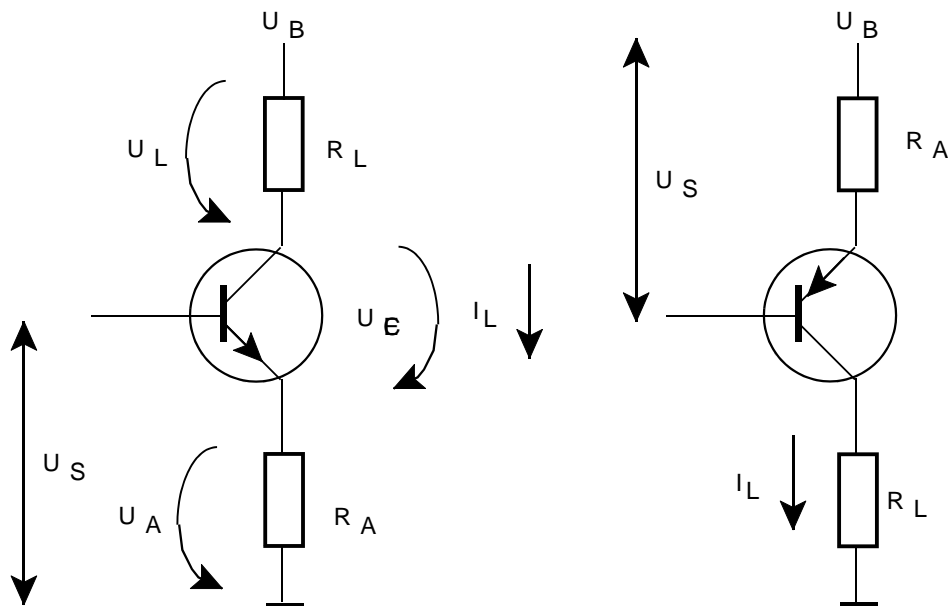


1. Konstantstromquelle



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

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

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:

$$R_L I_L = U_B - U_S$$

$$U_S = U_B - R_L I_L$$

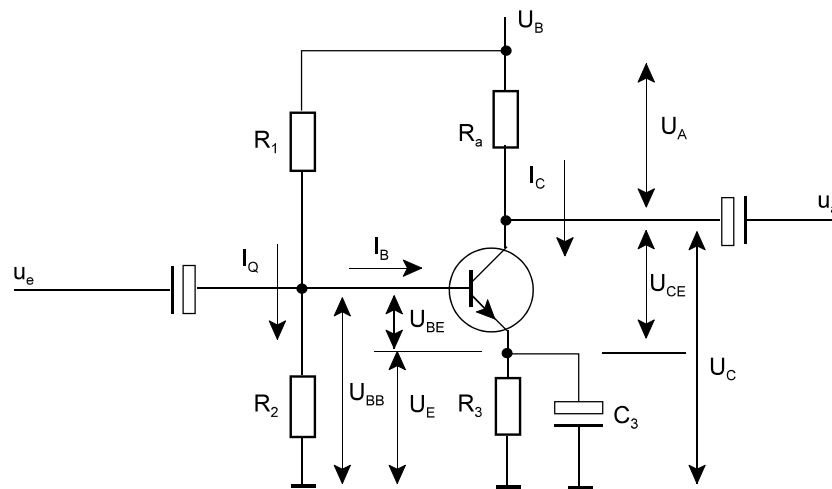
$$R_A = \frac{U_S - U_{BE(ON)}}{I_L}$$

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

$$U_B \geq U_S + R_L I_L$$

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

2. 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) $> 2 I_B$.

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

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

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

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

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

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

Kollektorspannung: $U_C \approx U_B - I_E \cdot R_a$

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!*

Beispiel 1 (gemäß Kennlinie von S. 8):

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

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

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

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

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

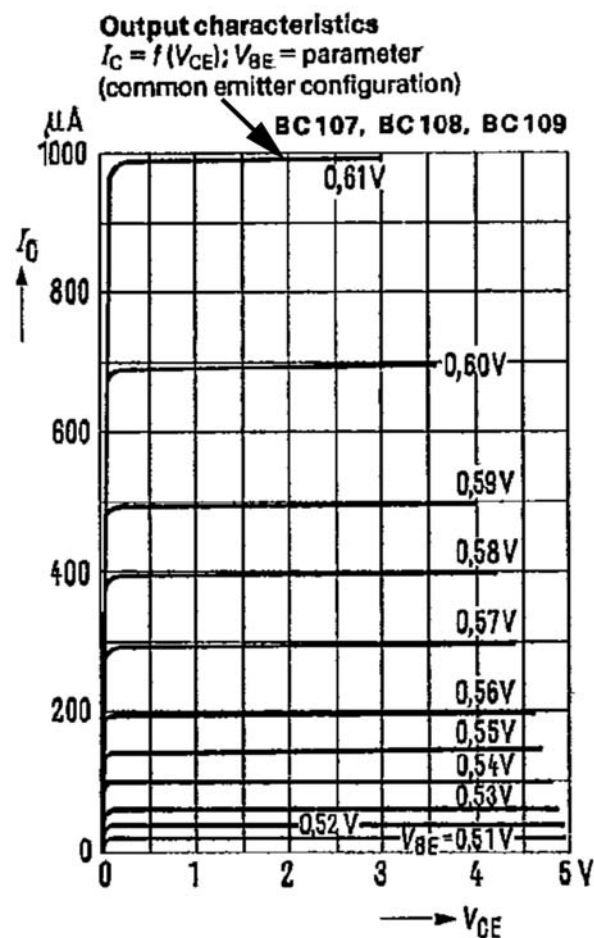
$$U_{BB} = 10 \text{ V} + 0,68 \text{ V} = 10,68 \text{ V}$$

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

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

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

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

Beispiel 2 (mit BC 107):

Der Pfeil zeigt auf den gewählten Arbeitspunkt:

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

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

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

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

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

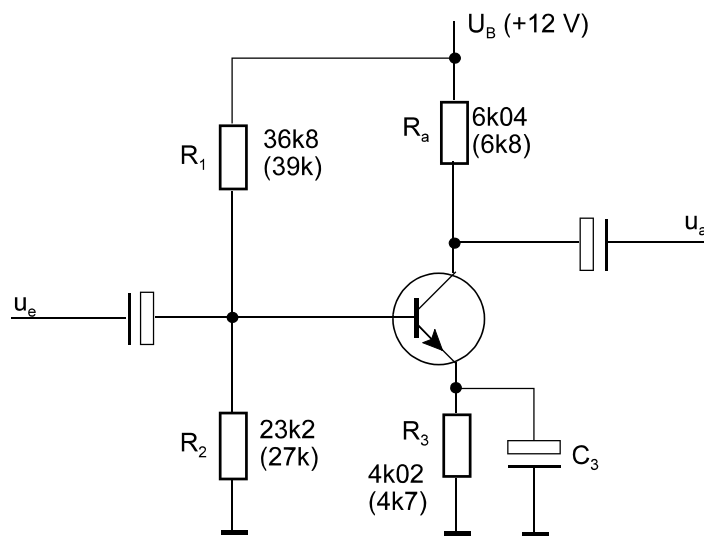
$$U_{BB} = 4\text{ V} + 0,61\text{ V} = 4,61\text{ V}$$

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

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

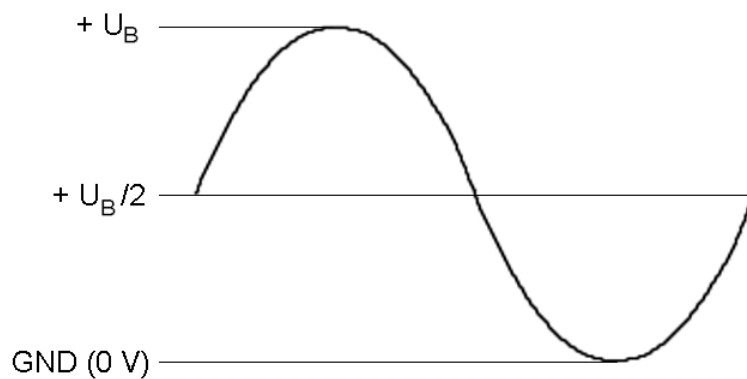
$$R_1 = 60\text{k}\Omega - 23,2\text{k}\Omega \approx 36,8\text{k}\Omega$$

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



Woraus ergeben sich die anfänglichen Richtwerte?

1. U_{CE} : gemäß Kennlinie (Festlegung des Arbeitspunktes).
2. $U_{\text{A}} = \frac{U_{\text{B}}}{2}$: im Interesse des Aussteuerbereichs (ausgangsseitiger Spannungshub zwischen Massepotential (0 V) und Betriebsspannung).

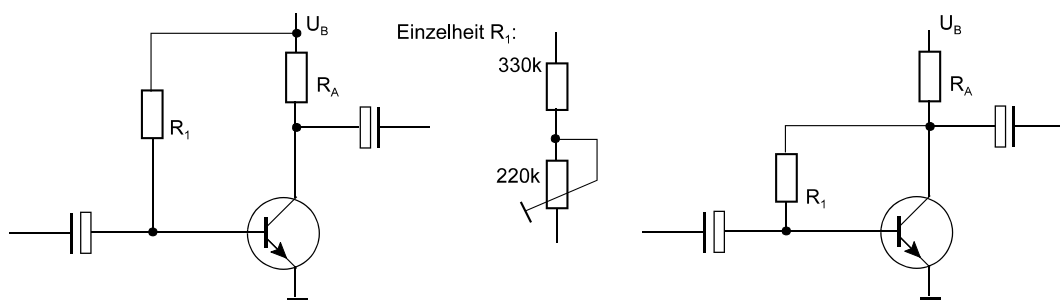


3. $U_E = \frac{U_B}{3}$: um den Eingangsspannungsteiler einigermaßen symmetrisch dimensionieren zu können (Widerstandswerte nicht allzu unterschiedlich, so daß sich Toleranzen nicht allzu sehr auswirken). Gemäß Richtwert 2 ergibt sich $R_a = \frac{0,5U_B}{I_C}$.

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!

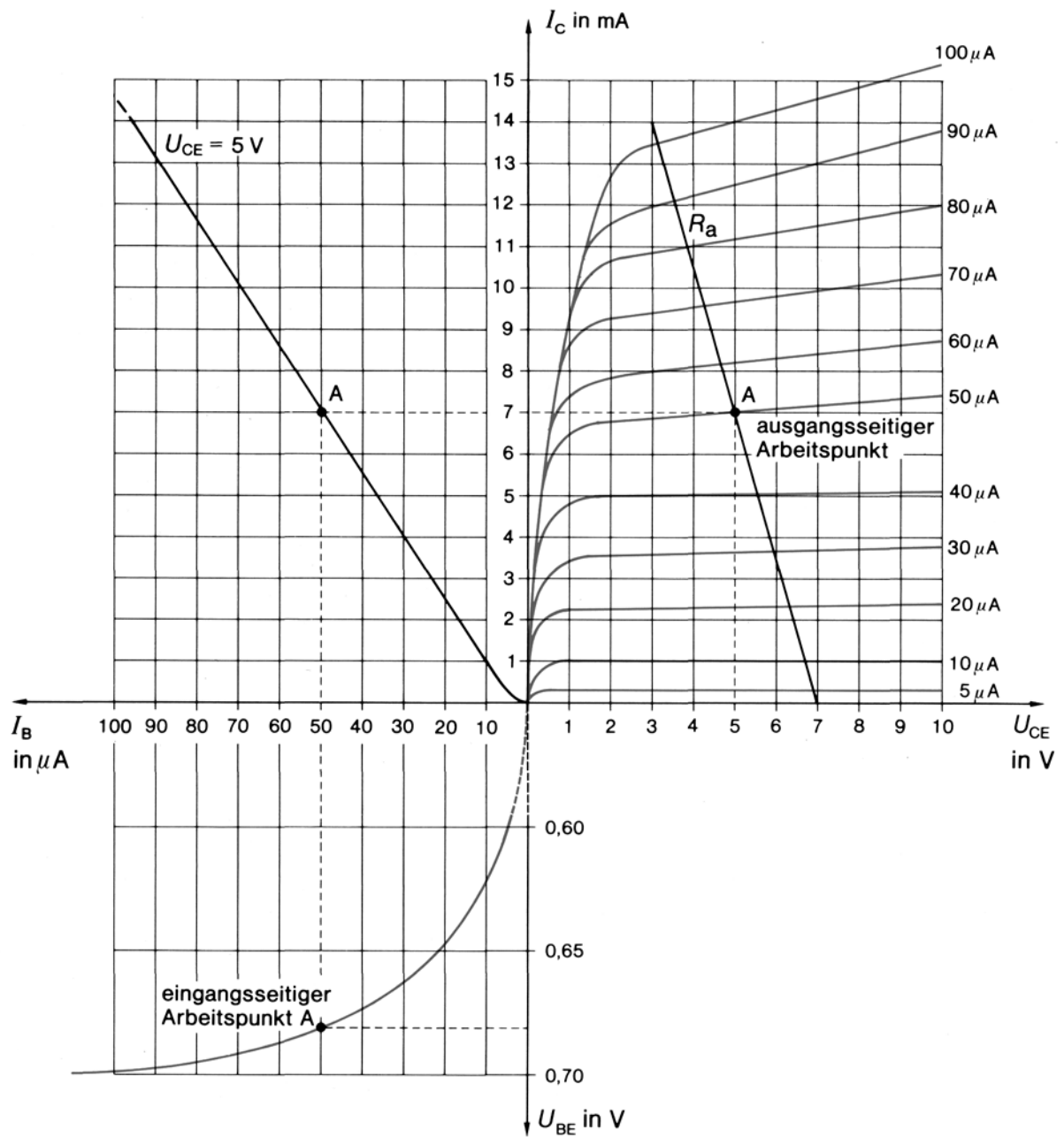
- R_1 muß individuell eingestellt werden.
- Transistor kann thermisch durchgehen.

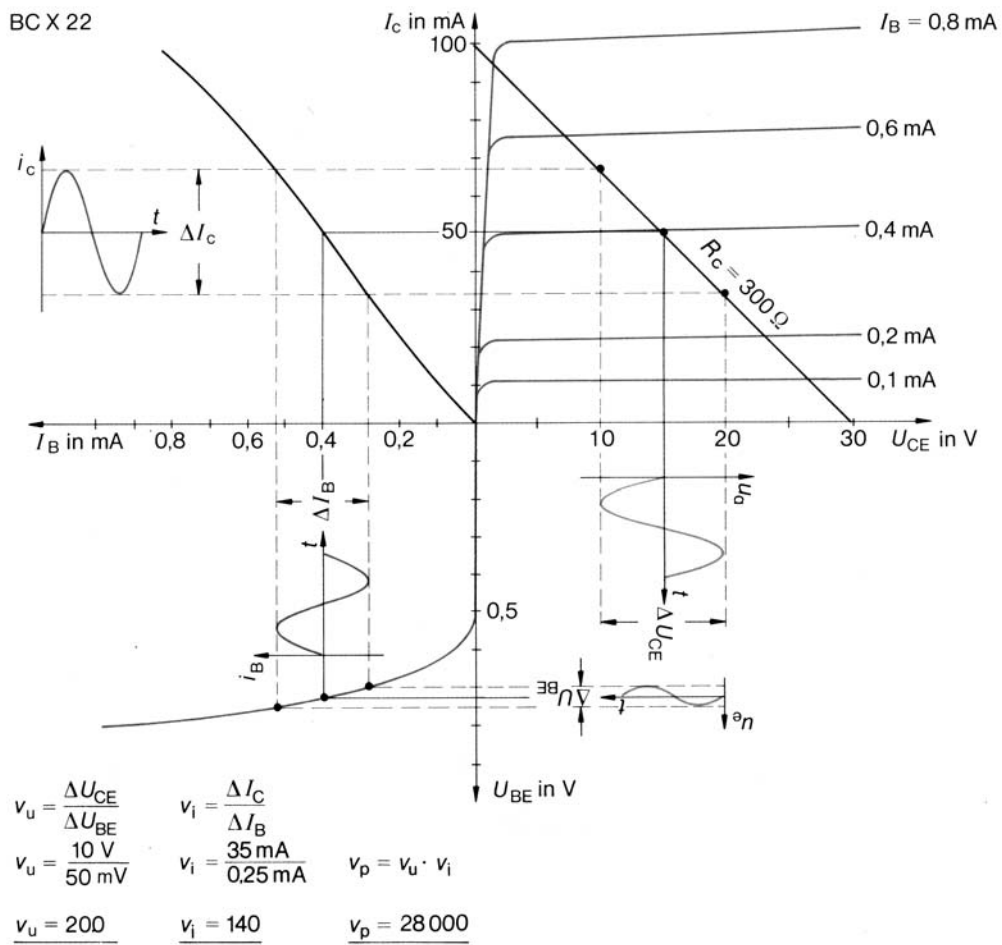
Spannungsgegenkopplung:

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

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

Typische Transistorkennlinien

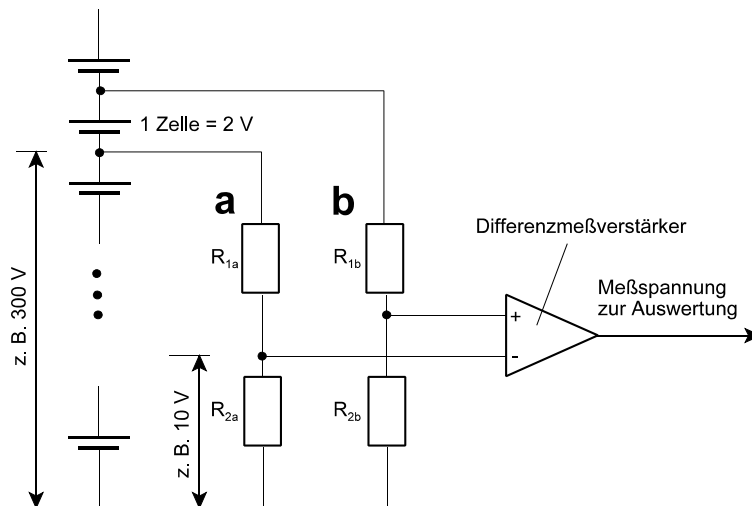




3. Zur Notwendigkeit der Differenzspannungsmessung "an Ort und Stelle"

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: $S_1 = \frac{1,01}{28,7 + 1,01} = 0,034$

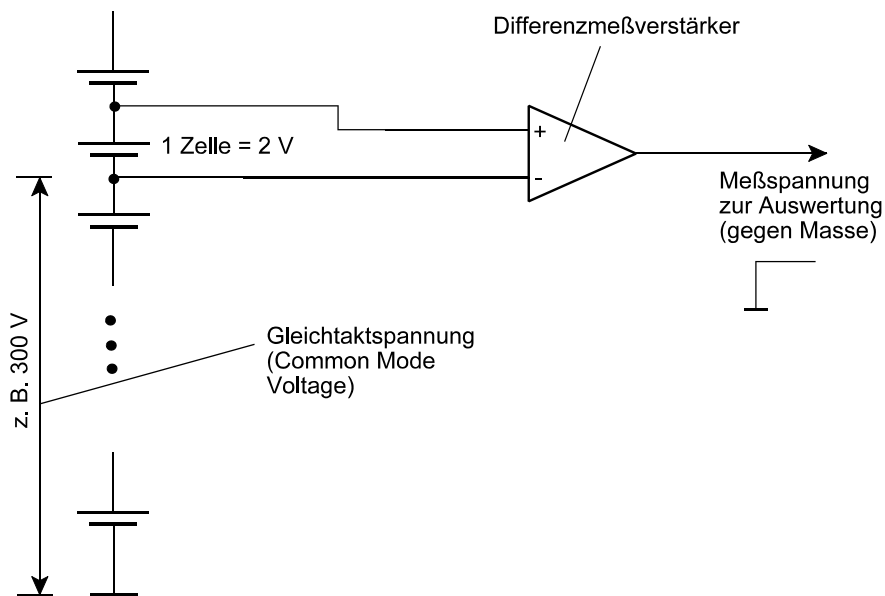
R_1 an der Untergrenze, R_2 an der Obergrenze: $S_2 = \frac{0,99}{29,3 + 0,99} = 0,0327$

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	$300 \cdot 0,0327 = 9,81 \text{ V}$	$302 \cdot 0,034 = 10,27 \text{ V}$

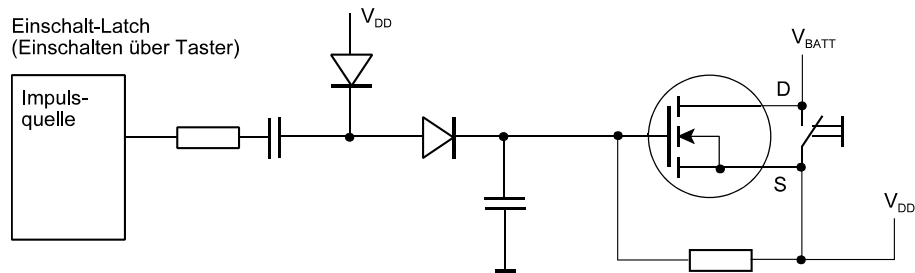
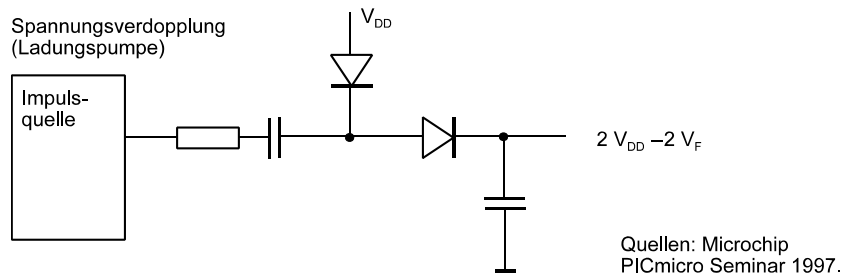
Ersichtlicherweise ist der Fehler größer als die Soll-Differenz. Im oberen Worst-Case-Fall ergibt sich sogar eine negative Differenzspannung...

Es geht also nur so:

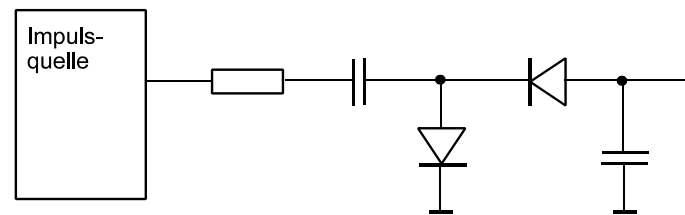


Eine Gleichtaktspannung von 300 V ist allerdings etwas viel (spezielle Verstärkertypen – z. B. INA 117 – halten höchstens 200 V aus). Man muß sich also etwas einfallen lassen. Praxistip: den Meßverstärker auf eine passende Versorgungsspannung hochhängen und über galvanische Trennung nach unten gehen (Isolationsverstärker o. dergl.). Ggf. gleich oben ins Digitale wandeln; dann genügen simple (billige) Optokoppler oder Impulstransformatoren.

Schaltungstips zur Spannungsversorgung:



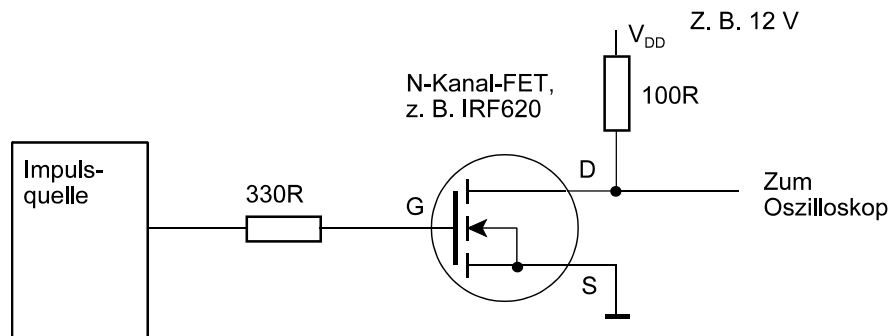
Negative Spannung



Der N-Kanal-FET

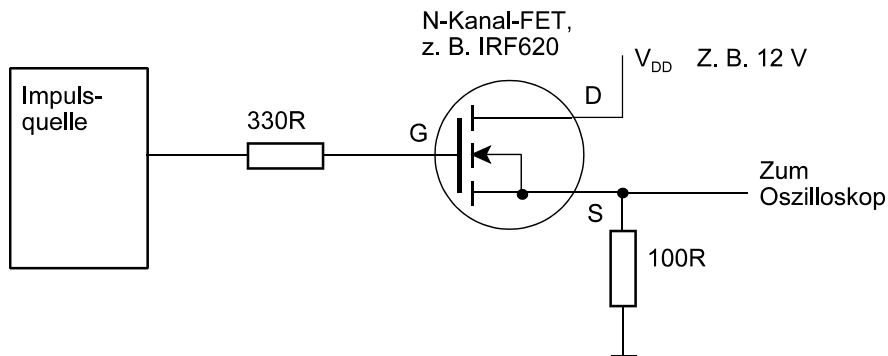
1. Sourceschaltung

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.



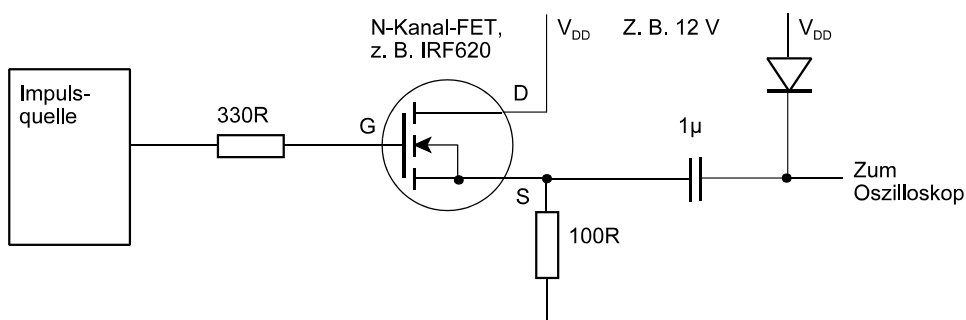
2. Drainschaltung

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 $2 V_{DD}$.

