

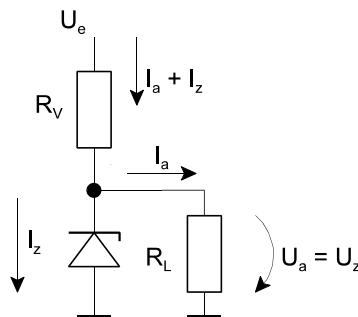
Übungen Angewandte Elektronik

Stand: 8. 2. 2012

1. Spannungsstabilisierung mit Zenerdioden
2. Transistorschaltstufen
3. Transistorverstärker
4. Konstantstromquellen
5. Leistungs-FETs
6. Operationsverstärker
7. Hinweise zur Klausurvorbereitung

1. Spannungsstabilisierung mit Zenerdioden

Für niedrige Spannungen kann man anstelle der Zenerdiode man auch Dioden in Flußrichtung einsetzen (ggf. Reihenschaltung).



Die Schaltung nutzt die Tatsache aus, daß über einer in Sperrichtung betriebenen Zenerdiode eine näherungsweise konstante Spannung (Zener- oder Durchbruchspannung) abfällt. Hierzu muß wenigstens ein Mindeststrom $I_{z\min}$ durch die Zenerdiode fließen, und zwar auch dann, wenn ein maximaler Laststrom entnommen wird:

$$I_{z\min} = \frac{U_{R_V\min}}{R_{V\max}} - I_{a\max} = \frac{U_{e\min} - U_z}{R_{V\max}} - I_{a\max}$$

Der Mindeststrom durch die Zenerdiode muß fließen bei geringster Eingangsspannung, größtem Vorwiderstand und maximaler Stromentnahme durch die Last.

Daraus ergibt sich der Maximalwert des Vorwiderstandes:

$$R_{V\max} = \frac{U_{e\min} - U_z}{I_{z\min} + I_{a\max}} = \frac{U_{e\min} - U_z}{I_{z\min} + \frac{U_z}{R_{L\min}}}$$

Bei minimaler Last (ggf. bei Betrieb ohne Last ($R_L = \infty$)) darf der Strom durch die Zenerdiode nicht übermäßig groß werden (der maximale Zenerstrom $I_{z\max}$ ergibt sich aus dem Datenblatt):

$$I_{z \max} = \frac{U_{Rv \max}}{R_{V \min}} - I_{a \min} = \frac{U_{e \max} - U_z}{R_{V \min}} - I_{a \min}$$

Der höchste Strom fließt durch die Zenerdiode bei höchster Eingangsspannung, geringstem Vorwiderstand und geringster Stromentnahme durch die Last.

Daraus ergibt sich der Minimalwert des Vorwiderstandes:

$$R_{V \min} = \frac{U_{e \max} - U_z}{I_{z \max} + I_{a \min}} = \frac{U_{e \max} - U_z}{I_{z \max} + \frac{U_z}{R_{L \max}}}$$

(Bei Betrieb ohne Last ist $I_{a \min} = 0$.)

Welcher Zenerstrom muß fließen? – Bestimmung von $I_{z \max}$ zwecks Auswahl der Zenerdiode

Es muß gelten $R_{V \max} \geq R_{V \min}$, sonst funktioniert es nicht.

Die entsprechenden Formeln in eine Ungleichung eingesetzt:

$$\frac{U_{e \min} - U_z}{I_{z \min} + I_{a \max}} \geq \frac{U_{e \max} - U_z}{I_{z \max} + I_{a \min}}$$

Ungleichungen lassen sich ebenso umformen wie Gleichungen:

$$\frac{U_{e \min} - U_z}{U_{e \max} - U_z} \geq \frac{I_{z \min} + I_{a \max}}{I_{z \max} + I_{a \min}}$$

Wir vernachlässigen $I_{a \min}$ ($I_{a \min} = 0$ entspricht Betrieb ohne Last):

Setzen wir (gemäß Faustregel) $I_{z \min} = 0,1 I_{z \max}$:

$$\frac{U_{e \min} - U_z}{U_{e \max} - U_z} \geq \frac{0,1 I_{z \max} + I_{a \max}}{I_{z \max}}$$

Den rechten Bruch aufgelöst:

$$\frac{U_{e \min} - U_z}{U_{e \max} - U_z} \geq 0,1 + \frac{I_{a \max}}{I_{z \max}}$$

Gleichung umgestellt:

$$\frac{U_{e \min} - U_z}{U_{e \max} - U_z} - 0,1 \geq \frac{I_{a \max}}{I_{z \max}}$$

$$I_{z \max} \geq \frac{I_{a \max}}{\frac{U_{e \min} - U_z}{U_{e \max} - U_z} - 0,1}$$

Jetzt anders herum: $I_{z \max}$ ist gegeben. Wie hoch muß die Eingangsspannung mindestens sein?

$$U_{e \min} \geq \frac{I_{a \max}}{I_{z \max}} (U_{e \max} - U_z) + U_z$$

Eingangsspannung:

$$U_e \approx 2 \dots 4 U_a \text{ (Richtwert)}$$

Der Mindeststrom durch die Z-Diode (Richtwert):

$$I_{z \min}: 0,1 I_{z \max}$$

Faustformel für $I_{z \max}$ (Leerlaufstrom durch die Diode): $1,2 \dots 2 * \text{max. Laststrom}$ (mehr, wenn $U_e < 2 U_z$)

Die maximale Ausgangsspannungsschwankung:

$$\Delta U_a = \Delta I_z r_z$$

Der differentielle Widerstand r_z ist ein Datenblattwert. Er gibt die Steigung der Kennlinie an.

$$\Delta U_a = (I_{z \max} - I_{z \min}) r_z$$

Die maximale Ausgangsspannungsschwankung wird berechnet bei gegebenem (festem) Widerstandswert R_V und maximalem Ausgangsstrom $I_{a \max}$:

$$\Delta U_a = \Delta I_z r_z = \left(\frac{U_{e \max} - U_z}{R_V} - I_{a \max} - \left(\frac{U_{e \min} - U_z}{R_V} - I_{a \max} \right) \right) r_z$$

$$\Delta U_a = \left(\frac{U_{e \max} - U_z}{R_V} - \frac{U_{e \min} - U_z}{R_V} \right) r_z = \frac{U_{e \max} - U_{e \min}}{R_V} r_z$$

Stabilisierungsfaktor:

$$S = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_e} = \frac{\frac{U_{e \max} - U_{e \min}}{R_V} r_z}{U_{e \max} - U_{e \min}} = \frac{r_z}{R_V}$$

Der maximale Zenerstrom bei gegebener maximaler Verlustleistung der Zenerdiode (Datenblattwert):

$$I_{z \max} = \frac{P_{\max}}{U_{z \max}}$$

Verlustleistung am Vorwiderstand R_V :

$$P_V = I_{e \max}^2 R_V = \left(I_{a \max} + \frac{U_{e \max} - U_z}{R_V} \right)^2 R_V \approx I_{a \max}^2 R_V + \frac{(U_{e \max} - U_z)^2}{R_V}$$

(Näherungsweise: Laststromanteil + Zenerstromanteil.)

Belastbarkeit des Vorwiderstandes: wenigstens $2 P_V$ (Aufrunden).

Worst-Case-Betrachtung: Kurzschluß am Ausgang bei geringstem Vorwiderstand und höchster Eingangsspannung.

$$P_{V \text{ wc}} = \frac{U_{e \max}^2}{R_{V \min}}$$

Rechenbeispiel:

Gefordert:

$$U_a = 6 \text{ V (Nennwert)}$$

$$I_{a \max} = 50 \text{ mA}$$

$$I_{a \min} = 0 \text{ mA}$$

Gegeben:

$$U_e = 12 \text{ V} \pm 20\%. \quad U_{e \min} = 12 \text{ V} - 2,4 \text{ V} = 9,6 \text{ V}; \quad U_{e \max} = 12 \text{ V} + 2,4 \text{ V} = 14,4 \text{ V}$$

Gesucht: R_V

$$I_{z \max} \geq \frac{0,05 \text{ A}}{\frac{9,6 \text{ V} - 6 \text{ V}}{14,4 \text{ V} - 6 \text{ V}} - 0,1} = \frac{0,05 \text{ A}}{\frac{3,6 \text{ V}}{8,4 \text{ V}} - 0,1} = \frac{0,05 \text{ A}}{0,43 - 0,1} \approx 0,152 \text{ A} = 152 \text{ mA}$$

Wir wählen $I_{z \max} = 200 \text{ mA}$. Dann ist $I_{z \min} = 20 \text{ mA}$.

$$R_{V \max} = \frac{9,6 \text{ V} - 6 \text{ V}}{0,05 \text{ A} + 0,02 \text{ A}} = \frac{3,6 \text{ V}}{0,07 \text{ A}} \approx 55 \text{ } \Omega$$

$$R_{V \min} = \frac{14,4 \text{ V} - 6 \text{ V}}{0,2 \text{ A}} = \frac{8,4 \text{ V}}{0,2 \text{ A}} = 42 \text{ } \Omega$$

Wir wählen $R_V = \underline{47 \text{ } \Omega}$ (paßt bei $\pm 10\%$ Genauigkeit noch zwischen beide Extremwerte).

Der Stabilisierungsfaktor (Annahme (gemäß Datenblattstudium) $r_z = 2 \text{ } \Omega$):

$$S = \frac{r_z}{R_V} = \frac{2 \text{ } \Omega}{47 \text{ } \Omega} \approx 0,043 = 4,3\%$$

Verlustleistung:

$$P_V \left(I_{a \max} + \frac{U_{e \max} - U_z}{R_V} \right)^2 R_V = \left(0,05 \text{ A} + \frac{14,4 \text{ V} - 6 \text{ V}}{47 \text{ } \Omega} \right)^2 47 \text{ } \Omega \approx 3,8 \text{ W}$$

Worst-Case-Verlustleistung (Kurzschlußfall):

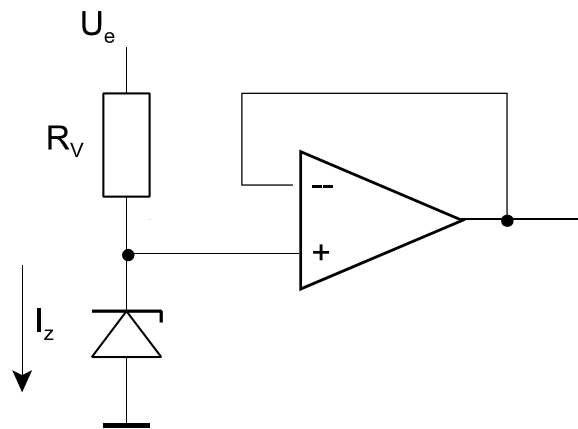
$$P_{V \text{ wc}} = \frac{U_{e \max}^2}{R_{V \min}}$$

$$P_{V \text{ wc}} = \frac{(14,4 \text{ V})^2}{42 \text{ } \Omega} \approx 4,9 \text{ W}$$

Wir wählen endgültig: $R_V = \underline{47 \text{ } \Omega}$

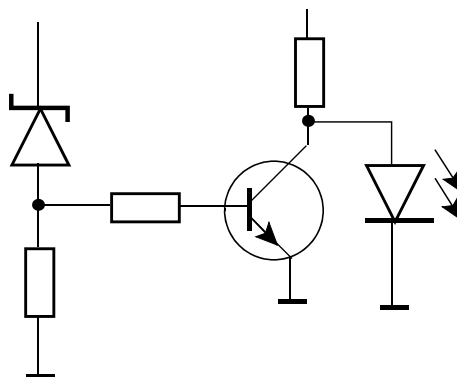
Die Z-Diode als Referenzspannungsquelle

In diesem Einsatzfall fließt praktisch kein Laststrom ($I_a = 0$). Damit vereinfacht sich die Berechnung. Maximaler Zenerstrom = Nennwert (Datenblatt), minimaler Zenerstrom = $0,1 \cdot$ Nennwert.



Die Spannungskontrolle – ein typisches Anwendungsbeispiel für Zenerdioden

Eine LED soll leuchten, wenn die Versorgungsspannung **unter** einen bestimmten Wert gefallen ist. In diesem Fall muß die Basis des Transistors auf Nullpotential gehalten werden. Deshalb wird die Zenerdiodenschaltung andersherum angeordnet. Übersteigt die Versorgungsspannung die Zenerspannung, wird die Zenerdiode leitend. Pegel am Basisvorwiderstand = Versorgungsspannung – Zenerspannung. Hierdurch wird der Transistor durchgeschaltet und die LED somit kurzgeschlossen.



2. Transistorschaltstufen

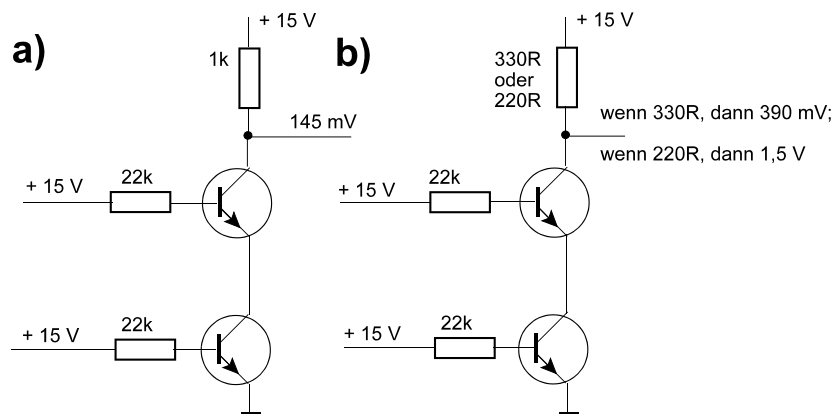
Faustregeln:

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

5. Der Transistor will Basisstrom sehen. Bekommt er nicht genug, kann auch nur ein entsprechend schwacher Kollektorstrom fließen, und die Kollektor-Emitter-Spannung kann nicht auf den Wert der Sättigungsspannung fallen. Faustformel: Basisstrom = Kollektorstrom : Stromverstärkung. Die Stromverstärkung ist aber nicht konstant. Sie sinkt mit zunehmendem Kollektorstrom.

Übungsbeispiel:

Woran liegt es, daß sich so unterschiedliche Ausgangsspannungen ergeben. (Sie sind wirklich gemessen worden. Es sind keine Meßfehler.) Was ist zu tun, damit sich in den Betriebsfällen b) auch eine so niedrige Ausgangsspannung ergibt wie im Betriebsfall a)? (Nur kurz beschreiben; nichts dimensionieren.)

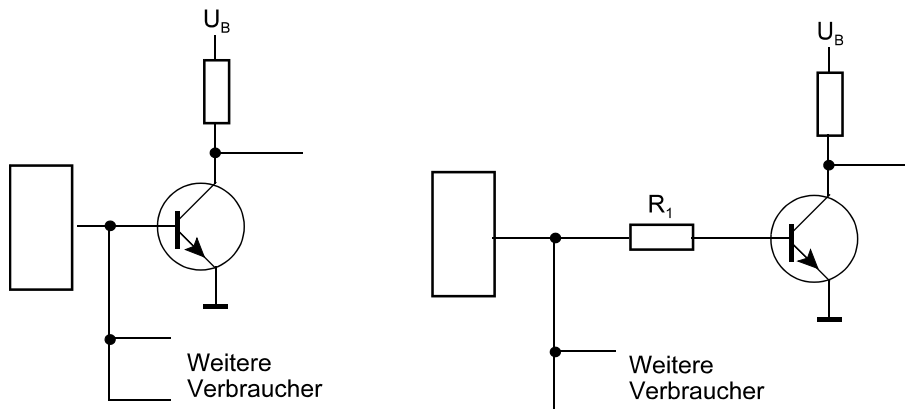


Im Fall a) können max. $15\text{ V} : 1\text{ k} = 15\text{ mA}$ Kollektorstrom fließen, im Fall b) sind es $15\text{ V} : 220\text{ R} = 68\text{ mA}$. Der Basisvorwiderstand begrenzt den Basisstrom auf $15\text{ V} : 22\text{ k} = 0,68\text{ mA}$. Bei ca. 68 mA Kollektorstrom ist die Stromverstärkung soweit zurückgegangen, daß die 0,68 mA nicht mehr genügen, um den Transistor in die Sättigung zu treiben.

Schaltstufe mit Basisvorwiderstand

Die einfachste Lösung. Wozu ist der Basisvorwiderstand gut?

- Er begrenzt den Basisstrom.
- Er begrenzt die Basis-Emitter-Spannung.
- Er verhindert, daß der Pegel des ansteuernden Signals auf die Basis-Emitter-Sättigungsspannung heruntergezogen wird.

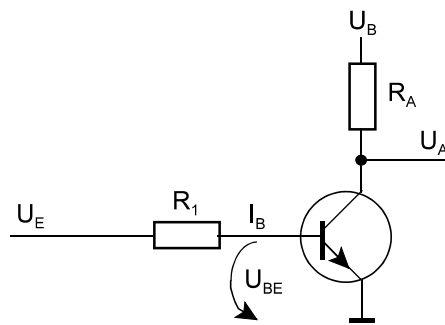


Basisvorwiderstand oder Direktanschluß?

Die Basis kann unter folgenden Bedingungen direkt an den Ausgang der jeweiligen Treiberstufe (z. B. eines Logikschaltkreises) angeschlossen werden:

- Der Pegel im Aus-Zustand ist niedrig genug (z. B. $< 0,2 \text{ V}$). Ggf. Anhebung des Massepegels (Ground Shift) beachten.
- Im Ein-Zustand werden die Grenzwerte des Transistors nicht überschritten (maximaler Basisstrom, maximale Emitter-Basis-Spannung).
- Es hängen keine weiteren Verbraucher an der Quelle. Wenn die Basis direkt angeschlossen ist, zieht sie die Quelle (den High-Pegel) auf etwa $0,7.. 1 \text{ V}$ herunter. Hängen dann noch andere Einrichtungen dran, bekommen diese keinen richtigen High-Pegel mehr zu sehen.

Es ist die Frage, wer gewinnt (Innenwiderstand). Ist die Quelle hochohmig, zieht der Transistor den Pegel auf die Basis-Emitter-Sättigungsspannung herunter. Ist die Quelle hinreichend niederohmig, geht der Pegel nicht zurück. Dann kann es aber sein, daß die zulässige Basis-Emitter-Spannung des Transistors überschritten wird (woran er sterben kann).

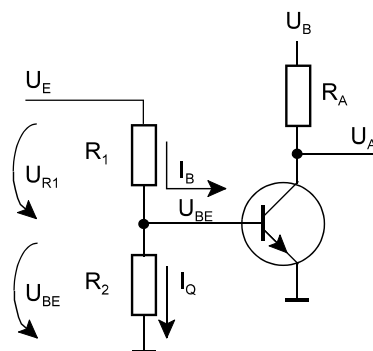


$$U_{E(1)} \geq U_{BE} + R_1 I_B$$

$$U_{BE} \approx 0,7\text{V} ; \text{ also } U_{E(1)} \approx R_1 \cdot I_B ; R_1 \approx \frac{U_{E(1)}}{I_B}$$

Schaltstufe mit Spannungsteiler

(In der Klausur wird erwartet, daß man das Prinzip kennt (Entwurfsaufgaben/Sachfragen). Es wird aber keine Rechenaufgaben geben.)



Wenn eingeschaltet (1):

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

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

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

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 R2 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.), Komparator einsetzen oder negative Hilfsspannung einführen.

Berechnung von R_1 gemäß einer der obigen Formeln.

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

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:

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

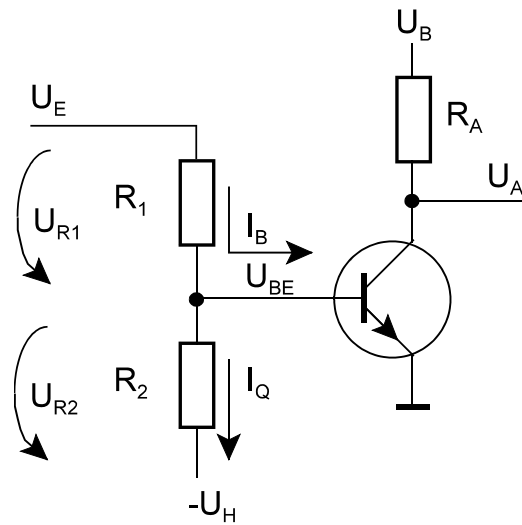
($3,5 < 13$; o.k.)

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

$$R_1 = 1,9\text{k} \frac{3,3\text{V} - 0,7\text{V}}{1\text{mA} \cdot 1,9\text{k} + 0,7\text{V}} = 1,9 \text{ k}\Omega \text{ oder anders herum}$$

$$R_1 = 1,9\text{k} \frac{0,4\text{V} - 0,2\text{V}}{0,2\text{V}} = 1,9 \text{ k}\Omega$$

Ansteuerung über Spannungsteiler an negativer Hilfsspannung



Alle Spannungen vorzeichengerecht eingeben.

Wenn eingeschaltet (1):

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

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

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

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 R_2 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 R_1 gemäß einer der obigen Formeln.

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

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.)

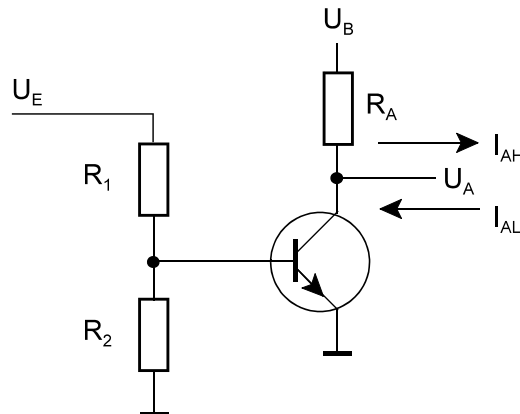
$$R_2 = \frac{1}{0,7\text{mA}} \left\{ \frac{(-0,2\text{V} + 5\text{V})(2\text{V} - 0,7\text{V})}{0,8\text{V} + 0,2\text{V}} - 0,7\text{V} - 5\text{V} \right\} = 770 \Omega$$

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

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):

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

Schnelle Schaltstufen

Zeitgemäßes Anwendungsbeispiel: Pegelwandler.

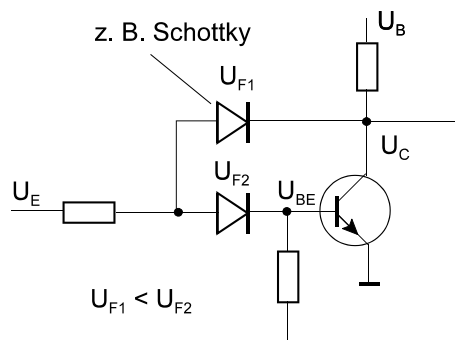
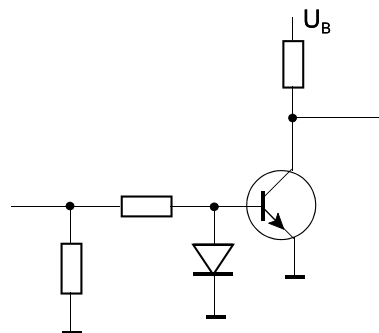
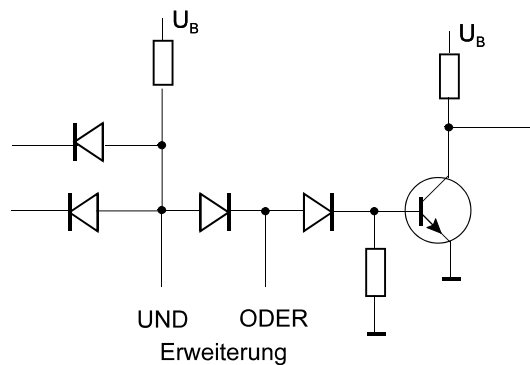
Transistor nicht allzu sehr übersteuern:

1. Speedup-Kondensator (Richtwert für Versuch):

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

2. Basisspannung nicht zu hoch werden lassen (DTL).

3. Basisspannung klammern (Baker Clamp).



Klammerschaltung nach Baker:

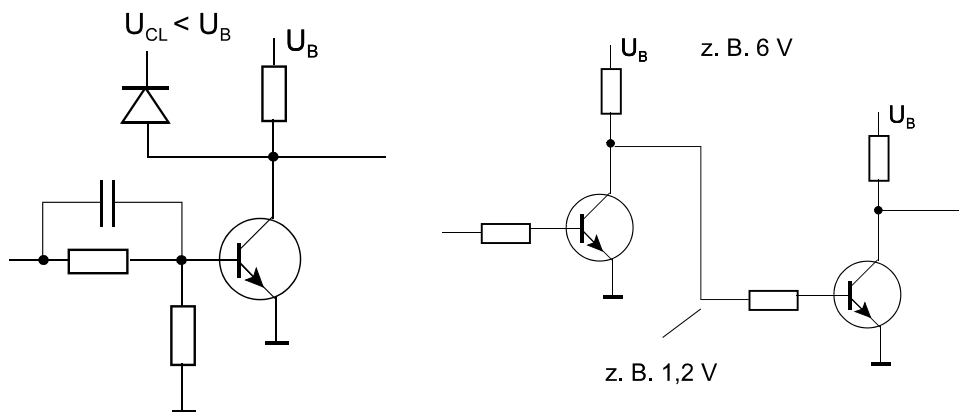
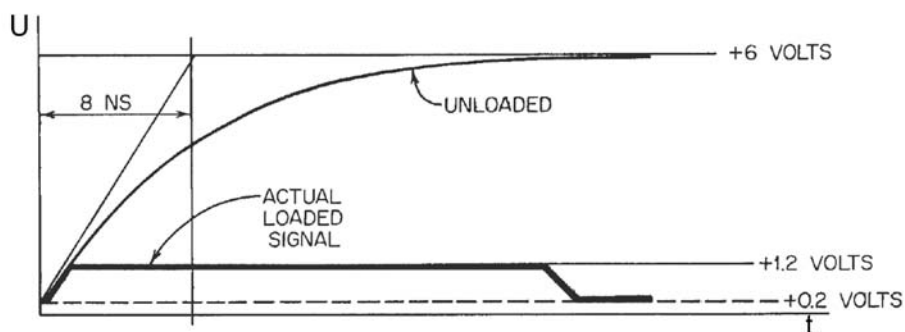
$$U_C = U_E - U_{F1}$$

$$U_{BE} = U_E - U_{F2}$$

Wenn $U_{F2} > U_{F1}$, dann $U_{BE} < U_C$. Somit kann der Transistor nicht in die Sättigung gelangen.

Ausgangseitigen Signalhub verringern:

1. Ausgangsspannung klammern.
2. So belasten, daß Ausgangsspannung nicht allzu hoch wird (Direct Coupled Transistor Logic DCLT (z. B. Supercomputer CDC 6600)). Der Basisvorwiderstand ist konstant, der Kollektorwiderstand wird je nach Belastungsfall passend dimensioniert (in der Serienfertigung und im Service muß das ein Alptraum gewesen sein...).

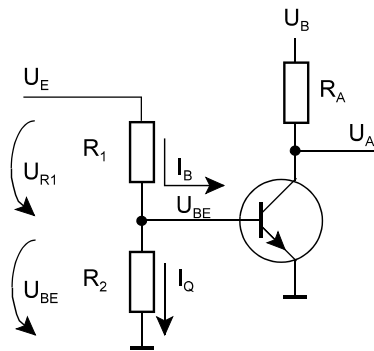


Beispiel CDC 6600: Betriebsspannung 6 V, High-Pegel am Basisvorwiderstand 1,2 V. Basisstrom 1 mA. Also fallen über dem Basisvorwiderstand ca. 0,5... 0,6 V ab. Das ergibt rund 560...680 Ohm. Über dem Kollektorwiderstand müssen 4,8 V abfallen. Ist nur eine Last angeschlossen (1 mA) ergeben sich rund 4k7.

Transistoren mit eingebautem Basisspannungsteiler

Beispiele: die sog. digitalen Transistoren von Infineon und die Bias Resistor Transistors (BRTs) von ON Semiconductor. Der Spannungsteiler R1, R2 ist vorgegeben (s. Katalog/Datenblatt).

Für welche Signalpegel ist er geeignet?



Wenn eingeschaltet (1):

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

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

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:

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

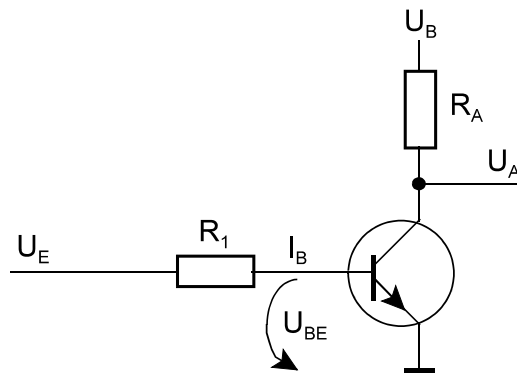
$$U_{E(0)} \leq \frac{0,2\text{V} \cdot (R_1 + R_2)}{R_2}$$

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

R1	R2	U_{E(1)min}	U_{E(0)max}
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

Weitere Typen haben keinen Spannungsteiler, sondern lediglich einen Basisvorwiderstand.



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

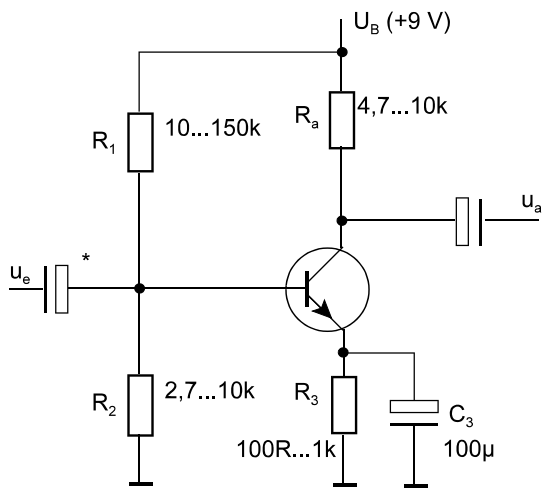
Beispiele ($U_{BE} = 0,7 \text{ V}$, $I_B = 1 \text{ mA}$)

R₁	U_{E(1)min}	R₁	U_{E(1)min}
1k	1,7 V	22k	23 V
10k	11 V	47k	48 V

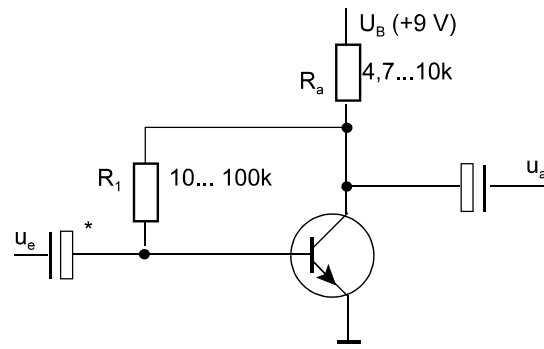
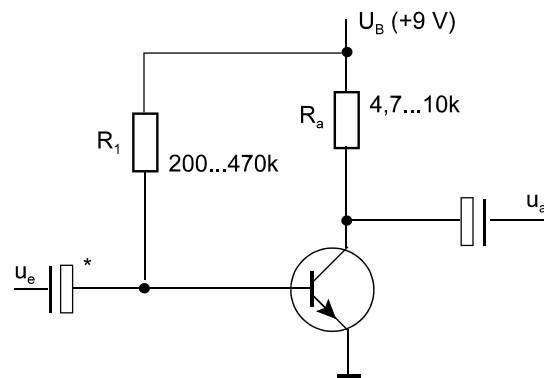
3. Transistorverstärker

(In der Klausur wird erwartet, daß man die Grundschaltungen kennt (Entwurfsaufgaben/Sachfragen). Es wird aber keine Rechenaufgaben geben.)

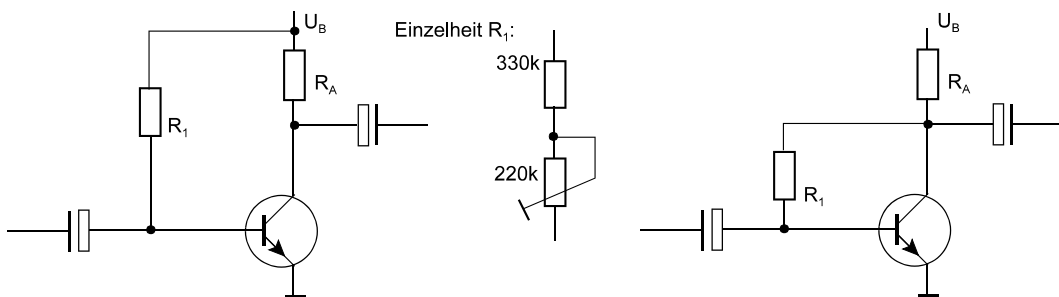
Kochbuchschaltungen aus der Literatur:



*: Polung des eingangsseitigen Elkos gemäß Gleichspannungspegel der Signalquelle.



Einfachste Verstärkergrundschaltungen:



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

R₁ als Konstantstromquelle:

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

I_B aus Kennlinie bzw. gemäß I_C / β.

Nicht ernsthaft bauen!

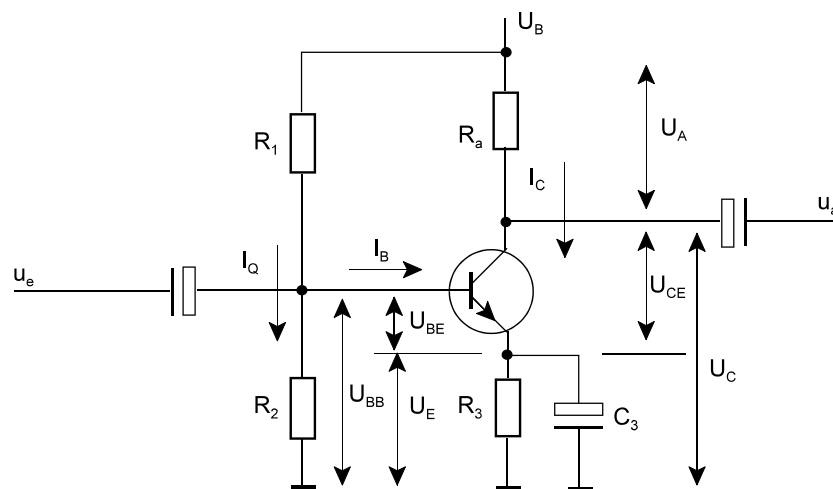
- R₁ muß individuell eingestellt werden.
- Transistor kann thermisch durchgehen.

Spannungsgegenkopplung:

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

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

Die bewährte Standardschaltung mit Stromgegenkopplung:



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:

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

$I_Q = 0,2 \dots 0,5 I_C$ (Kollektorruehestrom) bzw. (Minimum) $> 2 I_B$.

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

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

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

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

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

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

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

Emitterspannung: $U_E = I_E \cdot R_3$

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

Kollektor-Emitter-Spannung: $U_{CE} = U_C - U_E \approx U_B - I_E \cdot R_a - I_E \cdot R_3$

$$= U_B - I_E (R_a + R_3) = U_B - U_B \cdot \frac{1}{R_3} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot (R_a + R_3)$$

$$= U_B \cdot \left(1 - \frac{R_2 \cdot (R_3 + R_a)}{R_3 \cdot (R_1 + R_2)} \right)$$

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:

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

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

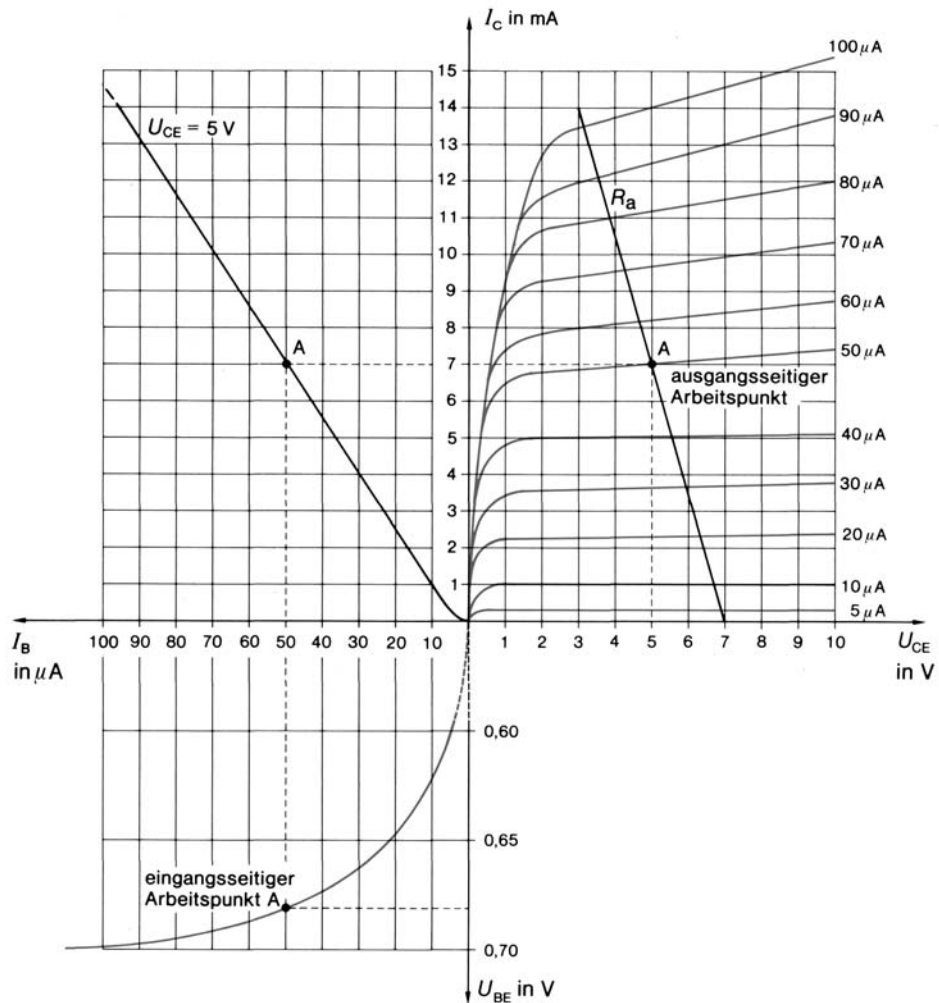
$$U_e = I_E \cdot R_3 \quad (\text{obigen Ausdruck umgestellt})$$

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

Beispiel 1:

Gemäß Kennlinienfeld (nach: Starke, Grundlagen der Funk- und Kommunikationstechnik) wird der folgende Arbeitspunkt gewählt:

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



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

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

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

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

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

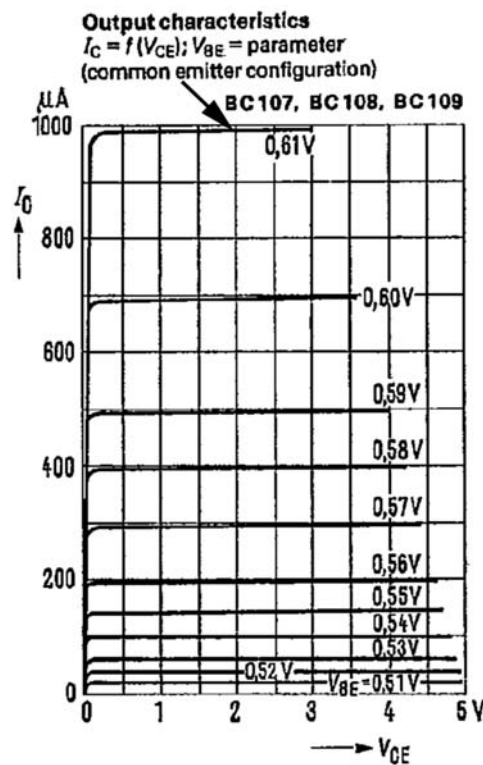
$$R_1 + R_2 = \frac{30 \text{ V}}{1,4 \text{ mA}} = 21,43 \text{ k}\Omega$$

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

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

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

Beispiel 2 (mit BC 107):



Der Pfeil zeigt auf den gewählten Arbeitspunkt:

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

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

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

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

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

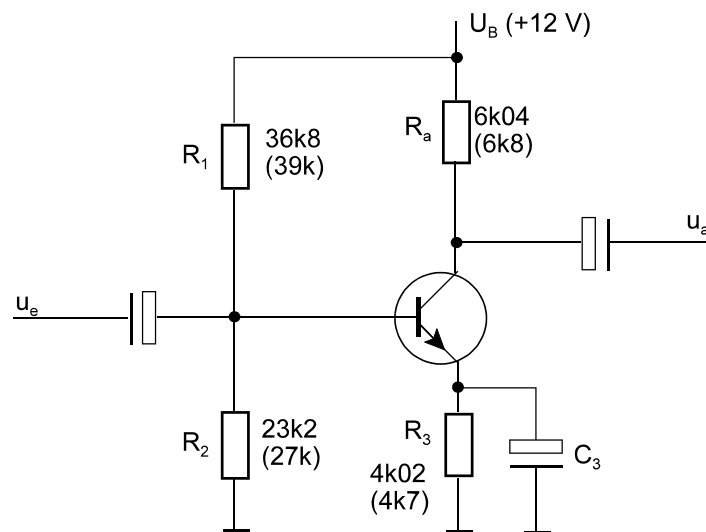
$$U_{BB} = 4 \text{ V} + 0,61 \text{ V} = 4,61 \text{ V}$$

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

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

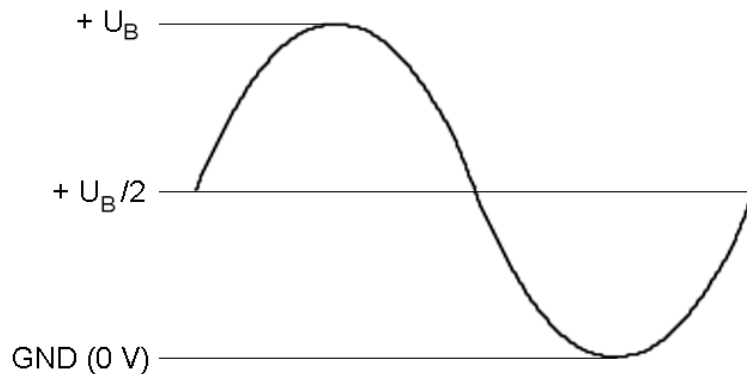
$$R_1 = 60 \text{ k}\Omega - 23,2 \text{ k}\Omega \approx 36,8 \text{ k}\Omega$$

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



Woraus ergeben sich die anfänglichen Richtwerte?

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



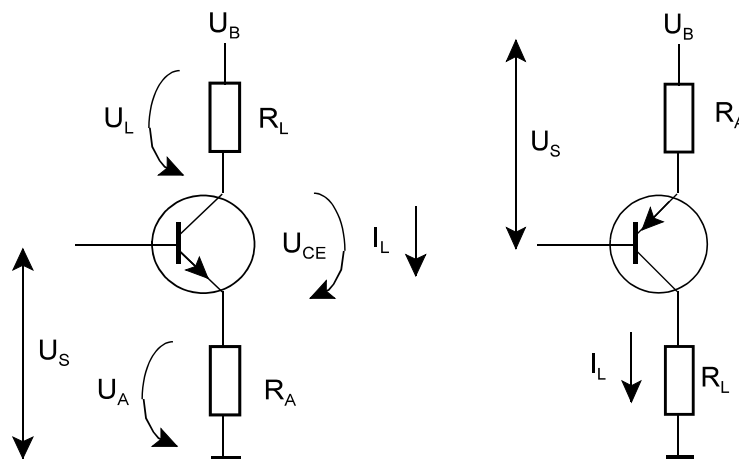
3. $U_E = \frac{U_B}{3}$: um den Eingangsspannungsteiler einigermaßen symmetrisch dimensionieren zu können (Widerstandswerte nicht allzu unterschiedlich, so daß sich Toleranzen nicht allzu sehr auswirken). Gemäß Richtwert 2 ergibt sich $R_a = \frac{0,5U_B}{I_C}$. Damit der Transistor

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.

4. Konstantstromquellen

Prinzip: Die Konstantstromquelle ist ein Emitterfolger, in dessen Kollektorkreis die Last angeordnet ist. Die Emitterspannung entspricht näherungsweise der Basisspannung. Der Emitterstrom ergibt sich aus Emitterspannung : Emitterwiderstand. Der Kollektorstrom ist praktisch gleich dem Emitterstrom. Er wird durch die Basisspannung und den Emitterwiderstand bestimmt.



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

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

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?

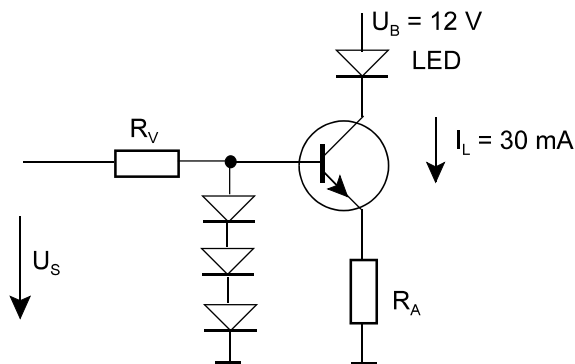
$$U_B \geq U_S + R_L I_L$$

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

Aufgabe:

Die Abb. zeigt die Ansteuerung einer LED über eine Stromquelle. Die beiden Dioden und der Transistor sind gewöhnliche Siliziumbauelemente ($U_f = 0,7 \text{ V}$; $U_{BE(on)} = 0,6 \text{ V}$).

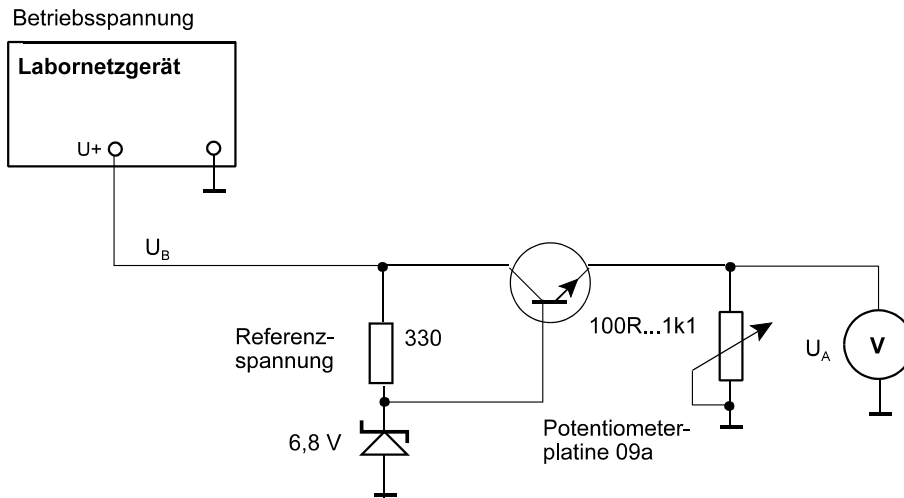
- Dimensionieren Sie den Widerstand R_A .
- Dimensionieren Sie den Widerstand R_V für eine minimale Steuerspannung $U_S = 5 \text{ V}$. Die Dioden haben einen maximalen Durchlaßstrom von 75 mA .
- Bestimmen Sie die – bei Ihrem Wert für R_V – maximal zulässige Steuerspannung U_{Smax} .
- Wie hoch ist die im Transistor umgesetzte Verlustleistung, wenn die Flußspannung der LED $2,1 \text{ V}$ beträgt?



- Flußspannung der Dioden = Basisspannung = $3 * 0,7 \text{ V} = 2,1 \text{ V}$. Emitterspannung $2,1 \text{ V} - 0,6 \text{ V} = 1,5 \text{ V}$. $R_A = 1,5 \text{ V} : 30 \text{ mA} = 50 \text{ Ohm}$. $30 \text{ mA} * 1,5 \text{ V} = 45 \text{ mW}$. Also 100 mW, 51R.
- Es müssen wenigstens $0,1 * 75 \text{ mA} = 7,5 \text{ mA}$ durch die Dioden fließen. Spannungsabfall über $R_V = 5 \text{ V} - 2,1 \text{ V} = 2,9 \text{ V}$. Also $R_V = 2,9 \text{ V} : 7,5 \text{ mA} = 386 \text{ Ohm}$.
- Es dürfen höchstens 75 mA durch die Dioden fließen. $386 \text{ Ohm} * 75 \text{ mA} = 28,95 \text{ V} + 2,1 \text{ V}$ (Dioden) ergeben $31,05 \text{ V}$, also U_S rund 30 V. Verlustleistung $75 \text{ mA} * 28,95 \text{ V} = 2,17125 \text{ W}$. Also $R_S = 390R, 5 \text{ W}$.
- Über der LED fallen $2,1 \text{ V}$ ab, über R_A $1,5 \text{ V}$, über dem Transistor also der Rest. $12 \text{ V} - 2,1 \text{ V} - 1,5 \text{ V} = 8,4 \text{ V} * 30 \text{ mA} = 250 \text{ mW}$.

Eine weitere Anwendung der Kollektorschaltung

Die Emitterspannung entspricht näherungsweise der Basisspannung, gleich welcher Strom fließt. Die naheliegende Anwendung: Spannungsstabilisierung:



5. Leistungs-FETs

Allgemeines zum Dimensionieren von Schaltstufen

- So ansteuern, dass der Lastkreis richtig durchschaltet – und nicht nur irgendwie Strom durchfließt, der die Last notfalls zum Ansprechen bringt.
- Beim Bipolartransistor und IGBT: U_{CEsat}
- Beim MOSFET: Minimaler R_{DSon}
- Der Bipolartransistor muß genügend Basisstrom bekommen, der IGBT oder MOSFET genügend Gatespannung.
- Stufen mit Bipolartransistor dimensionieren für sicheres Schalten bei maximaler Last und geringster Stromverstärkung.
- Der Betriebsfall minimale Last und maximale Stromverstärkung ergibt dann eine starke Übersteuerung. Manchmal kann man damit leben. Sonst: Klammerung (damit die Übersteuerung nicht vorkommt) oder Hilfsstromweg (damit beim Ausschalten die Ladungsträger aus der Basiszone abfließen können).
- Alternative: FET auch in der Vorstufe. Ansteuerung muß genügend hohen Pegel bringen.

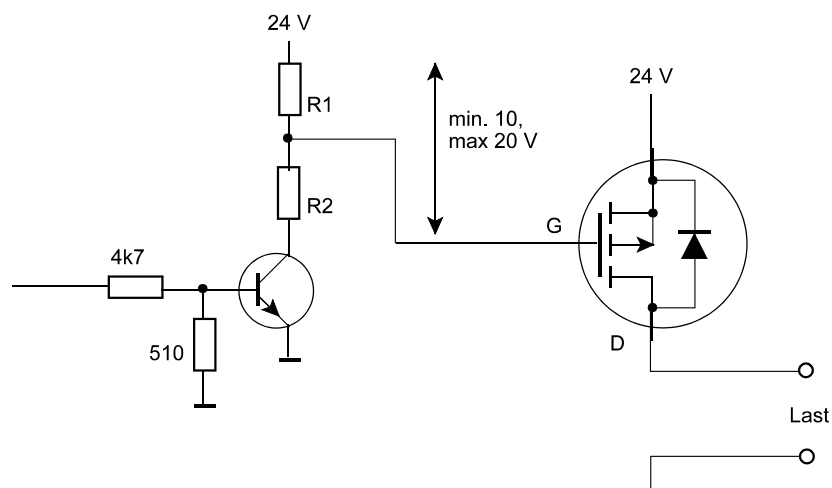
FET-Ansteuerungsregeln:

1. FET ist verlässlich gesperrt, wenn Gate-Source-Spannung $<$ Schwellspannung $U_{GS(th)}$ (Datenblatt).
2. FET ist verlässlich durchgesteuert, wenn R_{DSon} minimal ist. Der zugehörige Mindestwert der Gate-Source-Spannung steht im Datenblatt als Meßbedingung zu R_{DSon} (Spalte *Conditions*).
3. Der zulässige Bereich der Gate-Source-Spannung V_{GS} darf nicht verlassen werden (Plus-Minus-Angabe unter *Absolute Maximum Ratings*).

4. Bei Low Side Drive wird der Stromweg von der Last zur Masse geschaltet. N-Kanal-FET; Source an Masse. Positive Gatespannung.
5. Bei High Side Drive wird der Stromweg von der positiven Versorgungsspannung zur Last geschaltet. Alternativen:
 - a) P-Kanal-FET. Source an positiver Versorgungsspannung. Gatespannung auf positive Versorgungsspannung bezogen.
 - b) N-Kanal-FET. Drain an positiver Versorgungsspannung. Überhöhte Gatespannung.
6. Steuerstrom: gemäß Gateladung und ggf. geforderter Schaltzeit. Nur beim Umschalten wird Steuerstrom benötigt. Spannungsänderungen (vor allem Abschaltspannungsspitzen) werden kapazitiv auf den Gatekreis zurückgekoppelt. Um solche Störungen wegschlucken zu können, sollte die Quelle der Gatespannung hinreichend niederohmig sein. Ggf. zusätzliche Schutzbeschaltung.

Aufgabe:

Steuerung einer Last an 24 V. High Side Driver mit P-Kanal-FET.



In welchem Bereich bewegt sich die typische 24-V-Steuerspannung?

- 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

Gate-Source-Spannung: maximal 20 V (Grenzwert), minimal 10 V (zum sicheren Schalten (R_{DSon} lt. Datenblatt)).

Gateladung: 22 nC. Annahme: Zum Einschalten genügen 5 μ s. Strom: 4,4 mA. Etwa 10facher Querstrom durch den Spannungsteiler.

50 mA bei 21 V ergeben insgesamt 420 Ohm. Über R1 müssen wenigstens 10 V abfallen. Das ist knapp die Hälfte von 21 V. Als halbe/halbe. $R1 = R2 = 210R$.

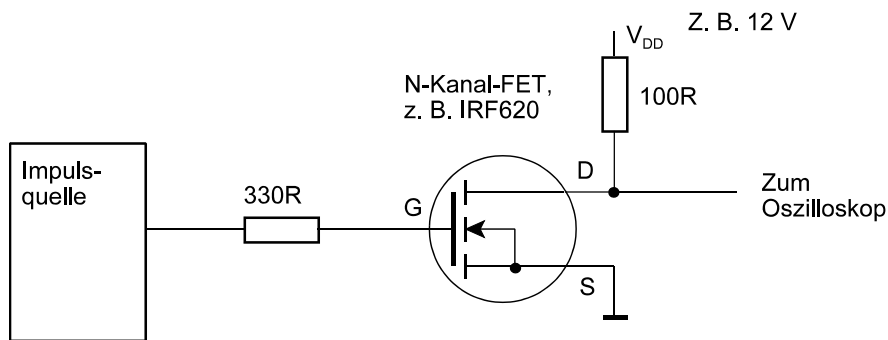
Genügt das auch bei 35 V? Dann fallen über R1 noch ca. 18 V ab. Das hält der Transistor noch aus.

$35 V : 420 Ohm = 83 mA$. $18 V * 83 mA = 1,5 W$. Also R1 und R2 jeweils 210R, 2,5 W.

Übungen mit dem N-Kanal-FET

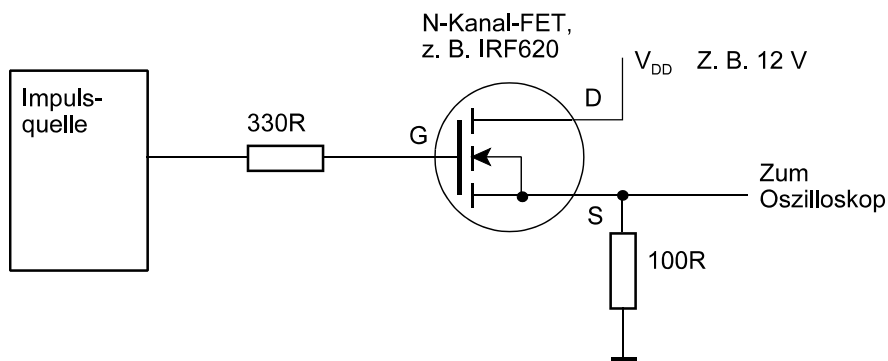
1. Sourceschaltung

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.



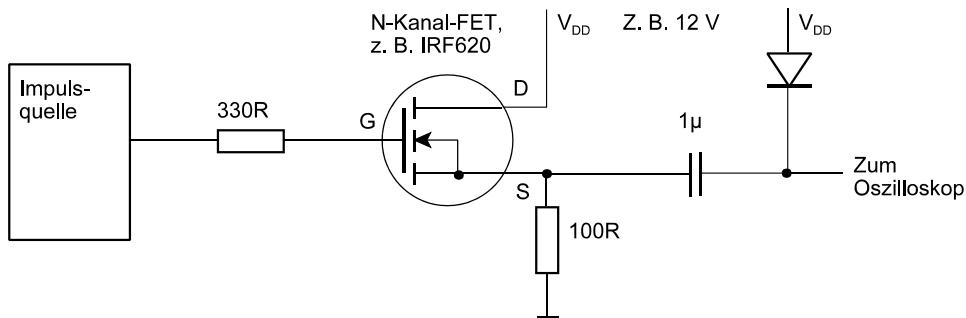
2. Drainschaltung

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 Schwellspannung von etwa 3,5...5 V.



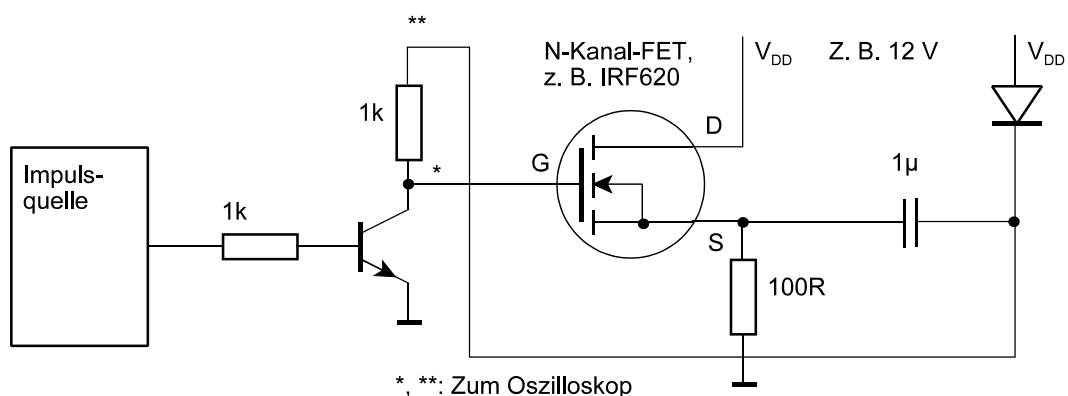
3. Spannungsüberhöhung mit Ladungspumpe

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.



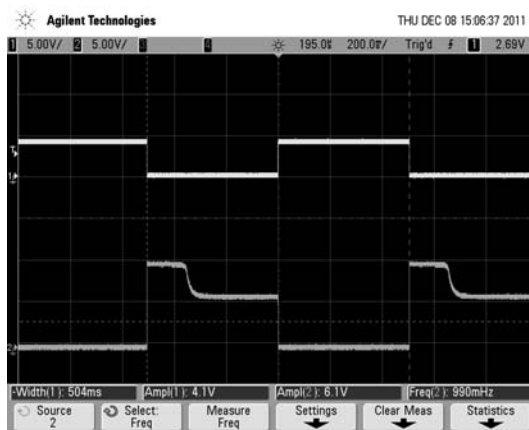
4. Bootstrap-Schaltung

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 $2 V_{DD}$.

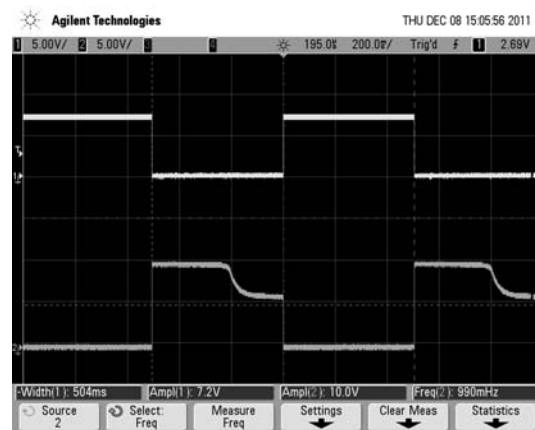


Die Bootstrapschaltung funktioniert nur bei zyklischer Erregung. Ist der Abstand zwischen den Erregungen zu lang, entlädt sich der Kondensator.

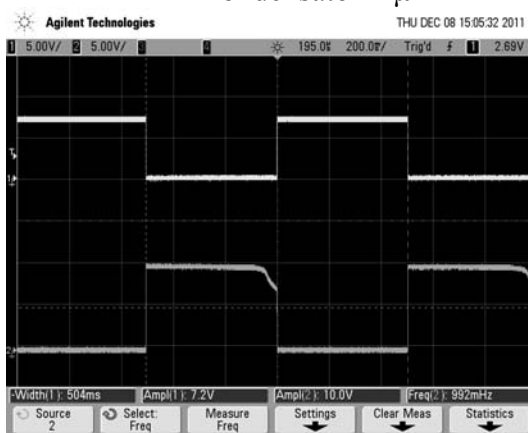
Impulsfrequenz 1 Hz. Oben jeweils das Ansteuersignal am Basisvorwiderstand, darunter das Signal am Gate.



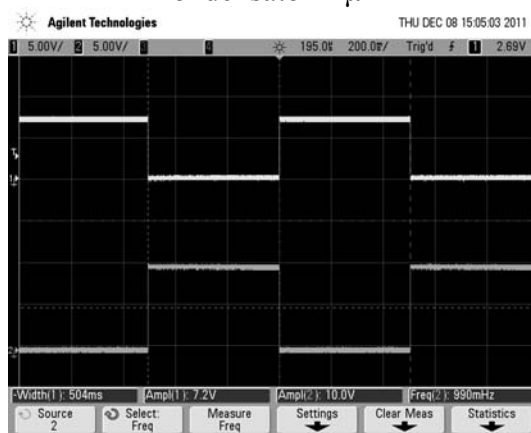
Kondensator 1 μ



Kondensator 2 μ



Kondensator 3 μ

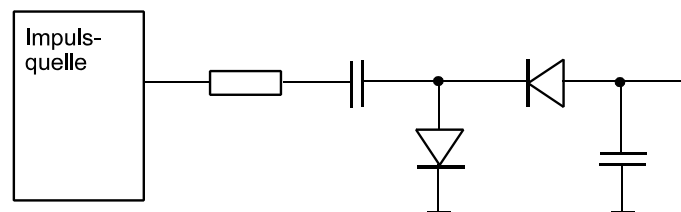


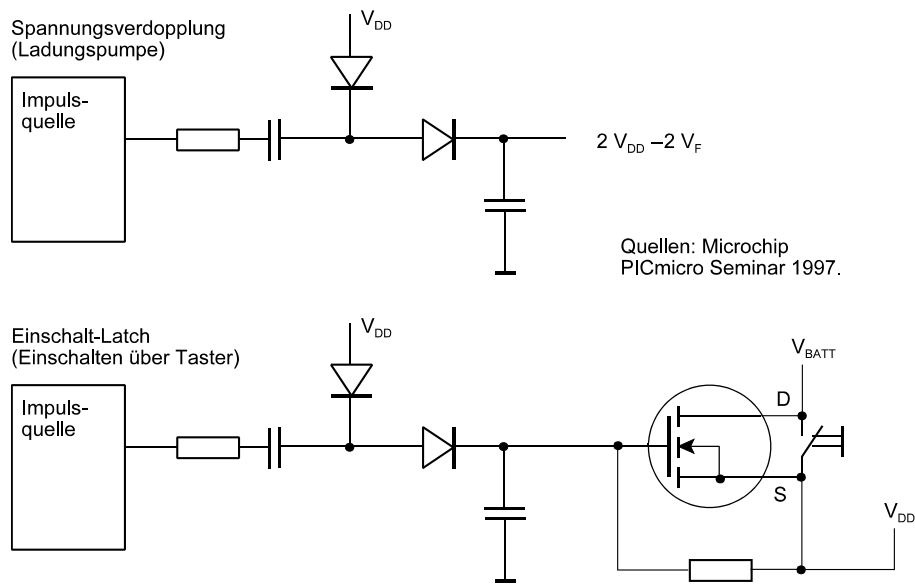
Kondensator 4 μ

Ein Ausweg:

Die überhöhte Versorgungsspannung wird mit einer autonomen Ladungspumpe erzeugt. Hierzu kann man u. a. ein Impulssignal ausnutzen, das von einem Mikrocontroller geliefert wird. Manchmal eignet sich auch ein ohnehin vorhandenes Taktsignal.

Negative Spannung





Das Problem:

Einschalten eines Gerätes mittels Tastendruck (rückfedernde Taste; kein rastender Schalter). Die Tastenbetätigung setzt das Gerät in Gang. Hierdurch werden Impulse gebildet, aus denen über die Ladungspumpenschaltung eine Gatespannung erzeugt wird. Diese steuert den FET durch und hält damit den Batteriestromweg auch dann aufrecht, wenn die Taste wieder losgelassen ist. Das Ausschalten muß auf einem anderen Wege veranlaßt werden, z. B. über ein Bildschirm-Menü (Anklicken der Ausschaltfunktion bewirkt, daß die Software die Impulserzeugung anhält, wodurch die Gatespannung auf Null fällt).

6. Operationsverstärker

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. Damit macht man nichts falsch (es ein denn, es kommt auf geringste Stromaufnahme an).
- 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:

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

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

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

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

Alternative: $R_1 =$ geforderter Eingangswiderstand R_e .

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

Dimensionierung des nichtinvertierenden Verstärkers:

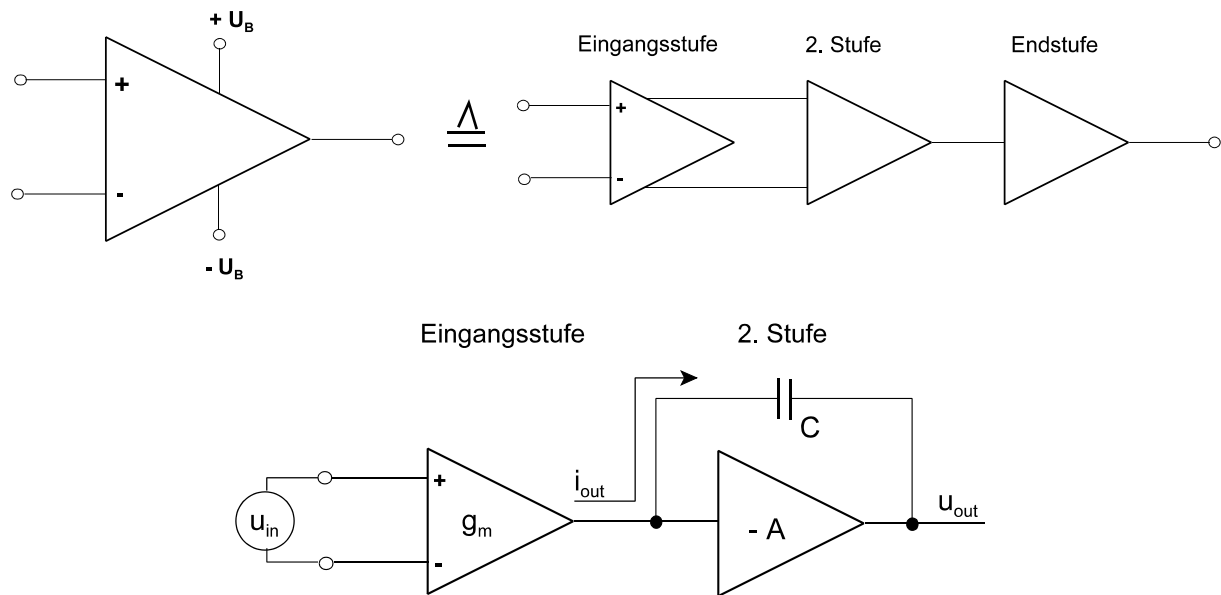
$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1}; A - 1 = \frac{R - R_1}{R_1}; (A - 1) \cdot R_1 = R - R_1; AR_1 = R$$

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

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

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

Zum Wechselspannungsverhalten des Operationsverstärkers
(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:

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

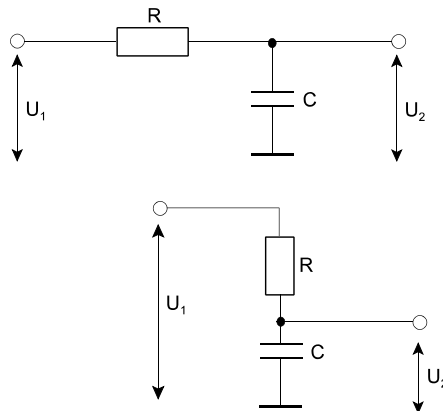
Dieser Strom fließt durch den Kondensator C und wird gemäß dessen Impedanz X_C in eine Ausgangsspannung u_{out} gewandelt:

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

Hiermit ergibt sich die Verstärkung zu:

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

Der Frequenzgang eines idealen Operationsverstärkers entspricht somit dem eines RC-Tiefpaßfilters 1. Ordnung. Typische intern kompensierte Operationsverstärker kommen diesem Ideal so nahe, daß sich der Ansatz zu Überschlagsrechnungen ausnutzen läßt.

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 $R = X_C$.

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

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

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

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

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:

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

Damit wird

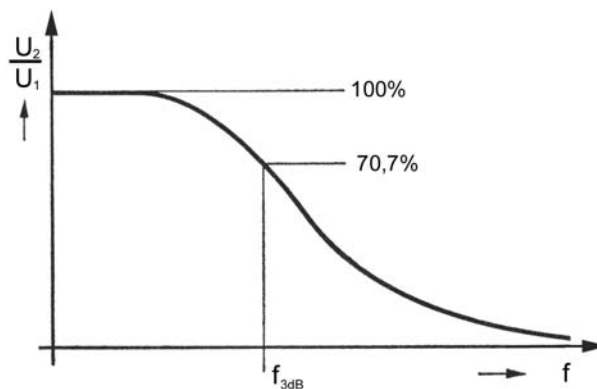
$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{2\pi f C \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{2\pi f C}\right)^2 + \left(\frac{1}{2\pi f_{3dB} C}\right)^2}}$$

Ausrechnung der Wurzel:

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

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

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



Umstellung nach f_{3dB}

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?

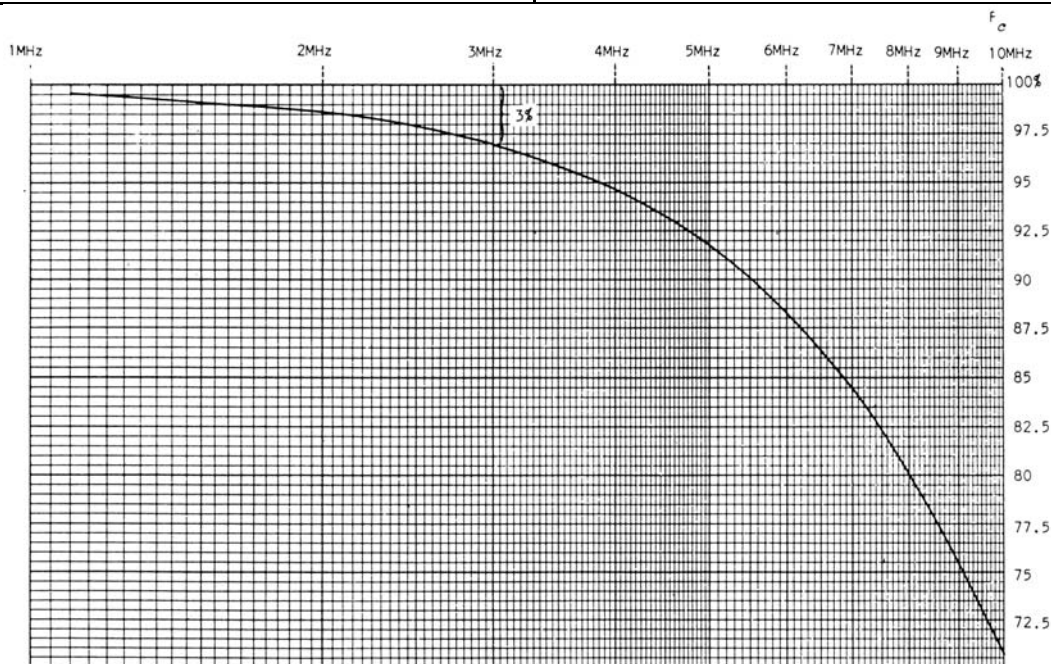
Wir setzen zunächst $U_2 / U_1 = V$ und $f = x$.

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

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

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

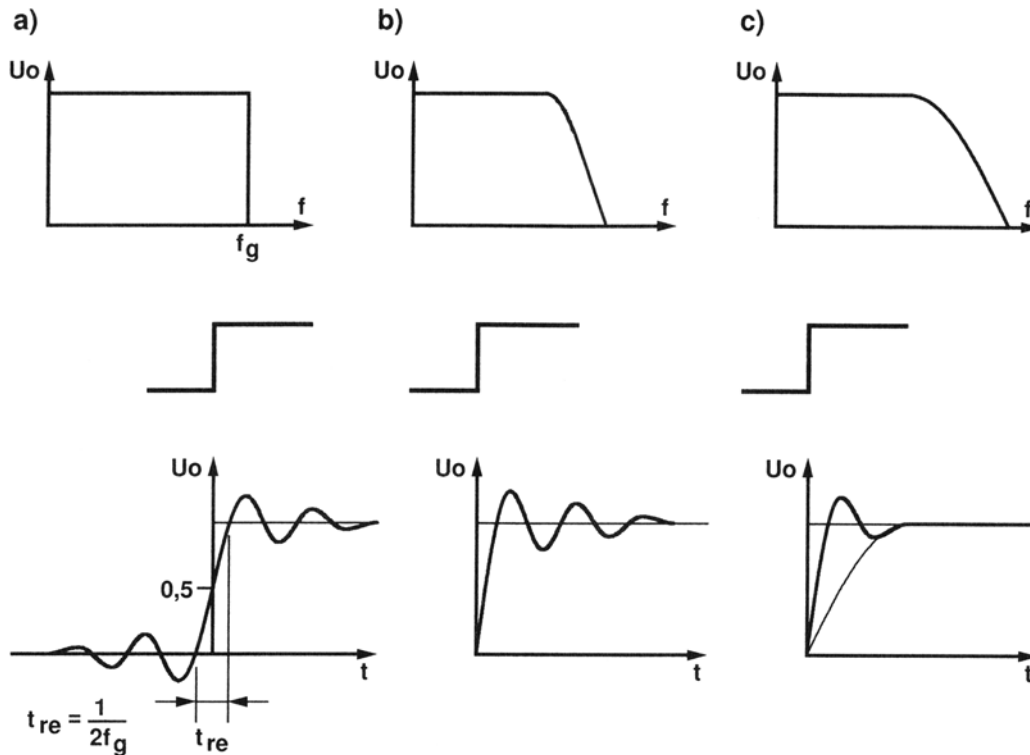
Maximale Signalfrequenz	Amplitudenfehler
f_{3dB}	29%
$0,5 f_{3dB}$	10%
$0,14 f_{3dB}$	1%
$0,014 f_{3dB}$	0,01%



Graphische Darstellung des Amplitudenfehlers. 3dB-Grenzfrequenz = 10 MHz. Bildquelle: Seibt, Handbuch der Oszilloskopentechnik.

Die Eigenanstiegszeit

Ein Tiefpaß antwortet auf eine ideale Sprungfunktion (Anstiegszeit Null) mit einer Funktion, die eine bestimmte Anstiegszeit aufweist (Eigenanstiegszeit).



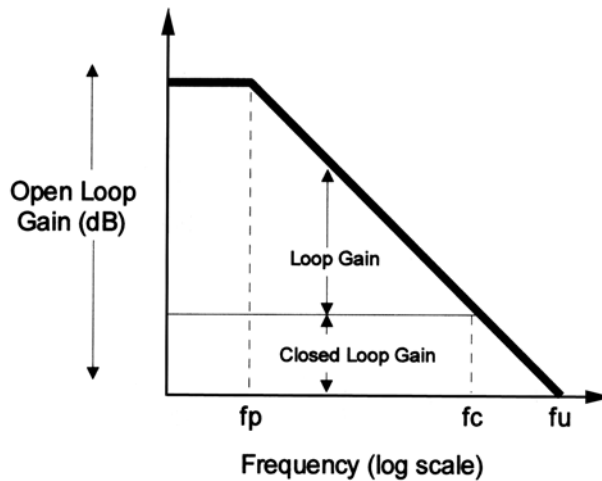
- a) Ein idealer Impuls am Eingang eines idealen Tiefpasses führt zu Überschwingern am Ausgang. Die mathematische Behandlung ergibt sogar ausgangsseitige Schwingungen vor der Impulsflanke – eine physikalische Unmöglichkeit, die sich daraus erklärt, daß hier zwei Idealisierungen zusammenfallen. Es ist ersichtlich, daß auch der ideale Tiefpaß auf eine ideale Flanke (Anstiegszeit 0) mit einer Flanke antwortet, die eine endliche Anstiegszeit (Eigenanstiegszeit t_{re}) hat.
- b) Ein realer Frequenzgang mit weitgehender Annäherung an das ideale Tiefpaßverhalten. Auch diese Auslegung führt zu Überschwingern.
- c) 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:

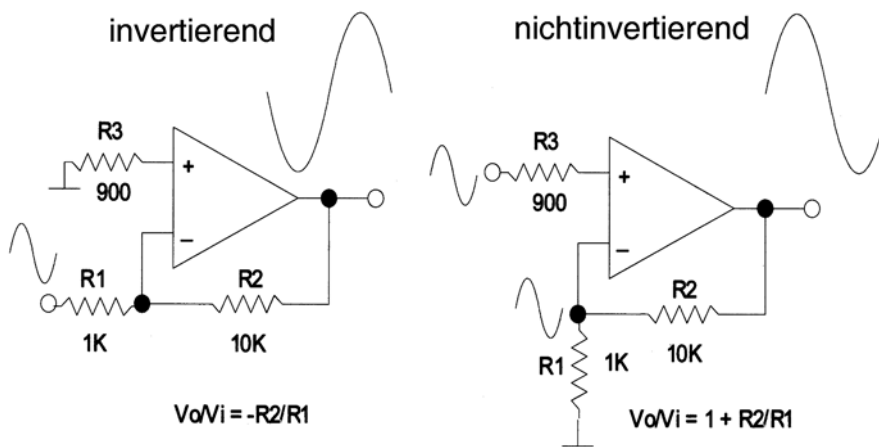
$$t_r = \frac{0,35}{f_{3dB}}$$

Die Frequenzgangangaben der Operationsverstärker:

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



(Bildquelle: National Semiconductor)



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

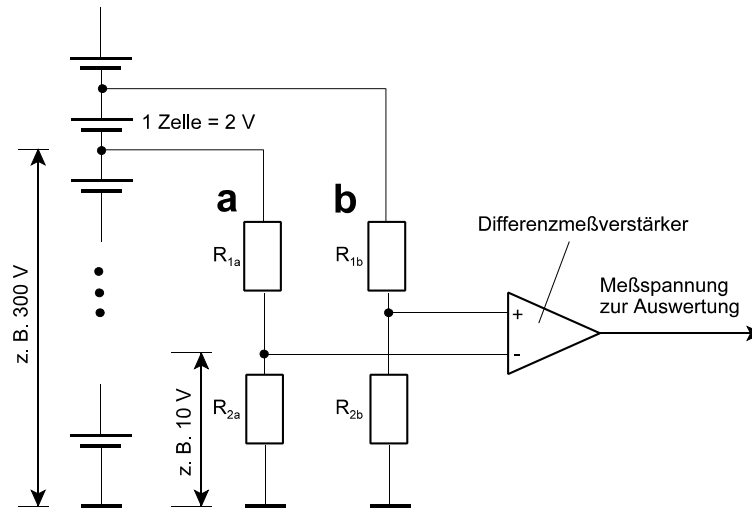
$$f_{3dB} = \frac{f_u}{|A_{CL}|}$$

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

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

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

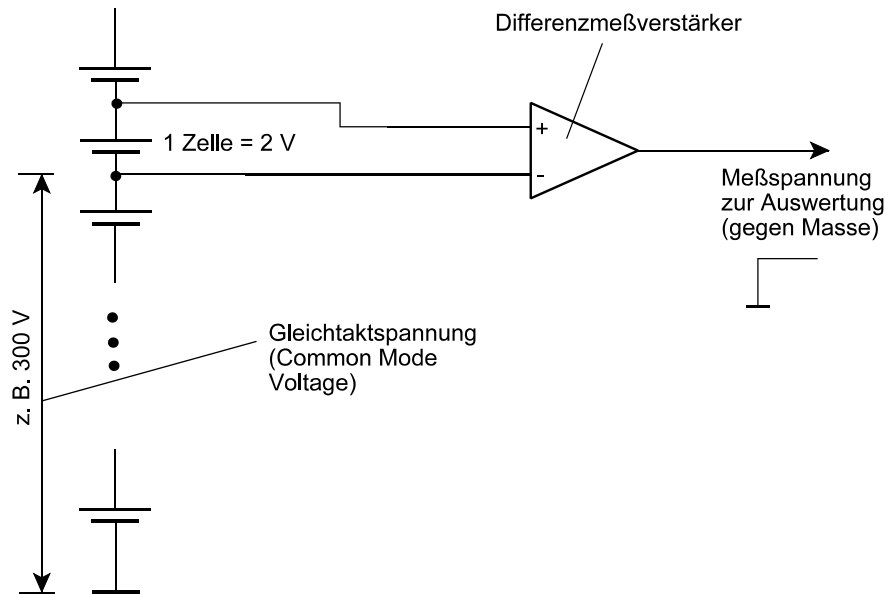
R_1 an der Untergrenze, R_2 an der Obergrenze: $S_2 = \frac{0,99}{29,3 + 0,99} = 0,0327$

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; neuere Bauelemente z. B. 275 V (INA 149)). 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.

7. Hinweise zur Klausurvorbereitung

Die Klausuraufgaben umfassen:

- Wissensfragen zur Schaltungstechnik,
- Entwicklung elementarer Schaltungslösungen,
- Schaltungsberechnungen.

Themen:

- Schaltungen mit Dioden und Zenerdioden
- Schaltungen mit LEDs und Optokopplern
- Konstantstromquellen
- Die Grundsaltungen des Transistors
- Transistorschaltstufen
- Grundsaltungen der Leistungselektronik (nur Schaltbetrieb mit Bipolartransistoren und MOSFETs)
- Grundsaltungen mit Operationsverstärkern und Komparatoren

– Die Fragen können sich auch auf Erkenntnisse aus den Praktikumsversuchen beziehen. –

Vermischte Studienhinweise:

Thema	Schwerpunkte und Hinweise
Grundlagen	RC-Glieder, Grenzfrequenz, Amplitudenfehler und Eigenansteigszeit (Tiefpaß), Abschaltspannungsspitzen
Diodenschaltungen, Spannungsstabilisierung	Gleichrichter, Begrenzer, Klammerschaltungen, Gatter, Verpolschutz, Grundsaltungen der Spannungsstabilisierung (mit Zenerdioden und Dioden in Flußrichtung)
Transistorschaltstufen	Schaltverhalten des Transistors, Grundsaltungen, Basisvorwiderstand, Maßnahmen zur Verkürzung der Schaltzeiten, Gatter, Begrenzer, Pegelwandlung. Spannungsteilerberechnung kommt nicht dran.
Leistungselektronik	Grundlagen des Schaltbetriebs, induktive Lasten, Bipolar- und Feldeffekttransistoren, Transistoransteuerung, Lastanschaltung, Brückenschaltungen. Thyristoren und Triacs kommen nicht dran.
Operationsverstärker und Komparatoren	Grundsaltungen (Stromquellen, Summierer, Integrierer und Differenzierer kommen nicht dran), Hysterese, Stromgegenkopplung (nur Prinzip), Differenzmeßverstärker, Dimensionierung.
Transistorgrundsaltungen, Konstantstromquellen usw.	die Grundsaltungen des Transistors, Konstantstromquelle einschließlich Dimensionierung, Verstärkergrundsaltungen, Prinzip der Differenzmessung. Verstärkerberechnung kommt nicht dran.
Multivibratoren	Nur Überblick (vgl. Praktikum)
Optoelektronik	Elementare Ansteuerung von LEDs und ganz einfachen LCDs, Einsatz von Optokopplern. Impulsbetrieb und optische Kennwerte kommen nicht dran.