

Übungen Angewandte Elektronik WS 2014 / 2015

Stand: 11. 2. 2015

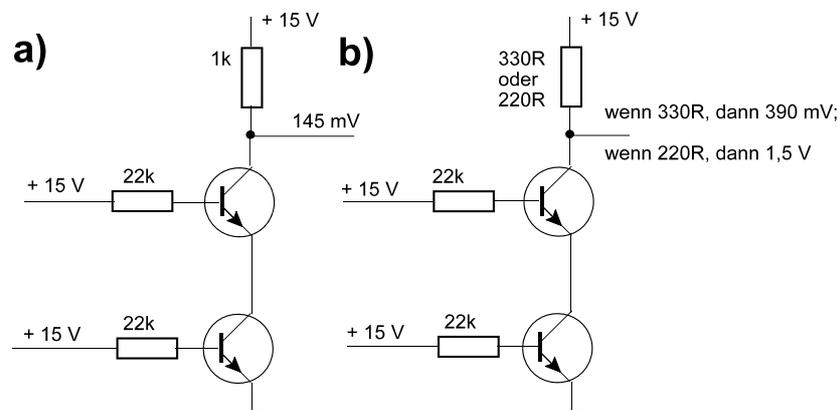
Dieser Text betrifft die Inhalte der Übungsstunden, die im WS 2014 / 2015 tatsächlich gegeben worden sind. Einen Überblick über den in den vergangenen Jahren behandelten Stoff gibt der Text "Übungen 2012/2013".

1. Transistorschaltstufen
2. Konstantstromquellen
3. Leistungs-FETs
4. Operationsverstärker

1. Transistorschaltstufen

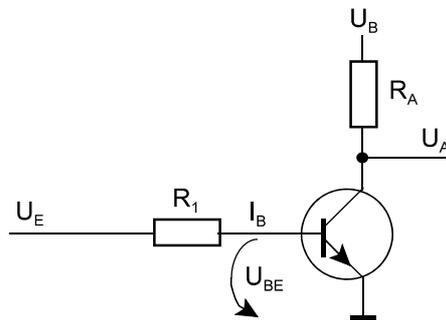
Übungsbeispiel:

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 $15 \text{ V} : 220 \text{ R} = 68 \text{ mA}$. 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

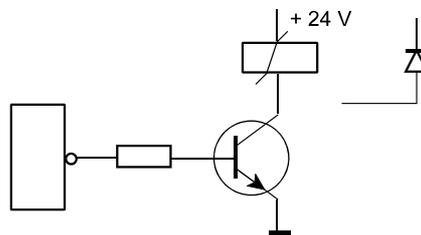


$$U_{E(1)} \geq U_{BE} + R_1 I_B$$

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

Übungsaufgabe:

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



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

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

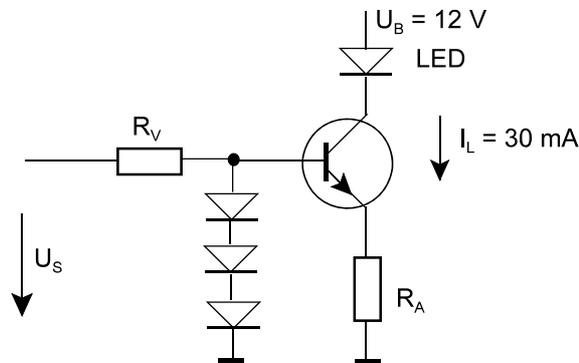
2. Konstantstromquellen

Übungsaufgabe:

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

- 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} .

- d) Wie hoch ist die im Transistor umgesetzte Verlustleistung, wenn die Flußspannung der LED 2,1 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 $R_s = \underline{390R, 5 \text{ W}}$.
- d) Über der LED fallen $2,1 \text{ V}$ ab, über R_A $1,5 \text{ V}$, über dem Transistor also der Rest. $12 \text{ V} - 2,1 \text{ V} - 1,5 \text{ V} = 8,4 \text{ V} * 30 \text{ mA} = \underline{250 \text{ mW}}$.

3. Leistungs-FETs

Übungsaufgabe:

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

Zur Information: 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 + $2,5 \text{ V}$ Spannungszunahme) * $1,4$.
- Bei 21 V mind. 10 V Abfall.
- Bei 35 V max. 20 V Abfall.
- Strom: gemäß Gateladung.
- Datenblatt: IRF 9620.

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, höchste Genauigkeit oder größten Ausgangsspannungshub¹ ankommt. Hohe Stromstärken haben eine entsprechende Verlustleistung und damit Erwärmung zur Folge (Temperaturgang). Der nutzbare Ausgangsspannungshub verringert sich, da die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung der Ausgangstransistoren bzw. der Spannungsbfall $I \cdot R_{DS(on)}$ zunimmt.
- 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 näherungsweise gleich 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. etwas niederohmiger.
- Gemäß der Belastung, die in den Meßbedingungen des Datenblatts angegeben ist. Ggf. etwas hochohmiger.
- 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 $I \cdot R$ -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.

1: Stichwort: Rail-to-Rail.

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: $R_1 = \text{geforderter Eingangswiderstand } R_e$.

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

Dimensionierung des nichtinvertierenden Verstärkers:

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

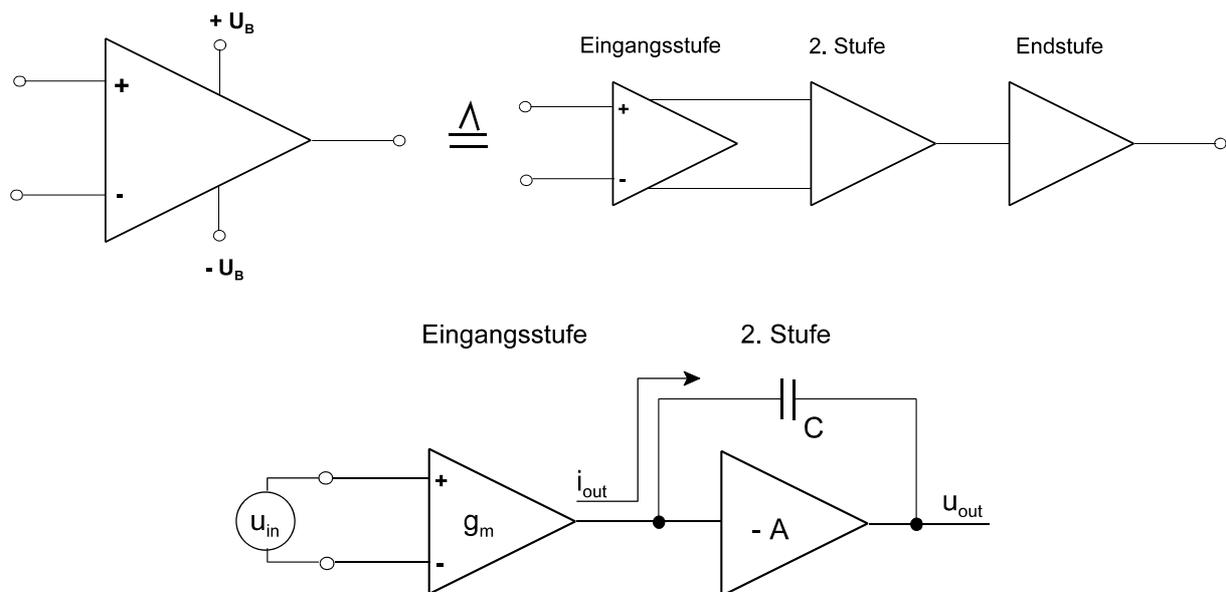
$$R_1 = \frac{R}{A}$$

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:

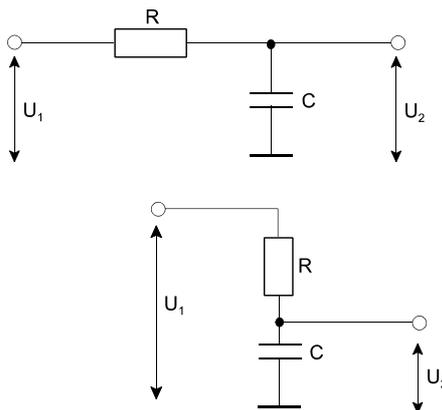
$$u_{\text{out}} = i_{\text{out}} X_C; \quad u_{\text{out}} = \frac{i_{\text{out}}}{2\pi f C}$$

Hiermit ergibt sich die Verstärkung zu:

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

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)



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

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

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

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

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

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

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

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

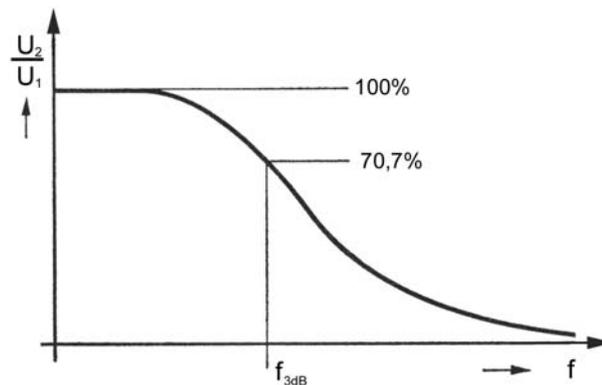
$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{2\pi fC \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{2\pi fC}\right)^2 + \left(\frac{1}{2\pi f_{3dB} C}\right)^2}}$$

Ausrechnung der Wurzel:

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

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

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



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?

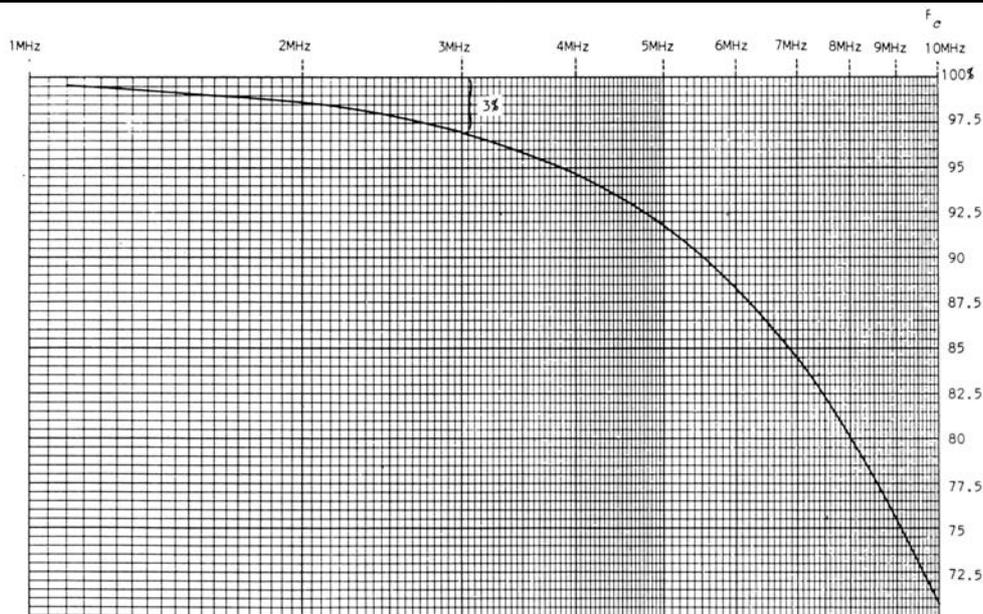
Wir setzen zunächst $U_2 / U_1 = V$ und $f = x$.

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

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

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

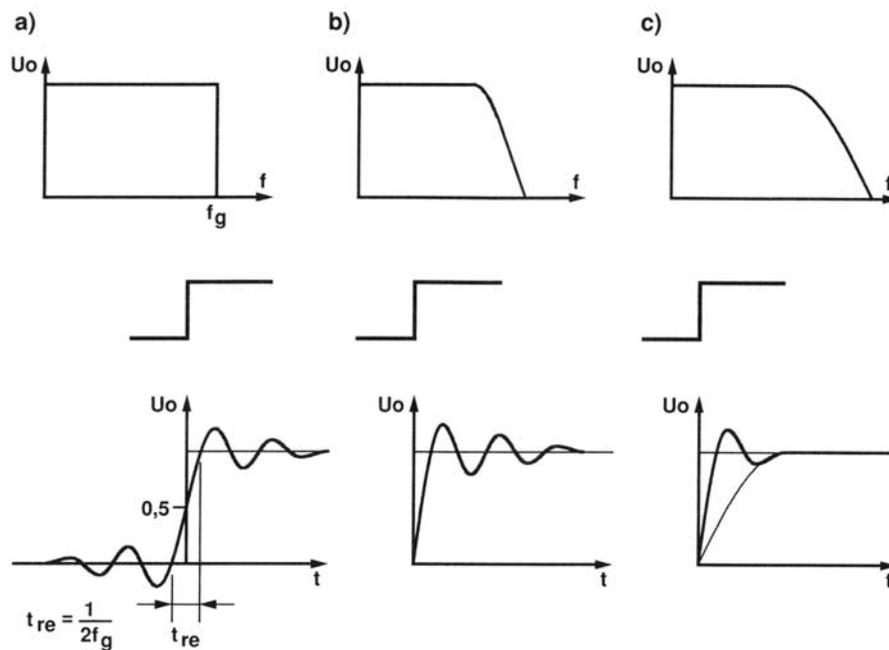
Maximale Signalfrequenz	Amplitudenfehler
f_{3dB}	29%
$0,5 f_{3dB}$	10%
$0,14 f_{3dB}$	1%
$0,014 f_{3dB}$	0,01%



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).



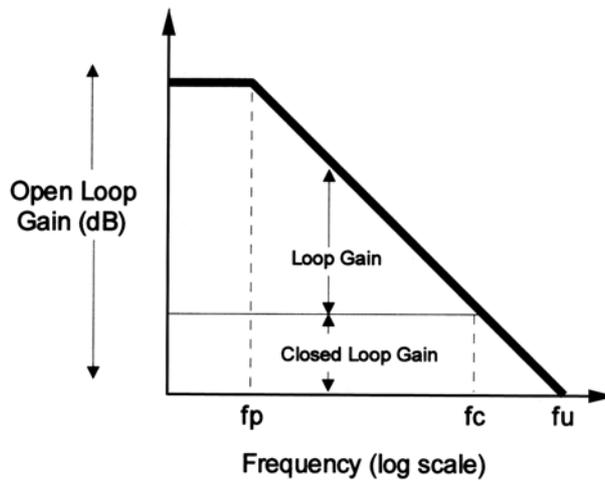
- a) Ein idealer Impuls am Eingang eines idealen Tiefpasses führt zu Überschwingern am Ausgang. Die mathematische Behandlung ergibt sogar ausgangsseitige Schwingungen *vor* der Impulsflanke – eine physikalische Unmöglichkeit, die sich daraus erklärt, daß hier zwei Idealisierungen zusammenfallen. Es ist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

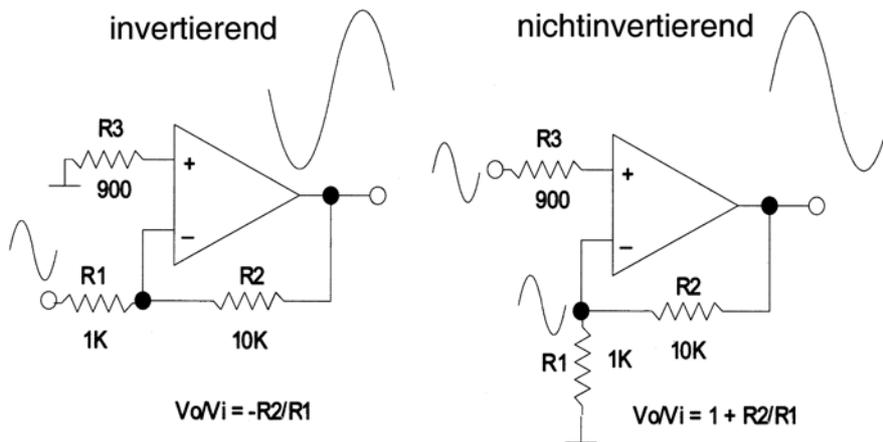
$$t_r = \frac{0,35}{f_{3dB}}$$

Die Frequenzgangangaben der Operationsverstärker:

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



(Bildquelle: National Semiconductor)



(Bildquelle: National Semiconductor)

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

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

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

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