

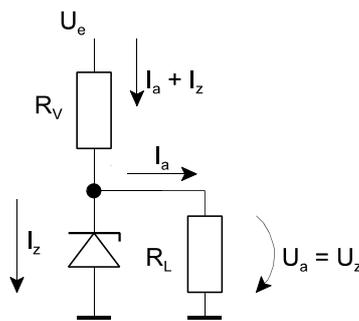
Übungen Angewandte Elektronik

Stand: 21.2.2013

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 $I_{a \min} = 0$.)

Wie kommen wir zu den beiden Werten des Zenerstroms?

Die primäre Quelle ist das Datenblatt. Fehlende Angaben müssen errechnet oder abgeschätzt werden.

Der typische minimale Zenerstrom entspricht dem Teststrom I_{ZT} . Das ist die Stromstärke, mit der der Hersteller den Kennwert der Zenerspannung abprüft.

Der maximale Zenerstrom I_{ZM} ist manchmal direkt angegeben. Ist er nicht angegeben, muß er aus der Verlustleistungsangabe P_V und dem Maximalwert der Zenerspannung V_{Zmax} errechnet werden:

$$I_{ZM} = \frac{P_V}{V_{Zmax}}$$

Je stärker der Strom, desto weiter liegt der Arbeitspunkt im steilen Bereich der Kennlinie, desto besser die Spannungsstabilisierung.

Praxistip: I_{ZM} trotzdem nicht voll ausnutzen. Derating für höhere Umgebungstemperaturen und Eigenerwärmung beachten. Richtwert: maximaler Zenerstrom ca. $0,7 I_{ZM}$.

Der minimale Zenerstrom

Ist der Teststrom I_{ZT} nicht bekannt oder geht es nur um Überschlagsrechnungen zwecks Vorauswahl von Bauelementen, kann man ansetzen:

$$I_{Zmin} \approx 0,2 \dots 0,25 \cdot I_{ZM}$$

$$I_{Zmax} = 4 \dots 5 \cdot I_{Zmin}$$

Für sehr überschlägige Rechnungen genügt gelegentlich auch ein Faktor von 0,1 bzw. 10.

Diese Werte können sinngemäß angesetzt werden, wenn die Flußspannung gewöhnlicher Dioden ausgenutzt werden soll.

Wo der Durchbruch einsetzt

Der Übergang vom Sperr- zum Durchbruchsbereich wird gelegentlich durch Angabe eines sog. Kniestroms I_{ZK} charakterisiert.

Den Zenerstrom auf das unumgängliche Maß verringern

Wenn der Stabilisierungsfaktor nicht so kritisch ist, kann man ggf. den Zenerstrom verringern (Versuchssache). Der Minimalwert liegt dann zwischen Knie- und Teststrom, der Maximalwert ist etwa das Vierfache des Minimalwertes.

Welcher Zenerstrom muß fließen? – Bestimmung von I_{Zmax} 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) $I_{z\ min} = k I_{z\ max}$:

$k = I_{z\ min} : I_{z\ max}$. k liegt (s. oben) typischerweise zwischen 0,1 und ca. 0,25.

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

Den rechten Bruch aufgelöst:

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

Gleichung umgestellt:

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

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

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

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

Herkömmliche Faustregeln:

Eingangsspannung:

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

Faustformel für $I_{z \max}$ (Leerlaufstrom durch die Diode): $1,2 \dots 2 \cdot \text{max. Laststrom}$ (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:

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

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 $I_{z \max} = 200 \text{ mA}$. Mit $I_{z \min} = 0,25 I_{z \max}$ ergibt sich $I_{z \min} = 50 \text{ mA}$.

Auswahl einer Zenerdiode mit $I_{ZT} = 50 \text{ mA}$ und $P_V = 200 \text{ mA} \cdot 6 \text{ V} = 1,2 \text{ W}$, also rund 1,5 bis 2 W.

Suchen, ob es so ein Teil gibt. Wenn nicht, mit niedrigerer oder höherer Verlustleistung und Zenerströmen probieren. Wir finden z. B. einen Typ mit 6,2 V, 1,5 W und $I_{ZT} = 60,5 \text{ mA}$.

1,5 W : 6,2 V ergibt rund 240 mA. Mit 200 mA wären wir auf der sicheren Seite. Ggf. Noch etwas verringern. Mit $0,7 I_{Z\max}$ kämen wir auf ca. 170mA.

$$R_{V \max} = \frac{9,6\text{V} - 6\text{V}}{0,05\text{A} + 0,05\text{A}} = \frac{3,6 \text{ V}}{0,1 \text{ A}} = 36 \Omega$$

$$R_{V \min} = \frac{14,4 \text{ V} - 6 \text{ V}}{0,17 \text{ A}} = \frac{8,4 \text{ V}}{0,17 \text{ A}} = 49,4 \Omega$$

Wir wählen $R_V = \underline{43 \Omega}$ (paßt bei 10% Genauigkeit noch zwischen beide Extremwerte).

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

$$S = \frac{r_z}{R_V} = \frac{2 \Omega}{43 \Omega} \approx 0,046 = 4,6\%$$

Verlustleistung:

$$P_V (I_{a \max} + \frac{U_{e \max} - U_z}{R_V})^2 R_V = (0,05 \text{ A} + \frac{14,4 \text{ V} - 6 \text{ V}}{43 \Omega})^2 43 \Omega \approx 3,8 \text{ W}$$

Worst-Case-Verlustleistung (Kurzschlußfall):

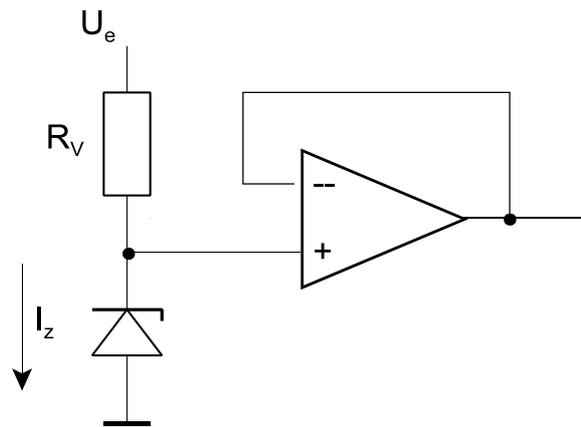
$$P_{V \text{ wc}} = \frac{U_{e \max}^2}{R_{V \min}}. \text{ Wir rechnen mit 10\% Toleranz.}$$

$$P_{V \text{ wc}} = \frac{(14,4 \text{ V})^2}{39 \Omega} \approx 5,3 \text{ W}$$

Wir wählen endgültig: $R_V = \underline{43R/10 \text{ W}}$

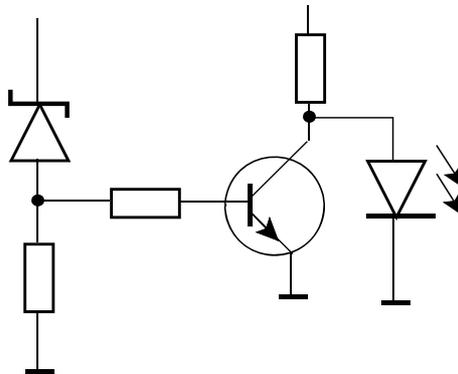
Die Z-Diode als Referenzspannungsquelle

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

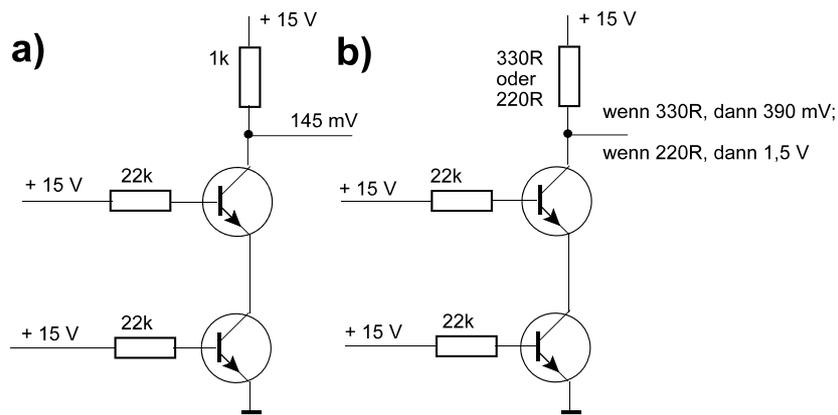
Eine LED soll leuchten, wenn die Versorgungsspannung **unter** einen bestimmten Wert gefallen ist. In diesem Fall muß die Basis des Transistors auf Nullpotential gehalten werden. Deshalb wird die Zenerdiodenschaltung andersherum angeordnet. Übersteigt die Versorgungsspannung die Zenerspannung, wird die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



2. Transistorschaltstufen

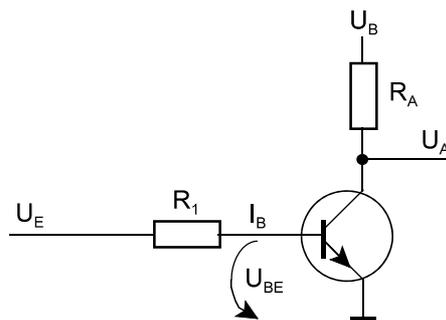
Übungsbeispiel:

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 $15\text{ V} : 220\text{ }\Omega = 68\text{ mA}$. 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 $0,68\text{ mA}$ nicht mehr genügen, um den Transistor in die Sättigung zu treiben.

Schaltstufe mit Basisvorwiderstand

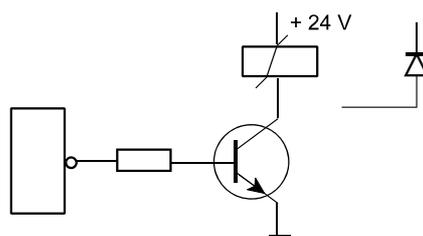


$$U_{E(1)} \geq U_{BE} + R_1 I_B$$

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

Übungsaufgabe:

Die Abb. zeigt eine Transistorstufe, die ein Reedrelais ansteuert. Der Spulenwiderstand beträgt $2150\text{ }\Omega$, der High-Pegel am Ausgang des Logikschaltkreises $3,3\text{ V}$, die Basis-Emitter-Sättigungsspannung $0,7\text{ V}$ und die Stromverstärkung 100 . Dimensionieren Sie den Basisvorwiderstand.

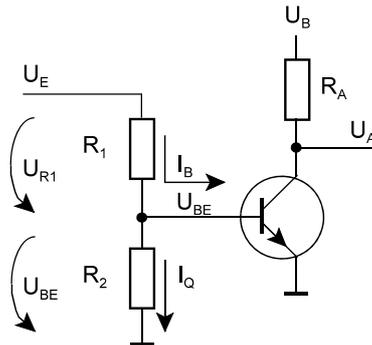


$$24 \text{ V} : 2150 \text{ Ohm} = 11 \text{ mA. Basisstrom} = 11 \text{ mA} : 100 = 110 \mu\text{A.}$$

$$R_1 = (3,3 - 0,7\text{V}) : 110 \mu\text{A} = 23,6 \text{ kOhm. Gewählt: } 22\text{k (war nicht verlangt).}$$

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 $U_{BE(1)}$): Schwellwertschaltung 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.

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

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:

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

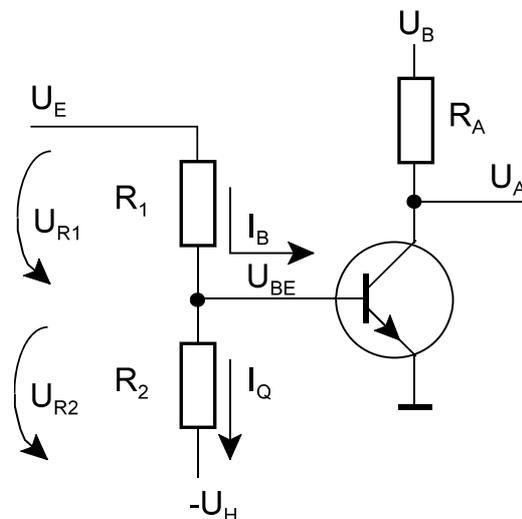
(3,5 < 13; o.k.)

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

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

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

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 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 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.)

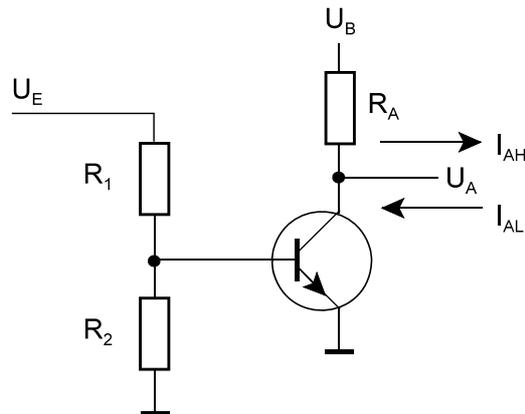
$$R_2 = \frac{1}{0,7\text{mA}} \left\{ \frac{(-0,2\text{V} + 5\text{V})(2\text{V} - 0,7\text{V})}{0,8\text{V} + 0,2\text{V}} - 0,7\text{V} - 5\text{V} \right\} = 770 \Omega$$

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

Eingangswiderstand des Transistors:

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

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 :

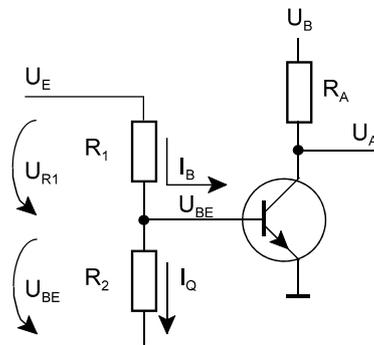
$$R_A \geq \frac{U_{Bmax}}{I_{Cmax} - I_{ALmax}} ; \quad R_A \leq \frac{U_{Bmin} - U_{Hmin}}{I_{AHmax}}$$

Kollektorstrom I_C (Kennwert zum Aussuchen des Transistors):

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

Transistoren mit eingebautem Basisspannungsteiler

Beispiele: die sog. digitalen Transistoren von Infineon und die Bias Resistor Transistors (BRTs) von ON Semiconductor. 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:

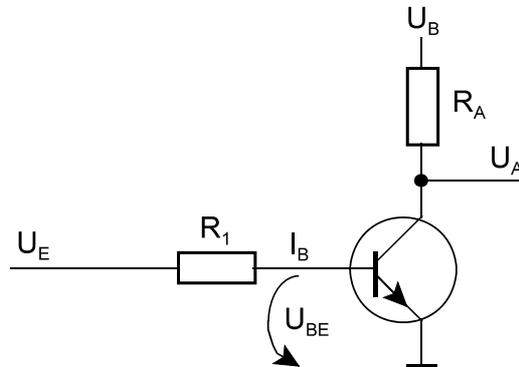
$$U_{E(1)} \geq \frac{1\text{mA} \cdot R_1 R_2 + 0,7\text{V} \cdot (R_1 + R_2)}{R_2}$$

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

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

Weitere Typen haben keinen Spannungsteiler, sondern lediglich einen Basisvorwiderstand.



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

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

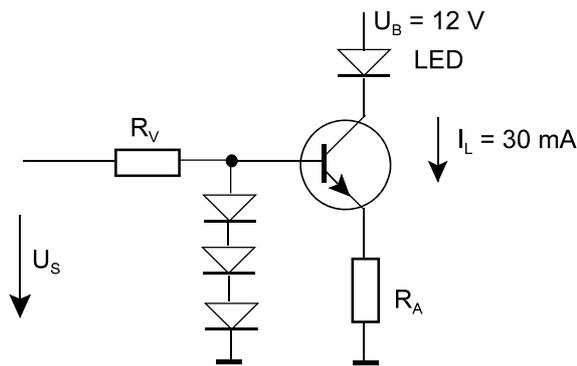
R_1	$U_{E(1)\text{min}}$	R_1	$U_{E(1)\text{min}}$
1k	1,7 V	22k	23 V
10k	11 V	47k	48 V

3. Konstantstromquellen

Übungsaufgabe:

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

- 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 $U_{S\text{max}}$.
- Wie hoch ist die im Transistor umgesetzte Verlustleistung, wenn die Flußspannung der LED $2,1 \text{ V}$ beträgt?

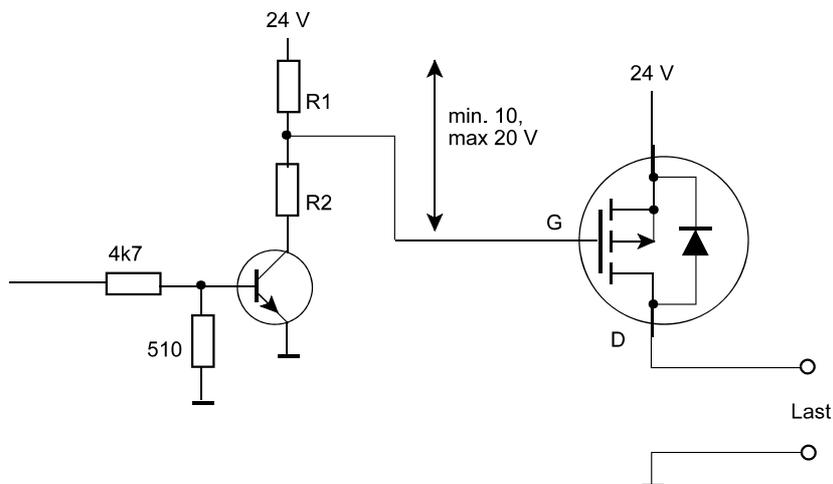


- a) Flußspannung der Dioden = Basisspannung = $3 * 0,7 \text{ V} = 2,1 \text{ V}$. Emitterspannung $2,1 \text{ V} - 0,6 \text{ V} = 1,5 \text{ V}$. $R_A = 1,5 \text{ V} : 30 \text{ mA} = 50 \text{ Ohm}$. $30 \text{ mA} * 1,5 \text{ V} = 45 \text{ mW}$. Also 100 mW, 51R.
- b) Es müssen wenigstens $0,1 * 75 \text{ mA} = 7,5 \text{ mA}$ durch die Dioden fließen. Spannungsabfall über $R_V = 5 \text{ V} - 2,1 \text{ V} = 2,9 \text{ V}$. Also $R_V = 2,9 \text{ V} : 7,5 \text{ mA} = \underline{386 \text{ Ohm}}$.
- c) 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 $R_s = \underline{390R, 5 W}$.
- d) Über der LED fallen $2,1 \text{ V}$ ab, über R_A $1,5 \text{ V}$, über dem Transistor also der Rest. $12 \text{ V} - 2,1 \text{ V} - 1,5 \text{ V} = 8,4 \text{ V} * 30 \text{ mA} = \underline{250 \text{ mW}}$.

4. Leistungs-FETs

Übungsaufgabe:

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. $R_1 = R_2 = 210R$.

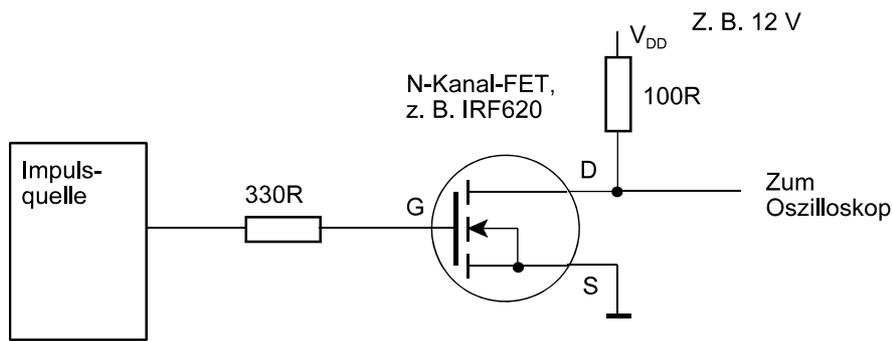
Genügt das auch bei 35 V? Dann fallen über R1 noch ca. 18 V ab. Das hält der Transistor noch aus.

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

Übungen mit dem N-Kanal-FET

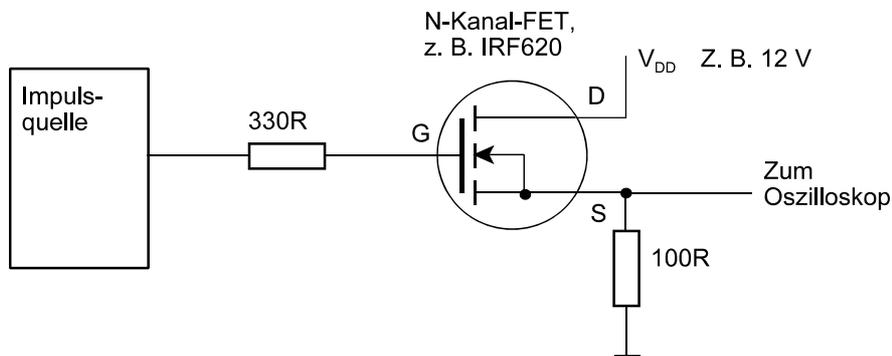
1. Sourceschaltung

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.



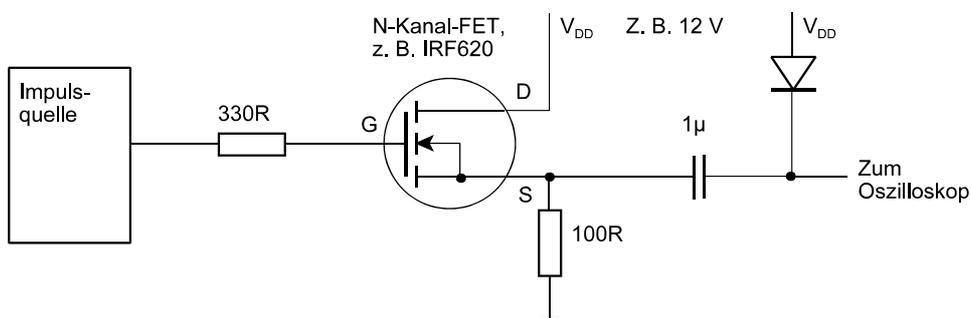
2. Drainschaltung

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.



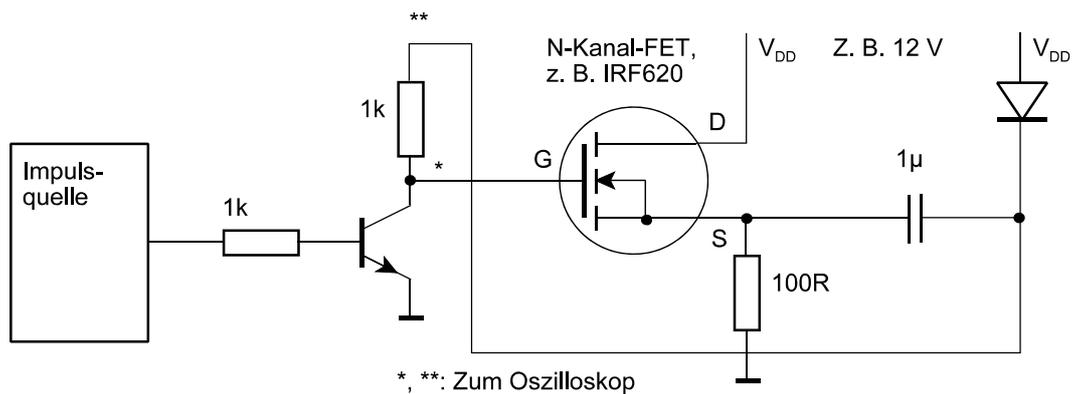
3. Spannungsüberhöhung mit Ladungspumpe

Drainschaltung = High Side Drive. Damit der FET richtig durchschaltet, muß die Gatespannung um die Schaltspannung für minimalen R_{DSon} überhöht werden ($V_{DD} + 10 V$). 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 $2 V_{DD}$.

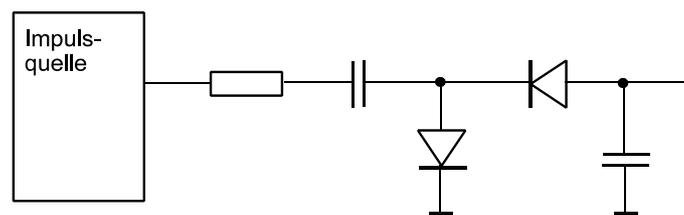


Die Bootstrapschaltung funktioniert nur bei zyklischer Erregung. Ist der Abstand zwischen den Erregungen zu lang, entlädt sich der Kondensator.

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



5. Operationsverstärker

Ansätze zur Dimensionierung der Rückkopplungsnetzwerke

Die Rückkopplungsnetzwerke zur Beschaltung der Operationsverstärker werden durch Widerstandsverhältnisse definiert. R_1 = Eingangswiderstand; R_2 = Rückkopplungswiderstand.

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.

Ansätze:

- Möglichst niederohmig, damit genug Strom fließen kann, um die parasitären Kapazitäten umzuladen. Hierzu die Grenzwerte der Verlustleistung oder des Ausgangsstroms ausnutzen. Soviele mA beiseite setzen wie zum Treiben der nachgeschalteten Einrichtungen erforderlich sind. Den Rest ins Rückkopplungsnetzwerk einspeisen. Damit macht man in erster Näherung nichts falsch. Die Lösung ist aber unbrauchbar, wenn es auf geringste Stromaufnahme oder höchste Genauigkeit ankommt. Bei letzterem deshalb, weil hohe Stromstärken eine entsprechende Verlustleistung und damit Erwärmung zur Folge haben (Temperaturgang).
- 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 Streukapazitäten) 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:

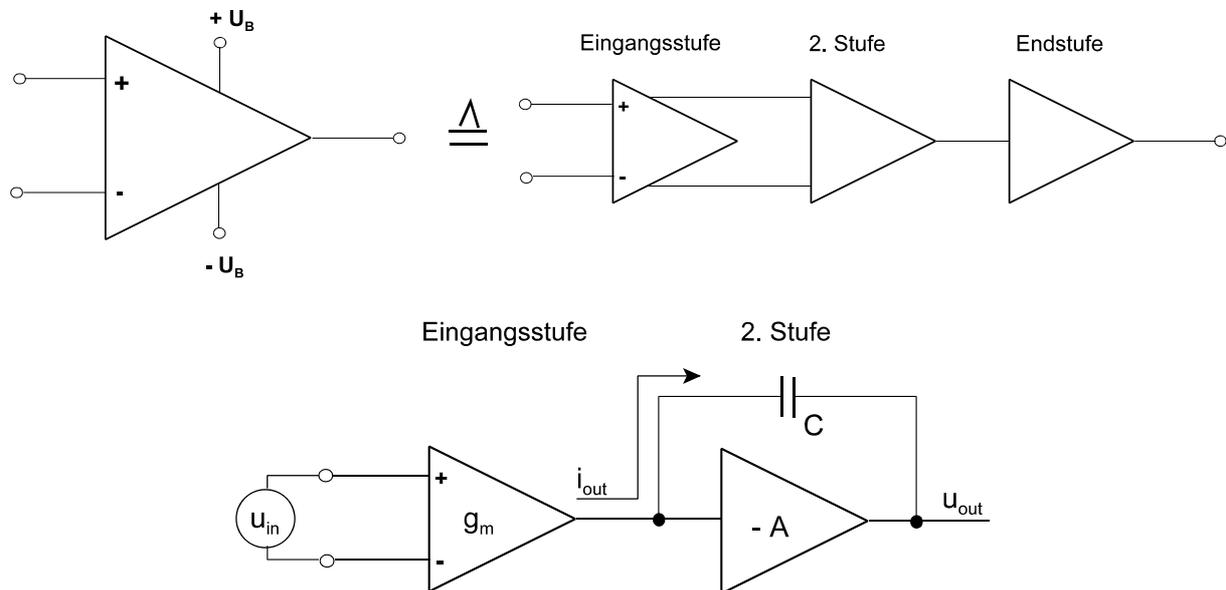
$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1}; A - 1 = \frac{R - R_1}{R_1}; (A - 1) \cdot R_1 = R - R_1; AR_1 = R$$

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

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 (in den Verstärker eingebaut). Die Anordnung wirkt als Strom-Spannungs-Wandler.

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

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

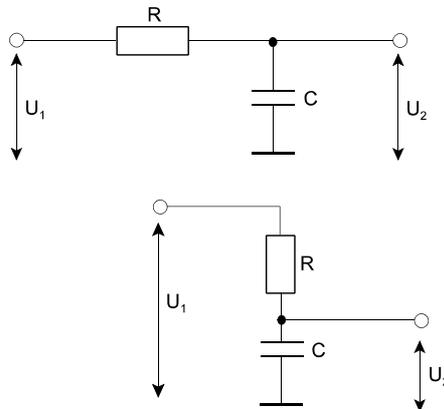
Dieser Strom fließt durch den Kondensator C und wird gemäß dessen Impedanz X_C in eine Ausgangsspannung u_{out} gewandelt:

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

Hiermit ergibt sich die Verstärkung zu:

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

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

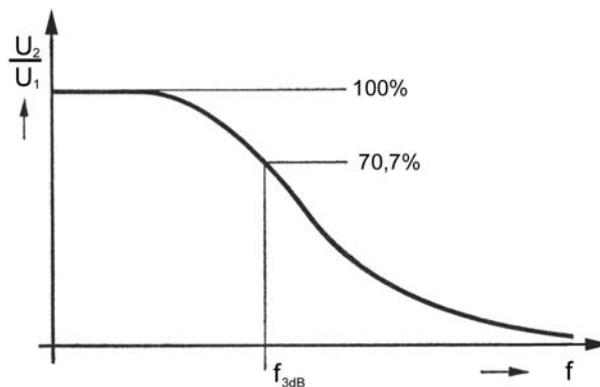
$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{2\pi f C \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{2\pi f C}\right)^2 + \left(\frac{1}{2\pi f_{3dB} C}\right)^2}}$$

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?

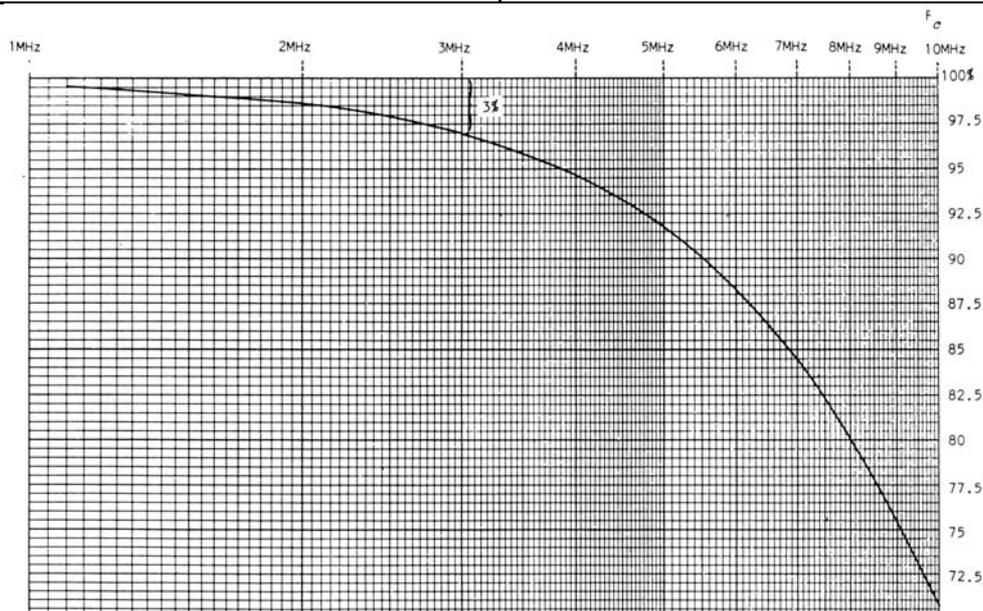
Wir setzen zunächst $U_2 / U_1 = V$ und $f = x$.

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

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

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

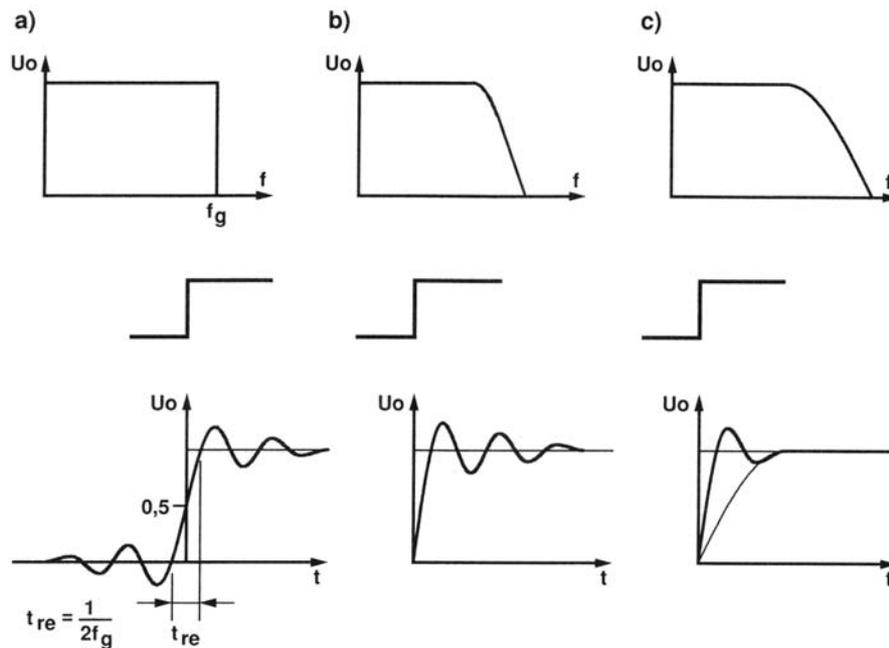
Maximale Signalfrequenz	Amplitudenfehler
f_{3dB}	29%
$0,5 f_{3dB}$	10%
$0,14 f_{3dB}$	1%
$0,014 f_{3dB}$	0,01%



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

Die Eigenanstiegszeit

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



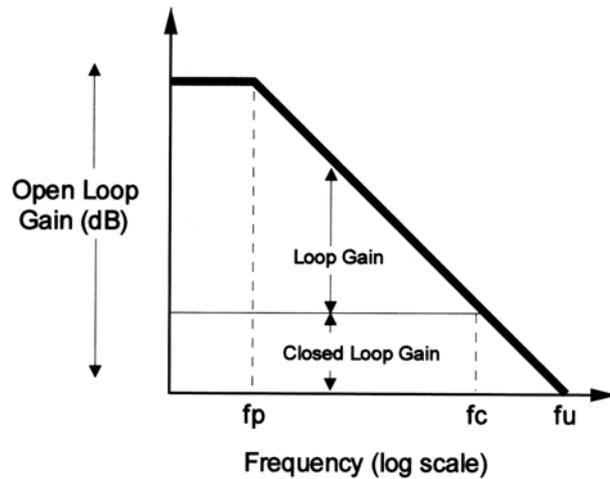
- a) Ein idealer Impuls am Eingang eines idealen Tiefpasses führt zu Überschwingern am Ausgang. Die mathematische Behandlung ergibt sogar ausgangsseitige Schwingungen *vor* der Impulsflanke – eine physikalische Unmöglichkeit, die sich daraus erklärt, daß hier zwei Idealisierungen zusammenfallen. Es ist 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:

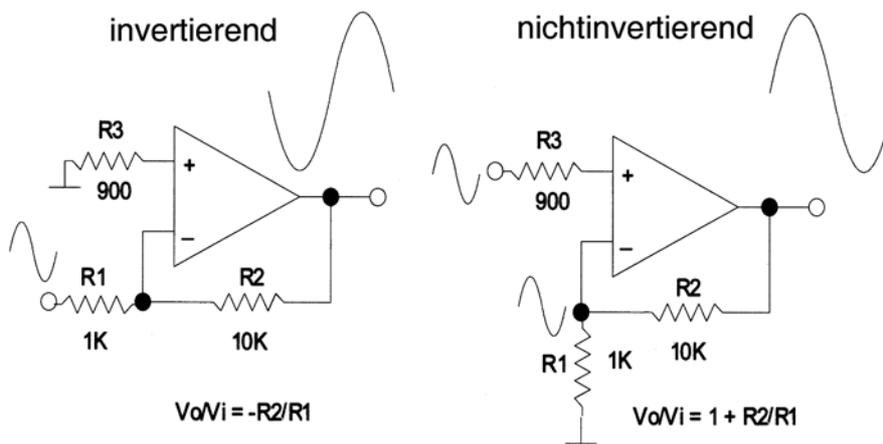
$$t_r = \frac{0,35}{f_{3dB}}$$

Die Frequenzangaben 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).



(Bildquelle: National Semiconductor)



R1 = Eingangswiderstand, R2 = Rückkopplungswiderstand. Das Verhältnis $\frac{R_2}{R_1}$ bestimmt die Schleifenverstärkung A_{CL} .

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

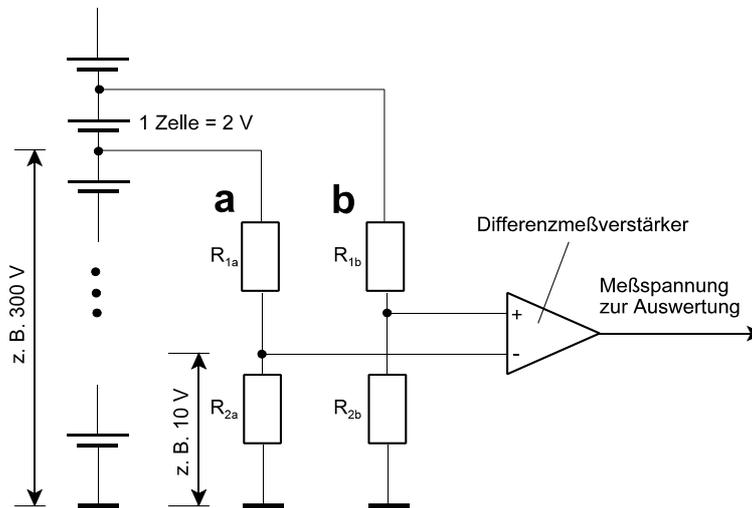
$$3dB - \text{Grenzfrequenz} = \frac{\text{Verstärkungs} - \text{Bandbreiten} - \text{Produkt}}{\text{Schleifenverstärkung}}$$

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

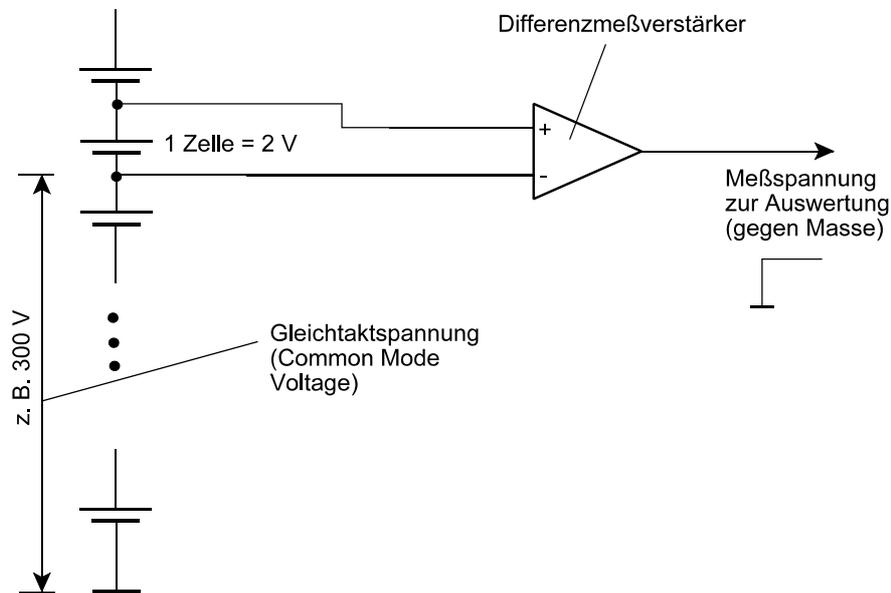
R_1 an der Untergrenze, R_2 an der Obergrenze: $S_2 = \frac{0,99}{29,3 + 0,99} = 0,0327$

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.

6. Hinweise zur Klausurvorbereitung

Die Klausuraufgaben umfassen:

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

Themen:

- Schaltungen mit Dioden und Zenerdioden
- Schaltungen mit LEDs
- 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 die Praktikumsversuche beziehen.