



Elektronik II, Lösungen zu den Aufgaben und Kontrollfragen auf den Foliensätzen

G. Kemnitz

Institut für Informatik, Technische Universität Clausthal
12. Juli 2013



Inhalt des Foliensatzes

Foliensatz 1

- 1.1 DC-Analyse
- 1.2 DC-Analyse

Foliensatz 2

- 2.1 Wiederholung Halbleiter
- 2.2 pn-Diode
- 2.3 Spezielle Dioden

Foliensatz 3

- 3.1 Bipolartransistor
- 3.2 Grundsaltungen

Foliensatz 4

- 4.1 Feldeffekttransistoren
- 4.2 Verstärker





Foliensatz 1



DC-Analyse



F1: Aufg. 1.1: Verschiedenes

- Was ist ein Arbeitspunkt?
- Was ist ein Signal? Was ist der DC- und was ist der AC-Anteil eines Signals.
- Was ist ein Kleinsignalmodell? Bezieht sich das »klein« auf den DC- oder AC-Anteil?
- Zeichnen Sie die Schaltung, die durch folgende Netzliste beschrieben wird:

```
V1 N001 0 10
R1 N001 N002 1k
R2 0 N002 2k
R3 N002 N003 1k
R4 0 N003 1k
```

Antworten/Lösung:

a) Arbeitspunkt: Werte der stationären Ströme und Spannungen, um die herum die Kennlinien der nichtlinearen Bauteile linearisiert werden.

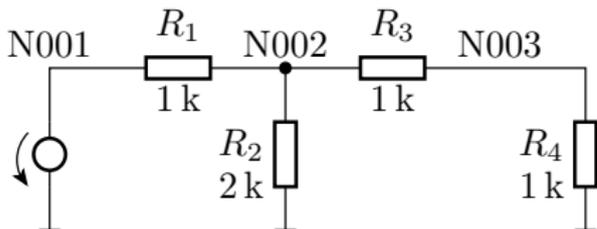
b) Signal: Zeitlicher Werteverlauf einer physikalischen Größe.
 DC-Anteil (direct current): Gleichanteil. AC-Anteil (alternate current): zeitveränderlicher Anteil.

c) Linearisiertes Schaltungsmodell für »kleine« Signale. »Klein« bezieht sich auf die Amplitude des »AC-Anteils«.

d) Schaltung zur Netzliste:

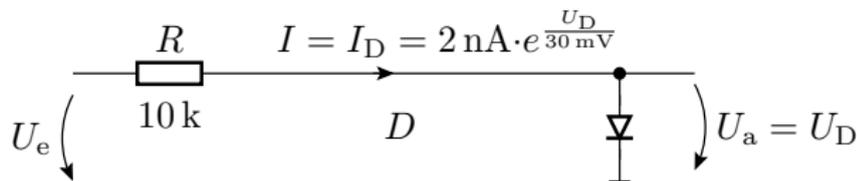
```

V1 N001 0 10
R1 N001 N002 1k
R2 0 N002 2k
R3 N002 N003 1k
R4 0 N003 1k
    
```



F1: Aufg. 1.2: Kleinsignalersatzschaltung RD-Glied

- Wie groß sind die Ein- und Ausgangsspannung im Arbeitspunkt $I = 1 \text{ mA}$?
- Bestimmen der Kleinsignalersatzschaltung.
- Wie groß ist die Amplitude des AC-Ausgangssignal bei einer Eingangsamplitude von 10 mV ?





a) Ausgangsspannung im Arbeitspunkt $I = 1 \text{ mA}$?

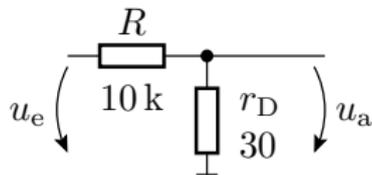
$$U_{D.A} = 30 \text{ mV} \cdot \ln \left(\frac{1 \text{ mA}}{2 \text{ nA}} \right) = 0,39 \text{ V}$$

Eingangsspannung:

$$U_e = U_D + I \cdot R = 0,39 \text{ V} + 1 \text{ mA} \cdot 1 \text{ k}\Omega = 10,39 \text{ V}$$

b) Ersatz der Diode durch ihren differentiellen Widerstand im Arbeitspunkt:

$$\frac{1}{r_D} = \frac{dI_D}{dU_D} = \frac{dI_S \cdot e^{\frac{U_D}{30 \text{ mV}}}}{dU_D} = \frac{I_{D.A}}{30 \text{ mV}}$$
$$r_D = \frac{30 \text{ mV}}{1 \text{ mA}} = 30 \Omega$$

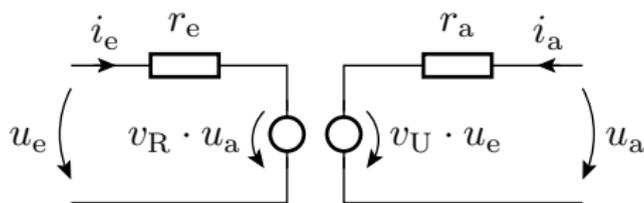
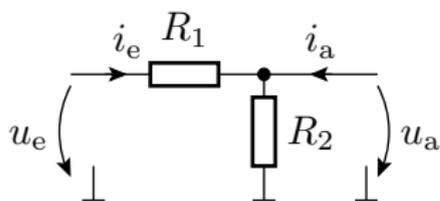


c) Verringerung entsprechend Spannungsteilerverhältnis:

$$u_a = \frac{r_D}{r_D + R} \cdot u_e = \frac{30 \Omega}{30 \Omega + 1 \text{ k}\Omega} \cdot 10 \text{ mV} = 300 \mu\text{V}$$

F1: Aufg. 1.3: Zweiter Transferfunktion

Berechnen Sie für die linke Schaltung (Spannungsteiler) die Parameter r_e , r_a , v_U und v_R in der Ersatzschaltung rechts.



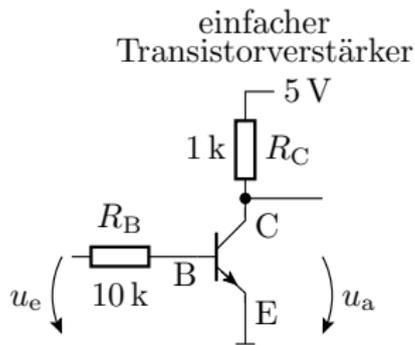


Lösung:

$$\begin{aligned}r_e &= \left. \frac{u_e}{i_e} \right|_{u_a=0} = R_1 \\v_R &= \left. \frac{u_e}{u_a} \right|_{i_e=0} = 1 \\r_a &= \left. \frac{u_a}{i_a} \right|_{u_e=0} = R_1 \parallel R_2 \\v_u &= \left. \frac{u_a}{u_e} \right|_{i_a=0} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}\end{aligned}$$

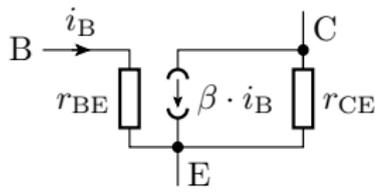
F1: Aufg. 1.4: Transferfunktion Verstärker

Für den nachfolgenden Transistorverstärker wurden messtechnisch im Arbeitspunkt folgende Ersatzschaltungsparameter bestimmt: $r_e = 12 \text{ k}\Omega$, $r_a = 0,9 \text{ k}\Omega$ und $v_U = -20$:

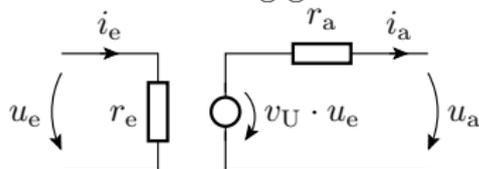


a) Ersatzschaltung der Gesamtschaltung.

Ersatzschaltung Transistor

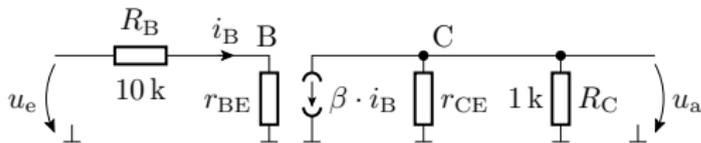


Ersatzschaltung gesamt



b) Wie groß sind die Parameter r_{BE} , r_{CE} und β des Transistors?

a) Kleinsignalersatzschaltung komplett:



b) Der Basis-Emitter-Widerstand:

$$r_{BE} = 12 \text{ k}\Omega - 10 \text{ k}\Omega = 2 \text{ k}\Omega$$

c) Kollektor-Emitter-Widerstand r_{CE} :

$$r_{CE} = \frac{1}{\frac{1}{0,9 \text{ k}\Omega} - \frac{1}{1 \text{ k}\Omega}} = 9 \text{ k}\Omega$$

d) Stromverstärkung:

$$v_U = -\frac{r_a \cdot \beta}{r_e}$$

$$\beta = -\frac{r_e \cdot v_U}{r_a} = 100$$



DC-Analyse



F1: Aufg. 2.1: Frequenzbereich

a) Sind die bei der Analyse im Frequenzbereich berechneten Imaginäranteile der Ströme und Spannungen in einer Schaltung messbar und, wenn ja, wie?

b) Wie könnte man messtechnisch eine komplexe Spannung \underline{U} für eine Frequenz ω bestimmen? Was braucht man dafür für Geräte, was muss man an den Geräten einstellen, was liest man ab?



Antworten/Lösung:

a) Es gibt keine imaginären Ströme und Spannungen. Deshalb sind sie auch nicht messbar. Ein reales Signal enthält stets paarweise zueinander konjugiert komplexe Exponentialterme, einmal für die positive und einmal für die negative Frequenz, deren Imaginärteile in Summe Null ergeben.

b) Der Exponentialterm für eine Frequenz wird durch Betrag und Phase beschrieben. Diese stecken auch im Realteil und können mit einem Signalgenerator und einem Oszilloskop bestimmt werden. Darstellung des Ein- und des Ausgangssignals auf dem Oszilloskop. Ablesen des Amplitudenverhältnisses und des relativen Phasenversatzes.



F1: Aufg. 2.2: Rauschen

- a) Welche Maßeinheiten haben die Rauschspannungs- und die Rauschstromdichte?
- b) Wie groß ist der Effektivwert der Rauschspannungsdichte am Generatorwiderstand einer Signalquelle? Kontrollieren Sie, dass sich die korrekte Masseinheit ergibt.
- c) Wie groß ist die Rauschstromdichte des weißen Rauschens am Basis-Emitter-Übergang eines Transistors bei einem Basisstrom vom $1 \mu\text{A}$?
- d) Wie groß sind die effektive Rausschpannung und der effektive Rauschstrom an einem Widerstands von $1 \text{ k}\Omega$ bei einer Temperatur von 300 K im Frequenzbereich von 0 bis 1 MHz ?
- e) Hängt die spektrale Rauschleistung eines Widerstands von seinem Widerstandswert ab?



Antworten/Lösungen:

a) $V/\sqrt{\text{Hz}}, A/\sqrt{\text{Hz}}$

b) $|\underline{u}_{r.R}(f)| = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R_g}$

($k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K – Boltzmannkonstante). Kontrolle mit
Masseinheiten: ;

$$1 \text{ J} = 1 \text{ Ws} = V \cdot A \cdot s$$
$$\sqrt{\frac{V \cdot A \cdot s}{K} \cdot K \cdot \frac{V}{A}} = \frac{V}{\sqrt{\text{Hz}}}$$

c) $|\underline{i}_{r.Ibs}(f)| = \sqrt{2 \cdot q \cdot I_B}$

($q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C (Elementarladung); $1\text{C} = 1\text{As}$). Für $I_D = 1 \mu\text{A}$:

$$|\underline{i}_{r.Ibs}(f)| = \sqrt{2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \text{As} \cdot 1 \mu\text{A}} = 5,66 \frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}}$$



d) Effektive Rausschpannung / -strom an einem Widerstands von $1 \text{ k}\Omega$ bei einer Temperatur von 300 K im Frequenzbereich von 0 bis 1 MHz ?;

$$u_{\text{reff.R}} = \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ W}_s/\text{K} \cdot 300 \text{ K} \cdot 1 \text{ k}\Omega} = 4,1 \text{ nV}$$

$$i_{\text{reff.R}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ W}_s/\text{K} \cdot 300 \text{ K}}{1 \text{ k}\Omega}} = 4,1 \text{ pA}$$

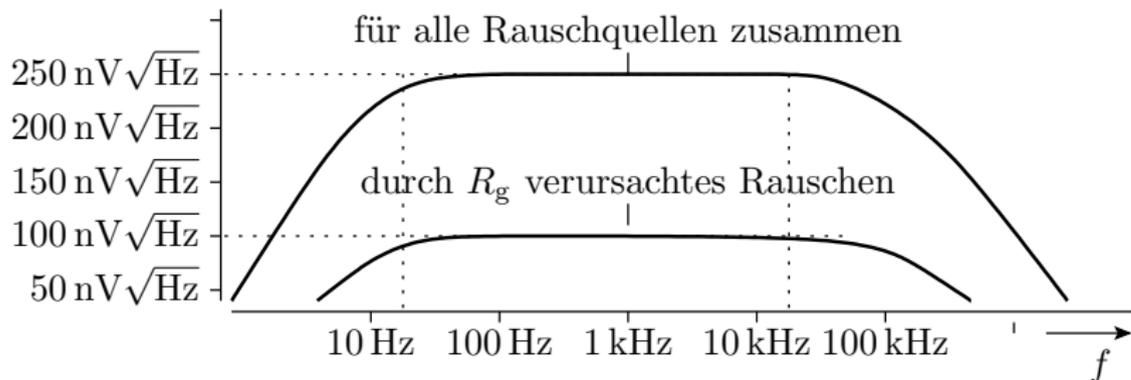
e) Leistung ist das Produkt aus Effektivspannung und Effektivstrom:

$$\begin{aligned} u_{\text{reff}} \cdot i_{\text{reff}} &= \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot (f_o - f_u)} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot k \cdot T \cdot (f_o - f_u)}{R}} \\ &= 4 \cdot k \cdot T \cdot (f_o - f_u) \end{aligned}$$

und hängt nicht vom Widerstandswert ab.

F1: Aufg. 2.3: Rauschen

Für einen Verstärker hat der Simulator folgende spektralen Rauschdichten für den Ausgang berechnet.



a) Wie groß ist der Signal-Rausch-Abstand bei einer effektiven Ausgangsspannung des Nutzsignals von $100\ \mu\text{V}$ und einer genutzten Bandbreite von 20 Hz bis 20 kHz?

b) Wie groß ist die Rauschzahl des Verstärkers?



a) Im genutzten Frequenzbereich ist die Rauschspannungsdichte $250 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Die Effektive Rauschspannung am Ausgang a beträgt:

$$u_{\text{reff.a}} = 250 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \cdot \sqrt{20 \text{ kHz} - 20 \text{ Hz}} = 35,3 \mu\text{V}$$

Der Signal-Rausch-Abstand ist das Verhältnis aus Signalleistung und Rauschleistung:

$$SNR = \frac{u_{\text{eff}}^2}{u_{\text{reff.a}}^2} = \left(\frac{100 \mu\text{V}}{35,3 \mu\text{V}} \right)^2 = 8,03$$

b) Die durch den Generator verursachte Rauschspannungsdichte ist $100 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Die Rauschzahl ist das Verhältnis aus der gesamten Rauschdichte und der durch den Generatorwiderstand verursachten Rauschdichte: :

$$F = \frac{SNR_{R_g}}{SNR} = \frac{u_{\text{reff.a}}^2}{u_{\text{reff.a}}^2 (R_g)} = \left(\frac{250 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}}{100 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}} \right)^2 = 6,25$$



F1: Aufg. 2.4: Frequenzgang

Gegeben ist die komplexe Übertragungsfunktion eines Verstärkers:

$$\underline{v} = \frac{\left(1 + \frac{j \cdot f}{10 \text{ Hz}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{10 \text{ kHz}}\right)}{\left(1 + \frac{j \cdot f}{100 \text{ Hz}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{1 \text{ kHz}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{100 \text{ kHz}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{1 \text{ MHz}}\right)}$$

- Schätzen Sie Betrag und Phase für die Frequenzen 3,16 Hz, 10 Hz, 31,6 Hz, 100 Hz, 316 Hz, ..., 1 MHz.
- Skizzieren Sie den Amplitudenfrequenzgang.

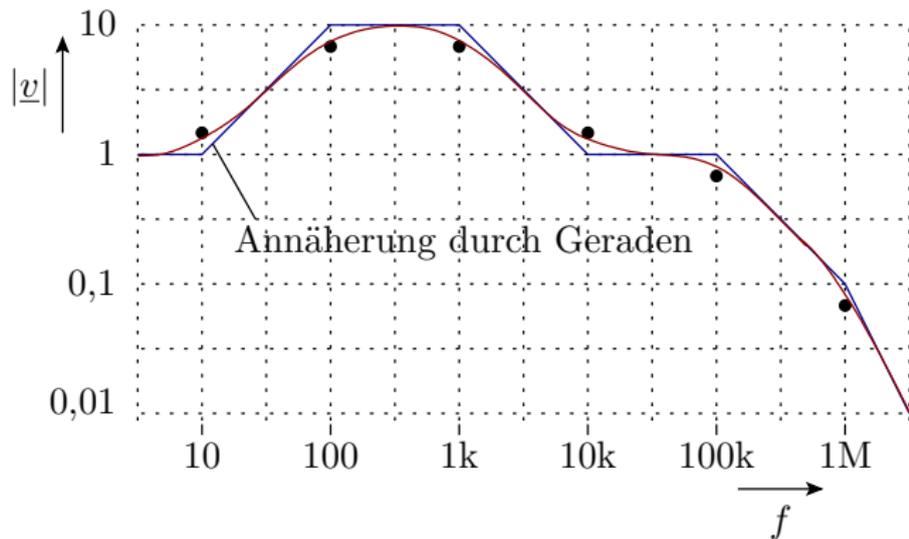


a) Betrag und Phase der Verstärkung:

$$\underline{v} = \frac{\left(1 + \frac{j \cdot f}{10 \text{ Hz}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{10 \text{ kHz}}\right)}{\left(1 + \frac{j \cdot f}{100 \text{ Hz}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{1 \text{ kHz}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{100 \text{ kHz}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{1 \text{ MHz}}\right)}$$

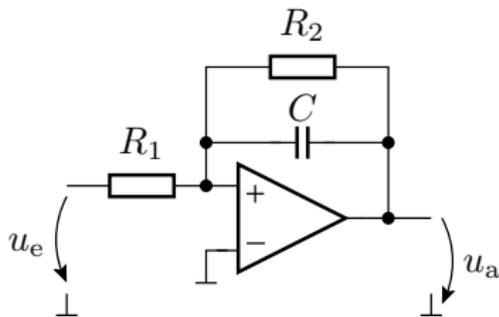
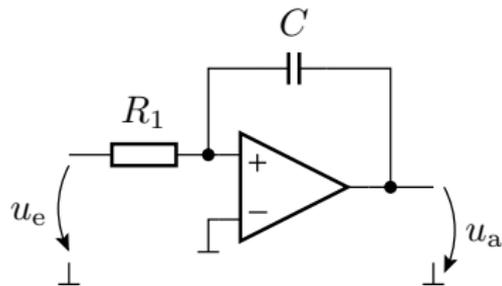
f in Hz	3,16	10	31,6	100	316	1k
\underline{v}	1	$1 + j$	$3,16 \cdot j$	$\frac{10 \cdot (1+j)}{2}$	10	$\frac{10 \cdot (1-j)}{2}$
$ \underline{v} $	1	$\sqrt{2}$	3,16	$\frac{10}{\sqrt{2}}$	10	$\frac{10}{\sqrt{2}}$
Phase(\underline{v})	0	45°	90°	45°	0	-45°
f in Hz	3,16k	10k	31,6k	100k	316k	1M
\underline{v}	$-3,16 \cdot j$	$1 - j$	1	$\frac{1-j}{2}$	$\frac{-j}{3,16}$	$\frac{-1-j}{20}$
$ \underline{v} $	3,16	$\sqrt{2}$	1	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0,316	0,071
Phase(\underline{v})	-90°	-45°	0	-45°	-90°	-135°

b) Skizze des Amplitudenfrequenzgangs:

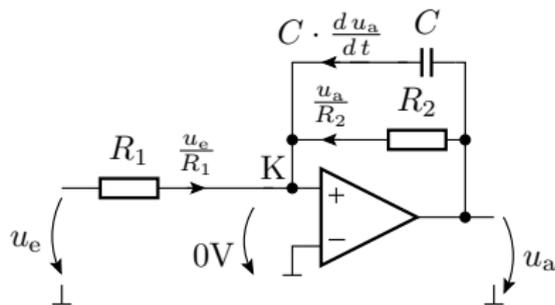
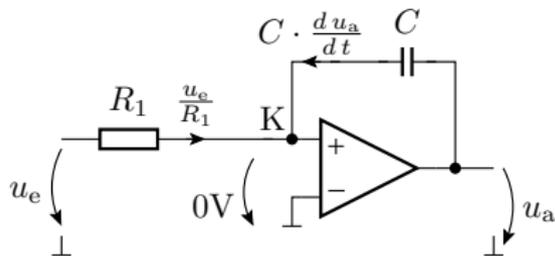


F1: Aufg. 2.5: Stabilität

Sind die beiden nachfolgenden Schaltungen mit Operationsverstärkern stabil?



- Kehren die Schaltungen nach Anregung mit einem Impuls in den Arbeitspunkt $u_a = 0$ zurück?
- Liegen die Pole im Laplace-Raum alle in der linken Halbebene?



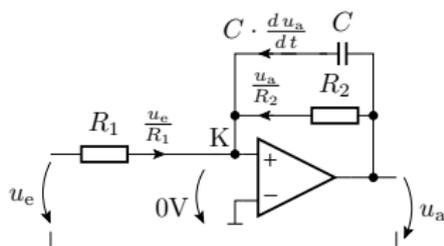
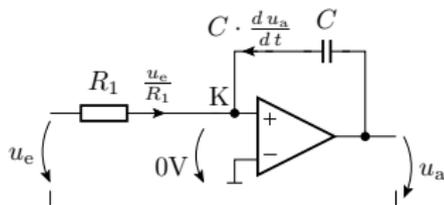
a) Für den Knoten K in der linken Schaltung gilt:

$$\frac{u_e}{R_1} + C \cdot \frac{du_a}{dt} = 0$$

Für $u_e = 0$ bleibt u_a konstant. Keine Rückkehr in den Arbeitspunkt. Grenzstabil. Für den Knoten K in der rechten Schaltung gilt:

$$\frac{u_e}{R_1} + C \cdot \frac{du_a}{dt} + \frac{u_a}{R_2} = 0$$

Für $u_e = 0$ gilt $\frac{du_a}{dt} = -\frac{u_a}{C \cdot R_2}$. Für $u_a \neq 0$ ändert sich u_a immer in Richtung null. Stabil.



b) Im Frequenzbereich gilt für die rechte Schaltung:

$$\frac{U_e}{R_1} + s \cdot C \cdot \underline{U}_a = 0; \quad \underline{U}_a = -\frac{\underline{U}_e}{s \cdot R_1 \cdot C}$$

Es gibt einen Pol bei $s = 0$, d.h. nicht auf der linken Halbebene.
Unstabil!

Für die linke Schaltung gilt:

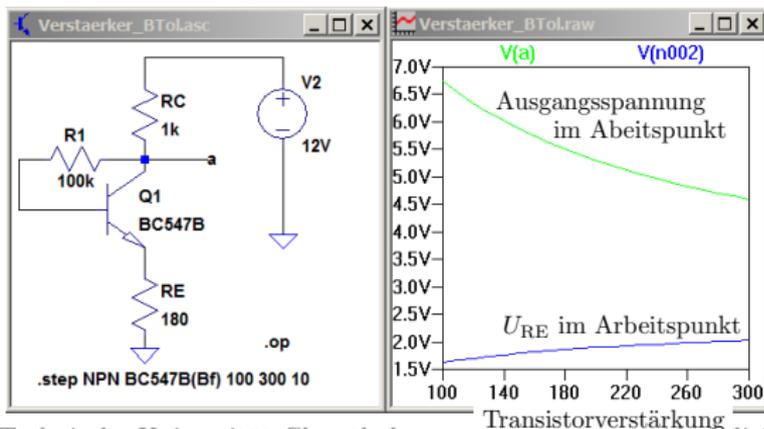
$$\frac{U_e}{R_1} + \left(s \cdot C + \frac{1}{R_2} \right) \cdot \underline{U}_a = 0; \quad \underline{U}_a = -\frac{\underline{U}_e \cdot \frac{R_2}{R_1}}{1 + s \cdot R_2 \cdot C}$$

Es gibt einen Pol bei $s = -\frac{1}{R_2 \cdot C}$. Linke Halbebene, Stabil.

F1: Aufg. 2.6: Toleranzen

a) Es wird ein Widerstand von $3\text{ k}\Omega$ und $8,8\text{ k}\Omega$ mit einer zulässigen Toleranz von $\pm 2\%$ benötigt. Aus welcher E-Reihe würden Sie die Widerstände nehmen und welche Nennwerte würden Sie wählen?

b) In welchem Bereich muss in der dargestellten Transistor-schaltung die Verstärkung liegen, damit die Ausgangsspannung im Arbeitspunkt vom Nennwert $U_{a.A} = 5\text{ V}$ nicht mehr als $\pm 20\%$ abweicht.





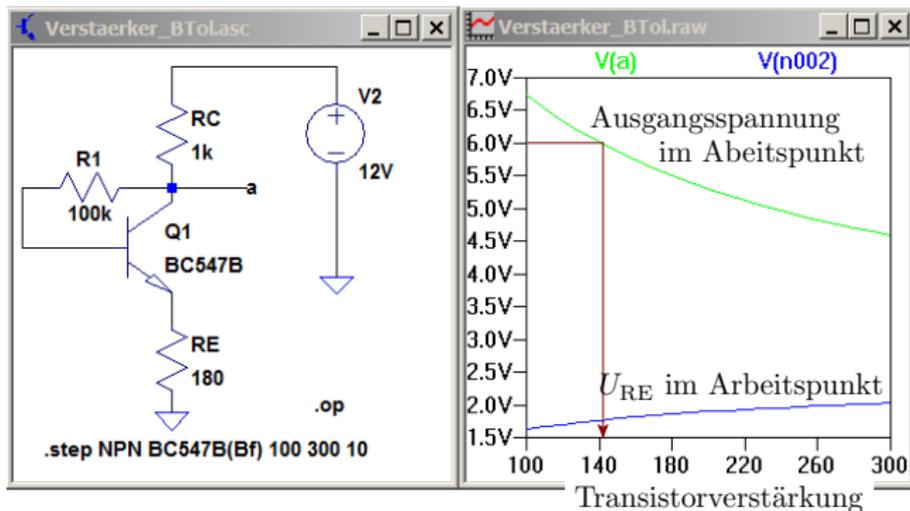
a) Die Toleranz 2% verlangt mindestens die Reihe E48, aber es gibt auch ab der Reihe E12 Widerstände mit 1% Toleranz.

- $3\text{ k}\Omega \pm 2\% \rightarrow (2,94\text{ k}\Omega, 3,06\text{ k}\Omega)$
- $8,8\text{ k}\Omega \pm 2\% \rightarrow (8,62\text{ k}\Omega, 8,97\text{ k}\Omega)$

Reihe	Wert	Toleranz	min.	max
E24	3 k Ω	$\leq 2\%$	2,94 k Ω	3,06 k Ω
E48	3,01 k Ω	$\leq 1,66\%$	2,96 k Ω	3,06 k Ω
E48	8,66 k Ω	$\leq 0,5\%$	8,62 k Ω	8,70 k Ω
E96	8,87 k Ω	$\leq 1,13\%$	8,77 k Ω	8,97 k Ω
E192	8,76 k Ω	$\leq 1,58\%$	8,62 k Ω	8,90 k Ω



b) Eine Ausgangsspannung $U_{a.A} = 5\text{ V} \pm 20\%$ entspricht einem Bereich von 4 V bis 6 V. Wie aus der Graphik ablesbar darf, die Verstärkung nicht kleiner als 140 sein.





Foliensatz 2



Wiederholung Halbleiter



F2: Aufg. 1.1: Halbleiter

- a) Wie groß sind die Löcher- und die Elektronendichte im undotierten Silizium bei 10 °C, bei 30 °C und 60 °C?
- b) Wie groß sind die Dichten der beweglichen Elektronen und Löcher in Si bei 300 K bei einer Dotierung
- mit $N_A = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ Boratomen
 - mit $N_D = 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ Phosphoratomen?



Antworten / Lösungen

a) Die instrinsische Ladungsträgerdichte für andere Temperaturen als 300K lässt sich aus dem Wert für 300K

$$n_i(300\text{ K}) \approx 2 \cdot 10^9 \text{ cm}^{-3}$$

und der Angabe, dass er sich mit der Temperatur um 7%/K erhöht:

$$n_i(T) = n_i(300\text{ K}) \cdot (1 + 7\%)^{\frac{T-300\text{K}}{1\text{K}}}$$

abschätzen

T in °C	10	30	60
T in K	283,15	303,15	330,15
$n_i(T)$	$6,4 \cdot 10^8 \text{ cm}^{-3}$	$2,5 \cdot 10^9 \text{ cm}^{-3}$	$1,9 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$



b) Boratome sind Akzeptoren und stellen die Löcherdichte ein:

$$p = N_A = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$$

Dichte bewegliche Elektronen:

$$n = n_i^2 / p = 4 \text{ cm}^{-3}$$

Phosphoratome sind Donatoren und stellen die Dichte der beweglichen Elektronen ein:

$$n = 10^{19} \text{ cm}^{-3}$$

Löcherdichte:

$$p = n_i^2 / n = 0,4 \text{ cm}^{-3}$$



pn-Diode



F2: Aufg. 2.1: Kontrollfragen

- a) Steigt der Spannungsabfall über einer Diode, wenn sie wärmer wird oder fällt sie? Wie groß ist etwa die Änderung je Kelvin?
- b) Nimmt die Verlustleistung einer Diode in einem Gleichrichter bei Erwärmung zu oder ab?
- c) Welcher funktionale Zusammenhang besteht zwischen dem Kleinsignalersatzwiderstand einer Diode und dem Durchlassstrom im Arbeitspunkt
 - im Hochstrombereich
 - für kleinere Durchlassströme.
- d) Welcher Zusammenhang besteht zwischen der Diffusionskapazität einer pn-Diode und dem Kleinsignalersatzwiderstand?

Antworten / Lösungen

a) Verringerung mit der Temperatur um etwa:

$$\left. \frac{dU_D}{dT} \right|_{I_D = \text{const.}} \approx -1,7 \text{ mV}$$

b) Bei einem Gleichrichter wird der Strom durch die umgebende Schaltung begrenzt. Eine Verringerung des Spannungsabfalls bei steigender Temperatur verringert die Verlustleistung.

c) Der Kleinsignalersatzwiderstand einer Diode nimmt umgekehrt proportional mit dem Diodenstrom ab:

$$r_D = R_B + \begin{cases} \frac{n \cdot U_T}{I_{D.A}} & I_{D.A} < I_K \text{ (normaler Durchlassbereich)} \\ \frac{2 \cdot n \cdot U_T}{I_{D.A}} & I_{D.A} > I_K \text{ (Hochstrombereich)} \end{cases}$$

Beim Übergang in den Übergang in den Hochstrombereich kommt ein Proportionalitätsfaktor zwei dazu.

d) Diffusionskapazität verhält sich proportional zum Diodenstrom:

$$C_D = \frac{dQ_D}{dU_D} \approx \frac{\tau_T \cdot I_D}{n \cdot U_T}$$

Der Term $\frac{I_D}{n \cdot U_T}$ ist im normalen Durchlassbereich der Ersatzwiderstand abzüglich des Bahnwiderstands und im Hochstrombereich der halbe Ersatzwiderstand abzüglich des Bahnwiderstands:

$$C_D = \begin{cases} \frac{\tau_T}{r_D - R_B} & I_{D.A} < I_K \text{ (normaler Durchlassbereich)} \\ \frac{\tau_T}{\frac{r_D}{2} - R_B} & I_{D.A} > I_K \text{ (Hochstrombereich)} \end{cases}$$



F2: Aufg. 2.2: Stromberechnung an einer Diode

Wie groß ist bei einer Diode 1N4001 der Durchlassstrom bei einer Spannung von $0,7\text{ V}$?

Lösung

Benötigte Parameter:

Param.	Spice	Bezeichnung	1N4148	
I_S	IS	Sättigungssperrstrom	2,68	nA
n	N	Emissionskoeffizient	1,84	
I_K	IK	Kniestrom starke Injektion	0,041	A

Anfangsannahme keine Berücksichtigung des Hochstromeffekts:

$$I_{D.NH} \approx I_S \cdot e^{\frac{U_D}{n \cdot U_T}} = 2,68 \text{ nA} \cdot e^{\frac{0,7 \text{ V}}{1,84 \cdot 26 \text{ mV}}} = 60,6 \text{ mA}$$

Das liegt oberhalb des Kniestroms für die starke Injektion von 41 mA. Einbeziehung Hochstromeffekt:

$$I_D \approx \frac{I_{D.NH}}{\sqrt{1 + \frac{I_{D.NH}}{I_K}}} = \frac{60,6 \text{ mA}}{\sqrt{1 + \frac{60,6 \text{ mA}}{41 \text{ mA}}}} = 56,6 \text{ mA}$$



Spezielle Dioden



F2: Aufg. 3.1: Schottky- und Kapazitätsdioden

- a) Was sind die wesentlichen Vorteile einer Schottky-Diode gegenüber einer pn-Diode bei Einsatz als Gleichrichter?
- b) Was ist die wesentliche Eigenschaft einer pin-Diode gegenüber einer normalen pn-Diode beim Einsatz als spannungsgesteuerter Widerstand für hochfrequente Signale? Gehen Sie bei dem Vergleich insbesondere auf den Zusammenhang zwischen der Amplitude der Wechselgröße und dem Klirrfaktor ein.
- c) Warum sind bei einer Kapazitätsdiode kleine Bahnwiderstände und große Kapazitätskoeffizienten wünschenswert?
- d) Warum ist für die Frequenzabstimmung eines Schwingkreises die linear mit dem Durchlassstrom zunehmende Diffusionskapazität einer pn-Diode nicht nutzbar?



Antworten / Lösungen

a) Eine geringere Flussspannung und keine Diffusionskapazität (Stromschleife). Beides mindert die Verlustleistung. Weniger Verlustleistung ist nicht nur energieeffizienter, sondern mindert auch den Aufwand für die Kühlung.

b) In eine pin-Diode brauchen die Ladungsträger zur Diffusion durch den Übergang relativ lange ($\tau \approx 0,1 \dots 5 \mu\text{s}$). Auf wesentlich schnellere Änderungen der Diodenspannung reagieren die Ladungsträgerdichten und damit der Ersatzwiderstand nicht. Nutzbar als Schalter oder steuerbarer Widerstand für Frequenzbereiche $f \gg \frac{1}{\tau}$.



c) Kleine Bahnwiderstände sind erforderlich, damit die mit Kapazitätsdioden aufgebauten Schwingreise eine geringe Dämpfung haben. Hohe Kapazitätskoeffizienten bedeuten einen großen Wertebereich der einstellbaren Kapazität und damit der einstellbaren Resonanzfrequenz des Schwingkreises.

d) Im Durchlassbereich käme noch der umgekehrt proportional zum Durchlassstrom abnehmende Durchlasswiderstand, der in der Ersatzschaltung parallel zur Kapazität liegt, hinzu, der den Schwingkreis dämpfen würde.



F2: Aufg. 3.2: Z-Dioden

Bei pn-Dioden ist in Spannungsstabilisierungsschaltung genutzte Flussspannung und bei Z-Dioden die Durchbruchspannung temperaturabhängig.

- a) Bei welchen Fluss- oder Durchbruchspannungen nimmt die für die Stabilisierung genutzte Knickspannung mit der Temperatur zu und bei welchen ab?
- b) Wie könnte man durch Reihenschaltung von Dioden in Durchlass- und Z-Dioden in Sperrichtung ein Bauelement konstruieren, dessen Knickspannung (fast) temperaturunabhängig ist?
- c) Für welche Werte der Knickspannung wäre das möglich?



a) In Durchlassrichtung nimmt die Spannung über einem pn-Übergang mit etwa

$$\frac{dU_D}{dT} \approx -1,7 \text{ mV/K}$$

ab. Die Durchbruchspannung nimmt bis etwa 5V mit der Temperatur ab und oberhalb 5V mit der Temperatur zu.

b) Reihenschaltung aus einer Z-Diode mit positivem Temperaturkoeffizient mit ein oder mehreren Dioden in Flussrichtung.

c) Änderung der Durchbruchspannung mit der Temperatur (α – Temperaturkoeffizient):

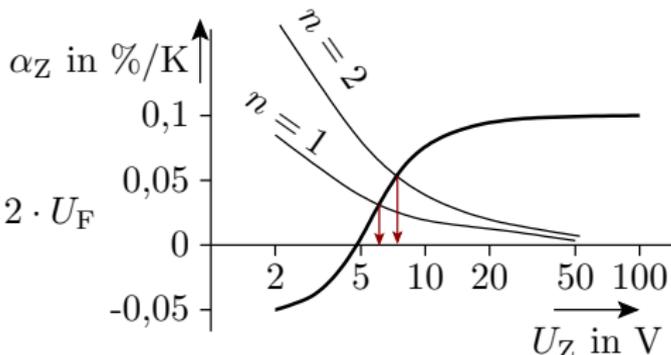
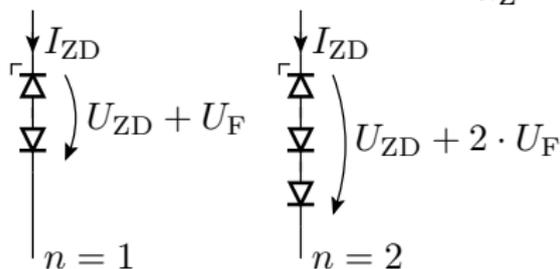
$$\begin{aligned} U_Z(T) &= U_Z(T_0) \cdot (1 + \alpha_Z \cdot (T - T_0)) \\ \frac{dU_Z(T)}{dT} &= U_Z(T_0) \cdot \alpha_Z \end{aligned}$$

Die Summe der Spannungsänderungen der Durchbruchspannung und n -mal Flussspannung soll idealerweise null sein:

$$-1,7 \text{ mV/K} \cdot n + U_Z(T_0) \cdot \alpha_Z = 0$$

$$\alpha_Z = \frac{1,7 \text{ mV/K}}{U_Z(T_0)}$$

Der Schnittpunkte der Funktion $\alpha_Z(U_Z)$ für den Kompensationspunkt der Reihenschaltung und den Temperaturkoeffizienten liegt für $n = 1$ bei etwa 6 V und für $n = 2$ bei etwa 7 V. Zur stabilisierbaren Spannung kommen noch ein- bzw. zweimal die Flussspannung der Dioden in Durchlassrichtung dazu.





Foliensatz 3



Bipolartransistor



F3: Aufg. 1.1: Allgemeines, Early-Effekt

- a) Wie kann man bei einem Transistor, wenn kein Datenblatt zur Hand ist, mit einem Multimeter feststellen, welcher Anschluss
- die Basis ist
 - welcher der verbleibenden Anschlüsse der Emitter ist.
- b) Was beschreibt der Early-Effekt, was bewirkt er und was ist seine Ursache?
- c) Wie groß ist die Early-Spannung eines Transistors im Normalbetrieb, wenn der Kleinsignalersatzwiderstand zwischen Kollektor und Emitter im Arbeitspunkt $I_{C,A} = 1 \text{ mA}$ $r_{CE} = 30 \text{ k}\Omega$ beträgt?



Antworten, Lösungen

a) Multimeter haben oft einen Diodentest, mit dem die Flussspannung für einen eingespeisten Strom bestimmt wird. Damit lässt sich bestimmen, zwischen welchen der drei Anschlüsse eine Diode in Durchlassrichtung angeordnet ist. Daraus ist ableitbar, ob es sich um einen npn- oder einen pnp-Transistor handelt, und welcher Anschluss die Basis ist. Emitter und Kollektor lassen sich daran unterscheiden, dass der BE-Übergang die höhere Flussspannung hat, weil der Emitter höher dotiert ist.

b) Mit zunehmender Kollektor-Basis-Spannung dehnt sich CB-Sperrschicht im Basisgebiet aus, verkürzt die Basisbreite und erhöht darüber die Stromverstärkung. Das bewirkt eine Zunahme des Kollektorstroms mit U_{CE} .



c) In der Kleinsignalersatzschaltung beträgt

$$r_{\text{CE}} \approx \frac{U_{\text{A.N}}}{I_{\text{C.A}}}$$

Die gesuchte Early-Spannung im Normalbetrieb beträgt:

$$U_{\text{A.N}} \approx r_{\text{CE}} \cdot I_{\text{C.A}} = 30 \text{ k}\Omega \cdot 1 \text{ mA} = 30 \text{ V}$$



F3: Aufg. 1.2: Übergangs- und Grenzfrequenz

- a) Wie ist die Übergangs- und wie ist die Grenzfrequenz der Stromverstärkung eines Transistors definiert?
- b) Wie beeinflusst die Kollektor-Basis-Kapazität und die Spannungsverstärkung in der Emitterschaltung die Übergangsfrequenz?
- c) Wie verhält sich der Basis-Emitter-Widerstand der Kollektor-Emitter-Widerstand eines Bipolartransistors im Normalbereich mit zunehmenden Kollektorstrom im Arbeitspunkt? (Zunahmen/Abnahme, linear/exponentiell/..., keine Abhängigkeit)
- d) Nehmen im Hochstrombereich mit zunehmendem Kollektorstrom die die Verstärkung und die Grenzfrequenz ab oder zu, oder bleiben sie konstant?



Antworten, Lösungen

a) Die Übergangsfrequenz ist die Frequenz, bei der Betrag der Stromverstärkung gegenüber niedrigen Frequenzen auf $\frac{1}{\sqrt{2}}$ abgefallen ist. Die Grenzfrequenz ist die Frequenz, bei der der Betrag der Verstärkung auf 1 abgefallen ist.

b) In Emitterschaltung liegt über der Kollektor-Basis-Kapazität die $1 + |v_U|$ -fache Basis-Emitter-Spannung an, so dass sie wie die $1 + |v_U|$ -fache Kapazität parallel zur Basis-Emitter-Kapazität wirkt. Für höhere Spannungsverstärkungen resultiert daraus, dass die Übergangsfrequenz des Verstärkers umgekehrt proportional mit der Verstärkung abnimmt.



c) Der Basis-Emitter-Widerstand nimmt umgekehrt proportional mit dem Basisstrom, der proportional zum Kollektorstrom ist, ab. Aus der Abschätzung des Kollektor-Emitter-Widerstands

$$r_{CE} \approx \frac{U_{A.N}}{I_{C.A}}$$

folgt, dass auch er umgekehrt proportional mit dem Kollektorstrom abnimmt.

d) Die Verstärkung nimmt ab, die Übergangsfrequenz und damit auch die Grenzfrequenz, die das Produkt aus Verstärkung und Übergangsfrequenz ist, nehmen gleichfalls ab.

F3: Aufg. 1.3: Übersteuerungsbereich

- a) Beschreibt das Transportmodell auch den Übersteuerungsbereich, in dem die Kollektor-Emitterspannung auf ungefähr 0,2 V abfällt? Wenn ja, welche pn-Übergänge werden im Übersteuerungsbereich in Durchlass- und welche in Sperrrichtung betrieben?
- b) Wie berechnet das Transportmodell im Übersteuerungsbereich den Kollektorstrom aus U_{BE} und U_{CE} ?
- c) Stellen Sie die Gleichung nach U_{CE} um und zeigen Sie, dass für große U_{BE} und $I_S = \frac{U_V - U_{CE}}{R_C}$ die Spannung U_{CE} gegen einen konstanten Wert strebt.

Lösung

a) Ja, der Übersteuerungsbereich ist im Modell berücksichtigt. Sowohl der BE- als auch der CE-Übergang werden im Übersteuerungsbereich in Durchlassrichtung betrieben.

b) In der Gleichung für die Berechnung des Transportstroms ist $U_{BC} = U_{BE} - U_{CE}$ zu ersetzen. Der Kollektorstrom ist der Transportstrom abzüglich des Basis-Kollektor-Stroms:

$$\begin{aligned} I_C &= I_S \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - I_S \cdot e^{\frac{U_{BE}-U_{CE}}{U_T}} - \frac{I_S}{B_I} \cdot e^{\frac{U_{BE}-U_{CE}}{U_T}} \\ &= I_S \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \cdot \left(1 - \left(1 + \frac{1}{B_I} \right) e^{\frac{-U_{CE}}{U_T}} \right) \end{aligned}$$

c) Umstellung nach U_{CE} :

$$U_{CE} = -U_T \cdot \ln \left(\frac{1}{\left(1 + \frac{1}{B_I} \right)} \cdot \left(1 - \frac{U_V - U_{CE}}{R_C} \cdot \frac{1}{I_S} \cdot e^{\frac{-U_{BE}}{U_T}} \right) \right)$$



Für große U_{BE} strebt der Term $\dots \cdot e^{\frac{-U_{BE}}{U_T}}$ gegen null und der ganze Ausdruck gegen:

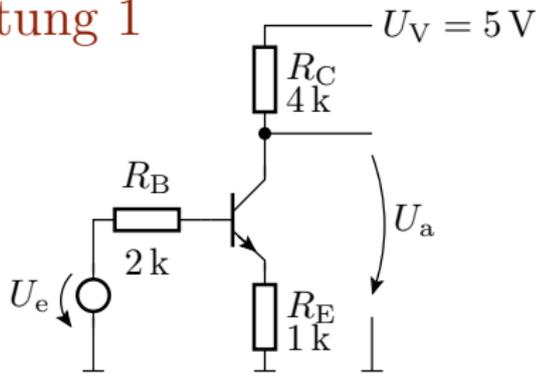
$$U_{CE} = U_T \cdot \ln \left(1 + \frac{1}{B_I} \right)$$

d.h. gegen eine sehr kleine Spannung.



Grundsaltungen

F3: Aufg. 2.1: Emitterschaltung 1



- a) Strom- oder Spannungsgegenkopplung?
- b) Welche Amplitude kann ein Sinussignal am Ausgang max. haben? Wie ist der Arbeitspunkt $U_{a,A}$ dafür zu wählen.
- c) Wie wirkt sich eine Halbierung von R_E qualitativ¹ auf die Verstärkung und die Übergangsfrequenz des Verstärkers aus?
- d) Wie wirkt sich eine Halbierung von R_B qualitativ auf die Verstärkung und die Übergangsfrequenz des Verstärkers aus?

¹Qualitative Abschätzung; z.B. kein Einfluss, unerheblich, nimmt linear zu

Lösung

a) Stromgegenkopplung.

b) Maximale Ausgangsspannung $U_{a.\max} = 5\text{ V}$. Bei der minimalen Ausgangsspannung darf der Transistor nicht übersteuern, d.h., es sollten nicht weniger als $U_{CE} = 0,2\text{ V}$ abfallen. Emitter- und Kollektorstrom sind näherungsweise gleich, so das gilt:

$$U_{RC} \approx 4 \cdot U_{RE}$$

Die minimale Ausgangsspannung ist somit

$$U_{a.\min} \geq 0,2\text{ V} + \frac{U_V}{5} = 1,2\text{ V}$$

Der Arbeitspunkt liegt idealerweise in der Mitte

$$U_{a.A} = \frac{U_{a.\max} + U_{a.\min}}{2} = 3,1\text{ V}$$

und die maximale Amplitude ist die Hälfte der Differenz der Arbeitsbereichsgrenzen:

$$U_{a.A} = \frac{U_{a.\max} - U_{a.\min}}{2} = 1,9\text{ V}$$

c) Mit der Näherung:

$$v_U = -\frac{R_C}{R_E}$$

verdoppelt eine Halbierung von R_E die Verstärkung. Die Übergangsfrequenz beträgt abschätzungsweise

$$f_{V0} \approx f_0 \cdot \frac{\beta_0 \cdot R_E}{R_B + R_E}$$

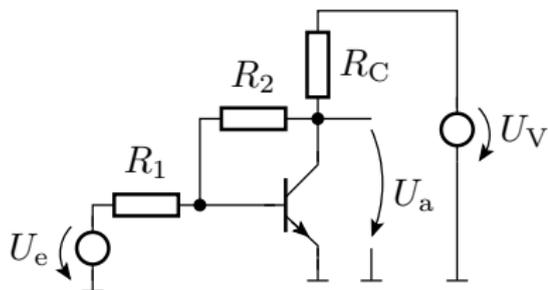
Sie verringert sich bei eine Halbierung von R_E um den Faktor:

$$\frac{f_{V0, R_E/2}}{f_{V0}} = \frac{f_0 \cdot \frac{\beta_0 \cdot R_E}{R_B + \frac{R_E}{2}}}{f_0 \cdot \frac{\beta_0 \cdot R_E}{R_B + R_E}} = \frac{\frac{R_E}{2} \cdot (R_B + R_E)}{R_E \cdot \left(R_B + \frac{R_E}{2}\right)} = \frac{2 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega}{2 \cdot (2 \text{ k}\Omega + 0,5 \text{ k}\Omega)} = 0,6$$

d) Eine Halbierung von R_B hat im Überschlag keinen Einfluss auf die Verstärkung. Die Übergangsfrequenz erhöht sich um den Faktor:

$$\frac{f_{V0, R_B/2}}{f_{V0}} = \frac{R_B + R_E}{\frac{R_B}{2} + R_E} = \frac{2 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega} = 1,5$$

F3: Aufg. 2.2: Emitterschaltung 2



Wie wirkt sich in der Schaltung eine Verdopplung von R_2 aus:

- a) auf den Eingangswiderstand
- b) auf den Ausgangswiderstand
- c) auf die Verstärkung?



Lösung

a) Der Eingangswiderstand ist überschlagsweise gleich R_1 und damit unabhängig von R_2 .

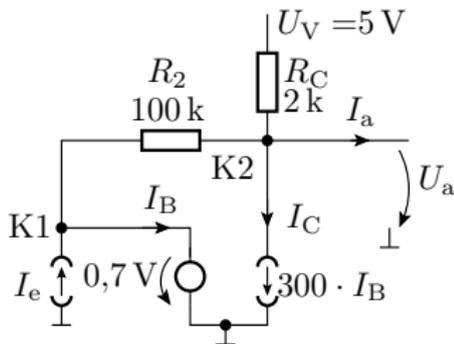
b) Der Ausgangswiderstand ergibt sich aus der Parallelschaltung

$$r_a = \frac{R_2}{\beta + 1} \parallel r_{CE} \parallel R_C$$

Für $\frac{R_2}{\beta + 1} \ll r_{CE} \parallel R_C$ bewirkt der zweifach Wert von R_2 eine Verdopplung von r_a . Sonst ist der Einfluss geringer bzw. für $\frac{R_2}{\beta + 1} \geq r_{CE} \parallel R_C$ vernachlässigbar.

c) Die Verstärkung verhält sich proportional zu r_a , d.h. für $\frac{R_2}{\beta + 1} \ll r_{CE} \parallel R_C$ verdoppelt sie sich. Sonst ist der Einfluss geringer und für $\frac{R_2}{\beta + 1} \geq r_{CE} \parallel R_C$ vernachlässigbar.

F3: Aufg. 2.3: Strom-Spannungswandler



a) Bestimmen Sie für den Strom-Spannungswandler über die angegebene Ersatzschaltung für den Normalbetrieb den Zusammenhang $U_a(I_e)$ für $I_a = 0$.

b) Wie groß ist die Steilheit $S = \frac{dU_a}{dI_e}$.

c) Wie groß ist der Strom $I_{e,A}$ im Arbeitspunkt zu wählen, damit die Ausgangsspannung im Arbeitspunkt $U_{a,A} = 3\text{ V}$ beträgt?

a) Aufstellen der Knoten-
gleichungen für K1 und K2:

$$\text{K1:} \quad I_e - \frac{U_a - 0,7 \text{ V}}{R_2} = I_B$$

$$\text{K2:} \quad \frac{U_V - U_a}{R_C} - \frac{U_a - 0,7 \text{ V}}{R_2} = \beta \cdot I_B$$

In einander einsetzen:

$$\frac{U_V - U_a}{R_C} - \frac{U_a - 0,7 \text{ V}}{R_2} = \beta \cdot \left(I_e - \frac{U_a - 0,7 \text{ V}}{R_2} \right)$$

Auflösung nach U_a :

$$U_a \cdot \left(\frac{1}{R_C} + \frac{1 + \beta}{R_2} \right) = \frac{U_V}{R_C} + \frac{(1 + \beta) \cdot 0,7 \text{ V}}{R_2} - \beta \cdot I_e$$

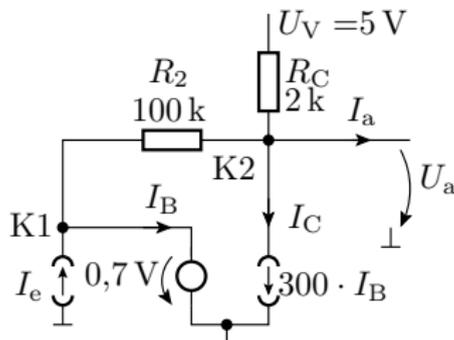
$$U_a = U_a(I_e = 0) - S \cdot I_e$$

mit $U_a(I_e = 0) = 1,455 \text{ V}$ und $S = 8,547 \text{ k}\Omega$.

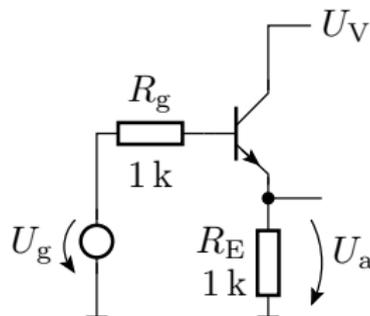
b) Die Steilheit ist $S = 8,547 \text{ k}\Omega$.

c) Eine Ausgangsspannung von 3 V im Arbeitspunkt verlangt einen Eingangsstrom:

$$I_{e.A} = \frac{U_a(I_e = 0) - U_{a.A}}{S} = \frac{1,455 \text{ V} - 3 \text{ V}}{8,547 \text{ k}\Omega} = -18,8 \mu\text{A}$$



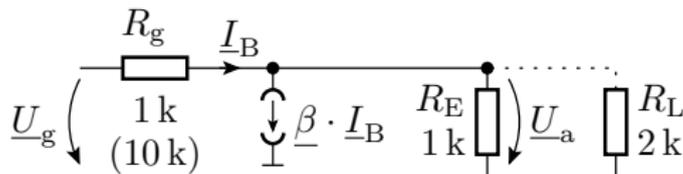
F3: Aufg. 2.4: Übergangsfrequenz Kollektorschaltung



Wie ändert sich die Übergangsfrequenz der nachfolgenden Kollektorschaltung, wenn

- der Quellwiderstand am Eingang verzehnfacht wird?
- Zum Emitterwiderstand R_E ein Lastwiderstand $R_L = 2 \cdot R_E$ parallel geschaltet wird?

Lösung



Die Übergangsfrequenz verhält sich proportional zur Parallelschaltung $R_g \parallel \dots$:

$$f_{KS0} = \frac{1}{2\pi \cdot C_C \cdot (R_g \parallel (r_{BE} + \beta_0 \cdot R'_L))}$$

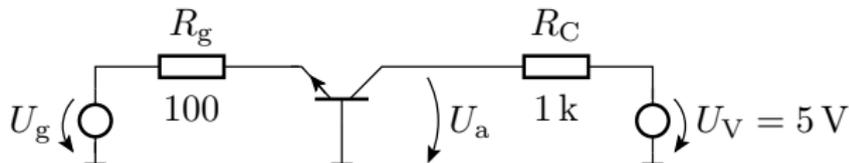
Für $R_g \leq 10 \text{ k}\Omega$, $R'_L > 500 \Omega$ und $\beta_0 > 100$ gilt $R_g \ll \beta_0 \cdot R'_L$ und somit:

$$f_{KS0} \approx \frac{1}{2\pi \cdot C_C \cdot R_g}$$

a) Eine Verzehnfachung des Quellenwiderstands verringert die Übergangsfrequenz auf ein Zehntel.

b) Eine Parallelschaltung eines Lastwiderstand $R_L = 2 \cdot R_E$ zu R_E verringert R'_L nicht so stark, dass f_{KS0} nennenswert abnimmt.

F3: Aufg. 2.5: Basisschaltung



a) Wie ist der Arbeitspunkt für die Spannung U_g zu wählen, damit ein Sinussignal am Ausgang a ein möglichst hohe Amplitude haben kann? (Im Normalbereich soll die Spannung vom Kollektor zur Basis $-0,2 \text{ V}$ nicht unterschreiten.)

b) Welchen Einfluss hat jeweils eine Verdopplung von R_C und R_g auf die Verstärkung v_0 und auf die Übergangsfrequenz f_{v0} ?

Lösung

- a) Der Transistor arbeitet für $U_a = -0,2 \text{ V} \dots 5 \text{ V}$ im Normalbereich. Der Arbeitspunkt ist idealerweise in der Mitte davon zu wählen, d.h. bei $U_{a.A} = 2,4 \text{ V}$. Damit darf das Ausgangssignal u_a eine Amplitude von $\pm 2,6 \text{ V}$ haben.
- b) Die Ersatzschaltung zur Basisschaltung hat zwei frequenzbestimmende RC-Glieder. Für das an der Basis ist die Übergangsfrequenz

$$f_{BS1} = \frac{\beta_0}{2\pi \cdot r_{BE} \cdot C_E}$$

und von keinem der beiden Widerstände abhängig. Für das RC-Glied am Kollektor ist die Übergangsfrequenz:

$$f_{BS2} = \frac{1}{2\pi \cdot (r_{CE} \parallel R_C \parallel R_L) \cdot C_C}$$

und nimmt für $R_C \ll r_{CE} \parallel R_L$ umgekehrt proportional mit dem Ersatzwiderstand aus R_C etc. ab.



Eine Verdopplung von R_E hat keinen Einfluss auf die Übergangsfrequenz der Schaltung und eine Verdopplung von R_C kann die Übergangsfrequenz halbieren, vorausgesetzt $f_2 < f_1$ und $R_C \ll r_{CE} \parallel R_L$.

Die Verstärkung ist überschlagsweise

$$v_{U0} \approx \frac{(r_{CE} \parallel R_C \parallel R_L)}{R_E}$$

Eine Verdopplung von R_E halbiert sie und eine Verdopplung von R_C kann sie maximal verdoppeln.



Foliensatz 4



Feldeffekttransistoren



F4: Aufg. 1.1: Feldeffekttransistoren allgemein

- 1 Warum sind Sperrschicht-FETs selbstleitend?
- 2 Hat die Schwellspannung U_{th} ein selbstsperrenden PMOS-Transistors einen positiven oder einen negativen Wert.
- 3 Was beschreibt der Kanallängen-Modulationsparameter λ ?
- 4 Was ist ein IGBT, was sind seine wesentlichen Eigenschaften und was ist seine Hauptanwendung?



Antworten/Lösungen:

- 1** Weile bei Anlegen einer Sperrspannung an das Gate die Sperrschichtbreite vom Gate zum Kanal zunimmt, was den Kanalquerschnitt und damit die Leitfähigkeit mindert. Eine Gatespannung in Durchlassrichtung ist nicht zulässig. Ein Sperrschicht-FET hat folglich ohne Steuerspannung am Eingang seine größte Leitfähigkeit.
- 2** Negativ.
- 3** Der Kanallängen-Modulationsparameter λ beschreibt den Anstieg des Drainstroms mit der Drainsource-Spannung im Einschnürbereich, verursacht durch die Kanalverkürzung, die aus der Ausweitung des Einschnürpunktes resultiert.



F4: Aufg. 1.2: Flächentyristor

- 1 Was ein Flächen Tyristor in einer CMOS-Schaltung?
Woraus besteht er?
- 2 Was ist ein Latch-up? Wie kann es passieren, dass der Flächentyristor zündet und was passiert dann?
- 3 Was ist ein IGBT, was sind seine wesentlichen Eigenschaften und was ist seine Hauptanwendung?



Antworten/Lösungen:

- 1 Flächentyristor: Zwischen dem Source eines NMOS-Transistors und dem benachbarten PMOS-Transistor besteht eine Schichtfolge npnp, die wie zwei komplementäre Bipolartransistoren wirken, die sich gegenseitig mit ihren Emittieren einen Basisstrom liefern.
- 2 Dieser Tyristor zündet, wenn einer der beiden Transistoren einen Basisstrom bekommt, d.h. eine der beiden BE-Strecken kurzzeitig in Durchlassrichtung gepolt ist. Das Zünden wird als Latch-up bezeichnet und bewirkt in der Regel eine thermische Zerstörung des Bauteils. Potentielle Quellen für Zündströme sind z.B. Ströme durch die Ein- und Ausgangsschutzdioden.



F4: Aufg. 1.3: IGBT, Driftstrecke und Steilheit

- 1 Was ist ein IGBT, was sind seine wesentlichen Eigenschaften und was ist seine Hauptanwendung?
- 2 Was bewirkt die Driftstrecke zwischen Kanal und Drain von MOSFETs für hohe Spannungen?
- 3 Wie ist die Steilheit im Kleinsignalmodell eines MOS-Transistors definiert und was ist die Substratsteilheit?



Antworten/Lösungen:

- 1 Ein IGBT ist Kombination aus MOSFET und Bipolartransistor. Wesentliche Eigenschaften sind stromlose Ansteuerung, hohe Spannungsfestigkeit zwischen Drain und Source bis in kV-Bereich und ein relativ großer Spannungsabfall im Durchlassbereich. Hauptanwendung: Schalten großer Spannungen und Ströme im kV- und kA-Bereich.
- 2 Erhöhung der Spannungsfestigkeit. Im aktiven und im Einschnürbereich können die ankommenden Ladungsträger das Gebiet passieren. Im ausgeschalteten Zustand verarmt sie an Ladungsträgern und sperrt.
- 3 Die Steilheit ist die Drainstromänderung in Abhängigkeit von der Gate-Source-Spannungsänderung. Die Substratsteilheit ist die Drainstromänderung in Abhängigkeit von der Source-Substrat-Spannungsänderung.



F4: Aufg. 1.4:

- 1 Berechnen Sie für einen NMOS-Transistor mit $Kp = 70 \mu\text{A}/\text{V}^2$ der Nullschwellschwelle $U_{\text{Th}} = 0,8 \text{ V}$... die Steilheit und den Ausgangswiderstand im Arbeitspunkt $U_{\text{GS,A}} = 3 \text{ V}$.
- 2 Berechnen Sie für einen NMOSFET mit den geometrischen Abmessungen in der nachfolgenden Abbildung und den geometrieunabhängigen Parametern in der nachfolgenden Tabelle die Kapazitäten ...:

Param.	Spice	Bezeichnung	NMOS	PMOS	
d_{ox}	TOX	Oxiddicke	25	25	nm
C'_S	CJ	Sperrschicht-Kapazitätsbelag	360	340	$\mu\text{F}/\text{m}^2$
C'_R	CJSW	Rand-Kapazitätsbelag	250	200	pF/m



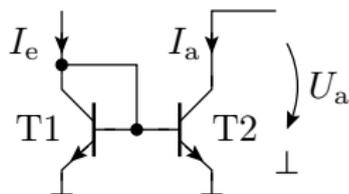
Verstärker

F4: Aufg. 2.1:

- 1 Was sind die Unterschiede zwischen einem Gleichspannungs- und einem Wechselspannungsverstärker hinsichtlich der Bandbreite und der Arbeitspunkteinstellung?

A: Ein Wechselspannungsverstärker verstärkt nur Spektralanteile des Eingangssignals ab einer unteren Grenzfrequenz $f_u > 0$. Im Frequenzbereich darunter wird der Arbeitspunkt über eine starke Gegenkopplung eingestellt. Für Gleichspannungsverstärker ist die untere Grenzfrequenz null und der Arbeitspunkt wird über dieselbe Gegenkopplung wie für das Nutzsignal eingestellt.

F4: Aufg. 2.2: Stromspiegel



- 1 Warum ist der dargestellt Stromspiegel nur mit integrierten Transistoren realisierbar?
- 2 Wie sind die Transistoren zu realisieren, um ein Spiegelverhältnis

$$k_I = \frac{I_a}{I_e} = 2$$

zu realisieren?

- 3 Nimmt der Quellwiderstand am Ausgang des Stromspiegels mit dem Ausgangsstrom ab, zu oder hat der Ausgangsstrom keinen Einfluss auf den Quellwiderstand?



Antworten/Lösungen:

- 1 Nur mit integrierten Transistoren lässt sich ein genaues Verhältnis der Sättigungsströme $\frac{I_{S1}}{I_{S2}}$ einstellen und nur mit integrierten Transistoren lässt sich bei entsprechender Anordnung der Betrieb bei gleicher Temperatur sicherstellen.
- 2 Für eine Spiegelverhältnis 2 muss der zweite Transistor doppelt so breit sein.
- 3 Er nimmt umgekehrt proportional ab.

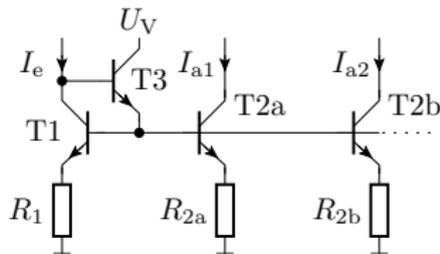
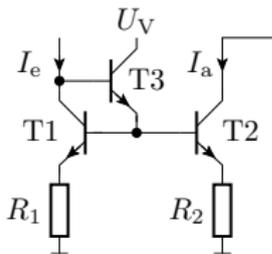


F4: Aufg. 2.3: Stromspiegel

- 1 Welche Möglichkeiten gibt es, den Einfluss der Stromverstärkung auf das Spiegelverhältnis gering zu halten.
- 2 Wie wird ein Stromspiegel zu einer Strombank erweitert?
- 3 Lassen sich mit einer Strombank unterschiedlich große Quellströme erzeugen und wenn ja, wie?
- 4 Was ist eine Kaskodenschaltung und wozu dient der zweite Transistor?

Antworten/Lösungen:

- 1 Hohen Stromverstärkung. Erweiterung um einen dritten Transistor, der den Basisstrom für die beiden anderen liefert.



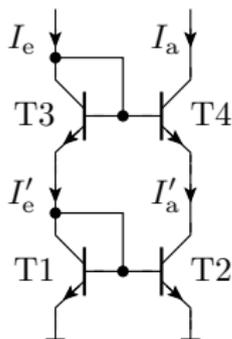
- 2 Bei einer Strombank wird die mit dem ersten Transistoren stabilisierte BE-Spannung auf mehrere Transistoren gegeben und mehrere gespiegelte Ströme erzeugt.
- 3 Ja. Mit unterschiedlich breiten Transistoren.
- 4 Direktkopplung einer Emitter- mit einer Basisschaltung. Der Kollektor des ersten Transistors speist seinen Strom in den



Emitter des zweiten Transistors, dessen Basis auf einem konstanten Potential liegt. Das hält die Kollektor-Emitterspannung des ersten Transistors nahezu konstant und eliminiert die Stromabhängigkeit seines Kollektorstroms von U_{CE} . Der Transistor in Basisschaltung gibt den Strom im Verhältnis $\frac{\beta}{1+\beta}$ weiter, so dass die Abhängigkeit seiner Verstärkung von U_{CE} kaum Einfluss auf den Ausgangsstrom hat. Ausgangswiderstand $\rightarrow \infty$.

Kaskodenstromspiegel

- 1 Welche Aufgaben haben die Transistoren T1 bis T4 in dem dargestellten Kaskodenstromspiegel

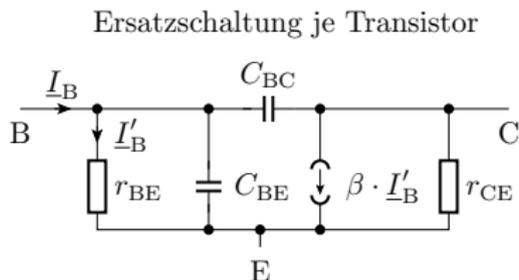
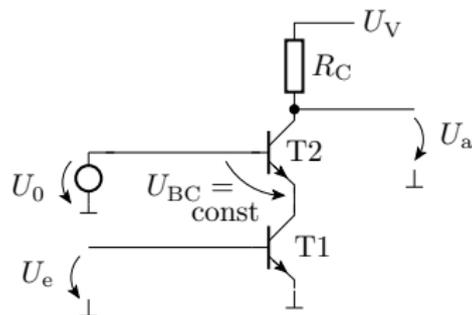




Antworten/Lösungen:

- 1 T1: Erzeugen von U_{BE} für T2 in Abhängigkeit von I_e
T2: Ausgangstransistor des Stromspiegels.
T4: Kaskodentransistor zur Erhöhung des Quellwiderstands.
T3: Bereitstellung von ca. $2 \cdot U_{BEF}$ für den Kaskodentransistor.

F4: Aufg. 2.4: Kaskodenschaltung



- 1 Skizzieren Sie für die gegebene Kaskodenschaltung die Kleinsignalersatzschaltung unter der vereinfachenden Annahme, dass die Basis-Emitter-Spannung von T2 konstant ist².
- 2 Bestimmen Sie ausgehend von der Ersatzschaltung die Steilheit im Frequenzbereich:

$$S = \frac{U_a}{I_B}$$



Antworten/Lösungen:

