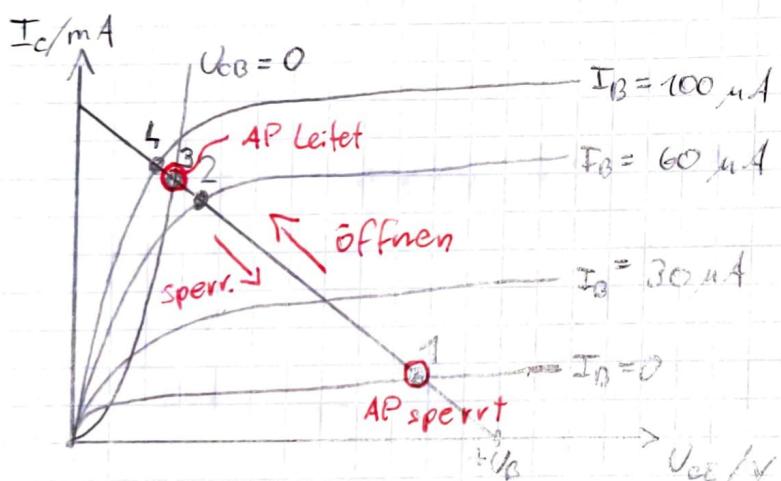
Anwendung: Hochfrequenzverstärker
Eigenschaften:

Transistor als Schalter

- ▷ Transistoren eignen sich zum Schalten von kleinen bis mittleren Lasten.
- ▷ Als Schaltelement dient dabei die Collector-Emitterstrecke. Steuernodes Element ist ol. Spannung U_{BE}

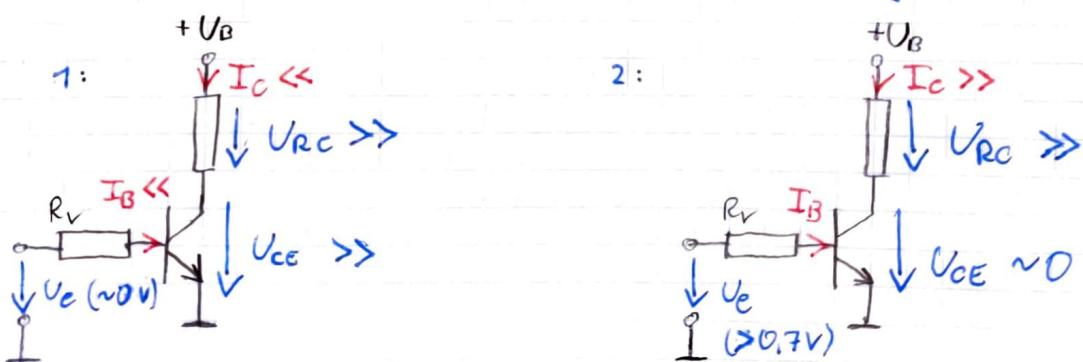


Transistor-Transistor Logik



Es gilt:

- 1) Der Transistor sperrt = Schalter offen
- 2) Der Transistor leitet = Schalter geschlossen



Arbeitspunkt P1

Transistor sperrt

$$I_B = 0 \text{ mA}$$

$$U_{BE} = 0 \text{ V}$$

$$r_{CE} \gg (100 \text{ M}\Omega)$$

$$U_{CE} = U_B$$

$$I_C = 0 \text{ mA}$$

Arbeitspunkt P4

Transistor leitet

$$I_B = 1 \text{ mA}$$

$$U_{BE} = 0,8 \text{ V}$$

$$r_{CE} \ll (4 \text{ }\Omega)$$

$$U_{CE} = 0,2 \text{ V} (= U_{CE, SAT})$$

$$I_C = 100 \text{ mA}$$

Betriebsarten des Schaltransistors:

AP 1: Sperrbetrieb $U_{CE} = U_B$

AP 2: „Nicht übersteuerter Betrieb“ $U_{CE} > U_{BE}$

Es gilt der Zusammenhang

$\beta = \frac{I_C}{I_B}$, welchen man auch als aktiven Betrieb beschreibt.

AP 3: „Übersteuerter Betrieb“

$$U_{CE} = U_{BE} \Rightarrow U_{CB} = 0$$

Die Sperrsicht zwischen Basis und Collector wird abgebaut.

Die BC-Diode wird leitend/niederohmig.

AP 4: Sättigungsbetrieb

Die Sperrsicht ist komplett abgebaut $\rightarrow U_{BE} > U_{CE}$

Der Trans. wird jetzt mit Ladungsträgern überschwemmt.

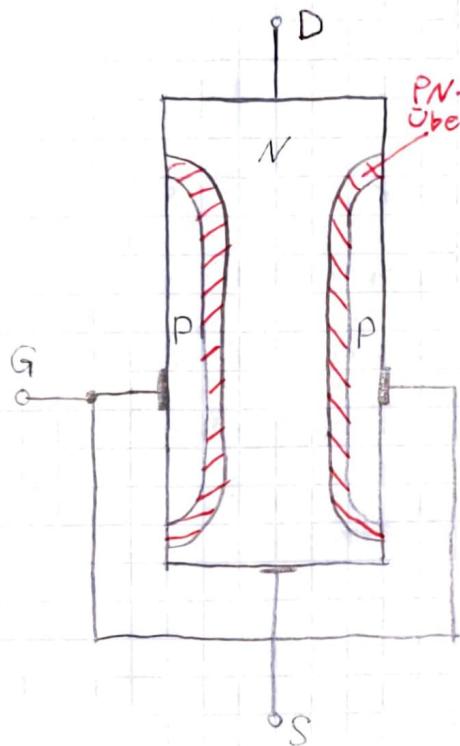
Die Collector-Emitter-Strecke hat ihren niederohmigsten Wert erreicht.

Es verbleibt nur mehr d. Sättigungsspannung $V_{ce,sat}$.

Sperrsicht Feldeffekt Transistoren

JFET
(junction)

Aufbau, Arbeitsweise:

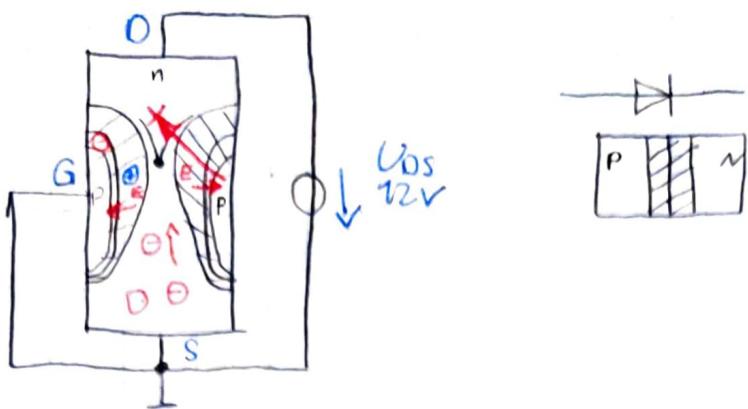


D Drain (Abfluss) $\triangleq C$
G Gate (Steurelektrode) $\triangleq B$
S Source (Quelle) $\triangleq E$

Sperrsicht Feldeffekt Transistoren werden als N-Kanal und als P-Kanal Typen gebaut.

Der aktive Teil eines

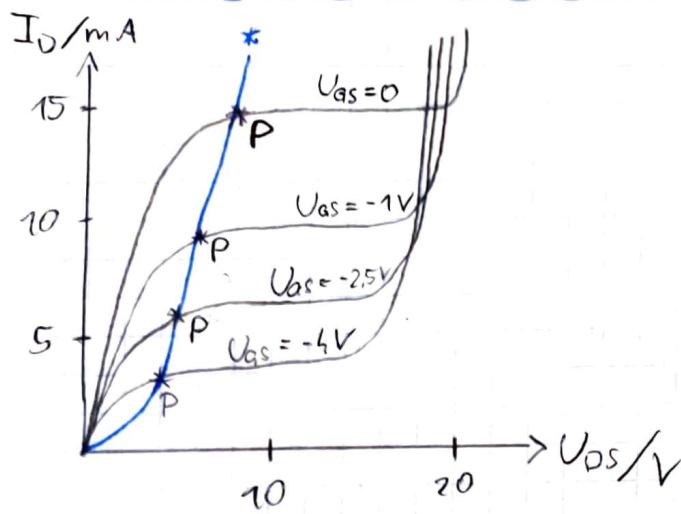
N-Kanal JFET besteht aus einer N-leitenden Kristallstrecke um die herum ein P-leitender Gürtel doltiert ist. Zwischen den N-leitenden Kristallstrecken und dem P-leitenden Gürtel bildet sich eine Sperrsicht aus.
(PN-Übergang)



Die Größe des Elektronenstroms wird bestimmt durch die angelegte Spannung U_{GS} und den Bahnwiderstand r_{DS} des Kanals. Die angelegte Spannung fällt an der Kristallstrecke ab. Es bilden sich zwei Sperrschichten (Raumladungszonen) aus. Diese sind aufgrund der Potenzialverteilung zwischen Drain und Source keilförmig. Wird das Potenzial der Gateelektrode bezogen auf Source negativer gemacht, vergrößert dies die Sperrschicht, oder Kanalquerschnitt wird kleiner. Der Widerstand r_{DS} steigt an, dadurch fließt ein kleinerer Strom I_D . Das Veranlassen einer Sperrschichtbrücke erfordert so gut wie keine Leistung. Der Strom I_D wird durch die Spannung U_{GS} leistunglos gesteuert.

Kennlinienfelder

Ausgangskennlinienfeld / $I_D - U_{DS} - KLF$



* Abschrügungsgrenze

U_P ... pinch off voltage

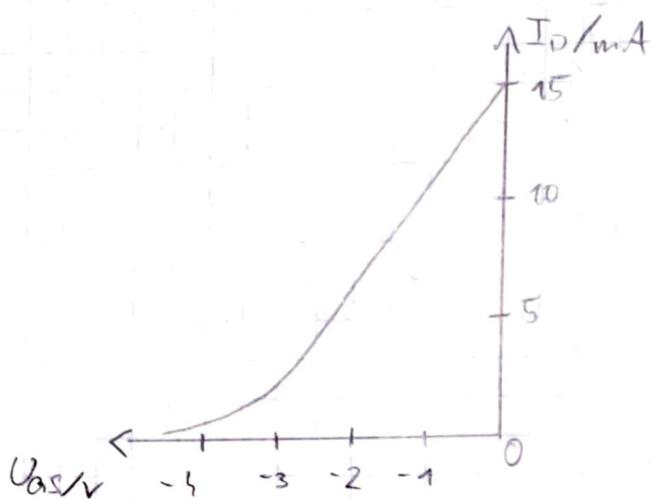
$$r_{DS} = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D}$$

r_{DS} ... different. Ausgangs-
widerstand

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

Output conductance :
(= Ausgangsleitwert)

Steuerkennlinienfeld / $I_{DS} - U_{GS} - KLF$



$$s = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}$$

forward transfer
conductance

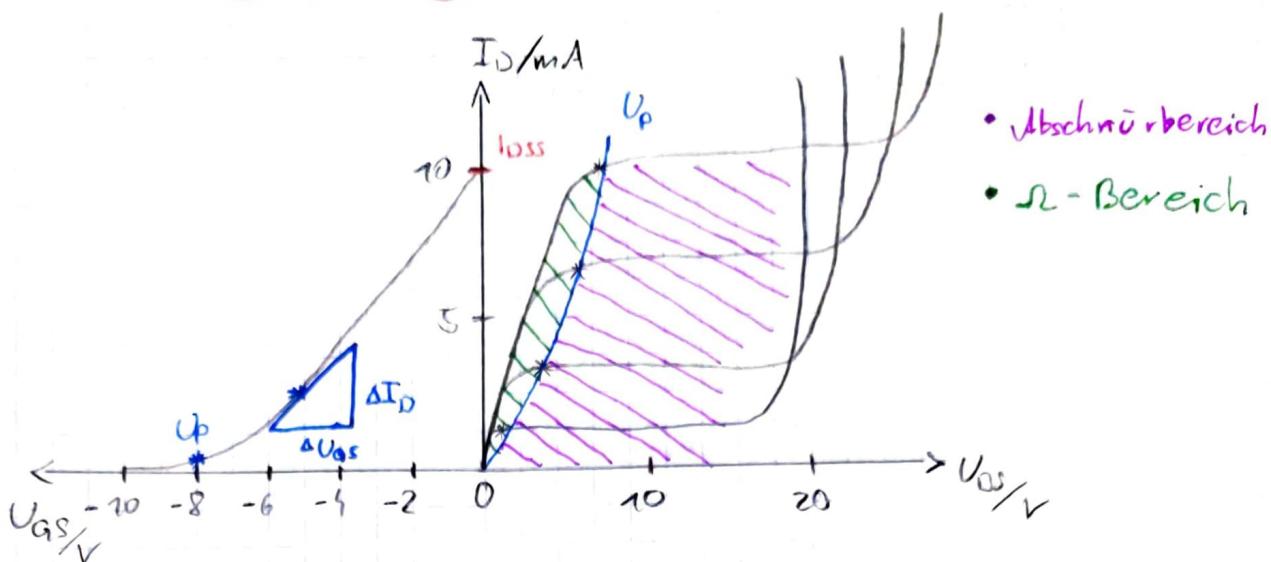
(\approx Steilheit)

$$r_{GS} \approx 10^{10} - 10^{11} \Omega$$

\Rightarrow Es fließt nahezu kein Gleichstrom

Anwendung: Verstärker, Schalterstufen,
Oszillatoren

JFET Kennwerte



- 1) $I_{D,SS}$: Drainstrom bei $V_{GS} = 0V$, dies ist der maximale Drainstrom
- 2) V_p : "pinch-off"-Spannung (Abschnürspg.) vom Hersteller meist als jene Spg. V_{GS} definiert die notwendig ist, um den Drainstrom auf einen def. Wert zu verringern.
 $(I_D = 1 \mu A | V_{DS} = 10V)$
- 3) y_{21} : Kleinsignal Vorwärtsteilheit (A/V)
 $y_{21} = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}$
- 4) Ω -Bereich: Der FET verhält sich wie ein steuerbarer Wobersfano.
- 5) Abschnürbereich: Liefert der AP im Abschnürbereich, wird der FET als Verstärker betrieben.

- 6) $U_{DS, MAX}$: Durchbruch \rightarrow siehe Z-Dio.
- 7) $U_{GS, MAX}$
- 8) P_{tot}

Datenblatt - Recherche:

$$I_{D,ss,MAX} = \sim 20 \text{ mA}$$

$$y_{21,S} = \sim 5 \text{ mS}$$

$$U_{DS, MAX} = \sim 30 \text{ V}$$

$$U_{GS, MAX} = \sim -25 \text{ V}$$

$$P_{tot} = \sim 350 \text{ mW} = I_D \cdot U_{DS}$$

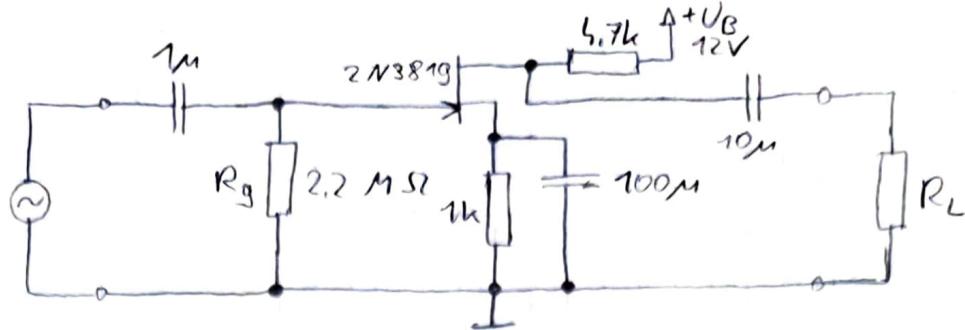
JFET Anwendungen:

- Verstärker
- Konstantstromquellen
- Schalter
- Steuerbare Widerstände

Weiters erfolgt der Einsatz überall dort, wo schaltungstechnisch ein hoher Eingangswiderstand erwünscht ist.

JFETs weisen ein günstiges Rauschverhalten auf.

a) Verstärker (GET 2 S. 204)



▷ Sourceschaltung

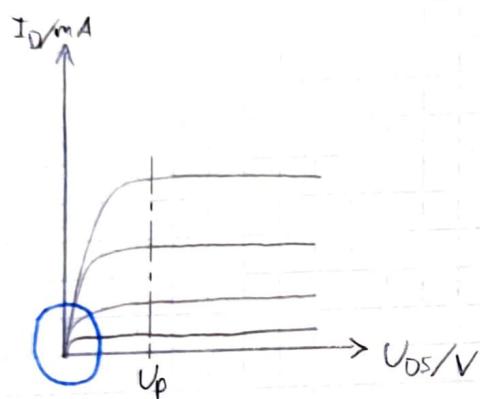
▷ Programm: LT-Spice

- 1) Wie funktioniert ol. Schaltung?
- 2) Wie groß ist ol. Eingangswiderstand?
- 3) Wie groß ist d. Spannungsverstärkung?
- 4) Verlustleistung im Transistor

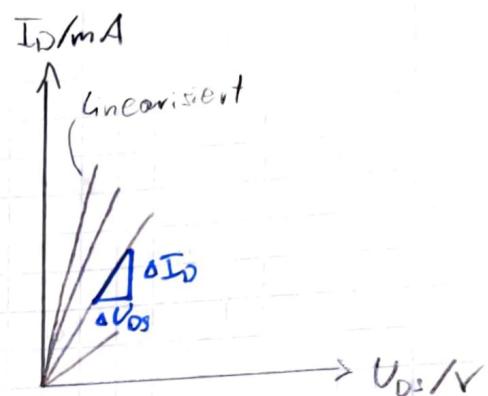
b) steuerbarer Widerstand

Im ohmschen Bereich arbeitet der FET als steuerbarer Widerstand r_{DS} . Für kleine U_{DS} können ohne großen Fehler die Kennlinien linearisiert werden. Der Widerstand ergibt sich aus den Steigungen

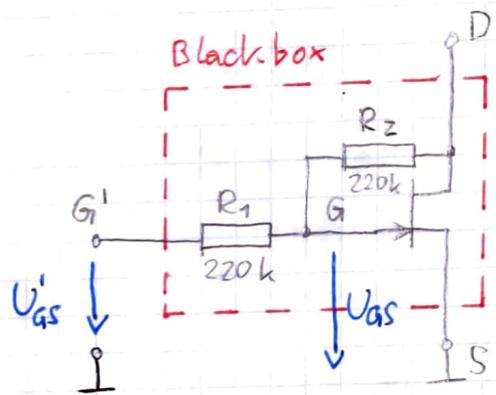
$$\frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D}$$



\Rightarrow



Schaltungsanwendung



$$R_1 \approx R_2 \geq 100\text{k}\Omega$$

R_1, R_2 zur Linearisierung
oder Krümmung in der U_{DS} -/
 I_D -Kennlinie

Steuerung von r_{DS} über U_{GS} .

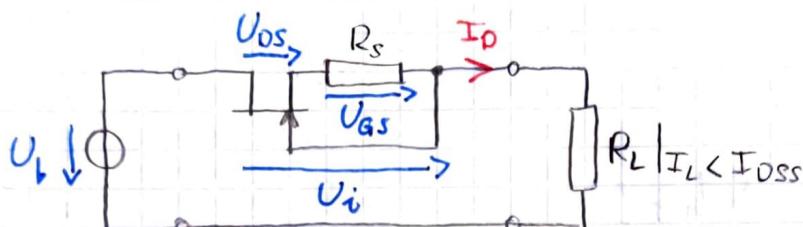
Es gilt: $U_p < U_{GS}, U_{GD} < 0$

1. Teststoff bis hier

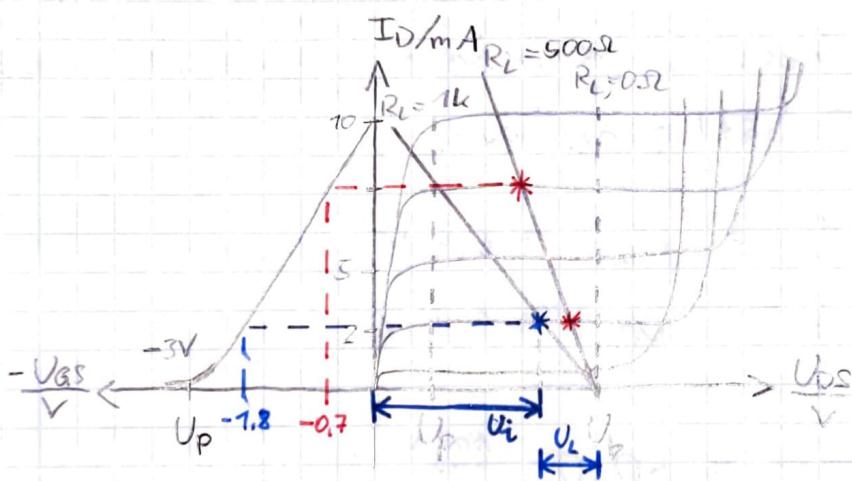
Fokus: Transistor - Bsp.: Zettel

c) Konstantstromquelle

Eine einfache Konstantstromquelle ergibt sich aus einem JFET mit einem in Reihe geschaltetenen Source-Widerstand (R_s). Der über R_s entstehende Spannungsabfall bewirkt eine Gegenkopplung die den Drainstrom I_D konstant hält.



$$U_i = U_{DS} + I_D \cdot R_s$$



- 1) $R_L = 1k\Omega, I_D = 2mA$
- 2) $R_L = 500\Omega, I_D = 2mA \rightarrow -U_{GS} = -1.8V$
- 3) $R_L = 0.5\Omega, I_D = 8mA \rightarrow -U_{GS} = -0.7V$

$$\text{z.B.: } U_b = 12V$$

$$U_p = -3V$$

$$\text{ges.: } R_s \text{ bei } I_D = 8mA$$

aus Steuerkennlinie

$$I_D = 8mA, U_{GS} = -0.7V$$

$$R_s = \frac{|U_{GS}|}{I_D} = \frac{0.7}{8mA} = 87.5\Omega$$

Berechnung: Bestimmung von $|U_{GSL}|$ für den gewünschten I_D aus der Übertragungskennlinie.

$$R_S = \frac{|U_{GSL}|}{I_D}$$

Bsp.: Mittels JFET (2N3818) ist eine einfache Konst. Stromquelle zu realisieren. Dim. R_S so, dass I_L von 2-8 mA eingestellt werden kann.

ges.: R_S , Schaltung, LT Spice - Sim.

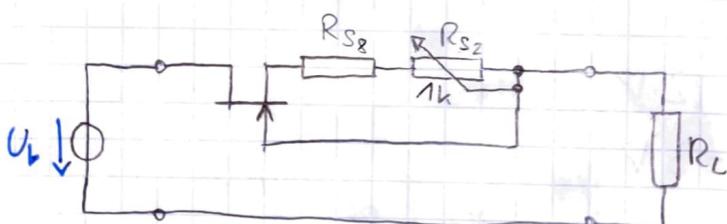
In welchem Betriebsbereich arbeitet der FET. \rightarrow Sättigungsbereich

$$I_D = 8 \text{ mA} \rightarrow |U_{GSL}| = 0,4 \text{ V}$$

$$I_D = 2 \text{ mA} \rightarrow |U_{GSL}| = 1,9 \text{ V}$$

$$R_{S_8} = \frac{0,4 \text{ V}}{8 \text{ mA}} = 50 \Omega \xrightarrow{\text{NORM}} 47 \Omega$$

$$R_{S_2} = \frac{1,9 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 850 \Omega$$



Anwendung als Schalter

MOSFET

fetz

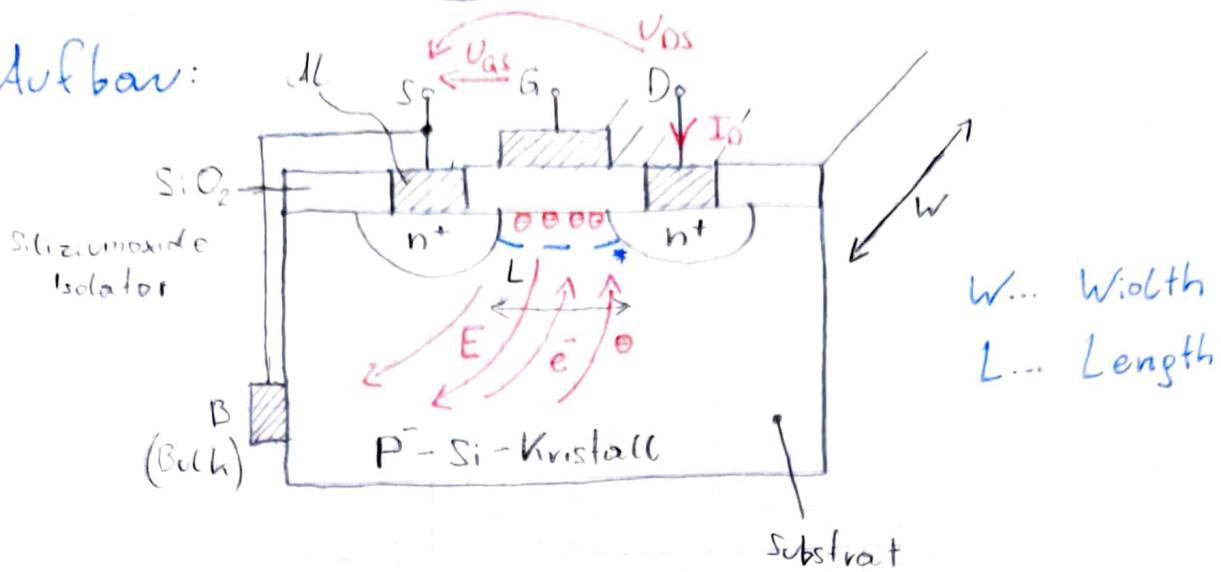
MOS - metal oxide semiconductor

Wie beim JFET gibt es einen P- und einen N-Kanal Transistor, die jeweils auf zwei Arten herstellbar sind.

- 1) „Verarmungstyp“ (selbstleitend, depletion)
- 2) Anreicherungstyp (selbstsperrend, enhancement)

N-Kanal MOSFET (selbstsperrend)

Aufbau:



L ... z.B.

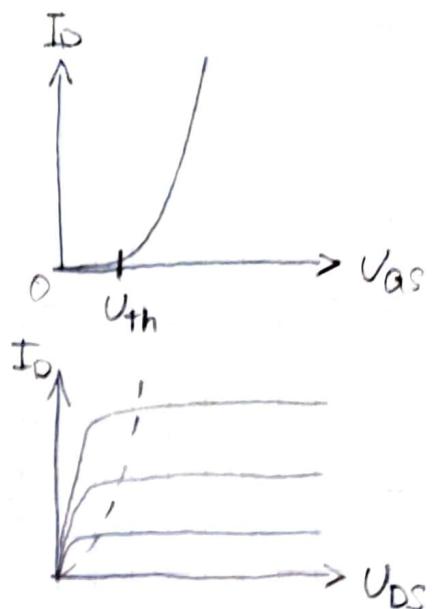
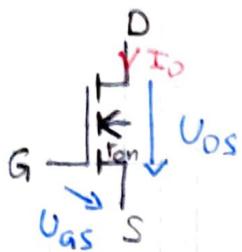
180 nm	1988
80 nm	~2005
12 nm	~2018

* V_{th}
"Threshold"

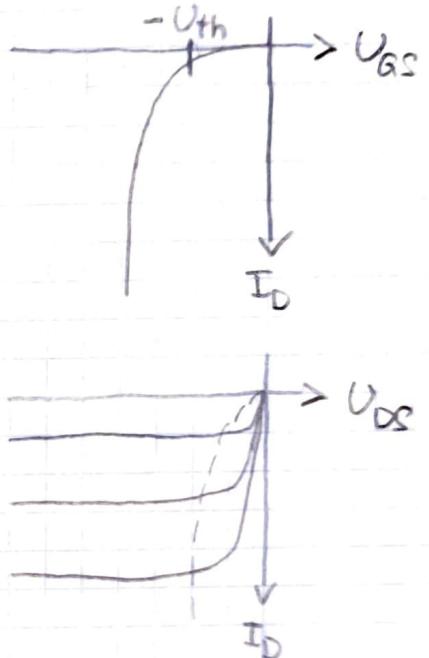
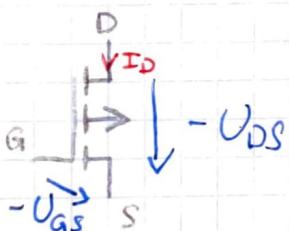
- Anlegen einer pos. Spannung zwischen G & S, sowie D & S.
- Aufbau eines elektr. Feldes von G nach S $\xleftarrow{\vec{E}} \text{S} \xleftarrow{\oplus \ominus} \text{G}$
- Löcher werden aus dem Kanal verdrängt. e^- werden in den Kanal gezogen.
- Es entsteht ab einer gewählten Spannung V_{th} (V_{GS}) ein leitfähiger n-dotierter Kanal

Kennlinien

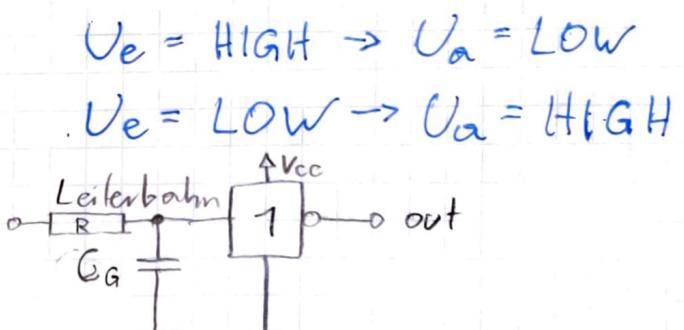
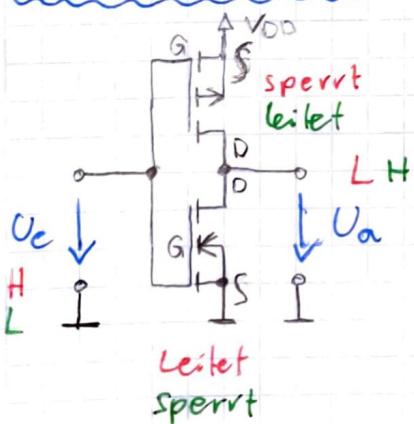
a) n-Kanal MOSFET
selbstsperrend

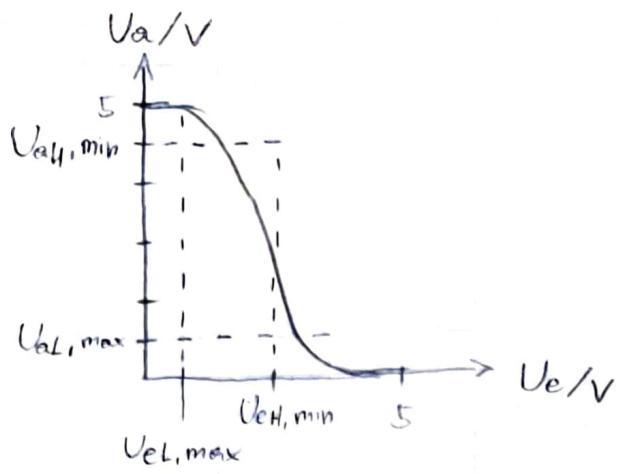


b) p-Kanal MOSFET
selbstsperrend



Anwendung Inverter

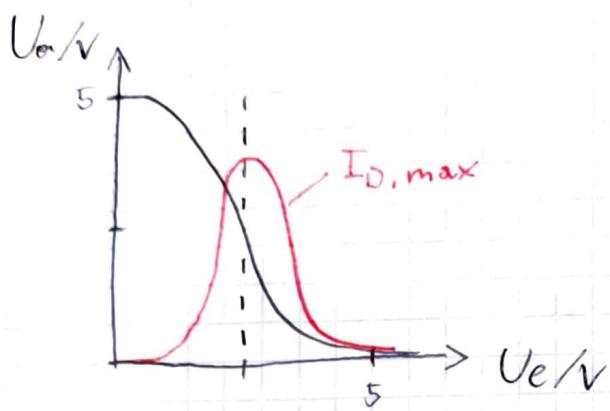




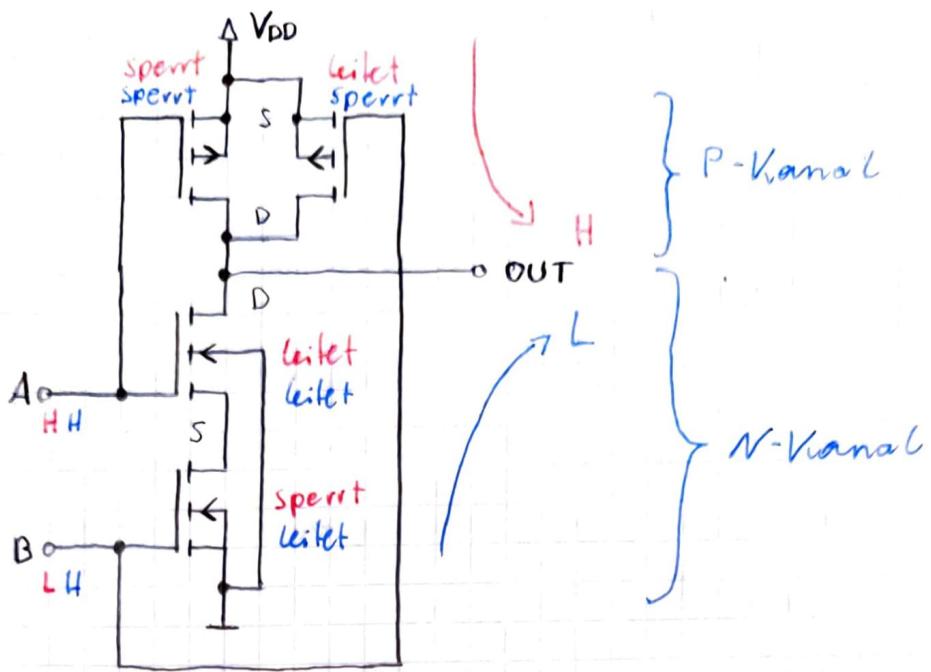
Inverter-Kennwerte
Kennwerte d. Gatters

$$U_{H,\min} / U_{L,\max}$$

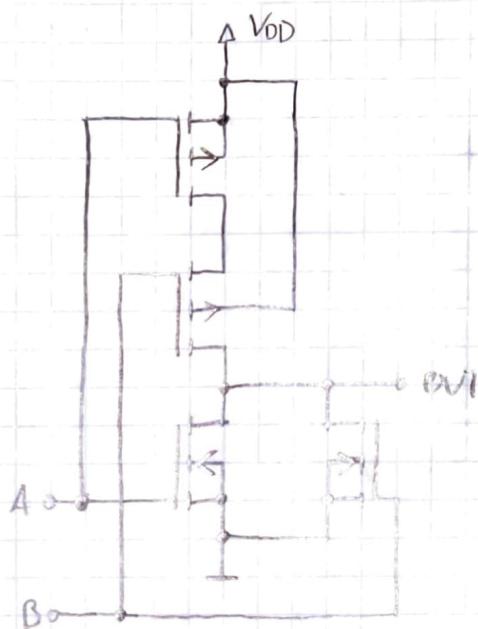
$$U_{L,\min} / U_{L,\max}$$



NAND



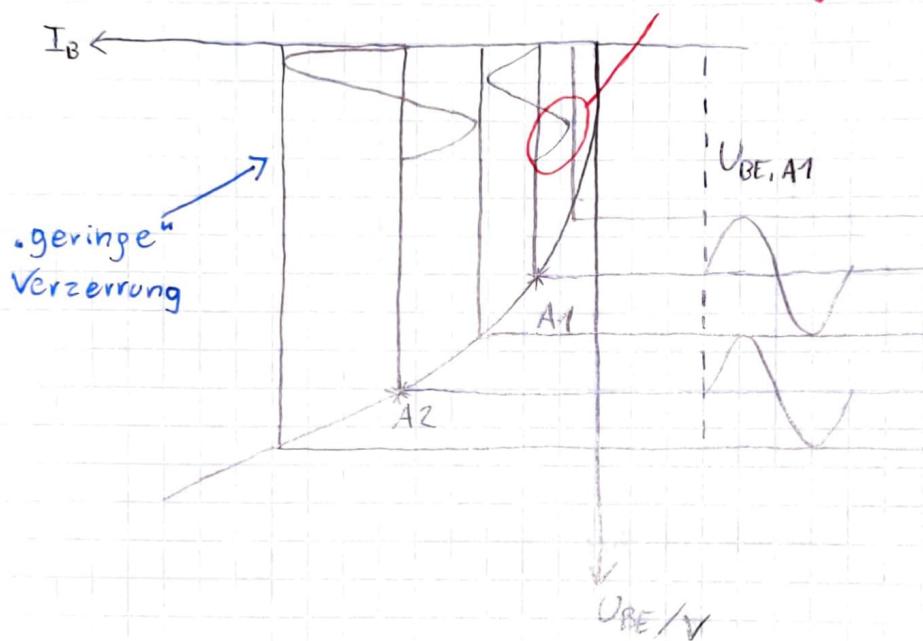
NOR



Kleinsignalverhalten der Emitterorschaltung

Ausgangspunkt der Betrachtung des Kleinsignalverhaltens einer Schaltung ist ein über Gleichspannungen und Gleichströme eingestellter Arbeitspunkt. Die Gleichsignale spielen eine Vermittlerrolle, d.h. das Wechselsignal ist auf die Gleichsignalgröße aufgeprägt.

Störung auf i_B



Bei der Ausssteuerung um den Arbeitspunkt werden die Abweichungen der Spannungen und Ströme als Kleinsignalspannungen und -ströme bezeichnet.

Man definiert:

$$u_{BE} = U_{BE} - U_{BE,A}$$

$$u_{CE} = U_{CE} - U_{CE,A}$$

$$i_B = I_B - I_{B,A}$$

$$i_C = I_C - I_{C,A}$$

Die Ermittlung d. Kleinsignalparameter erfolgt durch Linearisierung der Kennlinien im Arbeitspunkt.

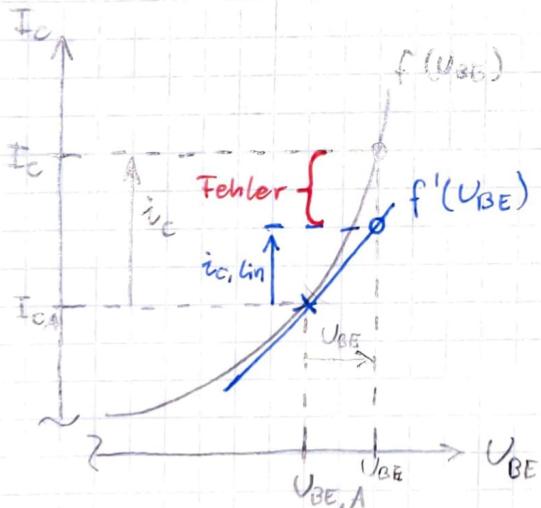
Mathem. Hintergrund:

Zur Linearisierung führt man eine Taylor-Reihen-Entwicklung im AP durch und bricht nach dem linearen Glied ab.

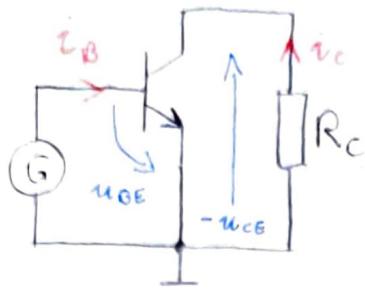
$$\text{z. B. } f(x) = f(0) + \frac{f'(0)}{1!} x + \frac{f''(0)}{2!} x^2 + \frac{f'''(0)}{3!} x^3 + \dots$$

Anmerkung: AP: $x = 0$

Durch sl. Linearisierung erhält man in jedem AP eine Geradengleich. oder Form $y = kx + d$ für die jeweilige Größe.

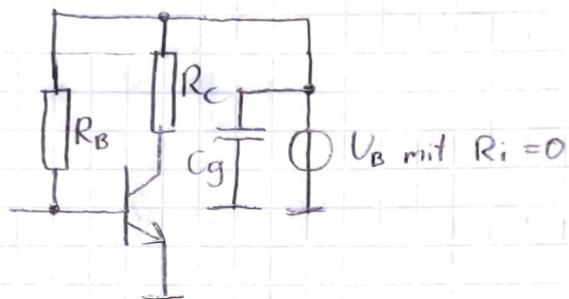


Kleinsignalparameter

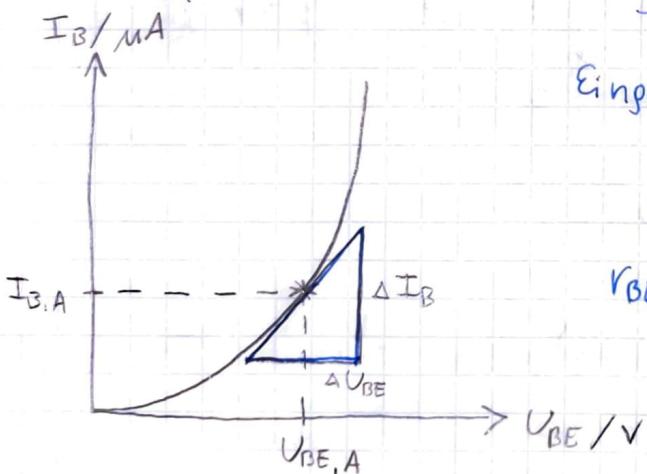


a) Betrachtung von reinen Wechselgrößen
AP-relevante Größen entfallen

b) U_B mit $R_i = 0$ bezogen auf Wechselgrößen.



a) Differentieller Eingangswiderstand

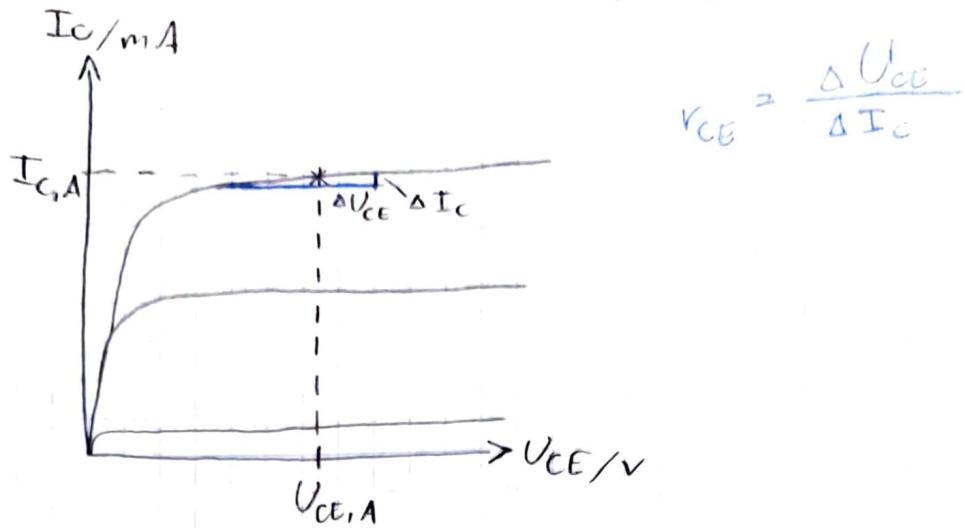


Eingangskennlinie

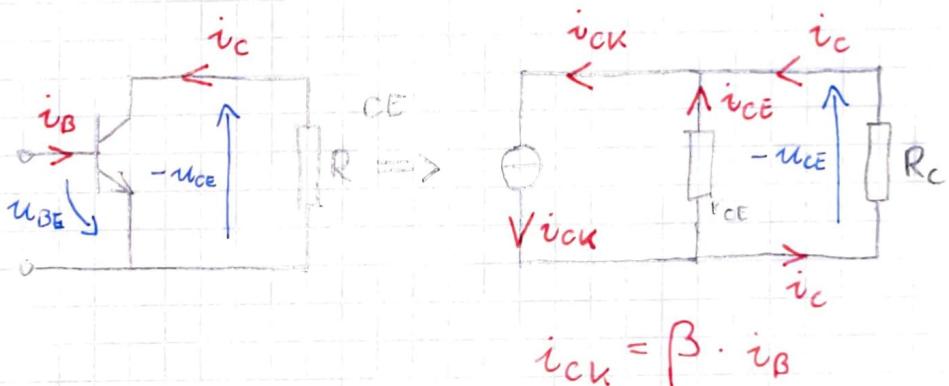
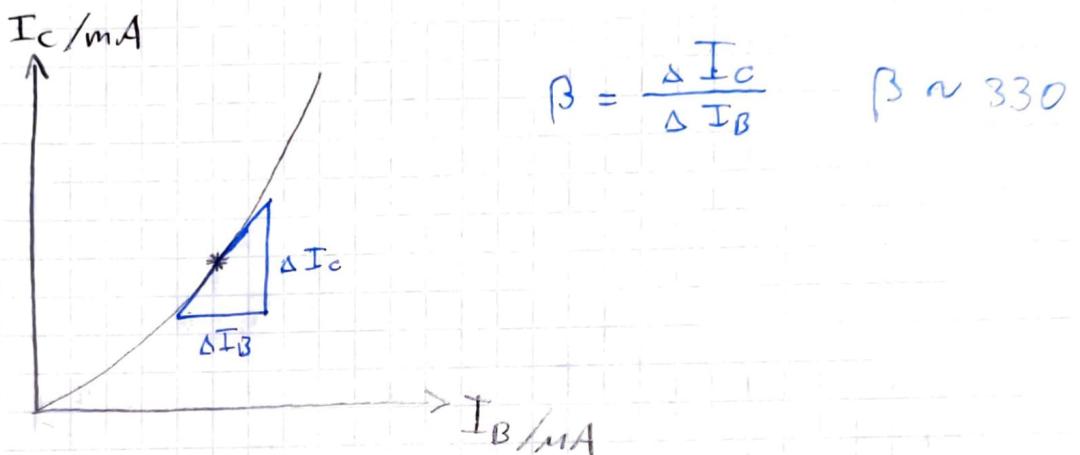
$$I_B = f(U_{BE})$$

$$R_{BE} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B}$$

b) Differentieller Ausgangswiderstand



c) Differentielle Stromverstärkung



Die CE-Strecke wird bezüglich des Signalverhaltens durch eine Stromquelle mit d. Innenwiderstand r_{CE} ersetzt. Der max. Wechselstrom, den die Quelle abgeben kann hängt vom eingespeisten

Basiswechselstrom I_B und d. Stromverstärkung β ab.

d) Rückwirkung

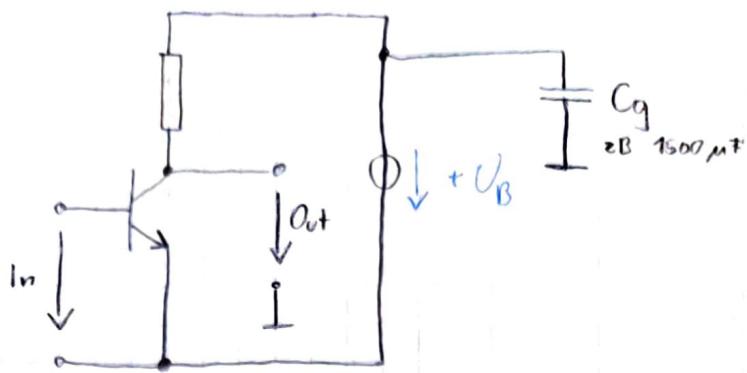
Legt man eine Signalquelle am Transistorausgang an, kann man eine sehr kleine Wechselspannung zwischen Basis und Emitter feststellen.

Der Transistorausgang wirkt auf den Eingang zurück.

Regelungstechnisch betrachtet spricht man von einer Gegenkopplung, welche die Schaltungseigenschaften beeinflusst.

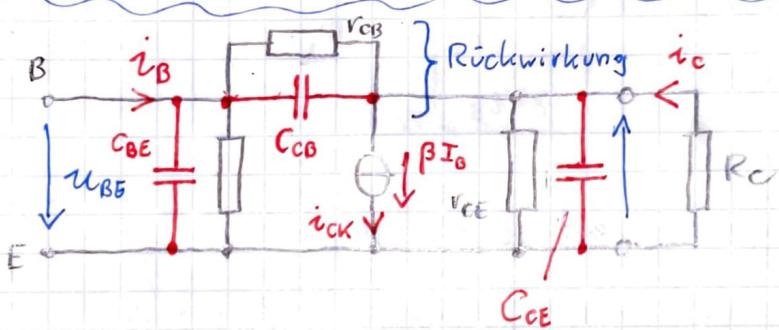
Die Modellierung der Rückwirkung erfolgt mittels eines Widerstandes und einer Kapazität zwischen Collector & Basis ($C_{CB} \sim 0,1 - 20 \text{ pF}$, $R_{CB} \sim M\Omega$).

Ersatzschaltbild nach Giacoleto



Wechselstrommäßig betrachtet liegt der Punkt $+U_B$ durch den Glättungskondensator der Spannungsversorgung auf Masse.

Zusammenhang d. Kleinsignalparam.



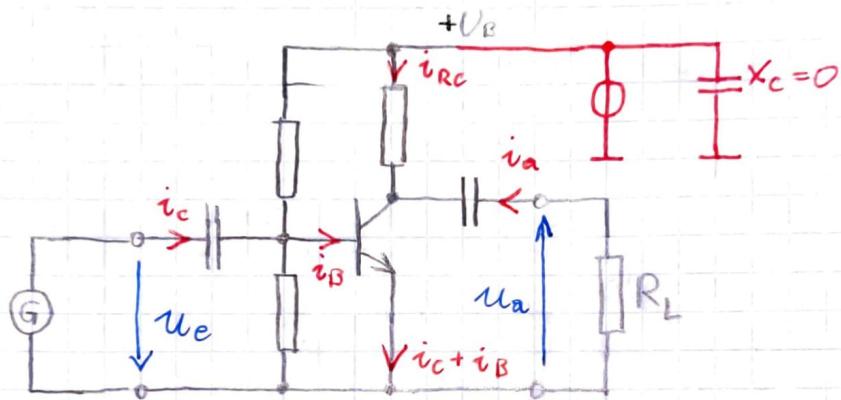
Die Größen C_{BE} , C_{CB} , C_{CE} werden erst ab höheren Frequenzen wirksam. Sie können daher bei „tiefen“ Frequenzen vernachlässigt werden.

Kleinsignalverhalten d. Emitterschaltung

Annahme: AP eingestellt

Betrachtung: Kleinsignalverstärker,
d.h. Signalamplituden sind klein
gegenüber den Strömen & Spannungen
im Arbeitspunkt.

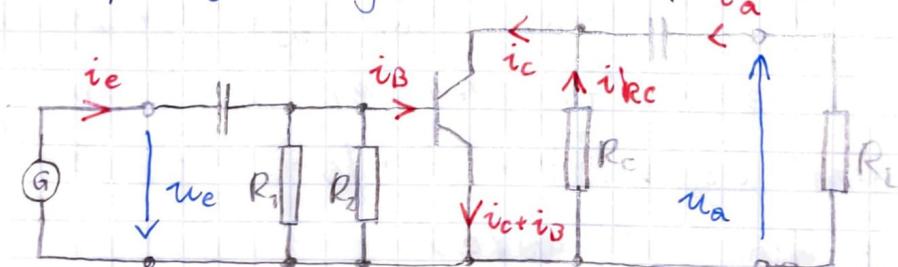
Überführen der Emitterschaltung in das
Kleinsignal - ESB



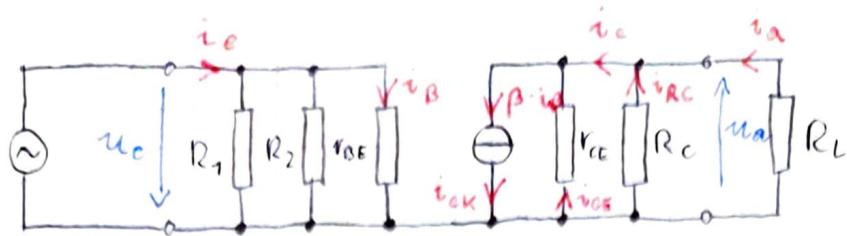
X_C für Signalwechselströme = 0

U_B mit $R_i = 0$ wirkt als Kurzschluss

→ R_1, R_2 liegen auf \perp i_a



Einsetzen des Niederfrequenz - ESB



ges. sinol: v_u, v_i, v_p, v_e, v_a

a) Spannungsverstärkung v_u

$$i_{CK} = \beta \cdot i_B$$

$$u_a = \beta \cdot i_B (R_L \parallel R_C \parallel r_{CE})$$

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

$$\hookrightarrow v_u = \frac{u_a}{u_e} = \beta \cdot \frac{r_{CE} \parallel (R_L \parallel R_C)}{r_{BE}}$$

$$v_u \approx \beta \cdot \frac{R_L \parallel R_C}{r_{BE}}, \text{ weil } r_{CE} \gg$$

$$\text{Bsp.: } r_{BE} = 4,5 \text{ k}\Omega$$

$$R_C = 2 \text{ k}\Omega$$

$$R_L = 2 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 330$$

$$v_u \approx 330 \cdot \frac{2 \text{ k} \parallel 2 \text{ k}}{4,5 \text{ k}} = 330 \cdot \frac{1 \text{ k}}{4,5 \text{ k}} = 73,3$$

Man sieht: v_u ist umso größer, je größer oder Widerstand $R_C \parallel R_L$ ist.

$\rightarrow R_C \parallel R_L$ größer wählen

v_u ist abhängig von β und rel. groß

\hookrightarrow Wertebereich: 300 - 1000

b) Stromverstärkung V_i

$$V_i = \frac{i_a}{i_e} \quad i_e = \frac{u_e}{r_e} \approx \frac{u_e}{r_{BE}} \sim i_B$$

$$r_c = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{BE}$$

In der Praxis sollte man R_1, R_2 sehr hochohmig wählen (\rightarrow wegen oler Querstrombelastung) $\rightarrow r_e \approx r_{BE}$
 $(500 = 10k\Omega)$

$$\frac{i_a}{i_{CK}} = \frac{R_C \parallel R_L \parallel r_{CE}}{R_L} \rightarrow i_a = \beta \cdot i_B \cdot \frac{R_C \parallel R_L \parallel r_{CE}}{R_L}$$

$$V_i = \frac{i_a}{i_e} = \frac{i_B \cdot \beta}{i_B} \cdot \frac{R_C \parallel R_L \parallel r_{CE}}{R_L}$$

$$\text{für } r_{CE} \gg \text{ gilt } V_i = \beta \cdot \frac{R_C \parallel R_L}{R_L} = \beta \cdot \frac{1}{R_L} \cdot \frac{R_C \cdot R_L}{R_C + R_L}$$

$$V_i = \beta \cdot \frac{R_C}{R_C + R_L}$$

c) Leistungsverstärkung V_p

$$V_p = \frac{P_o}{P_e} = \frac{u_a \cdot i_a}{u_e \cdot i_e} \quad i_e \approx i_B$$

$$V_p = V_u \cdot V_i \rightarrow \text{sehr hohe Leistungsverstärkung}$$

c) Eingangs- u. Ausgangswiderstand

$$r_e = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{BE} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \parallel r_{BE}$$

▷ Meist werden R_1, R_2 hochohmig gewählt

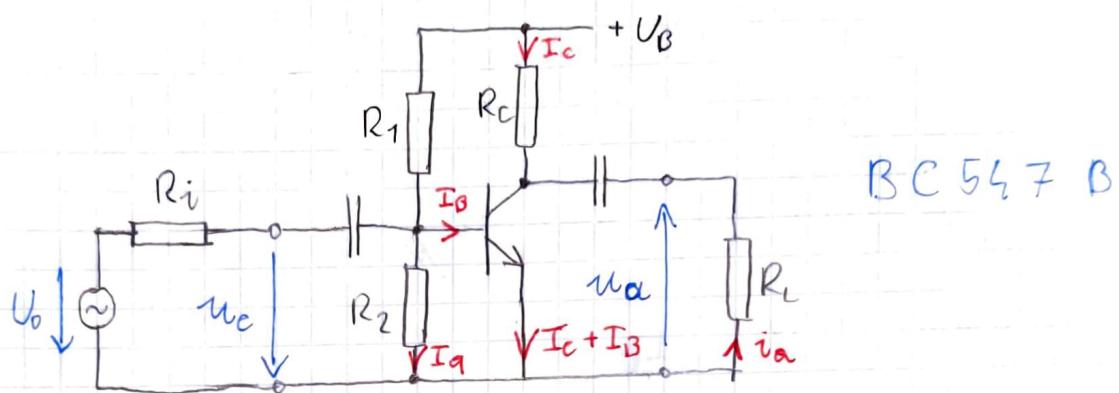
▷ r_{BE} bestimmt dann mit olen Eingangswolst. (einige kΩ)

$$r_a = R_c \parallel r_{ce} \rightarrow \text{es gilt allgemein:}$$

$$r_{ce} \gg R_c \rightarrow r_a = R_c$$

Der Ausgangswiderstand wird durch den Collectorwiderstand bestimmt.

Bsp.: Berechnung einer Emitterorschaltung zur Kleinsignalverstärkung



$$\text{geg.: } U_{o, \text{eff}} = 1 \text{ mV}, \quad R_i = 3 \text{ k}\Omega$$

$$\text{Last: } R_L = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 100 \text{ Hz} - 10 \text{ kHz}$$

$$U_{a, \text{eff}} = 30 \text{ mV}$$

$$U_B = 20 \text{ V}$$

$$1) \quad V_{ug} = \frac{U_a}{U_e} = \frac{30 \text{ mV}}{1 \text{ mV}} = 30$$

2) Abschätzung des Collector Gleichstroms

$$\hat{U}_a = \sqrt{2} \cdot U_{a, \text{eff}} = \sqrt{2} \cdot 30 \text{ mV} = 42,4 \text{ mV}$$

$$i_a = \frac{\hat{U}_a}{R_L} = \frac{42,4 \text{ mV}}{1 \text{ k}} = 42,4 \mu\text{A}$$

gewählt: $I_c = 2 \text{ mA} \Rightarrow i_a^+ (42 \mu\text{A})$

- 3) r_{BE} aus Datenblatt: $r_{BE} = h_{ie} = 4,5 \text{ k}\Omega$
4) r_{CE} aus Datenblatt: $h_{oe} = 30 \mu\text{s} \rightarrow r_{CE} = \frac{1}{h_{oe}} = 33,3 \text{ k}\Omega$
5) β aus Datenblatt: $\beta = 330$
(small signal current gain)
 $\beta = 290$
(DC current gain)

6) Bestimmen v. R_1 & R_2 (hochohmig gegen -
über r_{BE})

$$I_B = \frac{I_c}{\beta} = \frac{2 \text{ mA}}{290} = 6,9 \mu\text{A}$$

$$I_q = 2 \dots 10 \cdot I_B$$

$$I_q = 5 \cdot I_B = 5 \cdot 6,9 \mu\text{A} = 34,5 \mu\text{A}$$

$$R_2 = \frac{U_{BE}}{I_q} = \frac{0,63 \text{ V}}{34,5 \mu\text{A}} = 17,87 \text{ k}\Omega$$

U_{BE} ... aus der Spannungssteuerungskennlinie

$$R_1 = \frac{U_B - U_{BE}}{I_q + I_B} = \frac{20 \text{ V} - 0,63 \text{ V}}{(34,5 + 6,9) \mu\text{A}} = 468,35 \text{ k}\Omega$$

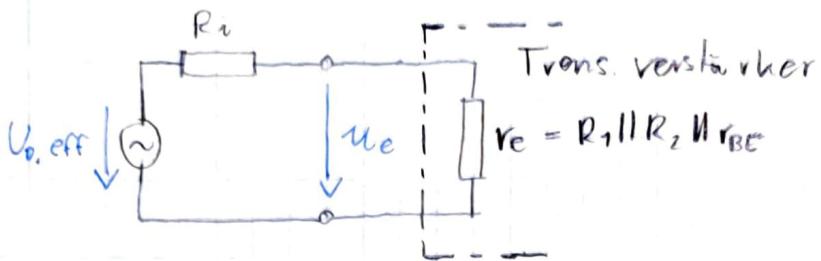
7) Berechnung des Eingangswiderstandes

$$r_e = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{BE}$$

$$R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{17,87 \text{ k} \cdot 468,35 \text{ k}}{486,37 \text{ k}} = 17,3 \text{ k}\Omega$$

$$r_e = r_{BE} \parallel 17,3 \text{ k}\Omega = 3,57 \text{ k}\Omega$$

8) Ermitteln der Eingangsspannung an einer Schaltung



Die an der Schaltung anliegende Eingangsspg. wird über den Spannungssteiler des Generator innenwiderstandes und dem resultierenden Eingangswiderstand errechnet.

$$U_{e,eff} = \frac{r_e}{R_i + r_e} U_{o,eff}$$

$$U_{e,eff} = \frac{r_e}{R_i + r_e} \cdot U_{o,eff} = \frac{3,57 \text{ k}\Omega}{4,57 \text{ k}\Omega} \cdot 1 \text{ mV} = 0,54 \text{ mV}$$

9) Ermittlung von R_c aus oder geforderten Spannungsverstärkung

$$V_u = \frac{U_a}{U_e} = \frac{U_{a,eff}}{U_{e,eff}} = \frac{30 \text{ mV}}{0,54 \text{ mV}} = 55$$

$$V_u = \beta \cdot \frac{r_{ce} || R_c || R_L}{r_{be}} \quad (R_c \text{ nicht gegeben})$$

$$V_u = \frac{\beta}{r_{be}} \cdot r_a || R_L$$

$$r_a = R_c || r_{ce}$$

Auflösen nach r_a

$$V_u = \frac{\beta}{r_{BE}} \cdot \frac{r_a \cdot R_L}{r_a + R_L}$$

$$V_u (r_a + R_L) \cdot \frac{r_{BE}}{\beta} = r_a \cdot R_L$$

$$V_u \cdot \frac{r_{BE}}{\beta} \cdot r_a - r_a \cdot R_L = - V_u \frac{r_{BE}}{\beta} R_L$$

$$r_a = \frac{V_u \frac{r_{BE}}{\beta} \cdot R_L}{R_L \cdot \frac{r_{BE}}{\beta} - V_u} = \frac{V_u \cdot R_L}{R_L \cdot \frac{\beta}{r_{BE}} - V_u}$$

$$r_a = \frac{55 \cdot 1k\Omega}{1k\Omega \cdot \frac{330\Omega}{4,5k\Omega} - 55} = 3,1 k\Omega$$

$$r_a = R_C \parallel r_{CE}$$

R gesucht

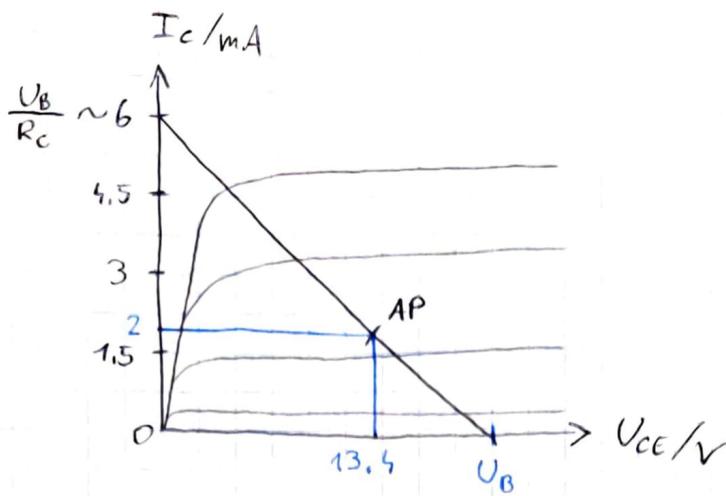
$$r_{CE} = \frac{R_C \cdot r_{CE}}{R_C + r_{CE}}$$

$$R_C = \frac{r_a \cdot r_{CE}}{r_{CE} - r_a} = \frac{3,1k \cdot 33,3k}{33,3k - 3,1k} = 3k3$$

10) Ermittlung von U_{CE} am Transistor

$$U_{CE} = U_B - I_C \cdot R_C = 20V - 2mA \cdot 3,3k\Omega$$

$$U_{CE} = 13,4V$$



11) Ermittlung der Koppelkondensatoren

Einschub: Tiefpass / Hochpass

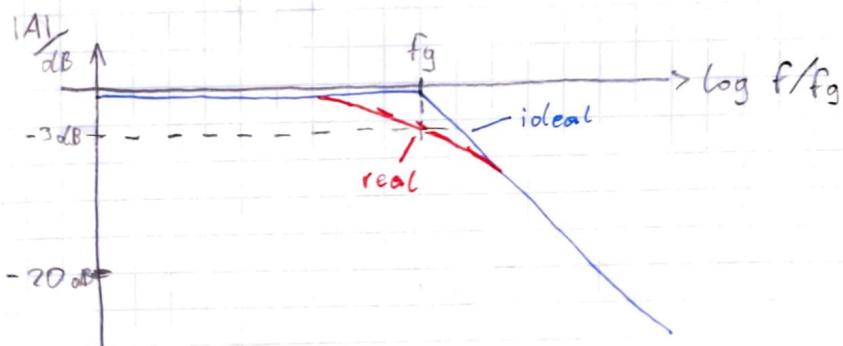


$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{\frac{j\omega RC + 1}{j\omega C}} = \frac{1}{j\omega RC + 1}$$

$$\Rightarrow \text{Betrag} \quad \sqrt{R^2 + \text{Im}^2}$$

$$\Rightarrow \text{Phase} \quad \arctan \frac{\text{Im}}{R}$$

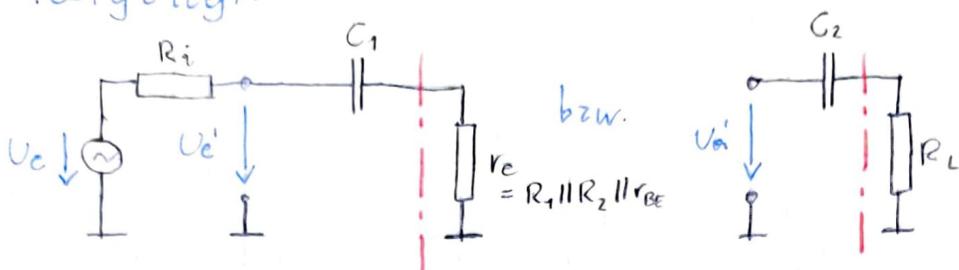
$$|A| = \left| \frac{U_a}{U_e} \right| = \frac{1}{\sqrt{(1)^2 + (\omega RC)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}$$



$$\left| \frac{U_a}{U_e} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_g^2 R^2 C^2}}$$

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{gilt für HP/TP}$$

C_1 & C_2 bilden jeweils mit r_e & R_L einen Hochpass, die gewünschte Grenzfrequenz wird durch die Bestimmung von C festgelegt.



Für C_1 ist der Widerstand oder berechnete Eingangswiderstand (r_e) oder Schaltung, während für C_2 oder Lastwiderstand R_L der nachfolgenden Stufe wirkt.

$$f_g = \frac{1}{2\pi R C}$$

$$f_{g1} = \frac{1}{2\pi r_e' C_1} \quad \text{mit } r_e' = R_i + r_e$$

$$f_{g1} = \frac{1}{2\pi C_1 \cdot (3k + 3,57k) \Omega} \Rightarrow \text{mit } f_{g1} = 100 \text{ Hz}$$

$$\Rightarrow C_1 = 242 \text{ nF}$$

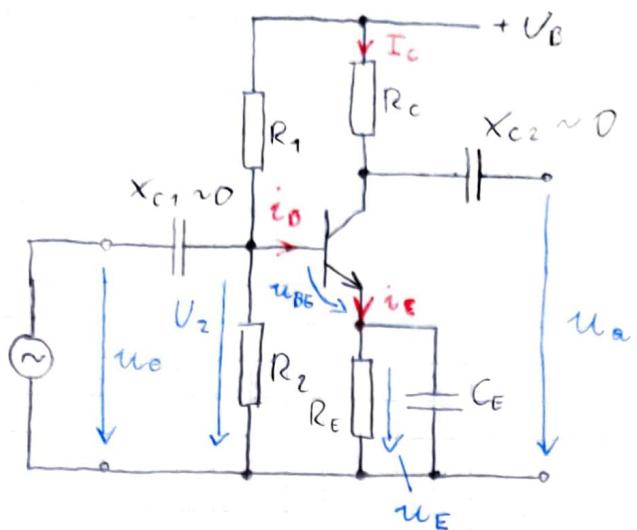
$$f_{g2} = \frac{1}{2\pi R_L C_2}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot 1k\Omega \cdot 100 \text{ Hz}} = 1,59 \mu\text{F}$$

Kopplung von Verstärkerstufen

Die Ankopplung von Signalgenerator oder Lastwiderst. kann auf verschiedene Weisen hergestellt werden (galvanisch, induktiv, kapazitiv). In weiterer Folge sollte nur die kapazitive Kopplung betrachtet werden.

Qualitative Betrachtung d. Stromgegenkopplung



Annahmen:

$$r_{ce} \gg R_c$$

$$i_c = \beta \cdot i_B$$

$$i_c \approx i_E$$

Kleinsignalverhalten! :

Der Spannungsabfall

u_E an R_E wirkt

$u_E (U_2)$ entgegen.

Als Steuerspannung für T_1

wirkt nur der Teil

$$u_{BE} = u_e - u_E$$

Erklärung:

$$U_2 = \text{konst.}$$

$$U_{BE} = U_{BE,A} + u_{BE}$$

$$U_E = U_{E,A} + u_E$$

$$U_{BE} + U_E = U_2 = \text{konst.}$$

$$= U_{BE,A} + \overset{\uparrow}{u_{BE}} + U_{E,A} + \underset{\downarrow}{u_E}$$

Signalverstärkung v_u sinkt. Je kleiner U_{BE} , umso kleiner ist u_a

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

$$u_E = i_E \cdot R_E$$

Vernachlässigbar

$$\underbrace{\beta \cdot i_B + i_O}_{\approx i_B} \Rightarrow \beta \cdot i_B \approx i_C \approx i_E$$

i_C

$$u_E = i_B \cdot \beta \cdot R_E$$

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

$$u_E \approx \beta \cdot u_{BE}$$

Wenn $r_{BE} = R_E$
(Größenordnung),
dann ist u_E
etwa β -mal so
groß wie u_{BE} .
Dann gilt $u_E = u_{BE}$

$$V_u = \frac{u_a}{u_E} = \frac{i_E \cdot R_C}{i_E \cdot R_E}$$

$$V_u = \frac{R_C}{R_E} \quad \text{ohne Verbraucher}$$

$$V_u = \frac{R_C || R_L}{R_E} \quad \text{mit Verbraucher}$$

Bsp.: $R_C = 1k\Omega$

$$r_{BE} = 1,5k\Omega$$

$$R_E = 1k\Omega$$

$$\beta = 150$$

$$V_u \text{ ohne Gegenkopplung: } V_u = \beta \cdot \frac{R_C}{r_{BE}}$$

$$V_u = 150 \cdot \frac{1k}{1,5k} = 100$$

$$V_u \text{ mit Gegenkopplung: }$$

$$V_u = \frac{R_C}{R_E} = 1$$

Man sieht: Die Stromgegenkopplung bewirkt eine Verkleinerung von v_u . Die Verstärkung ist durch ein Widerstandsverhältnis bestimmt, anstatt von frequenzabhängigen Kleinsignalparametern (β , r_{BE}).

So lange $\beta \cdot r_{BE}$ sehr viel größer als r_{BE} gilt: Kann v_u durch die Wahl von R_B und R_C beliebig eingesetzt werden.

Eingangswiderstand: $r_{e,Tr} = R_E + r_{BE}$

$$r_{e,Tr} = \frac{v_e}{i_B} = \frac{i_B \cdot r_{BE} + \beta \cdot i_B \cdot R_E}{i_B} = r_{BE} + \beta \cdot R_E$$

Durch die Gegenkoppl. wird der Eingangswidst. erheblich vergrößert (Faktor β)

Näherungsweise gilt: $r_{e,Tr} = \beta \cdot R_E$

$$r_e = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{e,Tr}$$

Ausgangswiderstand: $r_o = R_C \parallel r_{CE}$ (ohne Last)

Zusammenfassung:

- 1) Durch die Gegenk. wird v_u verkleinert
- 2) Durch die Gegenk. wird v_u weitgehend unabhängig von den off. Transistorgrößen
- 3) Durch die Gl. werden die Signalverzerrungen kleiner
- 4) Durch die Gl. wird r_e erheblich vergrößert

Praktische Bedeutung ol. Emittersch.

Die Emitterschaltung hat gegenüber modernen Anwendungen (ASIC) erhebliche Nachteile, diese sind:

- V_u gering
- r_e oft zu niedrig
- r_a relativ hoch

Sie findet daher nur mehr in den einfachsten Audioanwendungen ihren Einsatz. Die Emitterschaltung wurde durch OPV's und ASIC's weitgehend ersetzt.

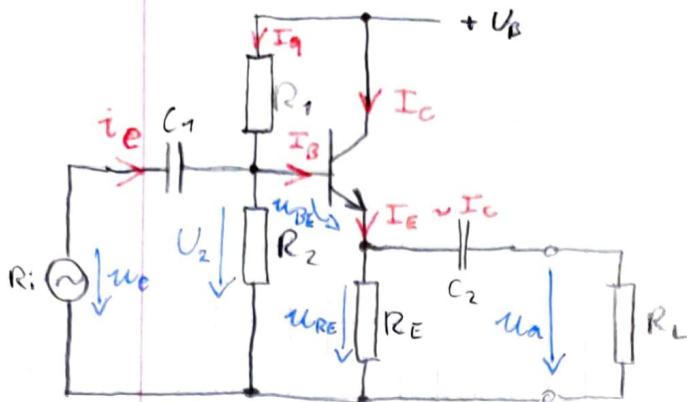
Als Teil von hochintegrierten Anwendungen spielt sie weiterhin eine große Rolle, deswegen ist es wichtig ihre Wirkungsweise zu kennen.

ASIC = Application Specific Integrated Circuit

2. Teststoff:

- Kleinsignalverhalten ol. Emitterschaltung
 - > differentielle Größen
 - > Taylor
 - > Giacoleto
 - > ESB Kleinsignalverhalten
 - > ESB mit Stromgegenkopplung oder Kleinsignalverhalten

Kleinsignalverhalten der Collector-Schaltung



AP-Einstellung:

$$U_{CE} \approx \frac{1}{2} U_B$$

$$U_E \approx \frac{1}{2} U_B$$

$$U_E \text{ min. } 1V$$

wenn $U_2 = U_{BE} + U_E = \text{konst.}$ gilt u_{RE}
und U_{BE} aufgefeilt werden

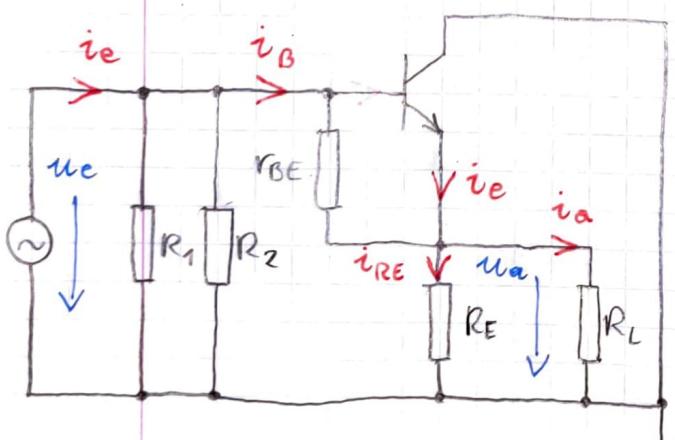
$$= U_{BE} + \Delta U_{BE} + U_E - \Delta U_E$$

$$\Delta U_{BE} = \Delta U_E$$

\Rightarrow Gleichstrom gegenl. vorhanden wegen R_E

Kleinsignalverhalten

Es gilt: $R_i, X_{C_1}, X_{C_2} \ll$

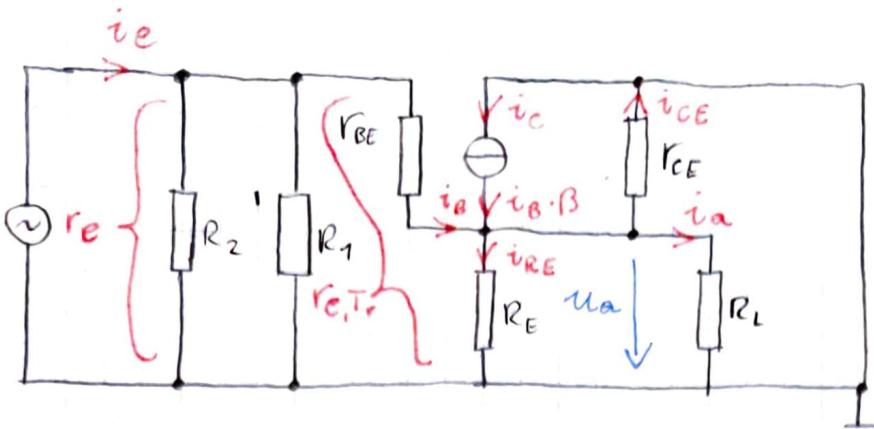


Spannungsverstärkung

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

$$u_e \uparrow \rightarrow i_B \uparrow \rightarrow \beta \cdot i_B (= i_c) \rightarrow i_e \uparrow \rightarrow u_a \uparrow$$

$\Rightarrow u_a$ und u_e sind gleichphasig $\varphi = 0^\circ$



$$i_{RE} \downarrow \begin{matrix} i_E \\ i_B \end{matrix} \quad i_E = i_B + i_C = i_B + \beta \cdot i_B \\ = (\beta + 1) i_B$$

$$u_e = i_B \cdot r_{BE} + i_E \cdot R_E \parallel R_L$$

$$= i_B \cdot r_{BE} + i_B (1 + \beta) R_E \parallel R_L$$

$$u_a = i_E \cdot R_E \parallel R_L = i_B (1 + \beta) R_E \parallel R_L$$

$$V_u = \frac{i_B (1 + \beta) R_E \parallel R_L}{i_B \cdot r_{BE} + i_B (1 + \beta) R_E \parallel R_L} \\ = \frac{1}{1 + \frac{r_{BE}}{(1 + \beta) R_E \parallel R_L}} < 1$$

Die Spannungsverstärkung ist näherungsweise gleich 1!

Stromverstärkung

$$V_i = \frac{i_a}{i_e}$$

Annahmen:

- Widerstände R_1, R_2 werden vernachlässigt (rel. groß)
- $i_E \approx i_B$

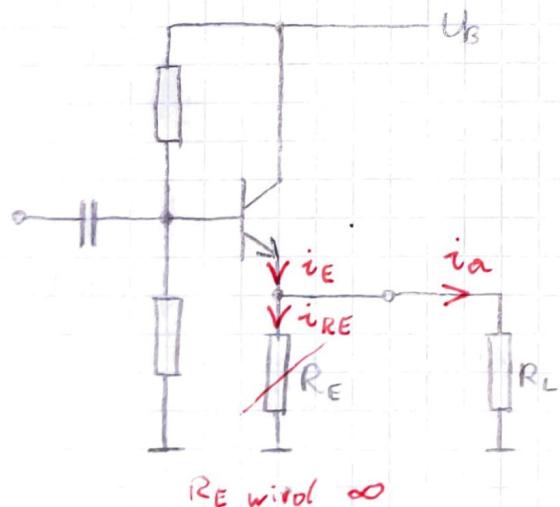
Stromteiler für i_a

$$\frac{i_a}{i_E} = \frac{R_E \parallel R_L}{R_L} = \frac{R_E \cdot R_L}{R_E + R_L} \cdot \frac{1}{R_L}$$

$$\Rightarrow i_a = (1 + \beta) i_B \cdot \frac{R_E}{R_E + R_L}$$

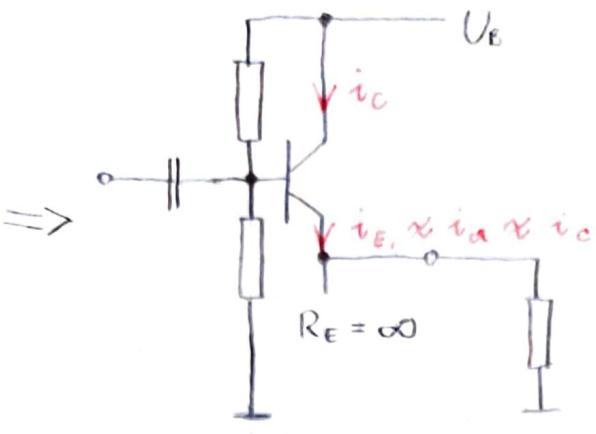
$$V_i = \frac{i_a}{i_e} = \frac{i_B (1 + \beta) R_E}{i_B R_E \parallel R_L}$$

$$= (1 + \beta) \frac{R_E}{R_E + R_L} = (1 + \beta) \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_E}}$$

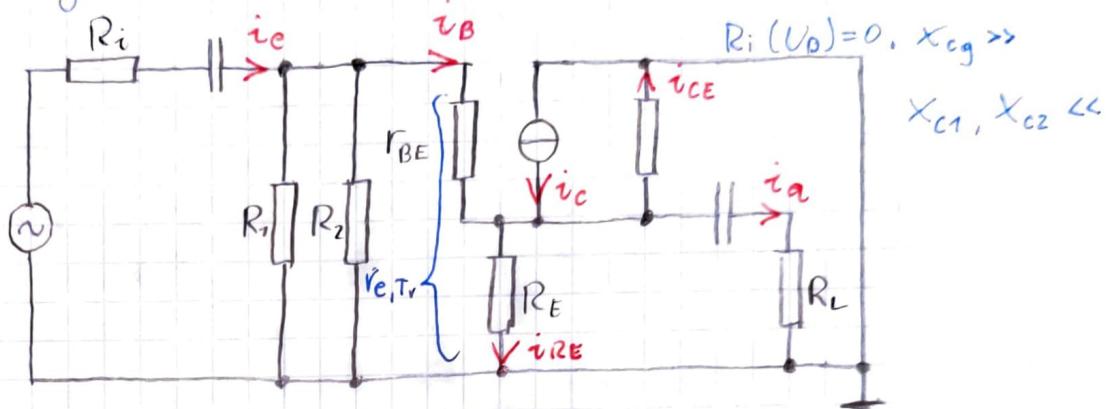


Man sieht: Je größer R_E im Vergleich zu R_L wird, desto größer wird i_a .

Anmerkung: $V_{i,\max}$ wird erreicht wenn R_E gleichzeitig der Lastwiderstand ist.



Eingangswiderstand:



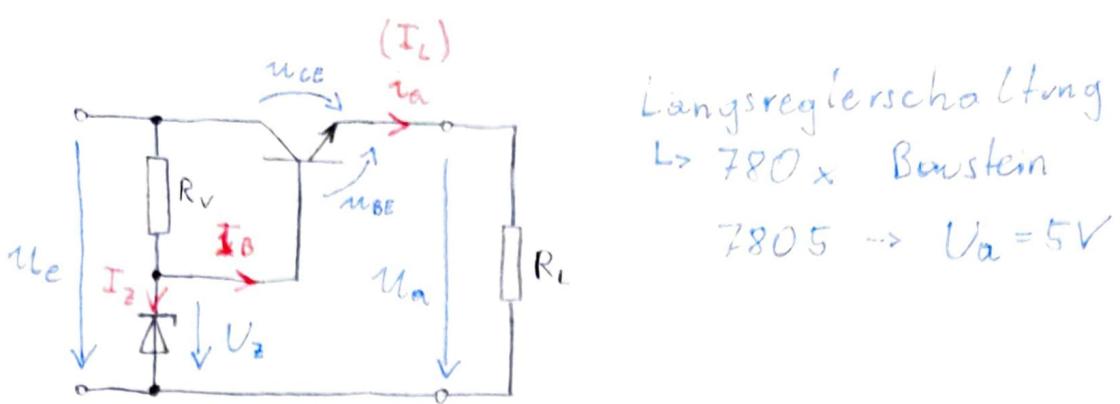
$$r_e = \frac{u_e}{i_e} = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{e, Tr}$$

$$= \frac{u_e}{i_B} = \frac{u_{BE} + u_a}{i_B}$$

$$= \frac{i_B \cdot r_{BE} + i_B (\beta + 1) (R_E \parallel R_L)}{i_B}$$

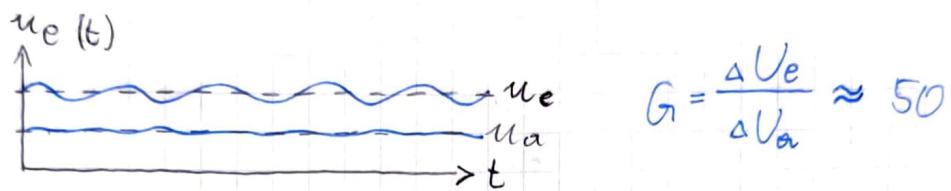
$$= r_{BE} + (\beta + 1) \cdot \frac{R_E - R_L}{R_E + R_L}$$

Die Kollektorschaltung hat einen sehr hohen Eingangswiderstand.

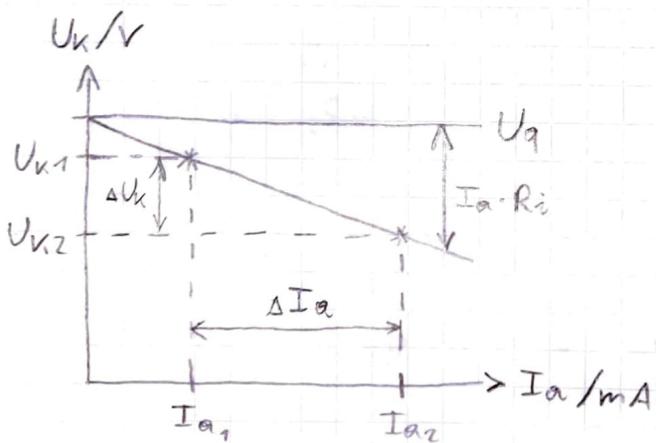
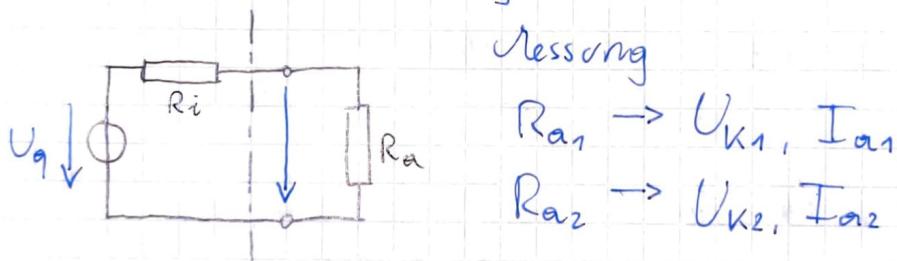


$$U_a = U_z - U_{BE}$$

Verwendung:
Spannungsstabilisierung



Ausgangswiderstand
Einschub: R_i -Messung



Ende

$$r_a = \frac{(\Delta u_a)}{\Delta i_a} \quad |_{\Delta u_g = 0}$$

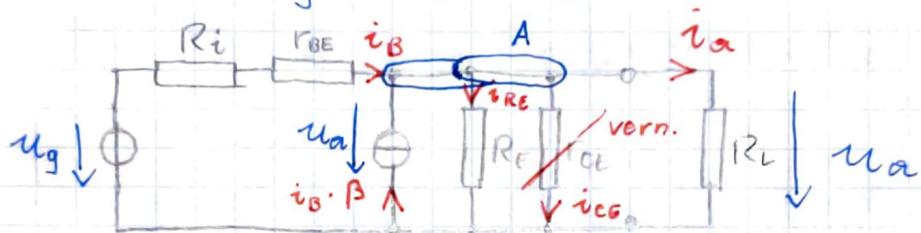
Es gilt, dass die Generatorenpg. U_g sich bei der Messung mit zwei unterschiedlichen Lasten nicht verändert.

$$R_{L1} \rightarrow u_{a1}, i_{a1}$$

$$R_{L2} \rightarrow u_{a2}, i_{a2}$$

$$\Delta u_a = u_{a2} - u_{a1}, \quad \Delta i_a = i_{a2} - i_{a1}$$

$$R_i = R_{ig} \parallel R_1 \parallel R_2$$



$$1. \text{ KHG: } A: \sum I = 0$$

$$-i_{a1} + \beta \cdot i_B + i_B - i_{RE} - i_{CE} = 0$$

$$i_{a1} = \beta \cdot i_B - \frac{u_a}{R_E}$$

$$i_B = \frac{u_g - u_a}{R_i + r_{BE}}$$

$$\Delta i_{a1} = \beta \cdot \Delta i_B - \frac{\Delta u_a}{R_E}$$

$$\Delta i_B = \frac{\Delta u_g - \Delta u_a}{R_i + r_{BE}}$$

$$\Delta i_a = -\beta \cdot \frac{\Delta u_a}{R_i + r_{BE}} - \frac{\Delta u_a}{R_E}$$

$$\frac{\Delta i_a}{\Delta u_a} = \frac{-\beta}{R_i + r_{BE}} - \frac{1}{R_E}$$

$$A_{Ra} = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_a}$$

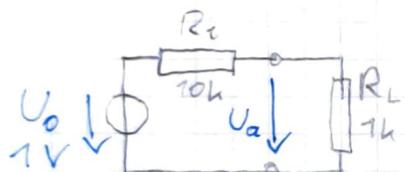
$$= \frac{R_i + r_{BE}}{\beta} \parallel R_E$$

$$R_g = R_1 \parallel R_2$$

Man sieht: Die Collectororschaltung hat einen niedrigen Ausgangswiderstand.

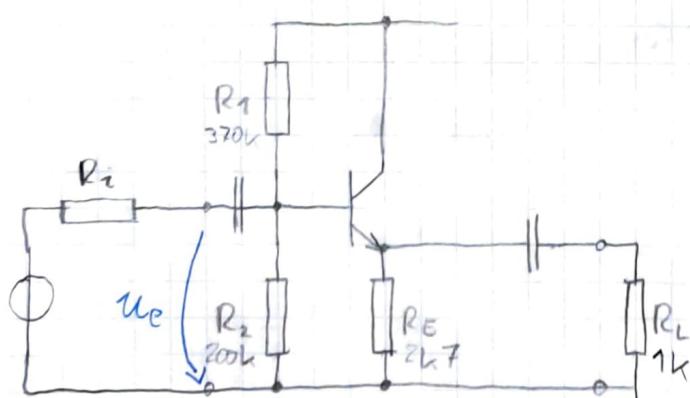
Collectororschaltung als Impedanzwandler

Problem: Belastung einer Signalquelle mit niederohmigen Verbrauchern.



$$U_a = U_o \frac{R_L}{R_i + R_L} = 1V \cdot \frac{1}{11} = 0,091V$$

Einsatz einer Collectororsch. (Impedanzw.) zur Verminderung des hohen Innenwiderst. der Signalquelle.



$$r_e = r_{BE} + \beta \cdot R_E \gg r_e \approx 900k \Omega$$

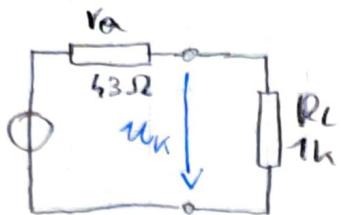
Annahme: BC547B

$$\beta = 330$$

$$r_{BE} = 4,5k \Omega$$

$$r_a = \frac{r_{BE} + R_i}{\beta} \parallel R_E$$

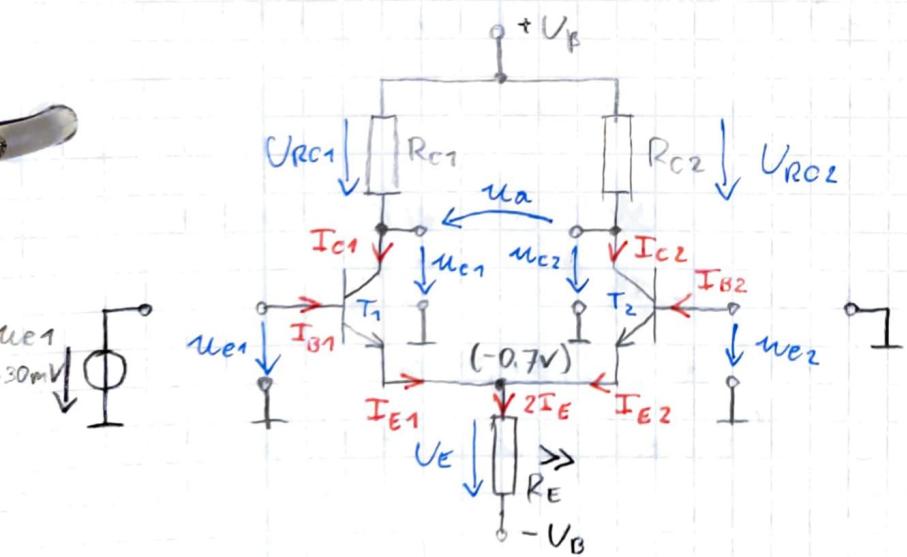
$$r_a \approx 43,2 \Omega$$



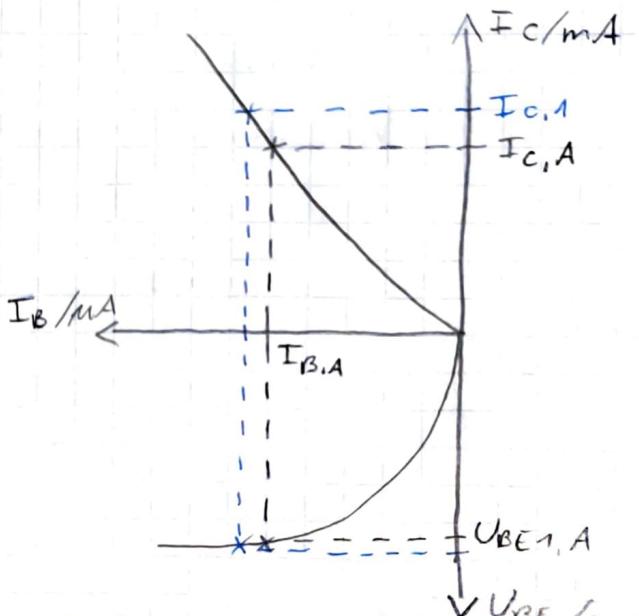
Der Impedanzw. führt einen hohen Innenwiderstand in einen niedrigen über.

Differenzverstärker (DV)

Der DV ist ein symmetrischer Gleichspannungsverstärker (Emitterverstärker) mit zwei Ein- & Ausgängen.



$$u_a = 2 \Delta u_c$$



Funktionsweise:

Wird an T_1 eine Spg. we. angelegt, so steigt $I_{C1} \rightarrow U_{RC1}$ steigt

U_{C1} sinkt um Δu_c

$I_{E1} \uparrow \rightarrow I_{E2} \downarrow$, weil $I_E = \text{konst.}$

U_{C2} steigt um Δu_c

$$u_a = 2 \cdot \Delta u_c$$

Anmerkungen:

- Der DV hat eine etwa gleich hohe Signalverst. wie eine Emittersch. ohne Gegenkopplung.
Grund: Der DV kann als Emittersch. mit nachfolgender Basisschaltung verstanen werden. ($r_e \ll, r_o \gg$)
 $\rightarrow R_E$ hat in d. Kleinsignalbetrachtung keinen Einfluss.
- Der DV hat bei Steuerung an einem Eingang eine Verstärkung mit 180° Phasenverschiebung am Ausgang, an anderen Ausgang die gleiche Verstärkung ohne Phasenverschiebung.
- Liegt an beiden Eingängen das gleiche Signal an, so ist die Verstärkung = 0

Gleichaktspannung & Differenzspannung

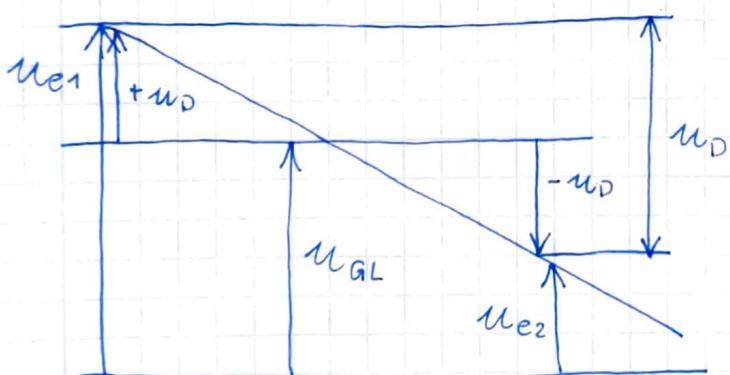
Betrachtet man u_{e1} & u_{e2} , so lassen sie sich in zwei Anteile, eine Gleichakt- und eine Differenzspannung zerlegen.

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

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

$$u_{e1} = u_{GL} + \frac{u_D}{2}$$

$$u_{e2} = u_{GL} - \frac{u_D}{2}$$



Berechnung d. Spannungsverst. (Kleinsignalbetr.)

Differenzaussteuerung:

$$U_{a1} = -v_u \cdot U_{e1}$$

$$U_{a2} = -v_u \cdot U_{e2}$$

$$U_{e1} = -U_{e2} \text{ bei sgm. Aussteuerung}$$

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

$$\text{für } U_{BE1/2} \text{ gilt: } \Delta U_{BE1} - \Delta U_{BE2} = \frac{1}{2} \cdot U_{ed}$$

$$V_{in} = \left| \frac{\Delta V_a}{\Delta V_e} \right| = \left| \frac{\Delta V_a}{2 \cdot \Delta V_{BE}} \right| = \left| \frac{\beta \cdot i_B \cdot R_{CE}}{2 \cdot i_B \cdot r_{BE}} \right| = \left| \frac{\beta \cdot R_C}{2 \cdot r_{BE}} \right|$$

$U_{ad} = U_{a1} - U_{a2}$ mit $U_{a1} = -U_{a2}$ folgt:

$$U_{ad} = 2 \cdot U_a$$

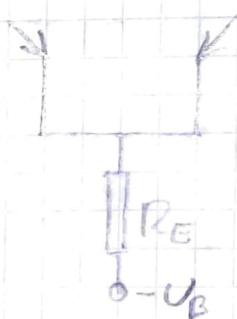
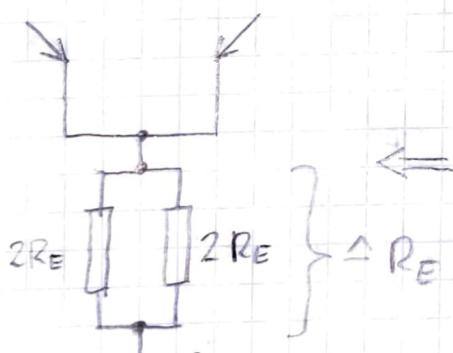
$$V_{ud} = \frac{U_{ad}}{U_{ed}} = \frac{2 \cdot U_a}{U_{ed}} = \frac{\beta \cdot R_C}{r_{BE}}$$

siehe Verst. d.
Emitterschaltung

Gleichaktaussteuerung

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

bei ES \rightarrow mit Str. GK $V_{in} = \frac{R_C}{2R_E}$



$$V_{in} = \frac{R_C}{2R_E}$$

$$V_{UGL} = \frac{R_C}{2R_E}$$

Bei reiner Gleichaktaussteuerung wirkt für jeden Transistor oder doppelte Wert von R_E als Gegenkopplungswiderstand.

$$u_a = V_{UGL} \cdot u_e = \frac{R_C}{2R_E} \cdot u_e$$

Da die beiden Transistoren nicht baugleich sind, bewirkt in d. Praxis auch die Gleichaktspannung eine geringe Ausgangsspannung.

Dies zeigt sich bei OPV's als "Offset spanning".

Gleichfahrtunterdrückung (oLB) gibt das Verhältnis v. Differenz zu Gleichfahrtverstärkung in oLB an.

$$G_i = \frac{V_{uP}}{V_{uGL}} \mid_{\text{oLB}} \rightarrow \text{CMRR}$$

Common-Mode-Rejection-Ratio
↓
je höher desto besser

z.B. LM324

CMRR 70 dB

$$\text{CMRR} = 20 \cdot \log(G_i)$$

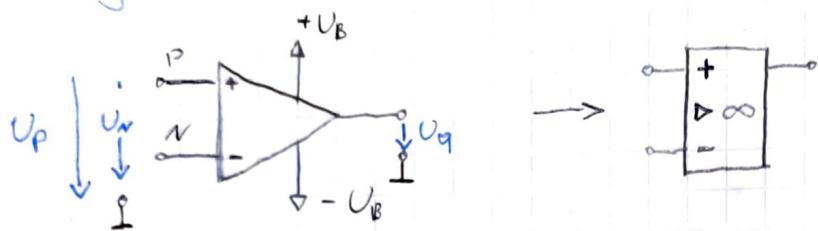
$$G_i = 10^{\frac{\text{CMRR}}{20}} = 10^{3,5} = 3162$$

d.h. bei $U_e = 5V$ müsste $u_P \approx 16mV$ betragen, um die selbe Ausgangsspannung zu erzeugen.

Operationsverstärker (OPV)

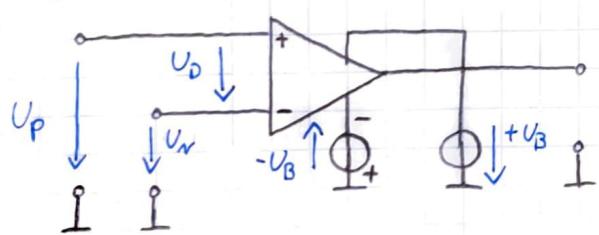
Der OPV ist ein Bauelement, dessen Eigenschaften im wesentlichen durch seine äußere Beschaltung bestimmt werden.

Symbol



Das Bauelement hat zwei Eingänge und einen Ausgang, welche jeweils auf Masse bezogen werden. Damit ob. Eingänge und Ausgänge pos. und neg. ausgesteuert werden können, benötigt man ein pos. und neg. Betriebspotential.

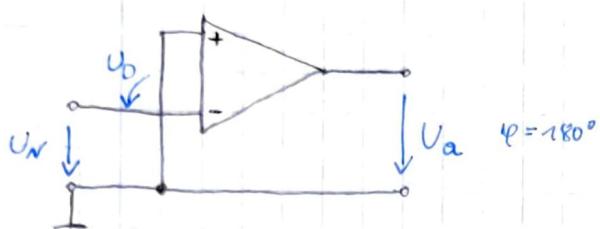
Eigenschaften des OPVs (ideal)



- + nichtinvertierter Eingang
- invertierter Eingang
- +/- U_B pos. u. neg. Betriebspot.

Betriebsarten

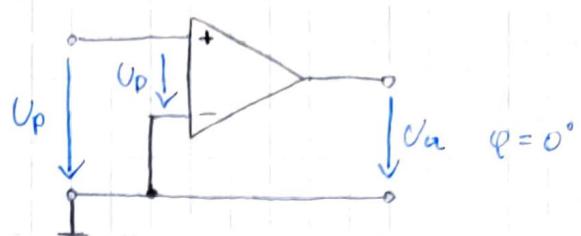
Invertierender Betrieb



$$U_a = -U_{v0} \cdot U_v$$

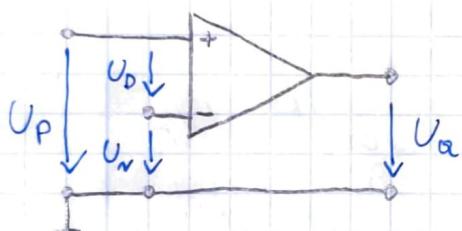
Wicht

Invertierender Betrieb



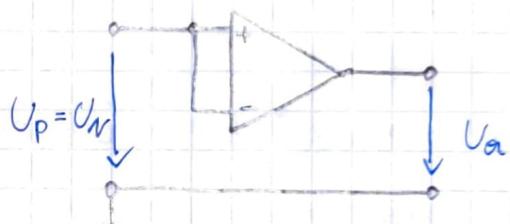
$$U_a = U_{v0} \cdot U_p$$

Differenzbetrieb



$$U_a = U_{v0} (U_p - U_v)$$

Gleichfahrbetrieb



$$U_a = 0 \quad (\text{ideal})$$

Differenzsignale U_D werden durch den OPV mit dem Spg. Verstärkungsfaktor U_{v0} sehr hoch verstärkt. Gleichfahrtssignale $U_p = U_v = U_{GL}$ werden im Normalfall nicht verstärkt.

Kenngrößen

Die Eigenschaften des idealen OPVs lassen sich wie folgt zusammenfassen:

- Differenzverstärkung

$$V_{UD} = \frac{U_a}{U_D} = \infty$$

- Gleichaktverstärkung

$$V_{GL} = \frac{U_a}{U_{aL}} = 0$$

- Leistunglose Steuerung

- Eingangswiderstand

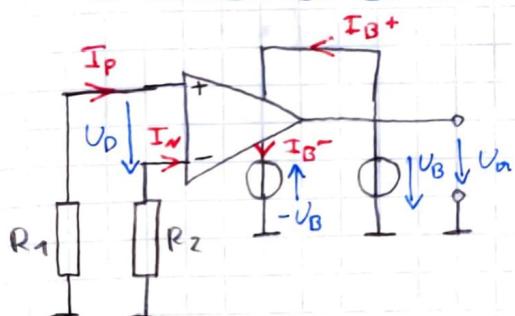
$$r_e = \infty$$

- Ausgangswiderstand

$$r_a = 0$$

Diese idealen Eigenschaften weist der OPV nicht auf. Die realen Eigenschaften findet man in den dazu gehörigen Datenblättern, von hier kann man die Einsatzmöglichkeiten beurteilen kann.

a) Eingangs- und Versorgungsströme, Verlustleistung



$$I_b = \frac{I_P + I_N}{2}$$

input bias current
(Eingangsruhestrom)

einige nA

$$I_o = I_P - I_N$$

input offset current

U_B ... Versorgungsspannung

P_v ... Power dissipation
(Verlustleistung)

$$P_v = 2 \cdot I_B \cdot U_B$$

Z. B. LM324

$$I_o = 3 \text{ nA}$$

$$I_b = 40 \text{ nA}$$

$$R_1 = 1 \text{ M}\Omega$$

$$R_2 = 0 \Omega$$

$$I_o = I_p - I_n$$

$$I_b = \frac{I_p + I_n}{2}$$

$$\text{ges.: } I_p, I_n, U_D$$

$$I_n = I_p - I_o$$

$$I_b = \frac{I_p + I_p - I_o}{2}$$

$$I_b = \frac{2I_p - I_o}{2}$$

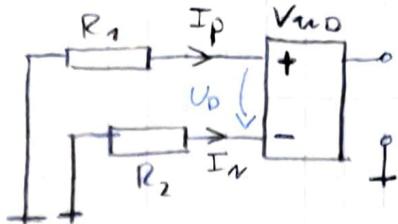
$$2I_b + I_o = 2I_p$$

$$I_p = I_b + \frac{I_o}{2} = 40 \text{ n} + 1,5 \text{ n} = 41,5 \text{ nA}$$

$$I_n = I_p - I_o = 41,5 \text{ n} - 3 \text{ n} = 38,5 \text{ nA}$$

$$I: I_p \cdot R_1 + U_D - I_n \cdot R_2 = 0$$

$$U_D = -41,5 \text{ mV}$$



$$U_a = U_D \cdot V_{uo}$$

$$V_{uo} = 100 \text{ dB}$$

$$V_{uo} = 100 \text{ V/mV} = 10^5$$

$$U_a = 10^5 \cdot (-41,5 \text{ mV})$$

$$= 10^2 \cdot 41,5 \text{ V} = 4,145 \text{ kV}$$

\Rightarrow OPV geht in Sättigung

$$U_a = U_{a,\max}$$

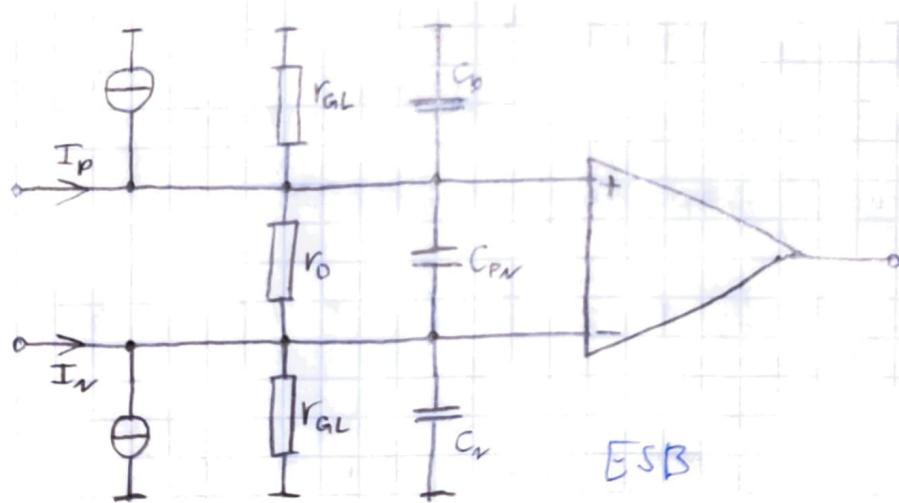
Die Widerstände in d. Eingangsstufen sollten möglichst niedrig und möglichst gleich groß gewählt werden um den Einfluss der Eingangsströme gering zu halten.

Für d. Eingangsströme muss in der Schaltung ein Gleichstromkreis existieren.

Offene Eingänge führen zur Funktionsunfähigkeit der OPVs.

b) Eingangs- und Ausgangswiderstand

Reale OPVs haben einen endlichen Eingangswiderstand. Man unterscheidet zwischen Differenz- und Gleichheit eingangswiderstand.

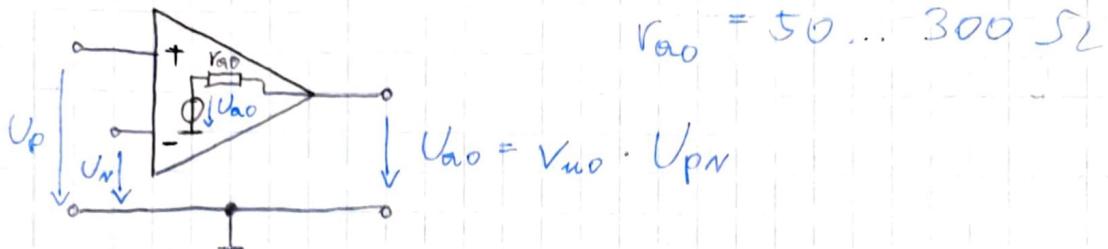


$$r_{AL} = \text{GSL-Bereich}$$

$$r_D = \text{hoher MZ-Bereich}$$

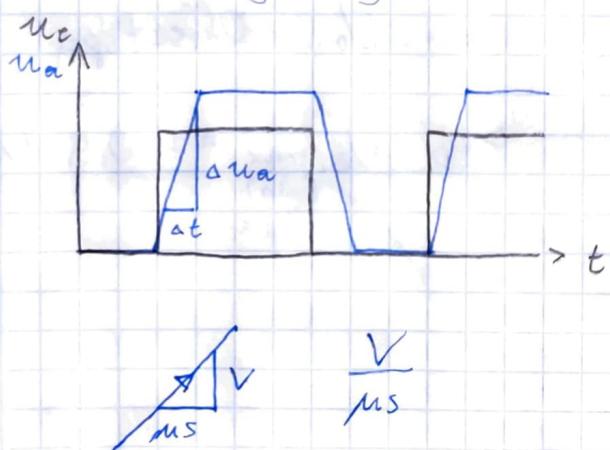
Da diese Widerstände meist wesentlich höhere Werte haben als die der äußeren Beschaltung, werden sie bei der Dimensionierung häufig vernachl.

Der Ausgangswiderstand wird durch eine Spurquelle mit dem Innenwiderstand r_{ao} beschrieben.



c) Slew rate (SR)

Bei der Übertragung von Rechtecksignalen kann man feststellen, dass die Rechtecke am Ausgang eine größere Anstiegs- und Abfallzeit haben als am Eingang.



Die max. Anstiegs-
geschwindigkeit (SR)
gibt an, um wie
viel $V/\mu s$ die Aus-
gangsspannung ansteigen
oder abfallen kann.

Datenblatt: LM324: $SR = 0,4 \text{ V}/\mu s$

TL084: $SR = 16 \text{ V}/\mu s$

o.) Aussteuerverbarkheit

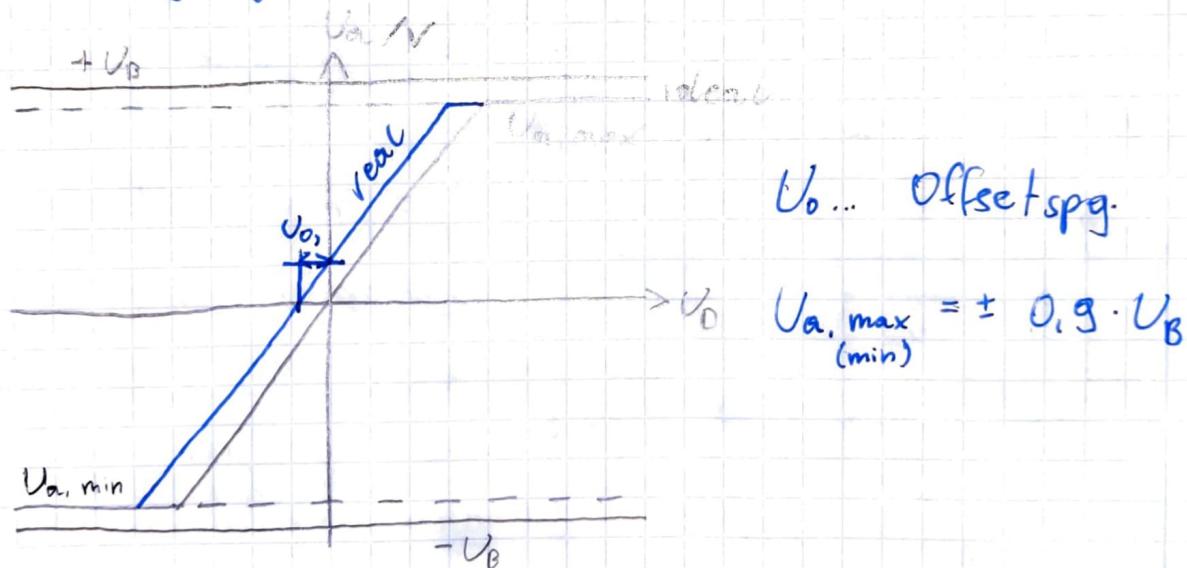
Der Aussteuerverbereich ist zwischen

$V_{a,\min} < V_a < V_{a,\max}$ näherungsweise linear von V_B (V_{pr}) abhängig.

Dieser Bereich heißt Aussteuerverbereich.

Wird diese Grenze erreicht steigt V_a bei einer weiteren Vergrößerung von V_B nicht mehr an, d.h. der Verstärker ist übersteuert.

Beim idealen Verstärker geht die Übertragungskl durch den Nullpunkt.



Beim realen Verstärker ist sie geringfügig verschoben, d.h. man muss eine kleine Spannung am Eingang anlegen um die Ausgangsspg. auf Null zu bringen.

Ausgangstrom

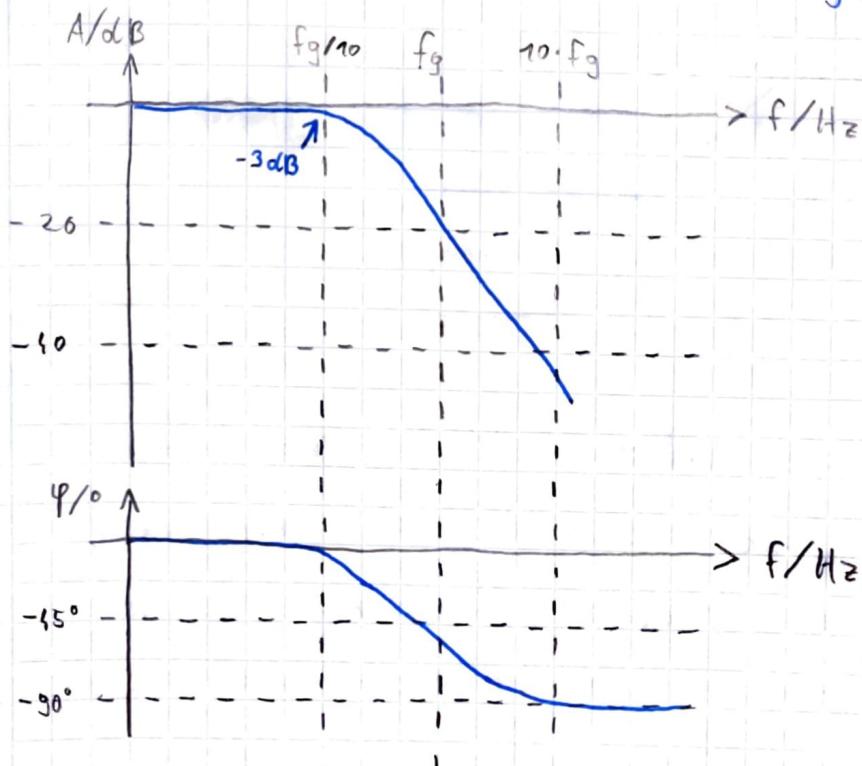
Ebenso wie die Ausgangsspg. ist der Ausgangstrom auf bestimmte Höchstwerte begrenzt. Die meisten OPVs sind am Ausgang kurzschlussfest, daher dürfen sie auch bei maximaler Aussteuerung kurzgeschlossen werden, ohne dass die Endstufe beschädigt wird.

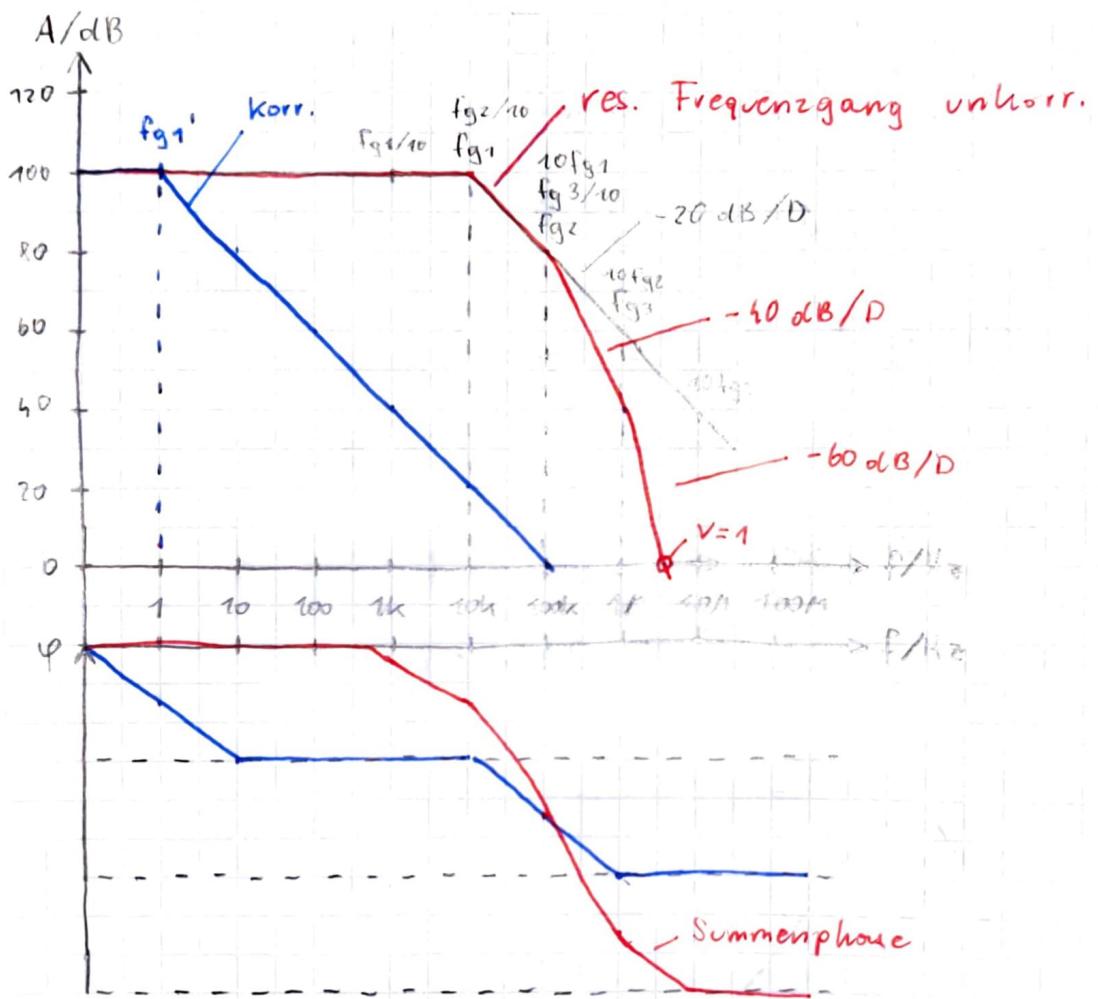
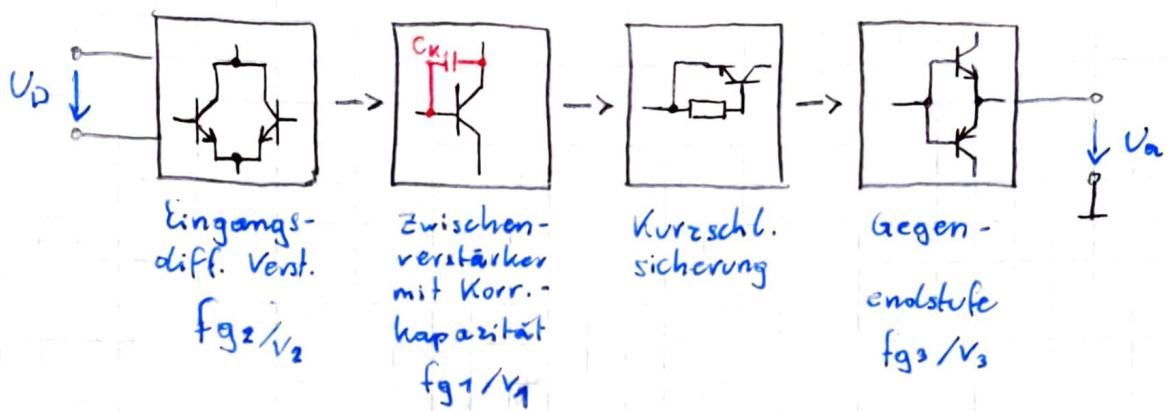
$$I_{a,\max} = \pm (1\text{ mA} - 1\text{ A})$$

bei LM324 = 40 mA (source)

e) Frequenzgang

Vorwissen: Tiefpass 1. Ordnung

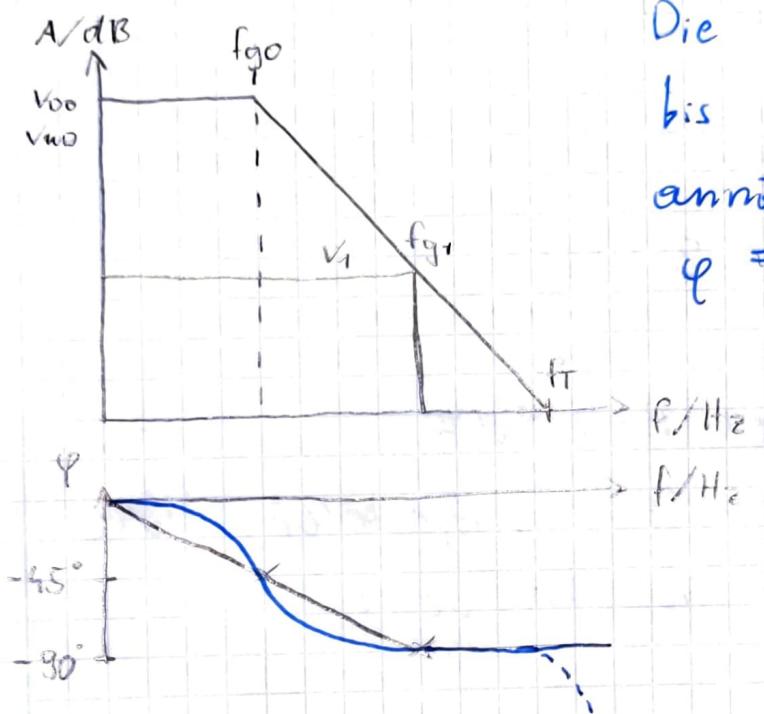




Aufgrund von parasitären Kap. und des mehrstufigen Aufbaus verhält sich ein OPV wie ein Tiefpass höherer Ordnung. Ohne eine Korrektorkap. ergibt sich oder für eine Hintereinanderschaltung mehrerer Verst.-stufen typische Frequenzgang (siehe oben)

Die Korr.-Kap im inneren des OPVs bewirkt das Verhalten eines Tiefpasses 1. Ordnung.
 f_{go} = Grenzfrequenz, Verstärkung um 3 dB gesunken.

f_T = Transitfrequenz (unity gain bandwidth) des OPV, Verstärkung = 1



Die Phasenversch. φ hat bis zur Transitfrequ. annähernd den Wert $\varphi = -90^\circ$

Aus dem Verlauf von V_{ud} kann eine Gesetzmäßigkeit angegeben werden.

Aus dem Verlauf von V_{ud} :

$$f_{go} \cdot V_{ud} = f_{g1} \cdot v_1 = f_T \cdot 1$$

Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt

Das VBP ist eine Kenngröße des OPV

LM 824 \sim 1 MHz

TL081 } \sim 4 MHz
 TL084 }

Bsp.: DPV LF 355

$$V_{UD} = 5 \cdot 10^4$$

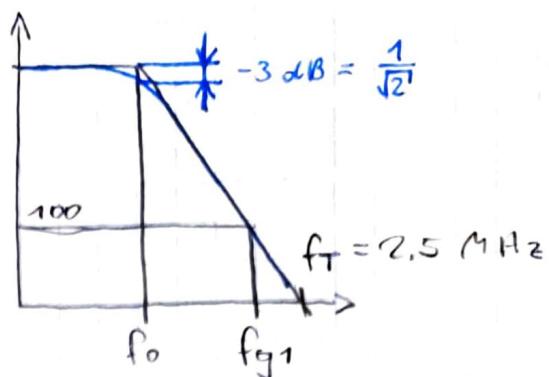
$$f_T = 2,5 \text{ MHz}$$

ges.: f_0 , V_o bei -3 dB

$$f_0 = \frac{f_T}{5 \cdot 10^4} = 50$$

bei f_0 ist V_{UD} um -3 dB gefallen

$$V_o = \frac{V_{UD}}{\sqrt{2}} = 35350$$

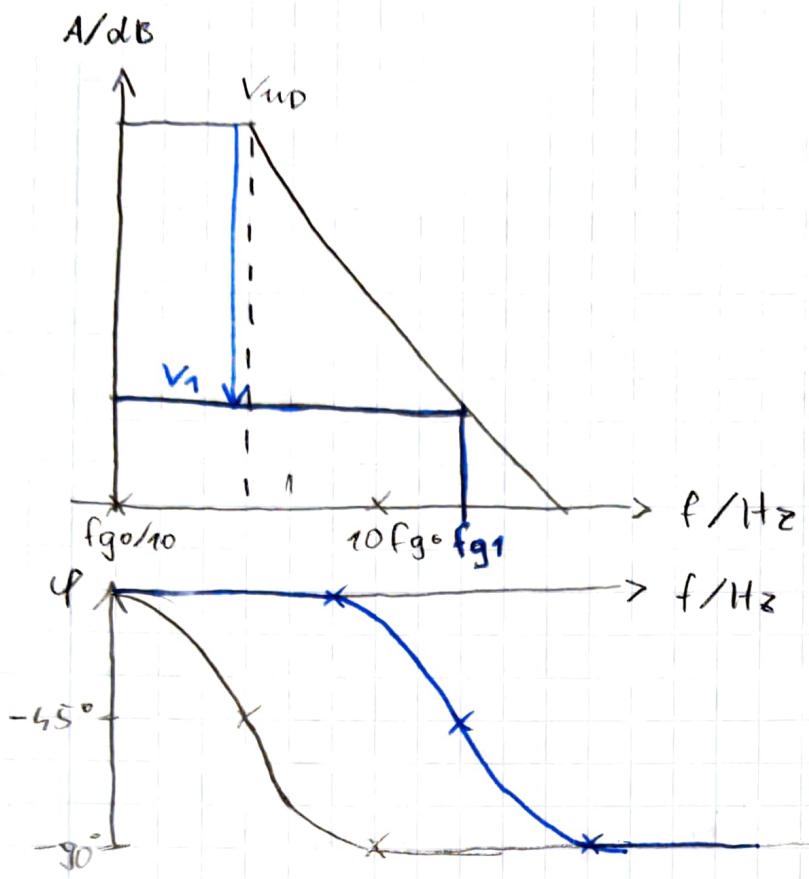


Durch die äußere Beschaltung wird eine Verstärkung von 100 eingestellt. Wie groß ist die Grenzfrequenz?

$$f_T = f_{g1} \cdot V_1$$

$$f_{g1} = \frac{f_T}{V_1} = \frac{2,5 \cdot 10^6}{10^2} = 2,5 \cdot 10^4 \text{ Hz}$$

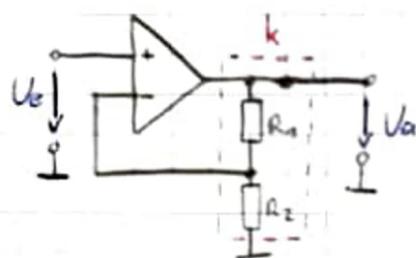
Je größer das Verstärker-Bandbreiten-Produkt, desto höher sind die übertragbaren Frequenzen.



Lineare Phasenbeziehung
zwischen U_a / U_e

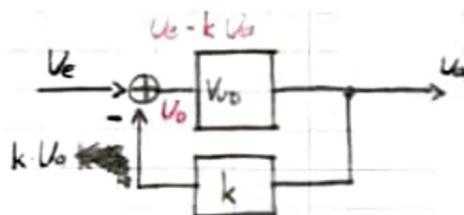
OPV - Grundschatungen

Allen OPV-Grundschatungen gemeinsam ist, dass der Ausgang über ein Rückkopplungsnetzwerk mit dem Eingang verbunden ist. Das Ein- und Ausgangssignal werden dauernd verglichen. Ihre Differenz ist das eigentliche Steuersignal für den Verstärker.



$k \dots$ Rückkopplungsnetzwerk

$$U_a = U_o \cdot \frac{R_2}{R_1 \cdot R_2}$$



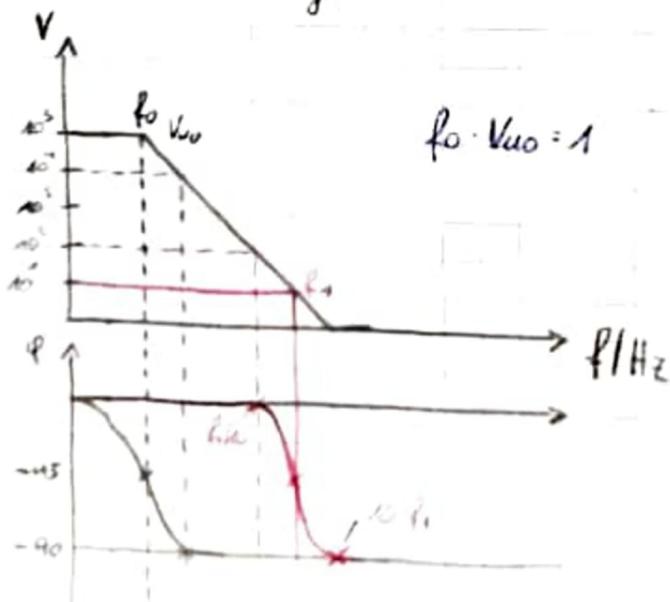
$$U_a = U_{o0} \cdot V_D = U_{o0} \cdot (U_e - k \cdot U_a)$$

$$U_a + k \cdot U_a - U_{o0} = U_{o0} \cdot U_e$$

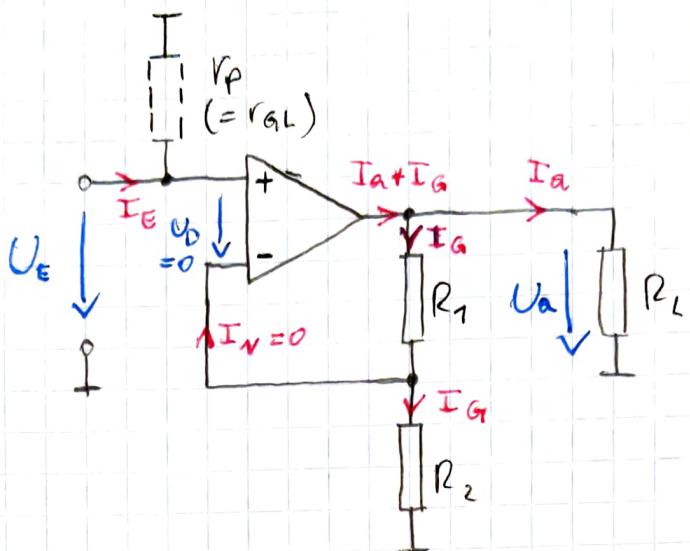
$$U_a (1 + k \cdot U_{o0}) = U_{o0} \cdot U_e$$

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{U_{o0}}{1 + k \cdot U_{o0}} = \frac{\frac{1}{k}}{1 + \frac{1}{k} \cdot U_{o0}} = \frac{1}{1 + U_{o0}}$$

Die Verstärkung V wird unter der Bedingung $U_{o0} \cdot k \gg 1$ nur durch die Rückkopplung bestimmt. Im einfachsten Fall besteht das Rückkopplungsnetzwerk aus einem Spannungsteiler.



1) Nicht-invertierender Verstärker



$$I_E = 0 (\approx 0)$$

$$I_a = \frac{U_a}{R_L}$$

$$I_a = \frac{U_e}{R_2} = \frac{U_a}{R_1 + R_2} \Rightarrow \frac{U_a}{U_e} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

ooller Spg. teiler:

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2} = V_u$$

Spannungsverstärkung

$$V_u = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

$$V_{u, \min} = 1, \text{ für } R_1 = 0 \vee R_2 = \infty$$

$$V_{u, \max} = V_{uo}, \text{ für } R_1 = \infty \vee R_2 = 0 \rightarrow \text{ohne GK}$$

Eingangswiderstand

$$r_e = \frac{U_e}{I_e} \quad r_e = r_p = r_{GL} \propto G \cdot \text{S2-Bereich}$$

Ausgangswiderstand

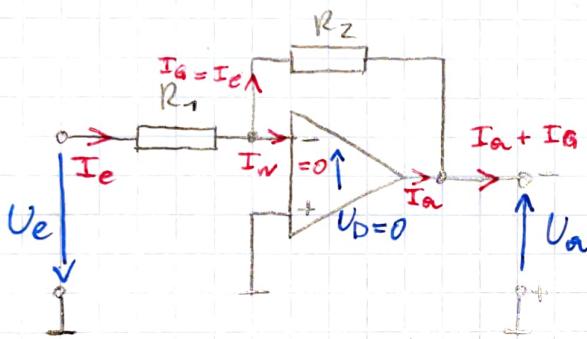
$$r_{ao} \approx 0 \quad r_a = r_{ao} \cdot \frac{1}{V_s}$$

$$V_s = \frac{V_{uo}}{V_u}$$

V_s... Schleifenverst.

Der Ausgang d. Sch. wirkt wie eine Spannungsquelle

2) Invertierender Verstärker



$$I_e \approx I_G$$

$$I_e = \frac{V_e}{R_1} = - \frac{V_a}{R_2}$$

$$\frac{V_a}{V_e} = - \frac{R_2}{R_1}$$

Spannungsverstärkung

$$V_u = \frac{V_a}{V_e} = - \frac{R_2}{R_1}$$

Eingangswiderstand

$$r_e = \frac{V_{R1}}{I_e} = R_1$$

Der r_e wird durch R_1 bestimmt

Ausgangswiderstand

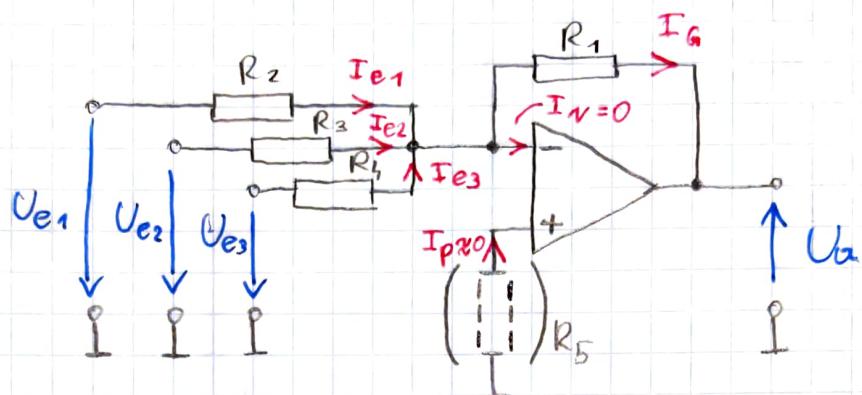
$$r_a = \frac{r_{ao}}{V_s} = \frac{r_{ao} \cdot V_u}{V_{uo}} \quad r_a \approx 0$$

Der r_a ist sehr klein.

Am Ausgang wirkt die Schaltung wie eine Spannungsquelle.

3) Summierverstärker

Der Summierverstärker ist ein Sonderfall des invertierenden Verstärkers.



$$U_a = - (U_{e1} + U_{e2} + U_{e3})$$

für $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$

$$I_{e1} = \frac{U_{e1}}{R_2} \quad I_{e2} = \frac{U_{e2}}{R_3} \quad I_{e3} = \frac{U_{e3}}{R_4}$$

$$I_a = I_{e1} + I_{e2} + I_{e3}$$

$$U_a = - I_a \cdot R_1 = - R_1 \left(\frac{U_{e1}}{R_2} + \frac{U_{e2}}{R_3} + \frac{U_{e3}}{R_4} \right)$$

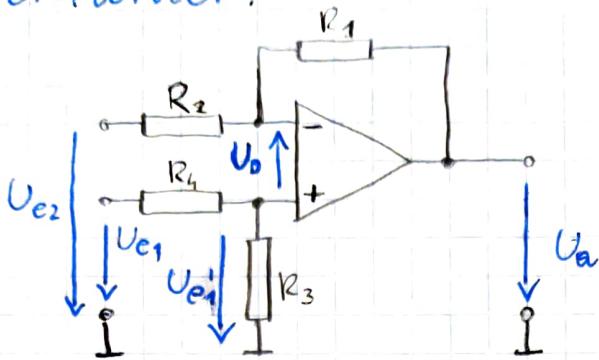
Sonderfall siehe oben

R_5 für Stromabgleich (siehe Eingangsruhestr.)

$$R_5 = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_1}}$$

4) Subtrahierverstärker

Kombination aus invert. und nicht-invert.
Verstärker.



Anwendung HH:

$$U_{e1}, U_{e2} = 0$$

$$U_{e1}' = U_{e1} \frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

$$U_a' = U_{e1}' \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) U_{e1}$$

$$U_{e2}, U_{e1} = 0$$

$$U_{a''} = - \frac{R_1}{R_2} U_{e2}$$

$$U_a' + U_{a''} = U_a = U_{e1} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} - \frac{R_1}{R_2} U_{e2}$$

$$\text{mit } R_1 = R_2 = R_3 = R_4$$

$$\text{a)} \quad U_a = U_{e1} - U_{e2}$$

$$\text{b)} \quad \text{mit Verstärkungsfaktor}$$

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

$$\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_3}} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{1}{\left(\frac{R_3}{R_4} + 1\right) \frac{R_4}{R_3}}$$

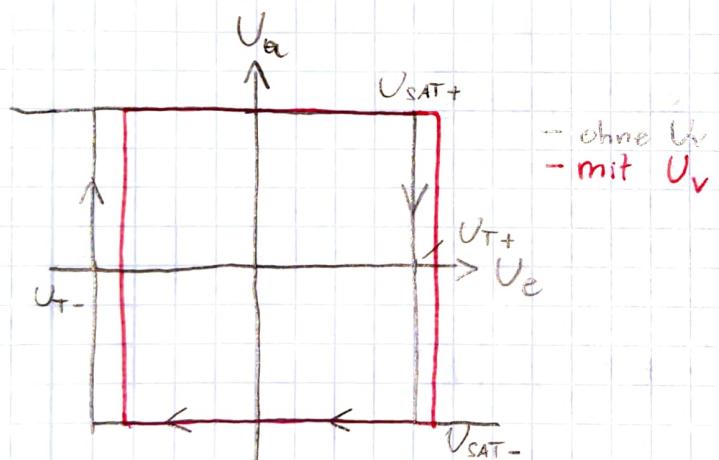
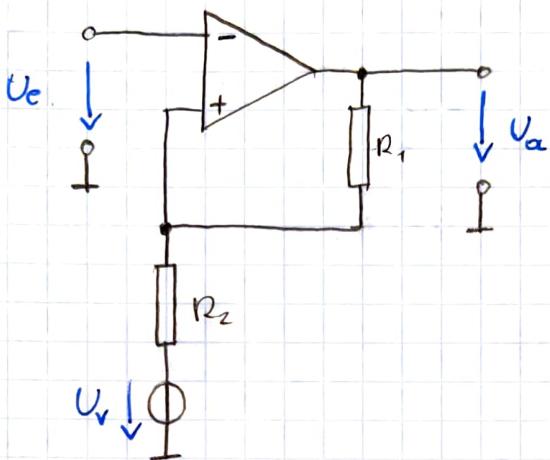
$$\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{1}{1 + \frac{R_3}{R_4}} \cdot \frac{R_3}{R_4}$$

$$\Rightarrow U_a = \frac{R_1}{R_2} \cdot U_{e1} - \frac{R_1}{R_2} \cdot U_{e2} = \frac{R_1}{R_2} (U_{e1} - U_{e2})$$

Schaltungen mit pos. Rückkopplung

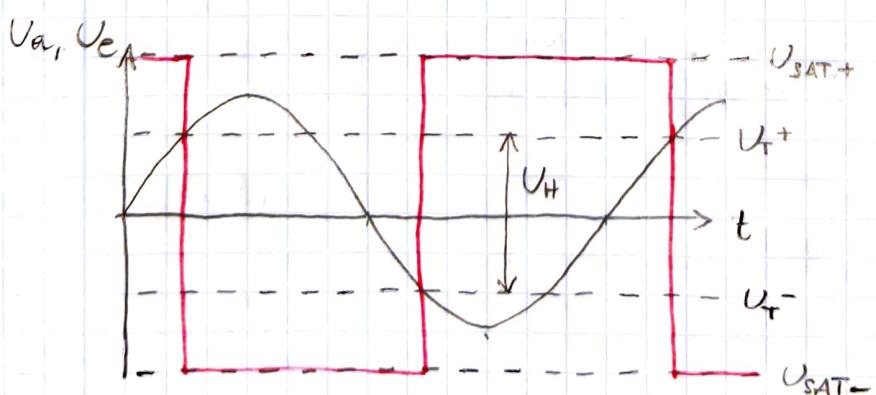
5) Invertierender Schmitt Trigger !

siehe DIC

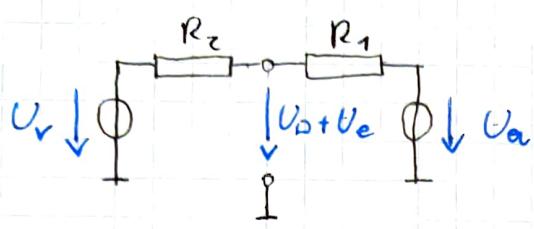


$$U_H = U_T^+ - U_T^-$$

$$\Delta U_T = \frac{U_T^+ + U_T^-}{2}$$



Herleitung der Schaltschwellen U_T^+ , U_T^-
 (Super pos. HHÜ)



$$1) U_v = 0$$

$$(U_D + U_e)' = U_a \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$2) U_a = 0$$

$$(U_D + U_e)'' = U_v \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$U_D + U_e = U_v \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_a \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Umschaltpunkte $U_D = 0$

$$U_e = U_T^+, U_a = U_{SAT}^+$$

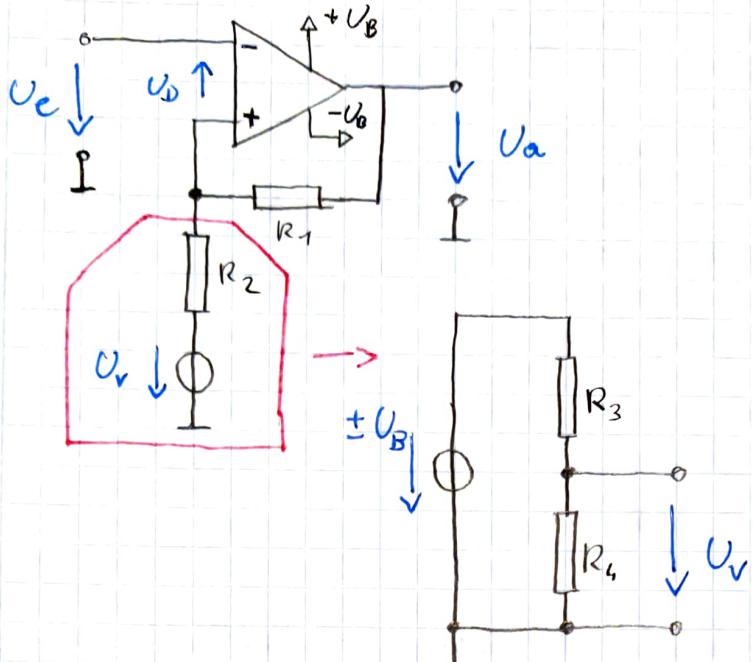
$$U_T^+ = U_v \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{SAT}^+ \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$U_e = U_T^-, U_a = U_{SAT}^-$$

$$U_T^- = U_v \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{SAT}^- \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\downarrow$$

$$U_T^{+/-} = U_v \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{SAT}^{+/-} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$



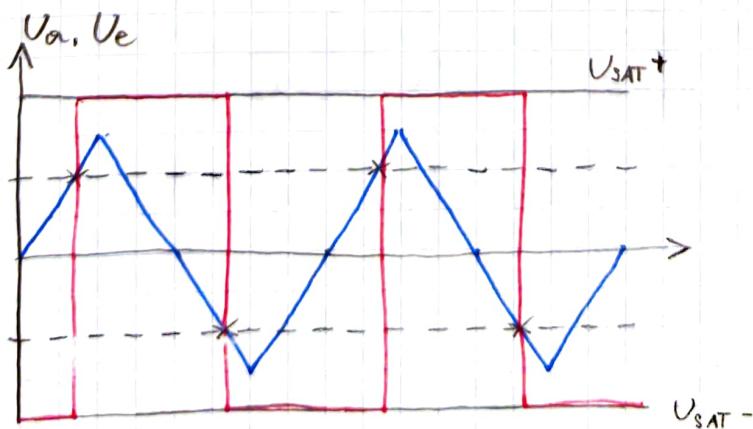
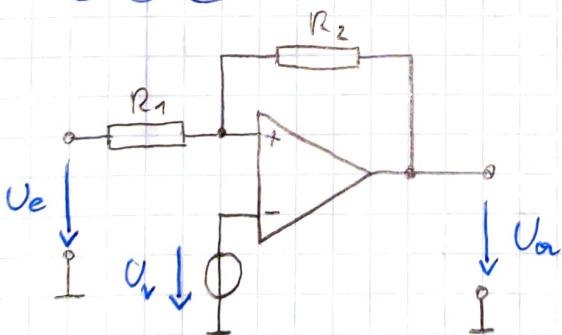
$$h_i = R_2 = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \rightarrow R_3 + R_4 = \frac{R_3 R_4}{h_i}$$

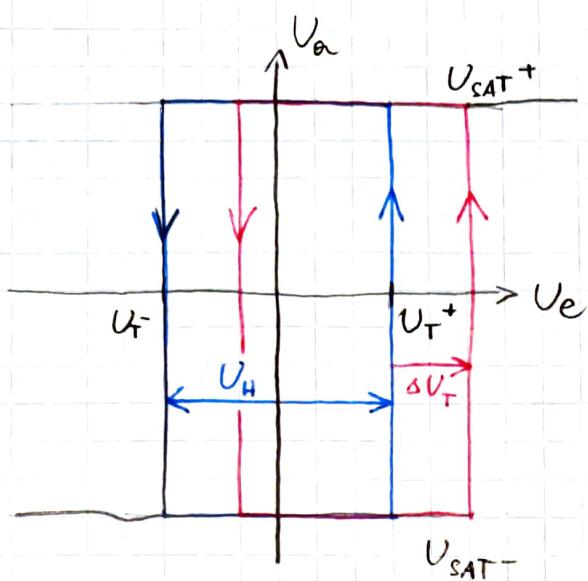
$$U_r = U_B \frac{R_4}{R_3 + R_4} \rightarrow R_3 + R_4 = \frac{U_B R_4}{U_r}$$

$\rightarrow R_3 \dots$

Gleichs.

6.) Nicht-Invertierender Schmitt Trigger

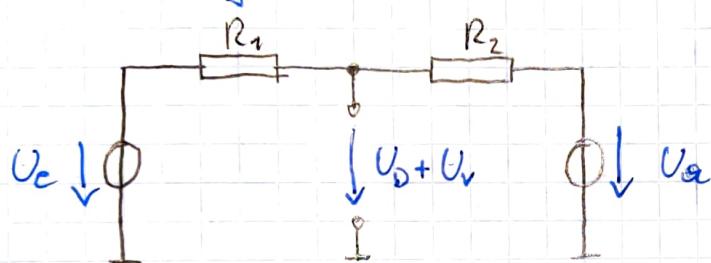




mit U_v

$$\Delta U_T = \frac{U_T^+ + U_T^-}{2}$$

Herleitung d. Schaltschwelken (HHÜ / super pos.)



$$U_e = 0, U_a$$

$$(U_D + U_v)' = U_a \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$U_a = 0, U_e$$

$$(U_D + U_v)'' = U_e \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

~~$$U_D + U_v = U_e \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_a \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$~~

Schwellpunkte: U_T^+, U_T^- bei $U_D = 0$

$$U_T^+, U_a = U_{SAT}^-$$

$$U_e = \frac{U_v (R_1 + R_2) - U_{SAT}^- \cdot R_1}{R_2}$$

$$U_e = U_T^+ = \frac{U_v (R_1 + R_2) - U_{SAT}^- \cdot R_1}{R_2}$$

$$U_T^-, U_a = U_{SAT}^+$$

$$U_e = U_T^- = \frac{U_r (R_1 + R_2) - U_{SAT}^+ \cdot R_1}{R_2}$$

Allgemein gilt:

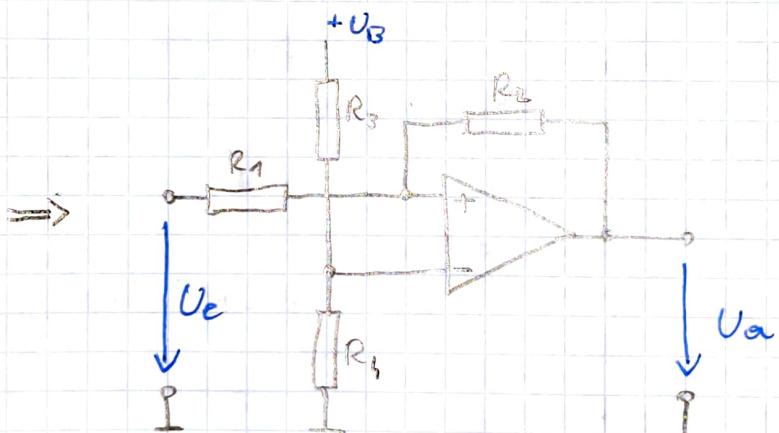
$$U_T^{+/-} = \frac{U_r (R_1 + R_2) - U_{SAT}^{-/+} \cdot R_1}{R_2}$$

Die Dimensionierung erfolgt durch d.

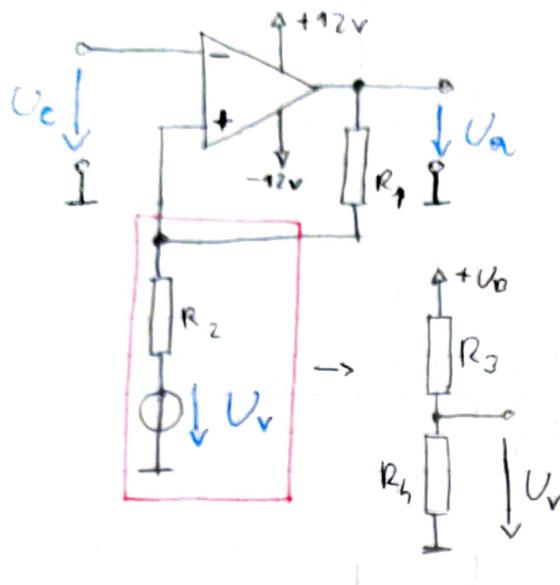
Vorgabe von U_T^+ und U_T^-

\Rightarrow Annahme von R_1 (R_2)

Berechnen von R_2 (R_1), U_r



Bsp. 1: Invert. Schmitttrigger mit sym. Versorgung



$$\text{geg.: } \pm U_B = 12V$$

$$U_T^+ = 4V$$

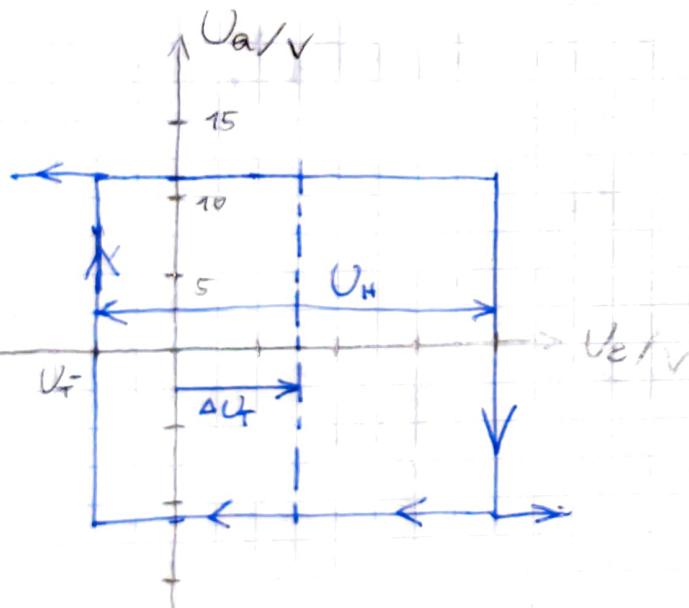
$$U_T^- = -1V$$

tbd. Wahl des OPV

$$U_{SAT}^+ = 11,3V$$

$$U_{SAT}^- = -11,3V$$

$$U_T^{+-} = U_V \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{SAT}^{\pm} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$



$$\Delta U_T = \frac{U_T^+ + U_T^-}{2}$$

$$U_H = U_T^+ - U_T^-$$

$$\Delta U_T = U_T^+|_{U_V=0} - U_T^-|_{U_V=0}$$

für sym. Versorgung

$$U_H = U_T^+ - U_T^-$$

$$= U_V \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{SAT}^+ \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_V \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{SAT}^- \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$= (U_{SAT}^+ + U_{SAT}^-) \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot 2 U_{SAT} \quad \left| \begin{array}{l} U_{SAT}^+ = U_{SAT} \\ U_{SAT}^- = -U_{SAT} \end{array} \right.$$

$$R_1 = 10 \text{ k}$$

$$R_2 = ?$$

$$U_H = U_T^+ - U_T^- = 5V - (-1V) = 5V$$

$$U_H = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot 2 U_{SAT}$$

$$U_H (R_1 + R_2) = 2 R_2 U_{SAT}$$

$$2 R_2 U_{SAT} - U_H \cdot R_2 = U_H \cdot R_1$$

$$R_2 (2 U_{SAT} - U_H) = U_H \cdot R_1$$

$$R_2 = \frac{U_H \cdot R_1}{2 U_{SAT} - U_H} = \frac{5V \cdot 10k}{2 \cdot 11.3V - 5V} = 2841 \Omega$$

$$\Delta U_T = U_V \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{SAT} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_{SAT} + \frac{R_3}{R_1 + R_2}$$

$$U_V = \Delta U_T \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{U_T^+ + U_T^-}{2} \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

$$= \frac{5V + (-1V)}{2} \frac{12841}{10000} = 1.926 V$$

$$R_2 = R_3 \parallel R_4 \rightarrow R_2 = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \rightarrow R_3 + R_4 = \frac{R_3 R_4}{R_2}$$

$$U_V = U_B \frac{R_1}{R_3 + R_4} \rightarrow R_3 + R_4 = \frac{U_B}{U_V} \cdot R_4$$

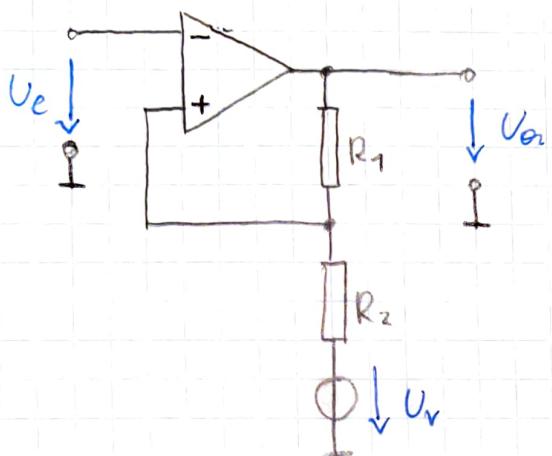
↓
Gleichsetzen

$$\frac{R_3 R_4}{R_2} = \frac{U_B}{U_V} R_4$$

$$R_3 = \frac{U_B}{U_V} \cdot R_2 = \frac{12V}{1.92V} \cdot 2841 \Omega = 17.70k\Omega$$

$$R_4 = \frac{R_3}{\frac{U_B}{U_V} - 1} = \frac{17700}{\frac{12V}{1.92V} - 1} = 3384 \Omega$$

Bsp. 2: Invert. Schmitttrigger mit sym. Versorgung



$$U_T^+ = 2,5 \text{ V}$$

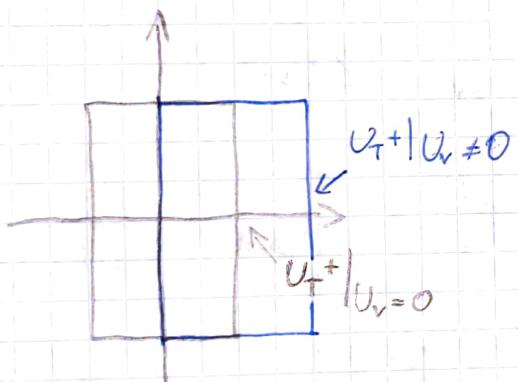
$$U_T^- = 1,5 \text{ V}$$

$$U_B = 15 \text{ V} \text{ (rail-to-rail)}$$

$$U_{SAT}^{+-} = U_{SAT}^- = 15 \text{ V}$$

ges.: R_1, R_2, R_3, R_4

$$U_T^{+-} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_v + U_{SAT}^{+-} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$



$$U_H = U_T^+ - U_T^- \rightarrow \text{Ber. v. } R_1, R_2$$

$$\Delta U_T = \frac{U_T^+ + U_T^-}{2} \rightarrow \text{Ber. v. } U_v \text{ (sym. Fall!)}$$

~~$$U_H = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_v + U_{SAT}^+ - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_v - U_{SAT}^- - \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$~~

$$U_{SAT}^+ = U_{SAT}$$

$$U_{SAT}^- = -U_{SAT}$$

$$U_H = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_{SAT} - (-U_{SAT}) \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{2 R_2 U_{SAT}}{R_1 + R_2} \rightarrow R_1 = 10 k\Omega$$

annehmen

$$U_H (R_1 + R_2) = 2 R_2 U_{SAT}$$

$$U_H R_1 = 2 U_{SAT} R_2 - U_H R_1$$

$$R_1 = \frac{2 U_{SAT} R_2 - U_H R_2}{U_H}$$

$$= \frac{2 \cdot 15 \text{ V} \cdot R_2 - 1 \text{ V} \cdot R_2}{1 \text{ V}} = 29 R_2$$

$$R_2 = \frac{R_1}{29} = \frac{10k}{29} = 345,83 \rightarrow \text{na} \text{ch!}$$

$$R_2 = 10k \Rightarrow R_1 = 29 \cdot R_2 = 290k \rightarrow \text{passt!}$$

Untersuchung: a) $\Delta U_T = \frac{U_T^+ + U_T^-}{2} = 2V = U_V$

b) exakte Rechnung:

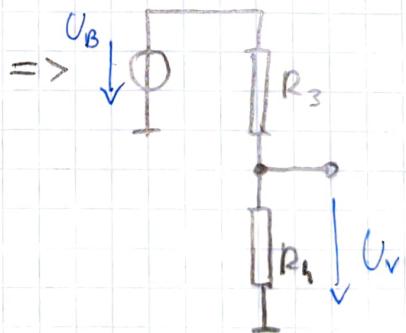
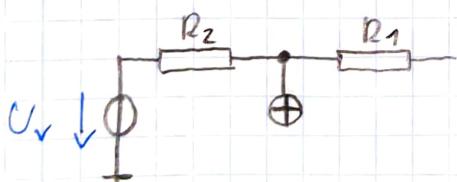
$$\Delta U_T = U_T^+ |_{U_V \neq 0} - U_T^+ |_{U_V = 0} \quad \text{Vergleich}$$

$$U_T^{+/-} = U_V \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{SAT}^{+/-} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\Delta U_T = U_V \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{SAT}^+ \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_{SAT}^- \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\Delta U_T = U_V \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

$$U_V = \Delta U_T \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 2V \cdot \frac{300k}{290k} = 2,069V$$



$$R_2 = R_3 \parallel R_4 = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}$$

$$\frac{U_B}{U_V} = \frac{R_3 + R_4}{R_4}$$

$$R_3 + R_4 = \frac{R_3 R_4}{R_2}$$

$$R_3 + R_4 = \frac{U_B}{U_V} \cdot R_4$$

$$\frac{R_3 R_4}{R_2} = \frac{U_B}{U_V} \cdot R_4$$

$$R_3 = \frac{U_B}{U_V} \cdot R_2$$

$$= \frac{15V}{2,069V} \cdot 10k$$

$$R_3 = 72,5k$$

$$R_3 + R_4 = \frac{U_B}{U_V} \cdot R_3$$

$$R_3 = R_3 \left(\frac{U_B}{U_V} - 1 \right)$$

$$R_3 = \frac{R_3}{\frac{U_B}{U_V} - 1} = \frac{72,5 \text{ k}}{\frac{15 \text{ V}}{2,069 \text{ V}} - 1} = 11,6 \text{ k}$$

Bsp. 3: Inv. ST LM 393

$$U_B = 12V$$

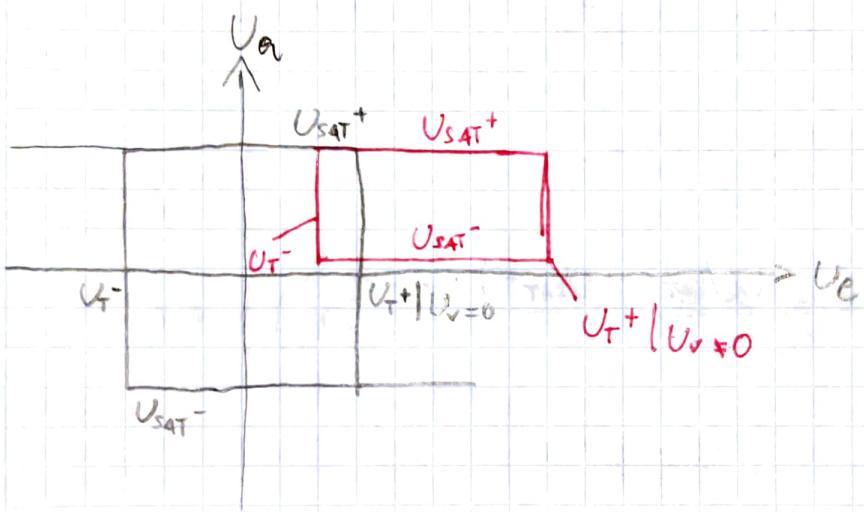
$$U_{SAT^+} = 11,975V$$

$$U_{SAT^-} = 0,1252V$$

$$U_T^+ = 9V$$

$$U_T^- = 2V$$

$$U_T^{+/-} = U_V \frac{R_1}{R_1+R_2} + U_{SAT}^{+/-} \frac{R_2}{R_1+R_2}$$



$$\text{Ansatz: } U_H = U_T^+ - U_T^-$$

$$\begin{aligned} U_H &= U_V \cancel{\frac{R_1}{R_1+R_2}} + U_{SAT^+} \frac{R_2}{R_1+R_2} - U_V \cancel{\frac{R_1}{R_1+R_2}} - U_{SAT^-} \frac{R_2}{R_1+R_2} \\ &= \frac{R_2}{R_1+R_2} (U_{SAT^+} - U_{SAT^-}) = \frac{R_2}{R_1+R_2} (11,975 - 0,1252)V \end{aligned}$$

$$U_H = 7V = \frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot 11,8508V$$

$$\text{Annahme: } R_2 = 10k$$

$$R_1 = \frac{R_2}{U_H} \cdot 11,8508V - R_2$$

$$R_1 = 10k \cdot \frac{11,8508V}{7V} - 10k$$

$$R_1 = 6929,714 \Omega$$

Ausatz U_V a) sym. Versorgung

$$\Delta U_T = U_T^+ - \frac{U_H}{2} = \frac{U_T^+ + U_T^-}{2} = U_T^+|_{U_V \neq 0} - U_T^+|_{U_V = 0}$$

b) asym. Versorgung

$$\Delta U_T = U_T^+ - \frac{U_H}{2} = U_V \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{1}{2} \frac{R_2}{R_1 + R_2} (U_{SAT}^+ - U_{SAT}^-)$$

$$\Delta U_T = U_V \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{1}{2} \frac{R_2}{R_1 + R_2} (U_{SAT}^+ - U_{SAT}^-)$$

$$\Delta U_T + \frac{1}{2} \frac{R_2}{R_1 + R_2} (U_{SAT}^+ - U_{SAT}^-) = U_V \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$\frac{\Delta U_T + \frac{1}{2} \frac{R_2}{R_1 + R_2} (U_{SAT}^+ - U_{SAT}^-)}{R_1} (R_1 + R_2) = U_V$$

$$\Delta U_T = \frac{U_T^+ + U_T^-}{2} = \frac{(g+2)V}{2} = 5,5V$$

$$U_V = \frac{5,5V + \frac{1}{2} \frac{20k}{16,929714k} (11,975V - 0,1242V)}{6,929,714,52} \cdot 16,929714k$$

$$U_V = 21,9875V$$

$$\frac{U_B}{U_V} = \frac{R_3 + R_4}{R_4}$$

$$R_2 = R_3 || R_4 = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}$$

$$R_3 + R_4 = \frac{R_3 R_4}{R_2}$$

$$R_3 + R_4 = \frac{U_B}{U_V} \cdot R_4$$

$$\frac{R_3 \cdot R_4}{R_2} = \frac{U_B}{U_V} \cdot \beta_{\text{q}}$$

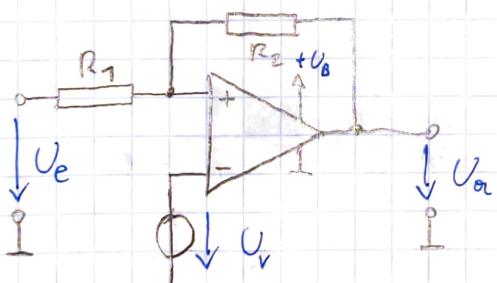
$$R_3 = \frac{U_B}{U_V} \cdot R_2 = \frac{15V}{21,9875V} \cdot 20k = 6822 \Omega$$

$$R_3 + R_4 = \frac{U_B}{U_V} \cdot R_4$$

$$R_3 = \left(\frac{U_B}{U_V} - 1 \right) R_4$$

$$R_4 = \frac{R_3}{\frac{U_B}{U_V} - 1} = \frac{6822 \Omega}{\frac{15V}{21,9875V} - 1} = 21,466 k\Omega$$

Bsp. 4: Nicht inv. ST



LM 324

$$+ U_B = 5V$$

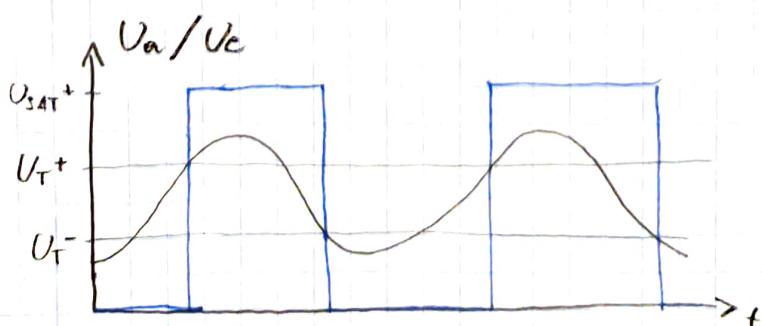
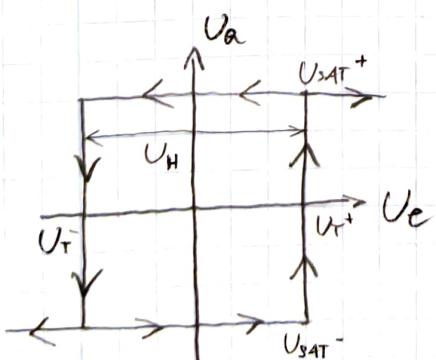
$$U_{\text{SAT}}^+ = 4,1V$$

$$U_{\text{SAT}}^- = 0,035V$$

$$U_T^+ = 3V$$

$$U_T^- = 2V$$

$$U_{T^+} = \frac{U_V (R_1 + R_2) - U_{\text{SAT}}^- + R_1}{R_2}$$



R_1, R_2 über U_H

$$U_H = U_T^+ - U_T^- = U_V \frac{R_1 + R_2}{R_2} - \frac{R_1}{R_2} U_{SAT}^- - \left[\frac{R_1 + R_2}{R_2} U_V - \frac{R_1}{R_2} U_{SAT}^+ \right]$$

$$U_H = \frac{R_1}{R_2} (U_{SAT}^+ - U_{SAT}^-) \rightarrow R_1 \text{ annehmen, } R_2 \text{ berechnen}$$

$(10k) \rightarrow (50,65k)$

U_V bei asym. Versorgung

$$\Delta U_T = U_T^+ - \frac{U_H}{2}$$

$$\Delta U_T = \frac{U_T^+ + U_T^-}{2} = \frac{5V}{2} = 2,5V$$

$$\Delta U_T = \frac{(R_1 + R_2) U_V - R_1 \cdot U_{SAT}^-}{R_2} - \frac{1}{2} \frac{R_1}{R_2} (U_{SAT}^+ - U_{SAT}^-)$$

$$U_V \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \Delta U_T + \frac{R_1}{R_2} U_{SAT}^- + \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{1}{2} \cdot U_{SAT}^+ - \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{1}{2} U_{SAT}^-$$

$$= \Delta U_T + \frac{R_1}{R_2} \left(U_{SAT}^- + \frac{U_{SAT}^+}{2} - \frac{U_{SAT}^-}{2} \right)$$

$$= \Delta U_T + \frac{R_1}{R_2} \left(\frac{U_{SAT}^-}{2} + \frac{U_{SAT}^+}{2} \right)$$

$$U_V = \frac{\Delta U_T + \frac{R_1}{R_2} \left(\frac{U_{SAT}^-}{2} + \frac{U_{SAT}^+}{2} \right)}{R_1 + R_2} R_2$$

$$= \frac{2,5V + \frac{10k}{50,65k} (0,0175V + 2,05V)}{50,65k} 50,65k$$

$$= 2,415 V$$

$$\frac{U_0}{U_v} = \frac{R_3 + R_4}{R_3}$$

$R_4 = 10 \text{ k}$ Annahme weil unbelastet

$$R_3 + R_4 = \frac{U_0}{U_v} R_4$$

$$R_3 = \frac{U_0}{U_v} R_4 - R_4 = 10,7 \text{ k}$$

3. Teststoff: alles ab Differenz verst.

- Aufbau
- Kenngrößen $\leq \frac{V_{GL}}{V_0}$

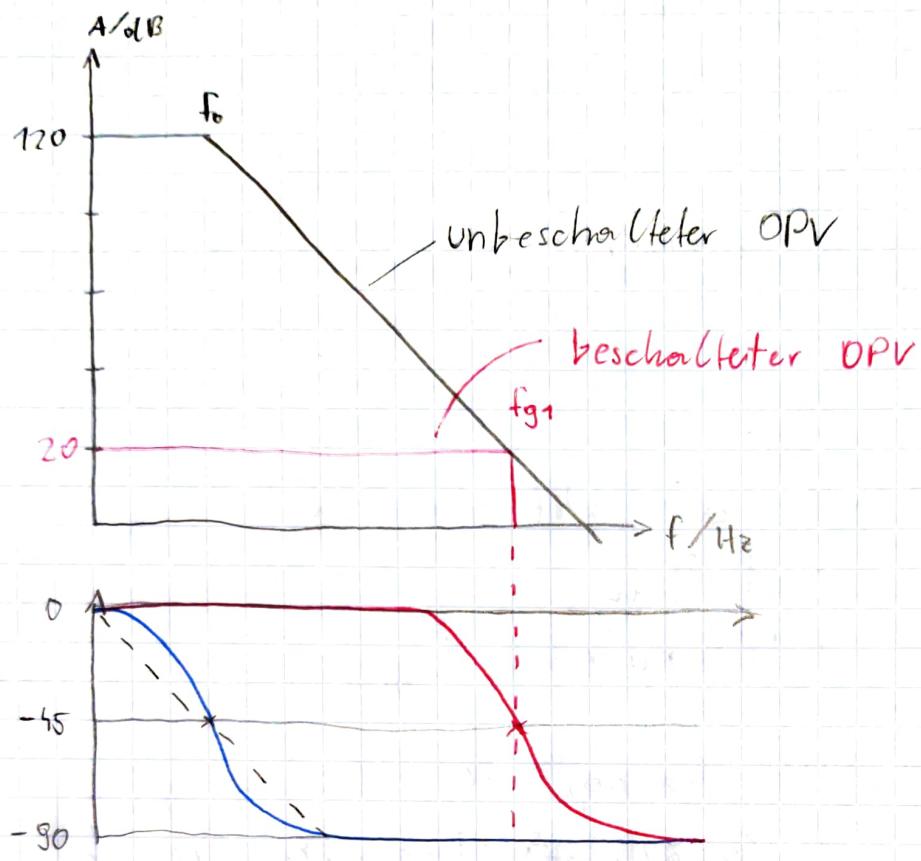
▷ OPV Kenngrößen

- Verstärkungs-Band br. - Produkt

▷ Grundschaltungen

- Inv. Verst.
- Nicht-Inv. Verst.
- Atol
- Sub
- ST !

Bsp. zu Verstärkungskenngrößen bei OPV:



$$f_T = 1 \text{ MHz}$$

$$f_0 = 10 \text{ Hz}$$

$$\rightarrow V_{uo} = \frac{f_T}{f_0} = 10^5$$

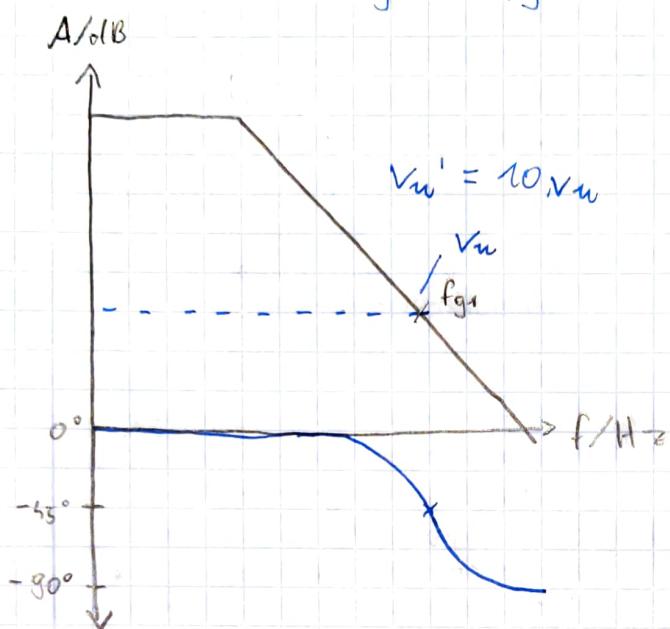
$$f_1 = 1 \text{ kHz}$$

$$\rightarrow V_1 = \frac{f_T}{f_{g1}} = 10^3$$

Bsp.: OPV, $f_T = 10^6 \text{ Hz}$

$$V_u = 3,5$$

ges.: f_{g1}



$$V_u' = 10 V_u = 35$$

$$f_T = f_{g1} \cdot V_u = f_{g1} / 10$$

$$\begin{aligned} \frac{f_{g1}}{\tau_0} &= \frac{f_T}{V_u'} \\ &= \frac{f_{g1}}{\tau_0} \cdot V_u \cdot 10 \\ &= \frac{10^6}{35} = 28,56 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Bsp.: 3 Verstärker

$$V_{u1} = V_{u2} = V_{u3} = ?$$

$$V_{\text{ges}} = 100, \quad f_T = 10^6 \text{ Hz}$$

$$f_{g1} = \frac{f_T}{V_{\text{ges}}} = \frac{10^6}{10^2} = 10^4$$

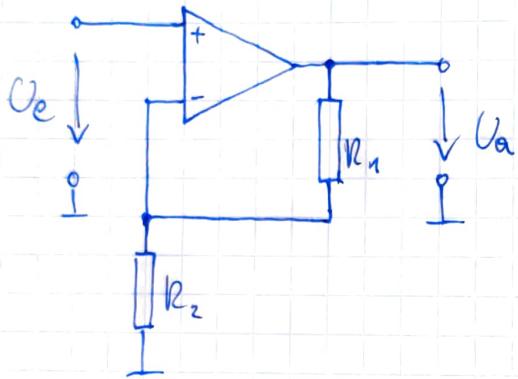
$$f_{g1}/10 = 10^3$$

$$V_{\text{ges}} = V_{u1} \cdot V_{u2} \cdot V_{u3} = \sqrt[3]{100} = 4,64$$

$$V_i' = 46,4$$

$$f_{gi} = \frac{f_T}{V_i'} = \frac{10^6}{46,4} = 21,55 \text{ kHz}$$

Bsp.: Verstärkerstufe, Non-Inv., $R_1 = 10k$, $\nu = 5$



$$V_u = \frac{V_a}{V_e} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

$$5 - 1 = \frac{R_1}{R_2} \rightarrow R_2 = \frac{R_1}{4} = \frac{10k}{4} = 2,5k$$

$$\text{Bsp.: } f_T = V_i \cdot f_{gi}$$

$$f_{gi} = \frac{f_T}{V_i} = \frac{10^6}{5} = 200 \text{ kHz}$$

$$f_{gi}/10 = 20 \text{ kHz}$$

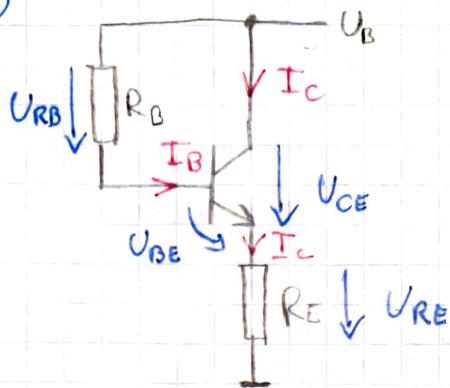
ST:

$$\text{Inv } U_{T+/-} = U_V \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{SAT} +/- \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\text{N-Inv } U_{T+/-} = \frac{U_V (R_1 + R_2) - U_{SAT} +/- \cdot R_1}{R_2}$$

Beispiele:

(5)



$$I_C = 3 \text{ mA}$$

$$\beta = 120$$

$$U_B = 10 \text{ V}$$

$$R_E = 2 \text{ k}\Omega$$

ges.: R_B

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{3 \text{ mA}}{120} = 25 \mu\text{A}$$

$$U_{RE} = I_C \cdot R_E = 2 \text{ k}\Omega \cdot 3 \text{ mA} = 6 \text{ V}$$

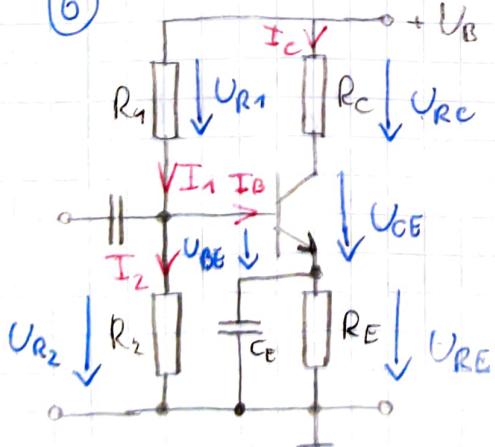
Annahme: $U_{BE} = 0,7 \text{ V}$

$$U_{RB} = U_B - U_{BE} - U_{RE} = 10 \text{ V} - 0,7 \text{ V} - 6 \text{ V} = 3,3 \text{ V}$$

$$R_B = \frac{U_{RB}}{I_B} = \frac{3,3 \text{ V}}{25 \mu\text{A}} = 132 \text{ k}\Omega$$

gewählt: $R_B = 120 \text{ k}\Omega + 12 \text{ k}\Omega$

(6)



$$U_{CE} = 5 \text{ V}$$

$$U_{RE} = 1 \text{ V}$$

$$I_C = 2 \text{ mA}$$

$$R_i = 10 \text{ k}\Omega$$

$$r_{BE} = 4,5 \text{ k}\Omega$$

$$I_Q = 2 \cdot I_B$$

$$\beta = 330$$

$$\beta = 280$$

ges.: R_1, R_C, R_2, R_E

$$U_B = 10 \text{ V}$$

$$U_{BE} = 0,66 \text{ V}$$

aus Datenbl.

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{2 \text{ mA}}{280} = 6,8 \mu\text{A}$$

$$I_Q = I_2 = 2 \cdot I_B = 2 \cdot 6,8 \mu\text{A} = 13,8 \mu\text{A}$$

$$R_C = \frac{U_{RC}}{I_C} = \frac{U_B - U_{CE} - U_{RE}}{I_C} = \frac{10V - 6V}{2mA} \\ = \frac{4V}{2mA} = 2 k\Omega$$

$$R_2 = \frac{U_{BE} + U_{RE}}{I_Q} = \frac{1,66V}{13,8\mu A} = 120 k\Omega$$

$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_B + I_C} = \frac{1V}{2,0068mA} = 488,28 \Omega$$

$$R_1 = \frac{U_B - (U_{BE} + U_{RE})}{I_B + I_Q} = \frac{10V - 1,66V}{20,7\mu A} = 403 k\Omega$$

gewählt: $R_C = 2,7 k\Omega$

$$R_2 = 120 k\Omega$$

$$R_E = 470 \Omega$$

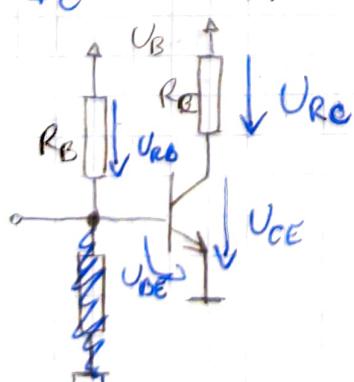
$$R_1 = 380 k\Omega$$

HO: ⑩

$$U_B = 12V \quad U_{BE} = 0,7V$$

$$U_{CE} = 5V$$

$$I_C = 30mA$$

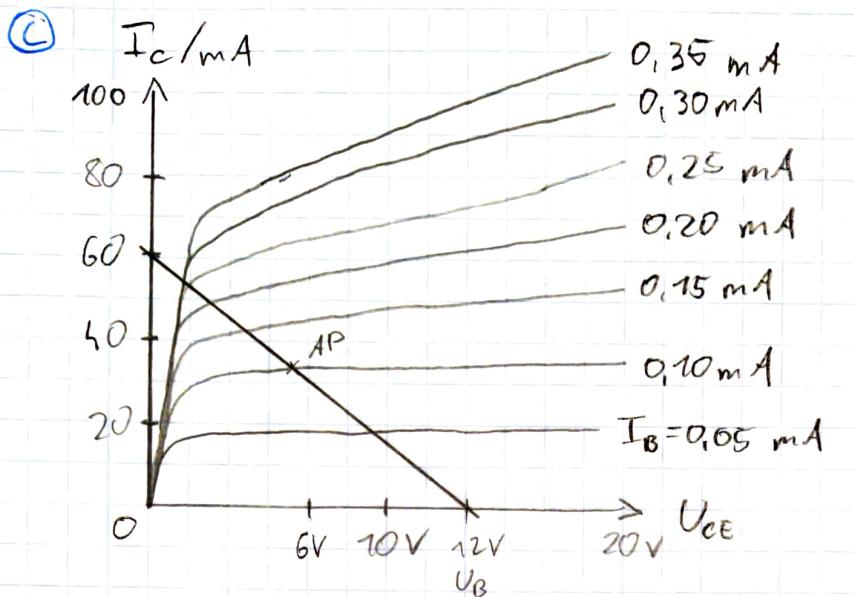


⑨

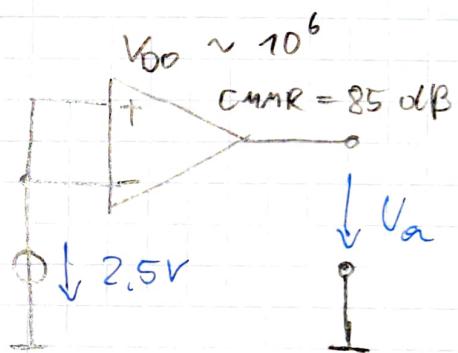
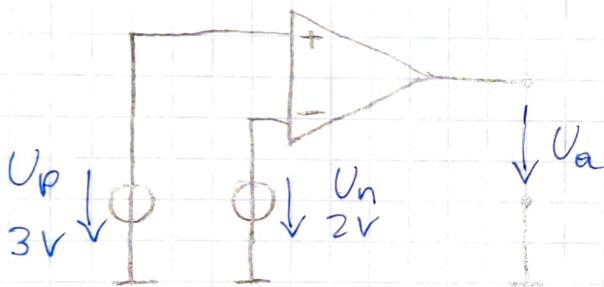
$$R_C = \frac{U_{RC}}{I_C} = \frac{U_B - U_{CE}}{I_C} = \frac{12V - 5V}{30mA} \\ = 233,33 \Omega$$

$$I_B \approx 6,08 mA$$

$$\textcircled{b} \quad R_{RB} = \frac{U_{RB}}{I_B} = \frac{U_B - U_{BE}}{I_B} = \frac{12V - 0,7V}{0,08mA} = 125,6 k\Omega$$

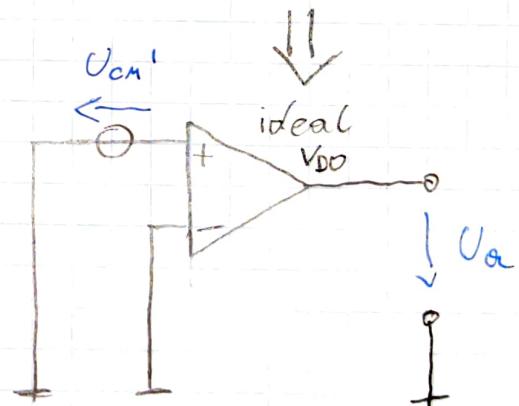


realer OPV



$$U_{CM} = \frac{U_p + U_n}{2} = 2.5 \text{ V}$$

$$U_{PN} = U_p - U_n$$



$$U_o = V_{OO} \cdot U_{CM}'$$