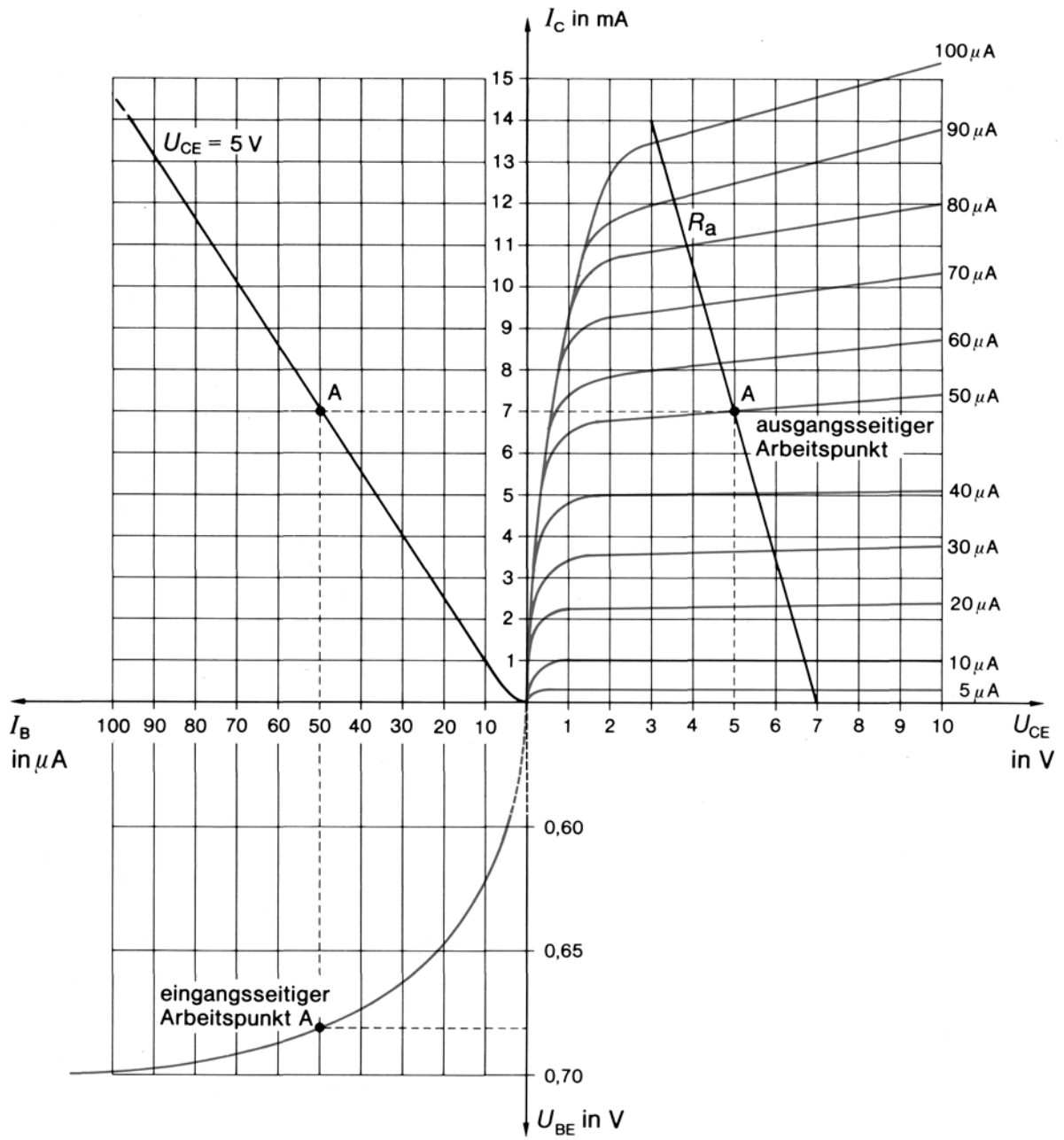
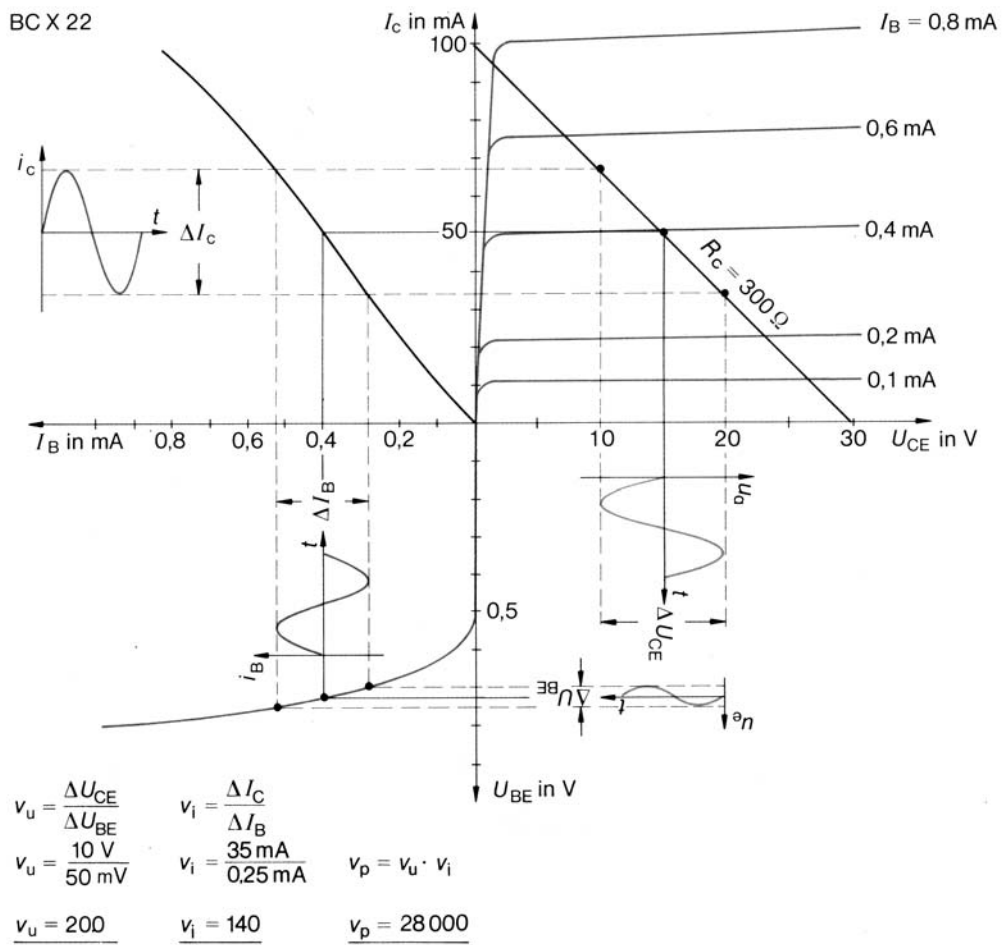
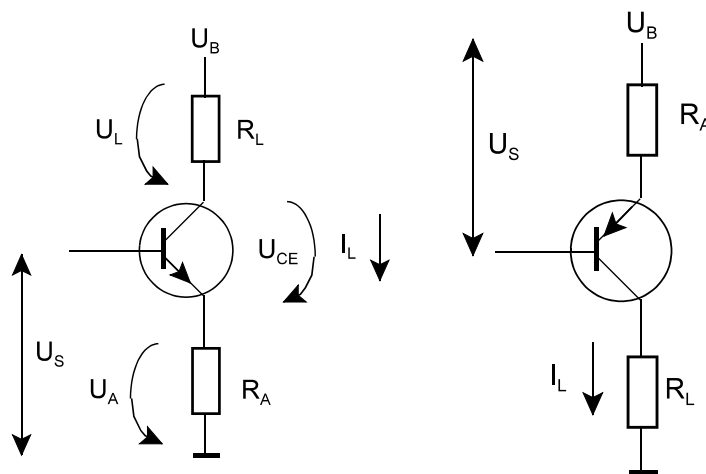


1. Transistorkennlinien





2. Konstantstromquelle



$$U_A = U_S - U_{BE(on)}$$

$$I_L = \frac{U_A}{R_A} = \frac{U_S - U_{BE(on)}}{R_A}$$

Der Laststrom I_L hängt nur von U_S und R_A ab, nicht aber vom Lastwiderstand R_L .

Wie groß darf der Lastwiderstand R_L höchstens sein?

Damit die Schaltung funktioniert, muß der Transistor stets im aktiven Bereich arbeiten, darf also nicht übersteuert werden. Eine Übersteuerung liegt dann vor, wenn die Basisspannung höher ist als die Kollektorspannung, also als der Spannungsabfall U_L über dem Lastwiderstand R_L .

Forderung:

$$U_B - U_L \geq U_S$$

$$U_L \leq U_B - U_S ; U_L = I_L \cdot R_L$$

$$R_L \leq \frac{U_B - U_S}{I_L}$$

Festlegung von Steuerspannung U_S und Arbeitswiderstand R_A für eine gegebene Betriebsspannung U_B und einen Laststrom I_L , der durch einen Lastwiderstand R_L zu treiben ist:

$$R_L I_L = U_B - U_S$$

$$U_S = U_B - R_L I_L$$

$$R_A = \frac{U_S - U_{BE(ON)}}{I_L}$$

Welche Betriebsspannung U_B ist mindestens erforderlich, um einen Strom I_L durch einen Lastwiderstand R_L zu treiben?

$$U_B \geq U_S + R_L I_L$$

$$U_B \geq I_L R_A + U_{BE(on)} + R_L I_L$$

3. Der Transistor als Schalter

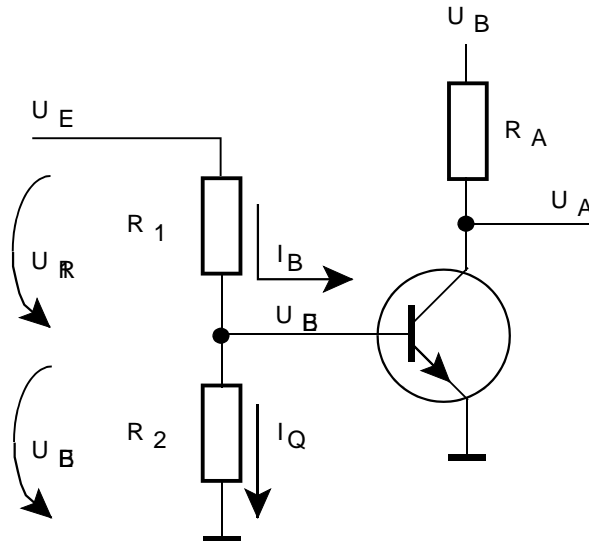
Faustregeln:

1. Transistor sicher aufgesteuert bei minimaler High-Eingangsspegel $U_{E(1min)}$: Basisstrom = $1,5 \cdot$ Wert gemäß Datenblatt/Kennlinie. Mit Speedup-Kondensator ggf. weniger (Versuch).
2. Basisspannung $U_{BE(1)}$ zum sicheren Aufsteuern (Kleinleistungstransistoren): wenigstens U_{BEsat} (typisch 0,7 V).
3. Transistor sicher gesperrt bei maximalem Low-Eingangsspegel $U_{E(0max)}$. Basisstrom praktisch Null.
4. Basisspannung $U_{BE(0)}$ zum sicheren Sperren (Kleinleistungstransistoren): typisch 0,2 bis -0,5 V.

Wozu ist der Basisvorwiderstand gut?

Wenn die Basis direkt angeschlossen ist, zieht sie die Quelle (das High-Signal) auf etwa 0,7.. 1V herunter. Hängen dann noch andere Einrichtungen dran, bekommen diese keinen High-Pegel mehr zu sehen.

Ansteuerung über Spannungsteiler an Masse:



Wenn eingeschaltet (1):

$$U_{E(1)} = U_{R1} + U_{BE(1)} = R_1(I_B + I_{Q(1)}) + U_{BE(1)}$$

$$R_1 = \frac{U_{E(1)} - U_{BE(1)}}{I_B + I_{Q(1)}}; I_{Q1} = \frac{U_{BE(1)}}{R_2}$$

$$R_1 = \frac{U_{E(1)} - U_{BE(1)}}{I_B + \frac{U_{BE(1)}}{R_2}} = R_2 \frac{U_{E(1)} - U_{BE(1)}}{I_B R_2 + U_{BE(1)}}$$

Wenn ausgeschaltet (0):

$$U_{E(0)} = U_{R1} + U_{BE(0)} = R_1 I_{Q(0)} + U_{BE(0)}$$

$$R_1 = \frac{U_{E(0)} - U_{BE(0)}}{I_{Q(0)}}; I_{Q(0)} = \frac{U_{BE(0)}}{R_2}$$

$$R_1 = \frac{U_{E(0)} - U_{BE(0)}}{\frac{U_{BE(0)}}{R_2}} = R_2 \frac{U_{E(0)} - U_{BE(0)}}{U_{BE(0)}}$$

Beides gleichgesetzt und nach R_2 aufgelöst:

$$R_2 \frac{U_{E(1)} - U_{BE(1)}}{I_B R_2 + U_{BE(1)}} = R_2 \frac{U_{E(0)} - U_{BE(0)}}{U_{BE(0)}}$$

$$(U_{E(1)} - U_{BE(1)}) \frac{U_{BE(0)}}{U_{E(0)} - U_{BE(0)}} = I_B R_2 + U_{BE(1)}$$

$$R_2 = \frac{1}{I_B} \left\{ \frac{U_{BE(0)}(U_{E(1)} - U_{BE(1)})}{U_{E(0)} - U_{BE(0)}} - U_{BE(1)} \right\}$$

$$R_2 = \frac{U_{BE(0)}(U_{E(1)} - U_{BE(1)}) - U_{BE(1)}(U_{E(0)} - U_{BE(0)})}{I_B(U_{E(0)} - U_{BE(0)})}$$

Bedingungen für Lösung:

$$U_{BE(0)}(U_{E(1)} - U_{BE(1)}) > U_{BE(1)}(U_{E(0)} - U_{BE(0)}); U_{E(0)} > U_{BE(0)}$$

$$\frac{U_{BE(1)}}{U_{BE(0)}} < \frac{U_{E(1)} - U_{BE(1)}}{U_{E(0)} - U_{BE(0)}}$$

Typische Praxiswerte ($U_{BE(1)} = 0,7 \text{ V}$; $U_{BE(0)} = 0,2 \text{ V}$):

$$\frac{U_{E(1)} - 0,7 \text{ V}}{U_{E(0)} - 0,2 \text{ V}} > 3,5$$

Die Dimensionierung wird kritisch, wenn zwischen $U_{E(0)}$ und $U_{E(1)}$ nicht genügend Abstand liegt (verbotener Bereich). Man kann dann keinen Spannungsteiler mehr bauen, der beide Anforderungen (für Low- und High-Pegel) erfüllt. Im Fall des Falles ($U_{BE(0)}$ zu nahe an $U_{BE(1)}$): Schwellertschaltung vorordnen, die bei $U_E \leq U_{E(0)}$ die Basisspannung absenkt (Z-Diode, Dioden in Flußrichtung o. ä.), Comparator einsetzen oder negative Hilfsspannung einführen.

Berechnung von R_1 gemäß einer der obigen Formeln.

$$R_1 = R_2 \frac{U_{E(1)} - U_{BE(1)}}{I_B R_2 + U_{BE(1)}}; R_1 = R_2 \frac{U_{E(0)} - U_{BE(0)}}{U_{BE(0)}}$$

Beispiel:

- $U_{E(1)} = 3,3 \text{ V}$
- $I_{B(1)} = 1 \text{ mA}$
- $U_{BE(1)} = 0,7 \text{ V}$
- $U_{E(0)} = 0,4 \text{ V}$
- $U_{BE(0)} = 0,2 \text{ V}$

Kontrolle:

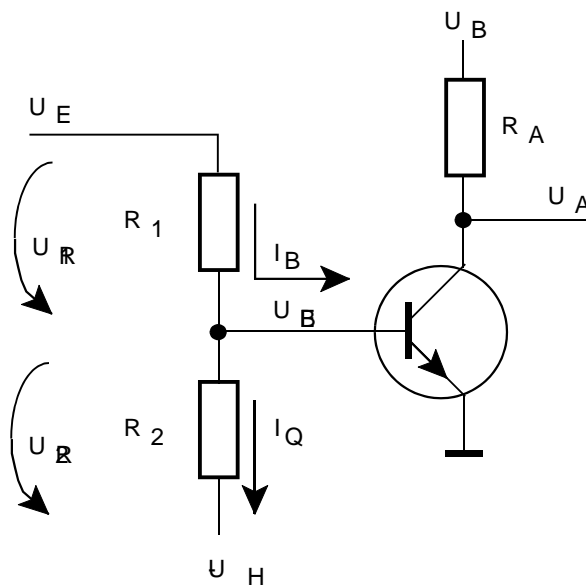
$$\frac{0,7\text{V}}{0,2\text{V}} < \frac{3,3\text{V} - 0,7\text{V}}{0,4\text{V} - 0,2\text{V}}$$

(3,5 < 13; o.k.)

$$R_2 = \frac{1}{1\text{ mA}} \left\{ \frac{0,2(3,3 - 0,7)}{0,4 - 0,2} - 0,7 \right\} = 1,9\text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 1,9\text{k} \frac{3,3\text{V} - 0,7\text{V}}{1\text{mA} \cdot 1,9\text{k} + 0,7\text{V}} = 1,9\text{ k}\Omega; \quad R_1 = 1,9\text{k} \frac{0,4\text{V} - 0,2\text{V}}{0,2\text{V}} = 1,9\text{ k}\Omega$$

Ansteuerung über Spannungsteiler an negativer Hilfsspannung:



Alle Spannungen vorzeichengerecht eingeben.

Wenn eingeschaltet (1):

$$U_{E(1)} = U_{R1} + U_{R2} = R_1(I_B + I_{Q(1)}) + U_{BE(1)} - U_H$$

$$R_1 = \frac{U_{E(1)} - U_{BE(1)}}{I_B + I_{Q(1)}}; \quad I_{Q(1)} = \frac{U_{BE(1)} - U_H}{R_2}$$

$$R_1 = \frac{U_{E(1)} - U_{BE(1)}}{I_B + \frac{U_{BE(1)} - U_H}{R_2}} = R_2 \frac{U_{E(1)} - U_{BE(1)}}{I_B R_2 + U_{BE(1)} - U_H}$$

Wenn ausgeschaltet (0):

$$U_{E(0)} = U_{R1} + U_{R2} = R_1 I_{Q(0)} + U_{BE(0)} - U_H$$

$$R_1 = \frac{U_{E(0)} - U_{BE(0)}}{I_{Q(0)}}; I_{Q(0)} = \frac{U_{BE(0)} - U_H}{R_2}$$

$$R_1 = \frac{U_{E(0)} - U_{BE(0)}}{\frac{U_{BE(0)} - U_H}{R_2}} = R_2 \frac{U_{E(0)} - U_{BE(0)}}{U_{BE(0)} - U_H}$$

Beides gleichgesetzt und nach R2 aufgelöst:

$$R_2 \frac{U_{E(1)} - U_{BE(1)}}{I_B R_2 + U_{BE(1)} - U_H} = R_2 \frac{U_{E(0)} - U_{BE(0)}}{U_{BE(0)} - U_H}$$

$$(U_{E(1)} - U_{BE(1)}) \frac{U_{BE(0)} - U_H}{U_{E(0)} - U_{BE(0)}} = I_B R_2 + U_{BE(1)} - U_H$$

$$R_2 = \frac{1}{I_B} \left\{ \frac{(U_{BE(0)} - U_H)(U_{E(1)} - U_{BE(1)})}{U_{E(0)} - U_{BE(0)}} - U_{BE(1)} + U_H \right\}$$

$$R_2 = \frac{(U_{BE(0)} - U_H)(U_{E(1)} - U_{BE(1)}) - (U_{BE(1)} - U_H)(U_{E(0)} - U_{BE(0)})}{I_B (U_{E(0)} - U_{BE(0)})}$$

Bedingungen für Lösung:

$$(U_{BE(0)} - U_H)(U_{E(1)} - U_{BE(1)}) > (U_{BE(1)} - U_H)(U_{E(0)} - U_{BE(0)}); U_{E(0)} > U_{BE(0)}$$

$$\frac{U_{BE(1)} - U_H}{U_{BE(0)} - U_H} < \frac{U_{E(1)} - U_{BE(1)}}{U_{E(0)} - U_{BE(0)}}$$

Infolge der negativen Hilfsspannung U_H ist die Bedingung eher zu erfüllen, da der Nenner der linken Seite verhältnismäßig stärker zunimmt als der Zähler (vgl. das folgende Beispiel: statt $0,7 : 0,2 = 3,5$ $5,7 : 4,8 = 1,18$). Je größer der Betrag der Hilfsspannung U_H , desto mehr nähert sich die linke Seite dem Wert 1 ($U_{BE(1)}, U_{BE(0)}$ vernachlässigbar).

Berechnung von R1 gemäß einer der obigen Formeln.

$$R_1 = R_2 \frac{U_{E(1)} - U_{BE(1)}}{I_B R_2 + U_{BE(1)} - U_H}; R_1 = R_2 \frac{U_{E(0)} - U_{BE(0)}}{U_{BE(0)} - U_H}$$

Beispiel:

- $U_{E1} = 2 \text{ V}$
- $I_{B1} = 0,7 \text{ mA}$
- $U_{BE1} = 0,7 \text{ V}$
- $U_{E0} = 0,8 \text{ V}$
- $U_{BE0} = -0,2 \text{ V}$
- $U_H = -5 \text{ V}$

Kontrolle:

$$\frac{0,7\text{V} + 5\text{V}}{-0,2\text{V} + 5\text{V}} < \frac{2\text{V} - 0,7\text{V}}{0,8\text{V} + 0,2\text{V}}$$

(1,18 < 1,3; o.k.)

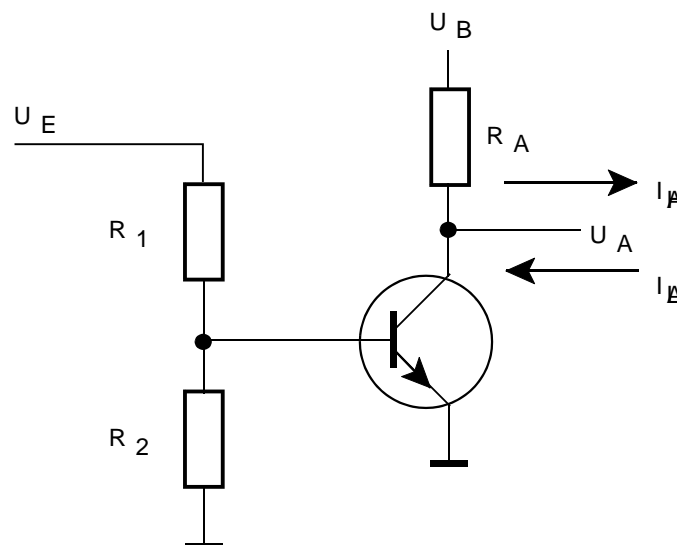
$$R_2 = \frac{1}{0,7\text{mA}} \left\{ \frac{(-0,2\text{V} + 5\text{V})(2\text{V} - 0,7\text{V})}{0,8\text{V} + 0,2\text{V}} - 0,7\text{V} - 5\text{V} \right\} = 770 \Omega$$

$$R_1 = 770\Omega \frac{2\text{V} - 0,7\text{V}}{0,7\text{mA} \cdot 770\Omega + 0,7\text{V} + 5\text{V}} = 160 \Omega ; R_1 = 770\Omega \frac{0,8\text{V} + 0,2\text{V}}{-0,2\text{V} + 5\text{V}} = 160 \Omega$$

Eingangswiderstand des Transistors:

$$R_{BE} = \frac{U_{BE}}{I_B} = \frac{\beta U_{BE}}{I_{Cmax}} ; I_B \approx \frac{I_{Cmax}}{\beta}$$

Der Kollektorkreis:



R_A ist entweder der Arbeitswiderstand im eigentlichen Sinne oder die zu schaltende Last. I_{AH} , I_{AL} sind Ströme, die ggf. zu anderen Einrichtungen fließen oder von anderen Einrichtungen eingespeist werden (externe Lastströme).

Arbeitswiderstand R_A :

$$R_A \geq \frac{U_{Bmax}}{I_{Cmax} - I_{ALmax}} ; R_A \leq \frac{U_{Bmin} - U_{Hmin}}{I_{AHmax}}$$

Kollektorstrom I_C (Kennwert zum Aussuchen des Transistors):

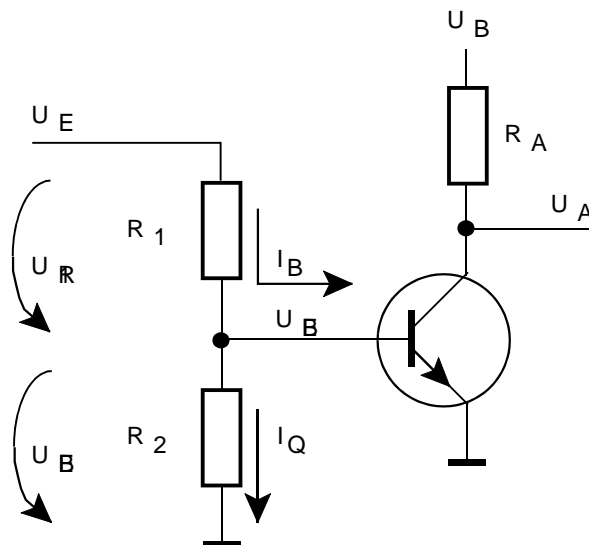
$$I_C > I_{ALmax} + \frac{U_{Bmax}}{R_A}$$

Speedup-Kondensator (Richtwert für Versuch):

$$0,7 R_1 C < t_{pmin}; C < \frac{t_{pmin}}{0,7R_1}$$

4. Transistoren mit eingebautem Basisspannungsteiler

Beispiel: die sog. digitalen Transistoren von Infineon. Der Spannungsteiler R_1, R_2 ist vorgegeben (s. Katalog/Datenblatt). Für welche Signalpegel ist er geeignet?



Wenn eingeschaltet (1):

$$U_{E(1)} = U_{R1} + U_{BE(1)} = R_1(I_B + I_{Q(1)}) + U_{BE(1)} ; I_{Q1} = \frac{U_{BE(1)}}{R_2}$$

$$U_{E(1)} \geq R_1\left(I_B + \frac{U_{BE(1)}}{R_2}\right) + U_{BE(1)} = \frac{I_B R_1 R_2 + U_{BE(1)}(R_1 + R_2)}{R_2}$$

Wenn ausgeschaltet (0):

$$U_{E(0)} = U_{R1} + U_{BE(0)} = R_1 I_{Q(0)} + U_{BE(0)} ; I_{Q(0)} = \frac{U_{BE(0)}}{R_2}$$

$$U_{E(0)} \leq R_1 \frac{U_{BE(0)}}{R_2} + U_{BE(0)} = \frac{U_{BE(0)}(R_1 + R_2)}{R_2}$$

Typische Werte:

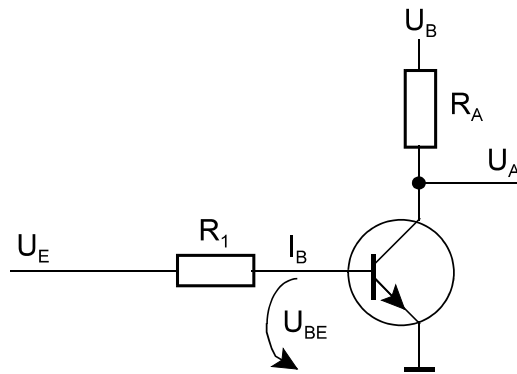
$$U_{E(1)} \geq \frac{1\text{mA} \cdot R_1 R_2 + 0,7\text{V} \cdot (R_1 + R_2)}{R_2}$$

$$U_{E(0)} \leq \frac{0,2\text{V} \cdot (R_1 + R_2)}{R_2}$$

Beispiele:

R1	R2	U_{E(1)min}	U_{E(0)max}
1k	1k	2,4 V	0,4 V
1k	10k	1,8 V	0,22 V
2k2	2k2	3,6 V	0,4 V
2k2	10k	3 V	0,25 V
2k2	47k	3 V	0,21 V
4k7	4k7	6,1 V	0,4 V
4k7	10k	5,8 V	0,3 V
4k7	47k	5,5 V	0,22 V
10k	10k	12 V	0,4 V
10k	47k	11 V	0,25 V
22k	22k	24 V	0,4 V
22k	47k	24 V	0,3 V
47k	22k	50 V	0,63 V
47k	47k	48V	0,4 V

Andere Typen haben keinen Spannungsteiler, sondern lediglich einen Basisvorwiderstand.

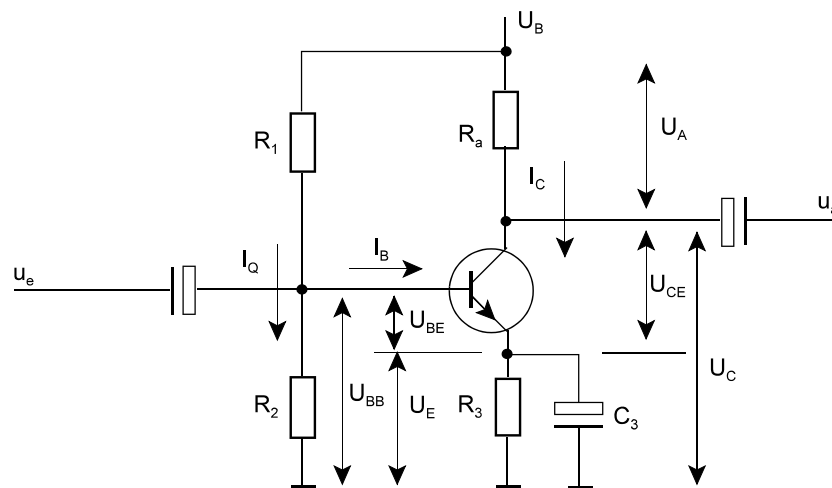


$$U_{E(1)} \geq U_{BE} + R_1 I_B$$

Beispiele ($U_{BE} = 0,7 \text{ V}$, $I_B = 1 \text{ mA}$)

R_1	$U_{E(1)min}$	R_1	$U_{E(1)min}$
1k	1,7 V	22k	23 V
10k	11 V	47k	48 V

5. NF-Verstärkerstufe in Emitterschaltung



Spannungsteiler R_1, R_2 : Basisvorspannung (legt den Arbeitspunkt fest).

Widerstand R_3 : Gleichstromgegenkopplung.

Arbeitswiderstand R_a : 1..10 k Ω (für typische Verstärker kleiner Leistung).

Kondensator C_3 : hebt Wechselstromgegenkopplung auf.

Faustformel: $C_3[\mu\text{F}] \geq \frac{2500}{f_u[\text{Hz}]}$; f_u = untere Grenzfrequenz.

Richtwerte:

$$U_A = \frac{U_B}{2}; U_E = \frac{U_B}{3}; \text{ also } U_{CE} = \frac{U_B}{6}$$

$I_Q = 0,2 \dots 0,5 I_C$ (Kollektorruhestrom) bzw. (Minimum) $> 2 I_B$. (Allgemeine Faustregel, um näherungsweise die Belastung des Spannungsteilers vernachlässigen zu können: Querstrom wenigstens $10 \cdot$ Laststrom.)

$$R_1 + R_2 = \frac{U_B}{I_Q}$$

$$U_{BB} \approx U_B \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \text{ Basisvorspannung bei Vernachlässigung des Basisruhestroms } I_B$$

$$U_E = U_{BB} - U_{BE(\text{on})}; U_{BB} = U_E + U_{BE(\text{on})}$$

$$I_C \approx \frac{U_E}{R_3}$$

$$R_a = \frac{U_{RA}}{I_C} \approx \frac{0,5 U_B}{I_C}$$

$$R_3 = \frac{U_E}{I_C}$$

$$\text{Kollektorspannung: } U_C \approx U_B - I_E \cdot R_a$$

$$\text{Emitterspannung: } U_E = I_E \cdot R_3$$

$$\text{Emitterstrom: } I_E = \frac{U_E}{R_3} = \frac{1}{R_3} \cdot U_B \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\begin{aligned} \text{Kollektor-Emitter-Spannung: } U_{CE} &= U_C - U_E \approx U_B - I_E \cdot R_a - I_E \cdot R_3 \\ &= U_B - I_E (R_a + R_3) = U_B - U_B \cdot \frac{1}{R_3} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot (R_a + R_3) \\ &= U_B \cdot \left(1 - \frac{R_2 \cdot (R_3 + R_a)}{R_3 \cdot (R_1 + R_2)} \right) \end{aligned}$$

Spannungsverstärkung AC (mit Kondensator C3): $\beta \cdot \frac{R_a}{R_3}$

Spannungsverstärkung DC (ohne Kondensator C3): $\frac{R_a}{R_3}$ – zwar wenig, aber unabhängig von den Transistorparametern!

Einfache Herleitung:

$$I_E = \frac{U_e}{R_3} \quad (\text{Prinzip Emitterfolger. Schwellenspannung vernachlässigt}).$$

$$U_a = I_e \cdot R_a \quad (\text{Kollektorstrom} = \text{Emitterstrom})$$

$$U_e = I_E \cdot R_3 \quad (\text{obigen Ausdruck umgestellt})$$

$$\text{Damit Verstärkung } \frac{U_a}{U_e} = \frac{R_a}{R_3}$$

Beispiel 1 (gemäß Kennlinie von S. 1):

- $U_{CE} = 5 \text{ V}$
- $I_C = 7 \text{ mA}$ (Kollektorruhestrom)
- $U_{BE(\text{on})} = 0,68 \text{ V}$.

$$U_B = 6 U_{CE} = 30 \text{ V}.$$

$$I_Q = 0,2 \cdot 7 \text{ mA} = 1,4 \text{ mA}$$

$$R_a = \frac{15 \text{ V}}{7 \text{ mA}} \approx 2,2 \text{ k}\Omega$$

$$U_E = \frac{30 \text{ V}}{3} = 10 \text{ V}$$

$$U_{BB} = 10 \text{ V} + 0,68 \text{ V} = 10,68 \text{ V}$$

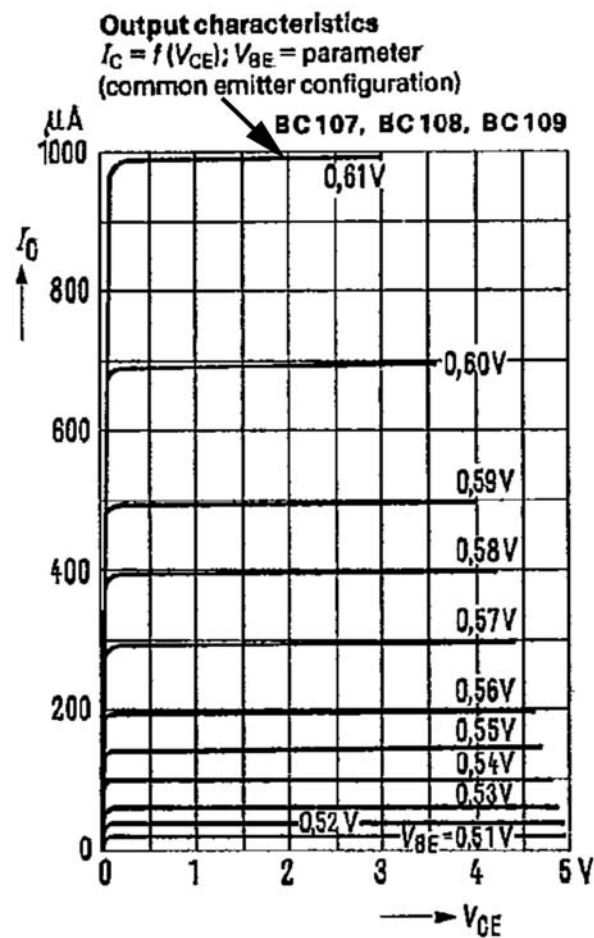
$$R_1 + R_2 = \frac{30 \text{ V}}{1,4 \text{ mA}} = 21,43 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{U_{BB}(R_1 + R_2)}{U_B} = \frac{10,68\text{V} \cdot 21,43\text{k}\Omega}{30\text{V}} \approx 7,68\text{k}\Omega$$

$$R_1 = 21,43\text{ k}\Omega - 7,68\text{ k}\Omega = 13,7\text{ k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{10\text{V}}{7\text{mA}} = 1,4\text{k}\Omega$$

Beispiel 2 (mit BC 107):



Der Pfeil zeigt auf den gewählten Arbeitspunkt:

- $U_{CE} = 2\text{ V}$
- $I_C = 1\text{ mA}$ (Kollektorruehestrom)
- $U_{BE(\text{on})} = 0,61\text{ V}$.

$$U_B = 6 U_{CE} = 12\text{ V}.$$

$$I_Q = 0,2 \cdot 1\text{mA} = 0,2\text{mA}$$

$$R_a = \frac{6V}{1mA} \approx 6,04k\Omega$$

$$U_E = \frac{12V}{3} = 4V$$

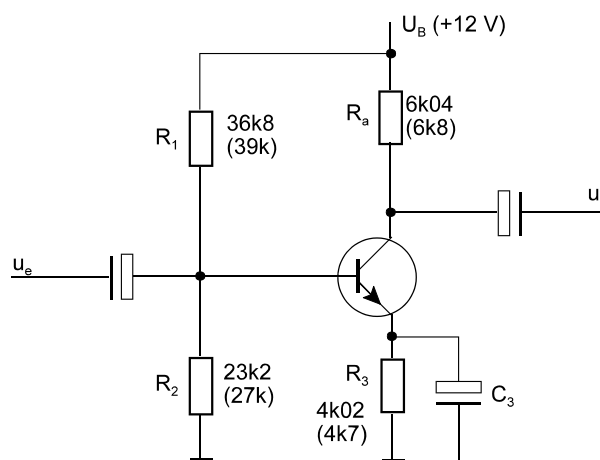
$$U_{BB} = 4V + 0,61V = 4,61V$$

$$R_1 + R_2 = \frac{12V}{0,2mA} = 60k\Omega$$

$$R_2 = \frac{U_{BB}(R_1 + R_2)}{U_B} = \frac{4,61V \cdot 60k\Omega}{12V} \approx 23,2k\Omega$$

$$R_1 = 60k\Omega - 23,2k\Omega \approx 36,8k\Omega$$

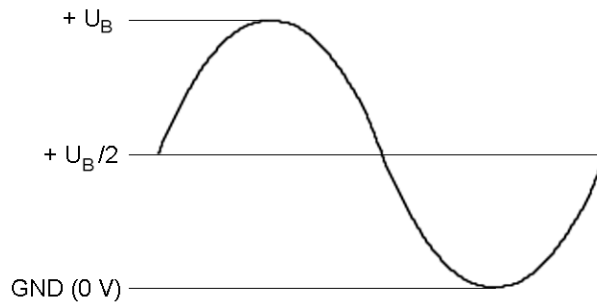
$$R_3 = \frac{4V}{1mA} \approx 4,02k\Omega$$



Woraus ergeben sich die anfänglichen Richtwerte?

1. U_{CE} : gemäß Kennlinie (Festlegung des Arbeitspunktes).

2. $U_A = \frac{U_B}{2}$: im Interesse des Aussteuerbereichs (ausgangsseitiger Spannungshub zwischen Massepotential (0 V) und Betriebsspannung).

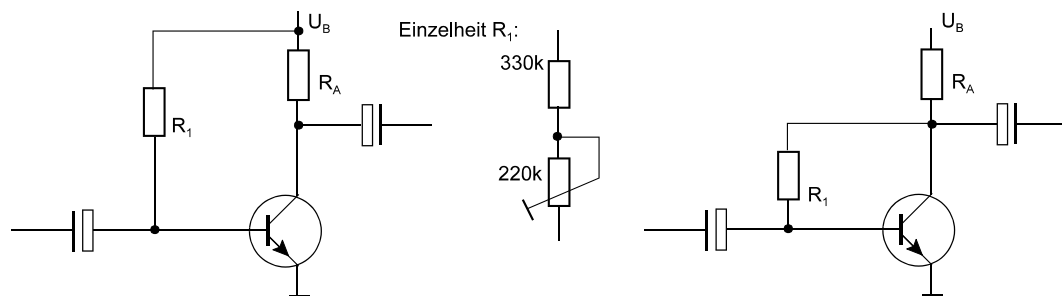


3. $U_E = \frac{U_B}{3}$: um den Eingangsspannungsteiler einigermaßen symmetrisch dimensionieren zu können (Widerstandswerte nicht allzu unterschiedlich, so daß sich Toleranzen nicht allzu sehr auswirken). Gemäß Richtwert 2 ergibt sich $R_a = \frac{0,5U_B}{I_C}$. Damit der Transistor nicht übersteuert

wird (vgl. Konstantstromquelle) muß auch gelten $R_a \leq \frac{U_B - U_S}{I_C}$. U_S ist hier die vom

Spannungsteiler zu liefernde Basisvorspannung. Damit die Ungleichung erfüllt ist, muß gelten $U_S \leq 0,5U_B$. Ein mittlerer Wert zwischen 0,25 und 0,35 U_B ist ein vernünftiger Kompromiß. Wählt man U_S deutlich größer (nahe 0,5 U_B), so besteht die Gefahr, bei ungünstigen Wertekombinationen der Widerstände in den Bereich der Übersteuerung zu kommen. Zudem wird eine unnötig hohe Betriebsspannung erforderlich. Wählt man U_S deutlich kleiner (z. B. 0,1 U_B), so ergibt sich ein ungünstigeres Teilverhältnis, und man braucht ggf. (für R_1 bis R_3) enger tolerierte Bauelemente.

Weitere Verstärkergrundschaltungen:



$$R_A = \frac{U_B - U_{CE}}{I_C}$$

R_1 als Konstantstromquelle:

$$R_1 = \frac{I_B}{U_B}$$

I_B aus Kennlinie bzw. gemäß I_C / β .

Nicht ernsthaft bauen!

- R_1 muß individuell eingestellt werden.
- Transistor kann thermisch durchgehen.

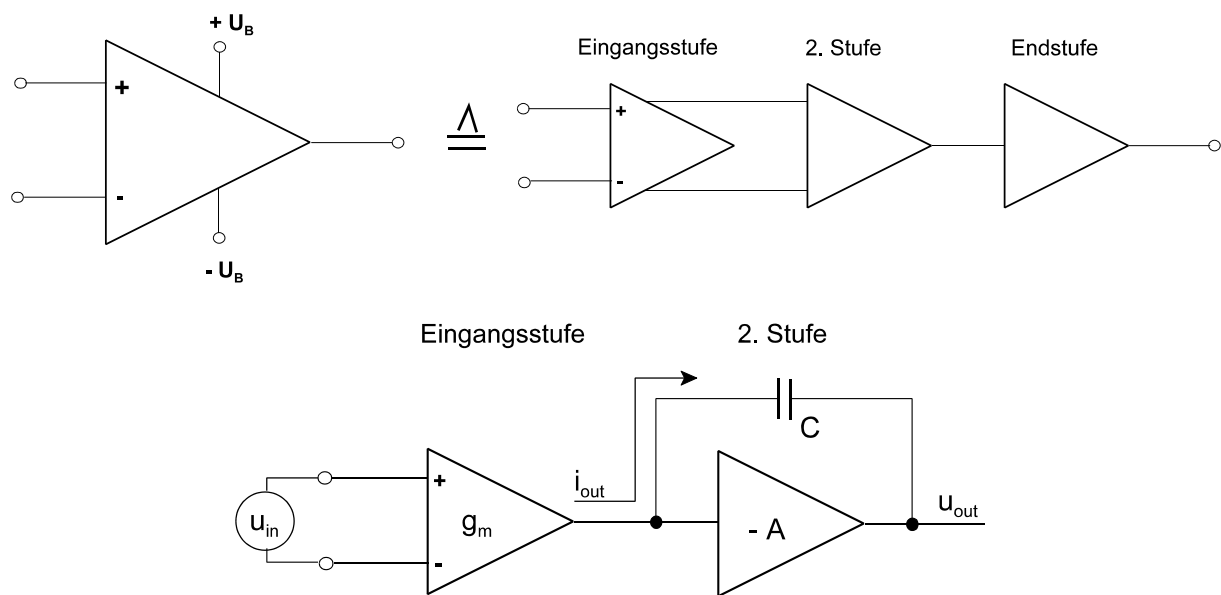
Spannungsgegenkopplung:

$$R_1 = \frac{U_{CE}}{I_B}$$

$$U_{CE} \approx 0,5U_B$$

6. Der klassische Operationsverstärker

(Darstellung nach National Semiconductor.)



Die Eingangsstufe ist als Transkonduktanzverstärker (Spannungs-Strom-Wandler) dargestellt, der die eingangsseitige Differenzspannung u_{in} in einen Strom i_{out} wandelt, mit dem die 2. Stufe getrieben wird. Diese ist als invertierender Verstärker dargestellt, dessen Ausgang zwecks Frequenzkompensation über einen Kondensator C auf den Eingang zurückgeführt ist. Die Anordnung wirkt als Strom-Spannungs-Wandler.

Die Eingangsspannung u_{in} wird gemäß der Übertragungsteilheit g_m in einen Ausgangsstrom i_{out} gewandelt:

$$i_{out} = g_m u_{in}$$

Dieser Strom fließt durch den Kondensator C und wird gemäß dessen Impedanz X_C in eine Ausgangsspannung u_{out} gewandelt:

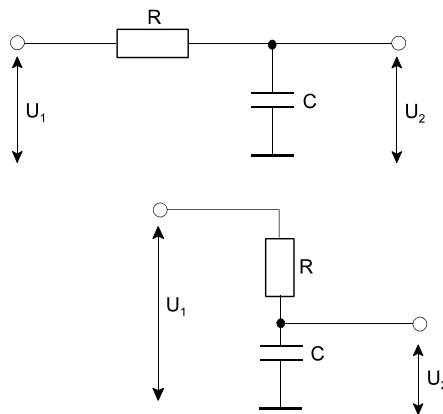
$$u_{out} = i_{out} X_C; \quad u_{out} = \frac{i_{out}}{2\pi f C}$$

Hiermit ergibt sich die Verstärkung zu:

$$\frac{u_{\text{out}}}{u_{\text{in}}} = A(f) = \frac{g_m}{2\pi fC}$$

Der Frequenzgang eines idealen Operationsverstärkers entspricht somit dem eines RC-Tiefpaßfilters 1. Ordnung.

Der Tiefpaß (Grundlagen)



$$U_2 = U_1 \frac{X_C}{Z}$$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{X_C}{Z} = \frac{1}{2\pi fC \cdot Z} = \frac{1}{2\pi fC \cdot \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{2\pi fC}\right)^2}}$$

3-dB-Grenzfrequenz f_{3dB} ist gegeben, wenn $R = X_C$.

$$R = \frac{1}{2\pi fC}$$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{2\pi fC \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{2\pi fC}\right)^2 + \left(\frac{1}{2\pi fC}\right)^2}}$$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{2\pi fC \cdot \sqrt{\frac{2}{(2\pi fC)^2}}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707\dots$$

$$f_{3\text{dB}} = \frac{1}{2\pi RC}$$

Um zu bestimmen, welche Ausgangsspannung bei jeder beliebigen Frequenz abgegeben wird, setzen wir für R den Wert ein, der sich gemäß der 3-dB-Grenzfrequenz ergibt:

$$R = \frac{1}{2\pi f_{3\text{dB}} C}$$

Damit wird

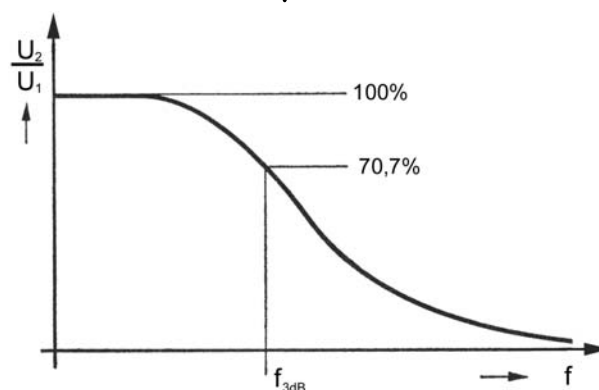
$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{2\pi f C \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{2\pi f C}\right)^2 + \left(\frac{1}{2\pi f_{3\text{dB}} C}\right)^2}}$$

Ausrechnung der Wurzel:

$$\frac{1}{4\pi^2 f^2 C^2} + \frac{1}{4\pi^2 f_{3\text{dB}}^2 C^2} = \frac{4\pi^2 C^2 (f^2 + f_{3\text{dB}}^2)}{16\pi^4 f^2 f_{3\text{dB}}^2 C^4}$$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{2\pi f C \cdot \sqrt{\frac{f^2 + f_{3\text{dB}}^2}{4\pi^2 f^2 f_{3\text{dB}}^2 C^2}}} = \frac{1}{2\pi f C \cdot \frac{\sqrt{f^2 + f_{3\text{dB}}^2}}{2\pi f C f_{3\text{dB}}}}$$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{f_{3\text{dB}}}{\sqrt{f^2 + f_{3\text{dB}}^2}}$$



Umstellung nach $f_{3\text{dB}}$. Problem: Welche 3dB-Grenzfrequenz muß der Verstärker mindestens aufweisen, damit bei einer bestimmten Signalfrequenz f der Amplitudenfehler einen bestimmten Prozentwert nicht übersteigt?

Ausgangsformel:
$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{f_{3dB}}{\sqrt{f^2 + f_{3dB}^2}}$$

Diese Formel ist nach f_{3dB} umzustellen. Wir setzen zunächst $U_2 / U_1 = V$ und $f_{3dB} = x$.

$$V = \frac{x}{\sqrt{f^2 + x^2}}; \quad V^2 f^2 + V^2 x^2 = x^2; \quad V^2 f^2 = x^2(1 - V^2); \quad x = \frac{V \cdot f}{\sqrt{1 - V^2}}$$

$$f_{3dB} = \frac{V \cdot f}{\sqrt{1 - V^2}}$$

$$V = 1 - \frac{\text{Amplitudenfehler [\%]}}{100}$$

Umstellung nach f. Problem: Wie hoch darf die Signalfrequenz f höchstens sein, wenn bei gegebener 3dB-Grenzfrequenz ein bestimmter Amplitudenfehler nicht überschritten werden soll?

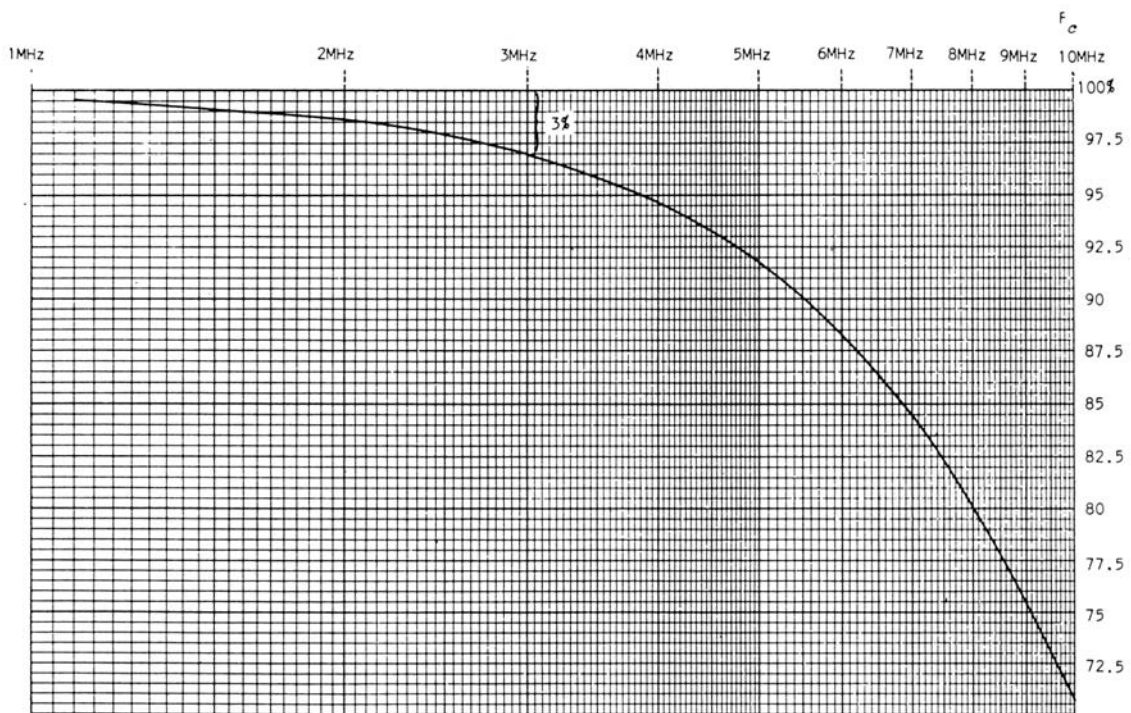
Wir setzen zunächst $U_2 / U_1 = V$ und $f = x$.

$$V = \frac{f_{3dB}}{\sqrt{x^2 + f_{3dB}^2}}; \quad V^2 x^2 + V^2 f_{3dB}^2 = f_{3dB}^2; \quad V^2 x^2 = f_{3dB}^2 - V^2 f_{3dB}^2; \quad x = \frac{f_{3dB} \sqrt{1 - V^2}}{V}$$

$$f = \frac{f_{3dB} \sqrt{1 - V^2}}{V}$$

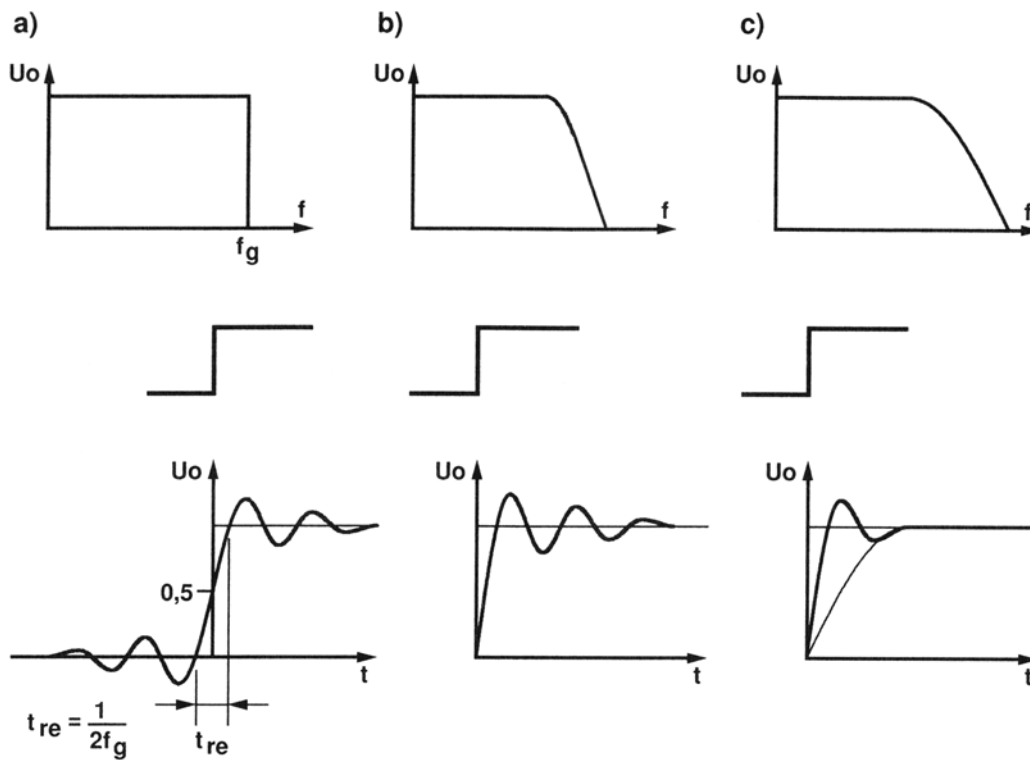
$$V = 1 - \frac{\text{Amplitudenfehler [\%]}}{100}$$

maximale Signalfrequenz	Amplitudenfehler
f_{3dB}	29%
$0,5 f_{3dB}$	10%
$0,14 f_{3dB}$	1%
$0,014 f_{3dB}$	0,01%



Graphische Darstellung des Amplitudenfehlers. 3dB-Grenzfrequenz = 10 MHz.

Die Eigenansteigszeit. Ein Tiefpaß antwortet auf eine ideale Sprungfunktion (Ansteigszeit Null) mit einer Funktion, die eine bestimmte Ansteigszeit aufweist (Eigenansteigszeit).



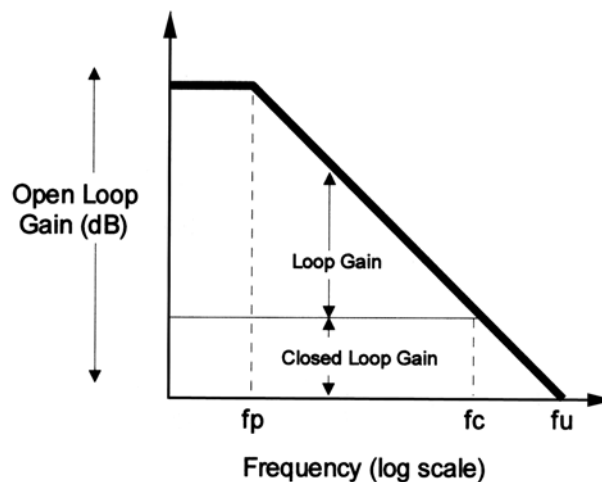
- ein idealer Impuls am Eingang eines idealen Tiefpasses führt zu Überschwingern am Ausgang. Die mathematische Behandlung ergibt sogar ausgangsseitige Schwingungen *vor* der Impulsflanke – eine physikalische Unmöglichkeit, die sich daraus erklärt, daß hier zwei Idealisierungen zusammenfallen. Es ist ersichtlich, daß auch der ideale Tiefpaß auf eine ideale Flanke (Anstiegszeit 0) mit einer Flanke antwortet, die eine endliche Anstiegszeit (Eigenanstiegszeit t_r) hat.
- ein realer Frequenzgang mit weitgehender Annäherung an das ideale Tiefpaßverhalten. Auch diese Auslegung führt zu Überschwingern.
- Frequenzgang mit flacherem Abfall. Je nachdem, wie die Kurve im einzelnen aussieht, gibt es entweder nur ein geringes Überschwingen oder gar keines. Bei zu flachem Abfall wird aber die Eigenanstiegszeit zu groß.

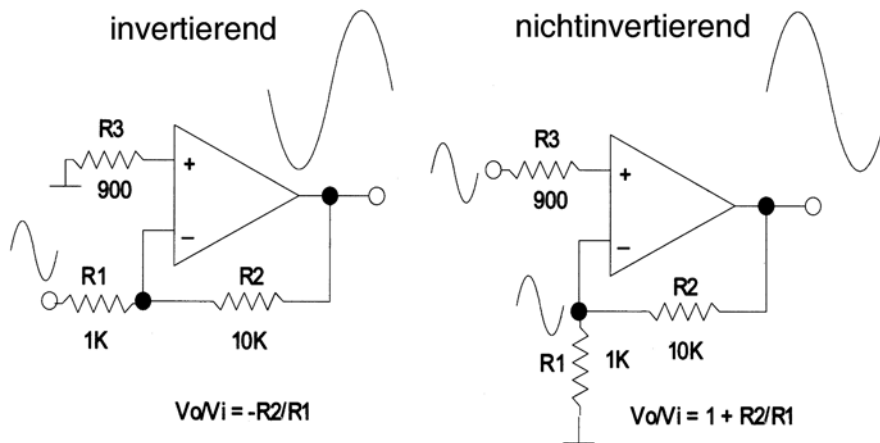
Eigenanstiegszeit und 3-dB-Grenzfrequenz:

$$t_r = \frac{0,35}{f_{3dB}}$$

Die Frequenzgangangaben der Operationsverstärker:

- f_p = Grenzfrequenz bei vollem Ausgangsspannungshub (Full-Power Bandwith),
- $f_c = f_{3dB}$ = Grenzfrequenz bei $0,707 \cdot \text{max. Ausgangsspannungshub}$,
- f_u = Grenzfrequenz bei Verstärkung 1 (Unity Gain; Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt).





R_1 = Eingangswiderstand, R_2 = Rückkopplungswiderstand. Das Verhältnis $\frac{R_2}{R_1}$ bestimmt die Schleifenverstärkung A_{CL} .

$$f_{3dB} = \frac{f_u}{|A_{CL}|}$$

$$3dB - \text{Grenzfrequenz} = \frac{\text{Verstärkungs} - \text{Bandbreiten} - \text{Produkt}}{\text{Schleifenverstärkung}}$$

Eine Erhöhung der Schleifenverstärkung hat eine Verringerung der Grenzfrequenz zur Folge und umgekehrt.

Ansätze zur Dimensionierung der Rückkopplungsnetzwerke

Die Rückkopplungsnetzwerke zur Beschaltung der Operationsverstärker werden durch Widerstandsverhältnisse definiert.

Invertierender Verstärker: $A = -\frac{R_2}{R_1}$

Nichtinvertierender Verstärker: $A = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

Welche Größenordnung der Widerstände wählen?

$\frac{30k\Omega}{10k\Omega}$; $\frac{3M\Omega}{1M\Omega}$; $\frac{3\Omega}{1\Omega}$ ergeben jeweils die gleiche Verstärkung.

R_1 = Eingangswiderstand; R_2 = Rückkopplungswiderstand.

Ansätze:

- Möglichst niederohmig, damit genug Strom fließen kann, um die parasitären Kapazitäten umzuladen.
- So, daß sich für die vorgegebene Grenzfrequenz/Anstiegszeit eine hinreichend niedrige Zeitkonstante ergibt.
- So, daß sich eine bestimmte Größenordnung des Eingangswiderstands ergibt (beim invertierenden Verstärker ist $R_e = R_1$).
- So, daß die Grenzfrequenz des aus den Widerständen und parasitären Kapazitäten gebildeten Tiefpasses nicht zu niedrig ist.
- Gemäß der Mindestbelastung, mit der die minimale Closed-Loop-Verstärkung gemessen wurde (Datenblattwert). Ggf. Belastung etwas höher.
- Nicht zu hochohmig. Sonst kann der Offset-Strom (Bias Current) so hohe Offsetspannungen hervorrufen, daß sie sich nicht mehr wegtrimmen lassen. 200 nA über 500 k ergeben 100 mV. 20 bis 40 mV I • R-Fehler lassen sich wegtrimmen.

Ganz roh: den maximalen Ausgangsstrom (lt. Datenblatt) ausnutzen:

$$R_{\text{gesamt}} = \frac{\text{max. Ausgangsspannungshub}}{I_{\text{omax}} - \text{Eingangsstrom der nachgeschalteten Stufe}}$$

Etwas subtiler: es ist eine bestimmte 3dB-Grenzfrequenz f_g vorgegeben.

Hierfür ist eine Eigenanstiegszeit $t_r = \frac{0,35}{f_g}$ zu gewährleisten. Der Gesamtwiderstand $R = R_1 + R_2$

bildet zusammen mit der parasitären Kapazität C (Last- und Streukapazität) ein RC-Glied (Tiefpaß) mit der Zeitkonstante $\tau = RC$. Bei einer Anstiegszeit von 4τ ergibt sich nahezu der volle Spannungshub.

$$\tau = \frac{t_r}{4}; \tau = RC; R = \frac{t_r}{4C} = \frac{0,35}{4Cf_g} = \frac{0,0875}{Cf_g}$$

Beispiel: $f_g = 100 \text{ kHz}$; $C = 20 \text{ pF}$.

$$R = \frac{0,0875}{20 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{V}} \cdot 100 \cdot \frac{10^3}{\text{s}}} \approx 40 \text{ k}\Omega$$

Ansatz über die umzuladenden parasitären Kapazitäten:

$$Q = I \cdot t; C = \frac{Q}{U}; R = \frac{U}{I}; I = \frac{Q}{t} = \frac{C \cdot U}{t}; R = \frac{U}{\frac{C \cdot U}{t}} = \frac{t}{C}$$

Mit $t = \frac{t_r}{4}$ ergibt sich die obige Formel.

Dimensionierung des invertierenden Verstärkers:

$$|A| = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R - R_1}{R_1}; \quad AR_1 = R - R_1; \quad R_1(A + 1) = R$$

$$R_1 = \frac{R}{A + 1}$$

Beispiel: $|A| = 2$; $R = 6 \text{ k}\Omega$.

$$R_1 = \frac{6\text{k}\Omega}{3} = 2 \text{ k}\Omega; \quad R_2 = R - R_1 = 4 \text{ k}\Omega$$

Alternative: $R_1 =$ geforderter Eingangswiderstand R_e .

$$R_2 = |A| \cdot R_1$$

Dimensionierung des nichtinvertierenden Verstärkers:

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1}; \quad A - 1 = \frac{R - R_1}{R_1}; \quad (A - 1) \cdot R_1 = R - R_1; \quad AR_1 = R$$

$$R_1 = \frac{R}{A}$$

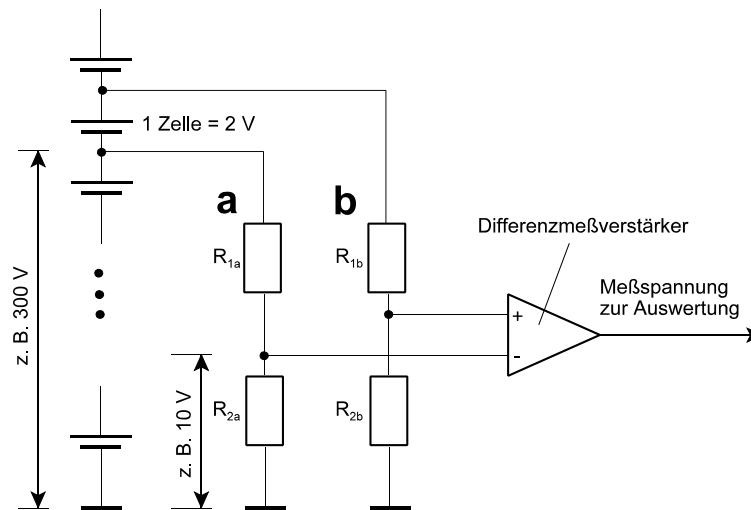
Beispiel: $A = 3$; $R = 6 \text{ k}\Omega$.

$$R_1 = \frac{6\text{k}\Omega}{3} = 2 \text{ k}\Omega; \quad R_2 = R - R_1 = 4\text{k}\Omega$$

Zur Notwendigkeit der Differenzspannungsmessung "an Ort und Stelle"

Fallbeispiel: Batterieüberwachung (Kontrolle der Zellenspannung).

Der naheliegende Ausweg:



Spannungsteilerverhältnis $S = 1:30 = 0,033$.

Nennwerte: $R_1 = 1k$; $R_1 + R_2 = 30k$; $R_2 = 29k$.

$R_1+1\% = 1,01k$; $R_1-1\% = 0,99k$; $R_2+1\% = 29,3k$; $R_2-1\% = 28,7k$

R_1 an der Obergrenze, R_2 an der Untergrenze: $S_1 = \frac{1,01}{28,7 + 1,01} = 0,034$

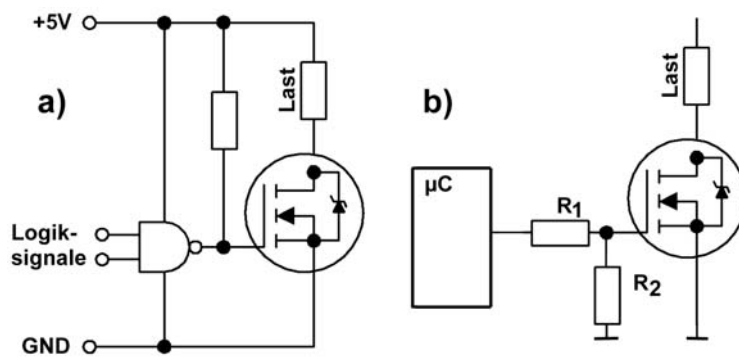
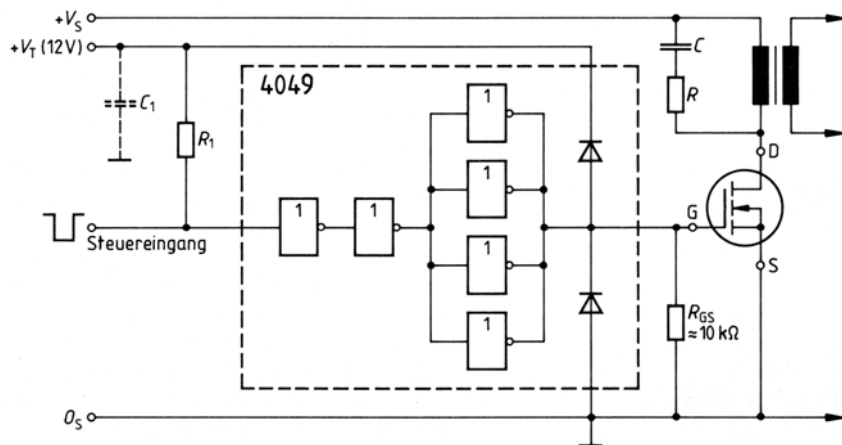
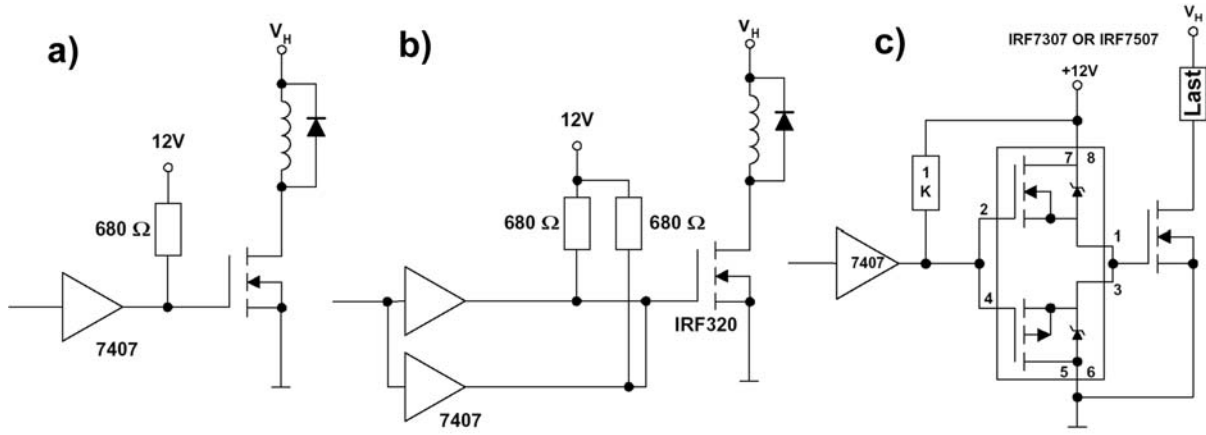
R_1 an der Untergrenze, R_2 an der Obergrenze: $S_2 = \frac{0,99}{29,3 + 0,99} = 0,0327$

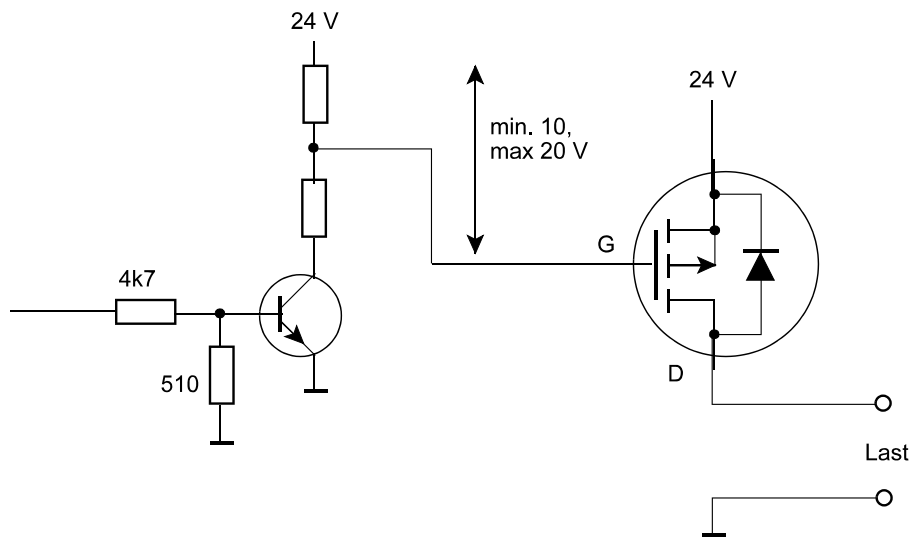
Worst-Case-Annahmen:

Teiler a	Teiler b	Meßpunkt -	Meßpunkt +
Sollwert	Sollwert	$300 : 30 = 10 \text{ V}$	$302 : 30 = 10,067 \text{ V}$
S_1	S_2	$300 \cdot 0,034 = 10,2 \text{ V}$	$302 \cdot 0,0327 = 9,88 \text{ V}$
S_2	S_1	$300 \cdot 0,0327 = 9,81 \text{ V}$	$302 \cdot 0,034 = 10,27 \text{ V}$

Ersichtlicherweise ist der Fehler größer als die Soll-Differenz. Im oberen Worst-Case-Fall ergibt sich sogar eine negative Differenzspannung...

FET-Treiberstufen





Netzspannung 210...250 V

Steuertransformator: 10 % Spannungszunahme (Regulation)

Ausgangsspannung nach Gleichrichtung ist maximal = Spitzenspannung.

Annahme: 21 V bis 35 V (250 V Netz + 2,5 V Spannungszunahme) * 1,4.

Bei 21 V mind. 10 V Abfall

Bei 35 V max. 20 V Abfall

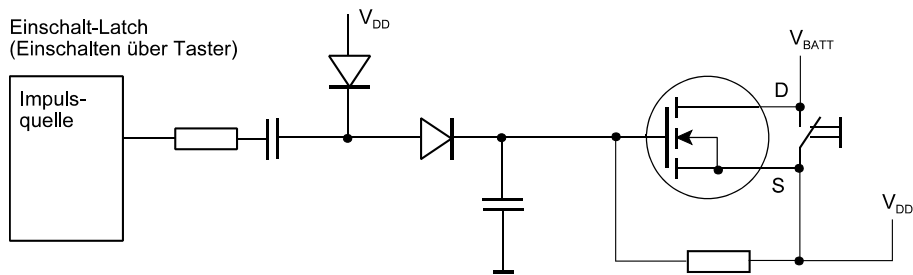
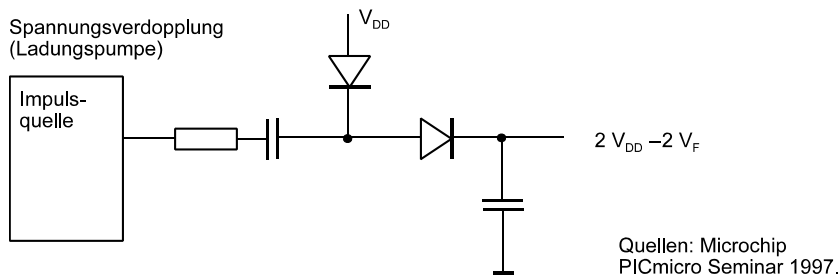
Strom: gemäß Gateladung.

Datenblatt IRF 9620

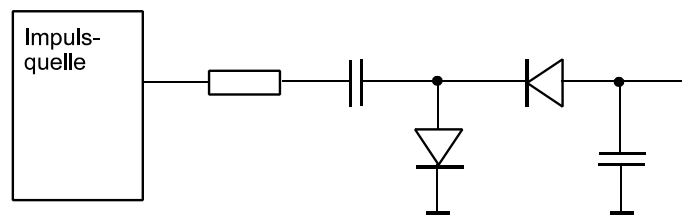
Typische Logikpegel 24 V:

	min.	typ.	max.
Low-Pegel	- 0,5 V		1,5 V
Schwellspannung		6,0 V	
High-Pegel	15 V		35 V

Schaltungstips zur Spannungsversorgung:



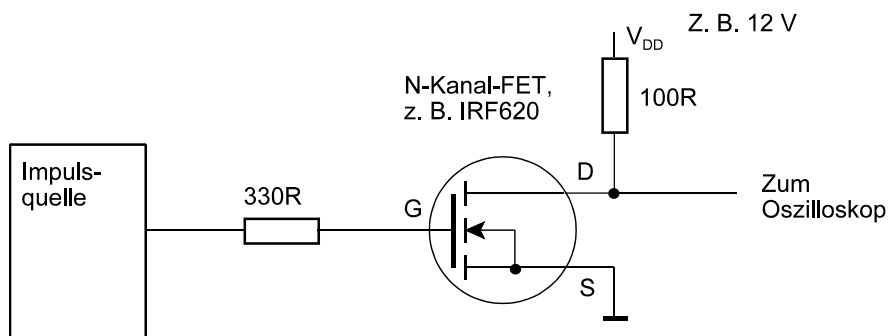
Negative Spannung



Der N-Kanal-FET

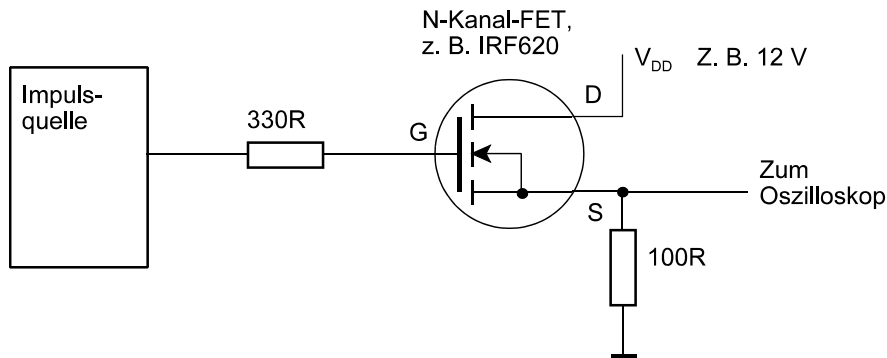
1. Sourceschaltung

Amplitude der Impulse erhöhen und Ausgangsverhalten beobachten. FET fängt bei etwa 4 V an zu schalten und schaltet bei etwa 8 V richtig durch. Weitere Erhöhung der Gatespannung bringt nichts.



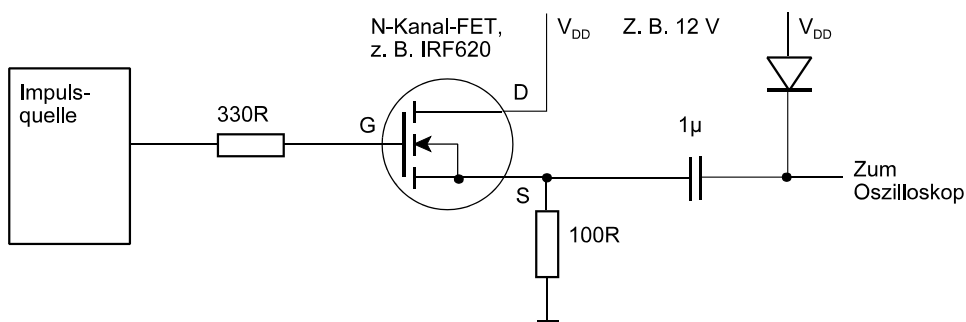
2. Drainschaltung

Amplitude der Impulse erhöhen und Ausgangsverhalten beobachten. FET fängt bei etwa 4 V an zu schalten. Die Ausgangsamplitude folgt der Eingangsamplitude (ähnlich wie beim Emitterfolger), aber vermindert um die Schwellenspannung von etwa 3,5...5 V.



3. Spannungsüberhöhung mit Ladungspumpe

Drainschaltung = High Side Drive. Damit der FET richtig durchschaltet, muß die Gatespannung um die Schaltspannung für minimalen R_{DSon} überhöht werden ($V_{DD} + 10\text{ V}$). Die Diode klammert den negativen Pegel am Kondensator auf V_{DD} . Damit liegt der positive Pegel um die Sourcespannung über V_{DD} . Es müssen sich rechteckimpulse ergeben, deren Low-Anteile auf V_{DD} -Pegel liegen.



4. Bootstrap-Schaltung

Der FET wird über eine Transistorstufe angesteuert. Diese wird von der Ladungspumpe gespeist. Ansteuerpegel etwa 4 V. Pegel am Kondensator (**) zwischen V_{DD} und $2 V_{DD}$; Pegel am Gate zwischen 0 V und $2 V_{DD}$.

