

Elektronik II Grosse Übung zu Foliensatz E2_F3

G. Kemnitz

24. Mai 2020

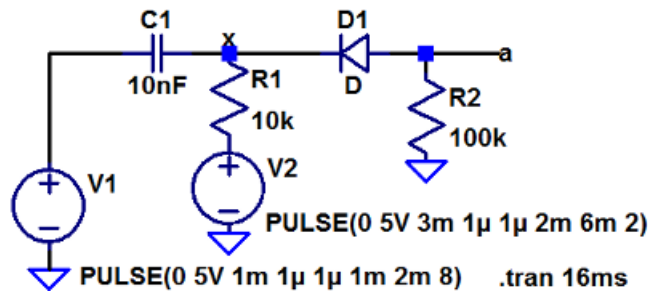
Inhaltsverzeichnis

	2.4 Filter	11	
1 Zeitdisk. Simulation	1	3 Spektralanalyse	14
1.1 Geschaltetet RC-Glieder	2	3.1 Fouriertransformation	14
1.2 Gatterschaltzeiten	3	3.2 Klirrfaktor	15
1.3 Kippstufen	4	4 Rauschen	15
1.4 Sinussignale	5	4.1 Rauschquellen	15
2 Frequenzbereich	6	4.2 Rauschquellentransformation	17
2.1 Frequenzgang	6	5 Komplexaufgabe Verstärker	19
2.2 Laplace-Transformierte	7		
2.3 Verstärker	8		

1 Zeitdisk. Simulation

Aufgabe 3.1: Impulstor

Ein Impulstor diente früher¹ zur Erzeugung von Setz- und Rücksetzimpulsen an der aktiven Flanke des Takts (V1), die mit einer logischen »1« am Gate (V2) ungedrückt werden konnten.



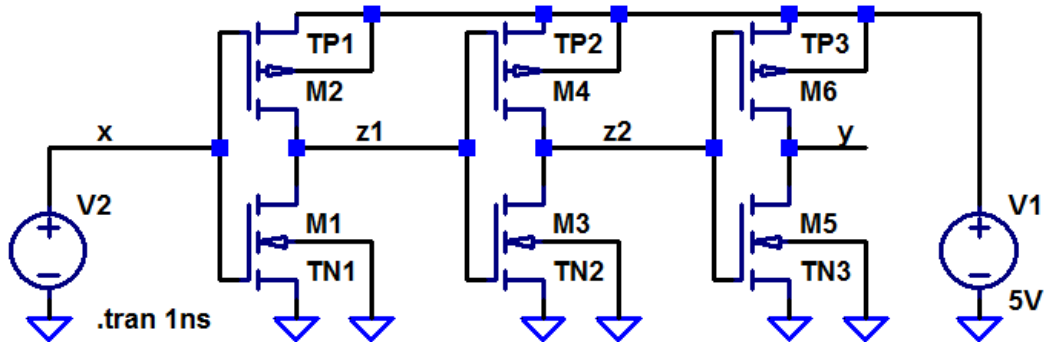
Bestimmen Sie die Zeitverläufe von a und x und beschreiben Sie die Funktion der Schaltung.

Zur Kontrolle

¹ Als Rechner noch aus Röhren und diskreten Transistoren bestanden.

1.2 Gatterschaltzeiten

Aufgabe 3.3: CMOS-Inverter

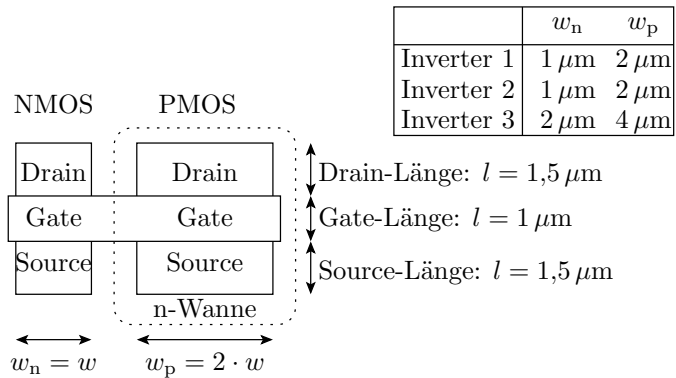


```
PULSE(0 5V 50p 50p 50p 350p 800p 2)
```

```
.model myNMOS NMOS(VT0=0.73V Kp=69µ lambda=33m tox=25n CJ=360µ CJSW=250p)
.model myPMOS PMOS(VT0=-0.75V, Kp=23µ, lambda=55m tox=25n CJ=340µ CJSW=220p)
.model TN1 ako:myNMOS l=1µ w=1µ ad=1.5p as=1.5p pd=5µ ps=5µ
.model TP1 ako:myPMOS l=1µ w=2µ ad=3p as=3p pd=7µ ps=7µ
.model TN2 ako:myNMOS l=1µ w=1µ ad=1.5p as=1.5p pd=5µ ps=5µ
.model TP2 ako:myPMOS l=1µ w=2µ ad=3p as=3p pd=7µ ps=7µ
.model TN3 ako:myNMOS l=1µ w=2µ ad=3p as=3p pd=7µ ps=7µ
.model TP3 ako:myPMOS l=1µ w=4µ ad=6p as=6p pd=11µ ps=11µ
```

l/w – Kanallänge / -breite in μm ; ad / as – Fläche des Drain- / Source- Gebiets in μm^2 ; pd / ps – Umfang des Drain- / Source-Gebiets in μm .

Geometrie und Verzögerung



	w_n	w_p
Inverter 1	1 μm	2 μm
Inverter 2	1 μm	2 μm
Inverter 3	2 μm	4 μm

Inv. 1	Kanal-länge (l)	Kanal-breite (w)	Source-Fläche (as)	Source-Umf. (ps)	Drain-Fläche (ad)	Drain-Umf. (pd)
NMOS	1 μm	1 μm	1,5 μm^2	5 μm	1,5 μm^2	5 μm
PMOS	1 μm	2 μm	3 μm^2	7 μm	3 μm^2	7 μm

Geometrieparameter:

Inv. 2	Kanal-länge (l)	Kanal-breite (w)	Source-Fläche (as)	Source-Umf. (ps)	Drain-Fläche (ad)	Drain- Umf. (pd)
NMOS	1 μm	1 μm	1,5 μm^2	5 μm	1,5 μm^2	5 μm
PMOS	1 μm	2 μm	3 μm^2	7 μm	3 μm^2	7 μm
Inv. 3						
NMOS	1 μm	2 μm	3 μm^2	7 μm	3 μm^2	7 μm
PMOS	1 μm	4 μm	6 μm^2	11 μm	6 μm^2	11 μm

```
.model TN2 ako: myNMOS l=1µ w=1µ ad=1,5p as=1,5p pd=5µ
```

$$ps=5\mu$$

.model TP2 ako: myPMOS l=1μ w=2μ ad=3p as=3p pd=7μ ps=7μ

Gatekapazität: $C_G = \epsilon_{SiO_2} \cdot \frac{l \cdot w}{tox}$

Drain-Bulk-Kapaz.: $C_{DB} = C_{jsw} \cdot pd + C_j \cdot ad,$

```
.model myNMOS NMOS(VT0=0.73V Kp=69μ tox=25n
CJ=360μ CJSW=250p)
```

Der Simulator berechnet

- die Umladeströme unter Nutzung der Spice-Parameter VT0, KP, ... des Basismodells myNMOS bzw. myPMOS
- die Ausgangskapazität der Draingebiete

$$C_{DB} = C_{jsw} \cdot Pd + C_j \cdot Ad$$

- die Eingangskapazität der Folgegatter

$$C_G = \epsilon_{SiO_2} \cdot \frac{l \cdot w}{tox},$$

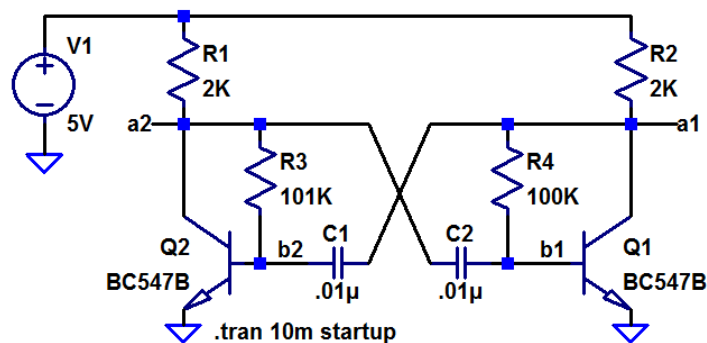
(C_{jsw} – Dicke des Gateoxids; C_{jsw} – umfangbezogenen Kapazität; Pd – Umfang des Drain-Gebiets; Pd – Fläche des Drain-Gebiets).

Beispiel: Drain-Umfang 4 μm; Drain-Fläche 1 μm², $C_j = 360 \frac{\mu F}{m}$, $C_{jsw} = 250 \frac{pF}{m^2}$:

$$C_{DB} = C_j = 250 \frac{pF}{m} \cdot 4 \mu m + P_s + 360 \frac{\mu F}{m} \cdot 1 \mu m^2 = 1,36 fF$$

1.3 Kippstufen

Aufgabe 3.4: Astabiler Multivibrator

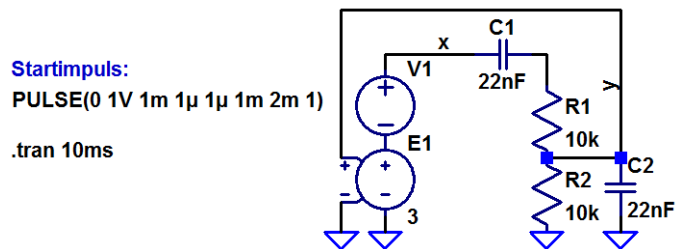


- Simulieren Sie die dargestellte Schaltung.
- Was passiert, wenn Sie $R_3 = R_4 = 100 k\Omega$ wählen?
- Ändern Sie die Schaltung so, dass die relative Pulsbreite η bei gleicher Periode am Ausgang 25% beträgt.

1.4 Sinussignale

Aufgabe 3.5: Wien-Oszillator

Die Wienbrücke, ein Spannungsteiler aus einer RC-Reihen- und einer RC-Parallelschaltung, hat für eine bestimmte Frequenz das Spannungsteilverhältnis $\frac{1}{3}$. Rückgekoppelt mit einem spannungsgesteuerten Verstärker mit der Verstärkung 3 erzeugt die Schaltung, wenn man sie mit einem Impuls anregt, ein Sinussignal.

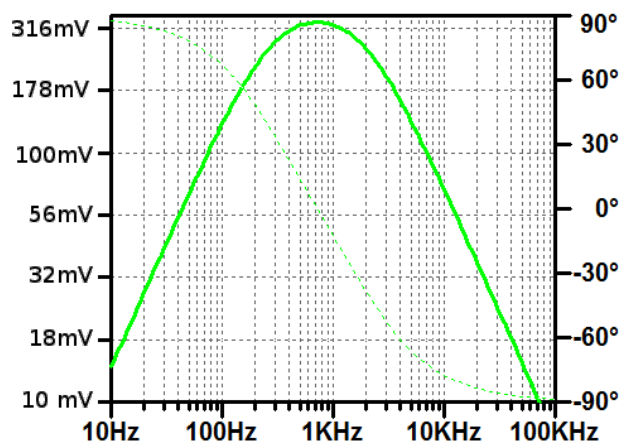
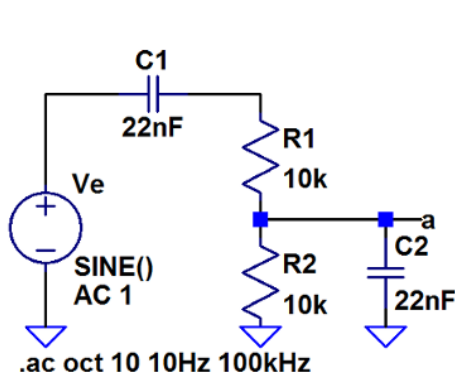


1. Bestimmen Sie die Zeitverläufe der Signale x und y .
2. Berechnen Sie die Frequenz, bei der das Spannungsteilverhältnis der Wienbrücke $1/3$ ist, und vergleichen Sie diese mit der Frequenz, mit der der Oszillator schwingt.
3. Was passiert, wenn die Amplitude des Startpulses auf zwei Volt vergrößert wird?
4. Wie ändert sich der Signalverlauf von x , wenn die Verstärkung des spannungsgesteuerten Verstärkers auf 2,9 verringert wird?
5. Wie ändert sich der Signalverlauf von x , wenn die Verstärkung auf 3,1 vergrößert wird?

Wienbrücke im Frequenzbereich

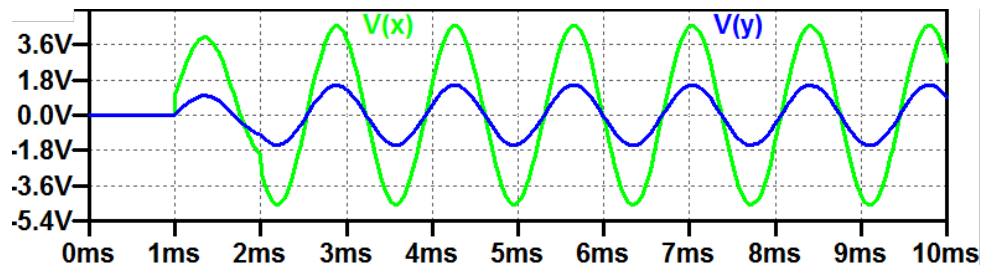
$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{R \parallel \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C} + (R \parallel \frac{1}{j\omega C})} = \frac{\frac{R}{1+j\omega RC}}{R + \frac{1}{j\omega C} + \frac{R}{1+j\omega RC}}$$

$$= \frac{j\omega RC}{1 + 3 \cdot j\omega RC - (\omega RC)^2} \quad \text{Maximum } \frac{1}{3} \text{ für } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{RC}}$$

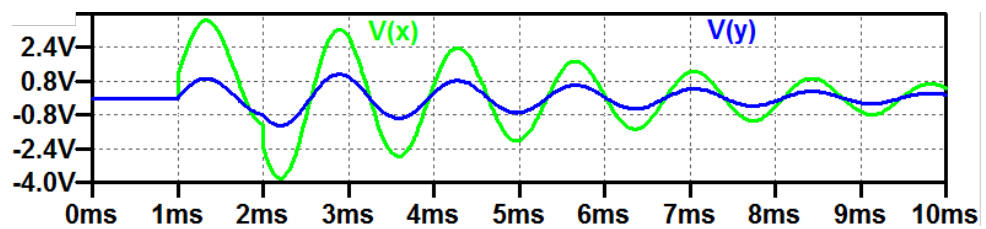


Zur Kontrolle

1. Zeitverläufe der Signale x und y:



2. Etwa 1 kHz.
3. Verdopplung aller Amplituden.
4. Abklingen des Sinussignals:

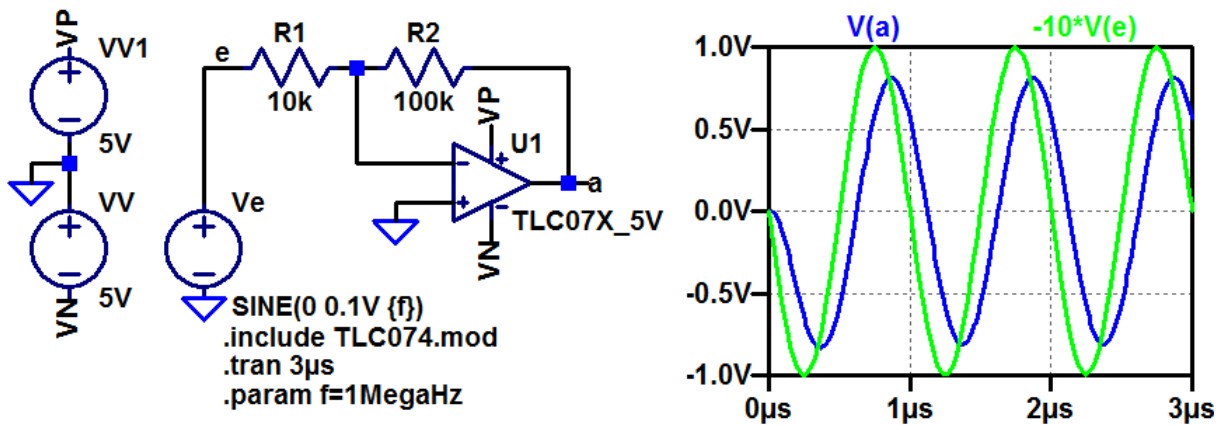


5. Aufschwingen des Sinussignals.

2 Frequenzbereich

2.1 Frequenzgang

Aufgabe 3.6: Invertierender Verstärker mit OV

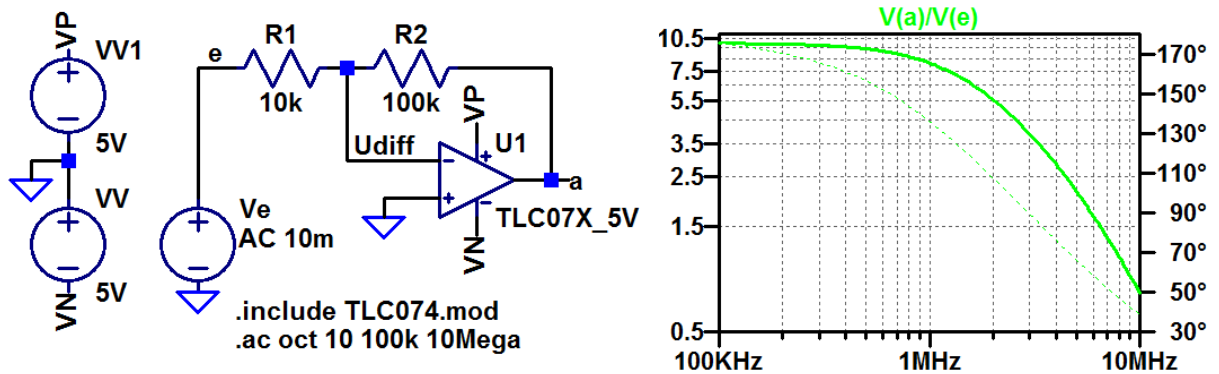


1. Bestimmen Sie für die Frequenzen 300 kHz, 1 MHz, 3 MHz und 10 MHz mit einer zeitdiskreten Simulation die Ausgangsamplituden und Verzögerungen.
2. Errechnen Sie aus den Eingangs- und Ausgangsamplituden und den Verzögerungen und Frequenzen die Verstärkungen und Phasenverschiebungen.

f	300 kHz	1 MHz	3 MHz	10 MHz
Amplitude von u_a				
Verzögerung von u_e nach u_a				
Betrag der Verstärkung				
Phasenverschiebung Verstärkung				

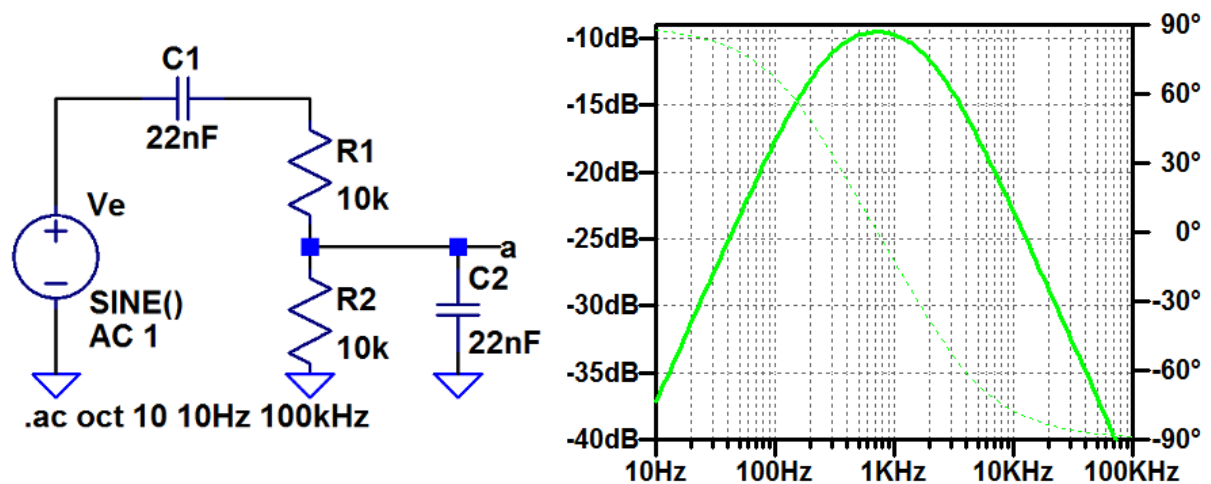
3. Kontrollieren Sie das Ergebnis mit einer AC-Simulation.
4. Lesen Sie aus dem Ergebnis der AC-Simulation die Grenzfrequenz und die Transitfrequenz des Verstärkers ab.

Zur Kontrolle für Aufgabenteil 3



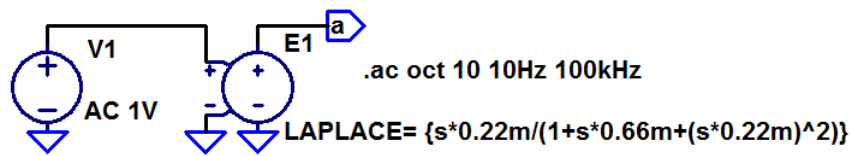
2.2 Laplace-Transformierte

Aufgabe 3.7: Wien-Brücke



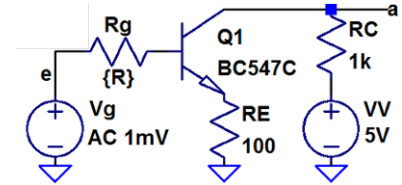
1. Stellen Sie die Gleichung für das Verhältnis aus Ausgangs- und Eingangsspannung als gebrochene Funktion von $j\omega$ auf.
2. Ersetzen Sie $j\omega$ durch die komplexe Variable s .
3. Kontrollieren Sie, dass Sie die Funktion der Schaltung auch mit einer spannungsgesteuerten Spannungsquelle mit der Laplace-Transformierten als Übertragungsfunktion simuliert werden kann.

$$\begin{aligned}
 \frac{U_a}{U_e} &= \frac{R \parallel \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C} + \left(R \parallel \frac{1}{j\omega C}\right)} = \frac{\frac{R}{1+j\omega RC}}{R + \frac{1}{j\omega C} + \frac{R}{1+j\omega RC}} \\
 &= \frac{j\omega RC}{1 + 3 \cdot j\omega RC - (\omega RC)^2} \\
 &\quad \text{mit } s = j\omega \\
 &= \frac{s \cdot RC}{1 + 3 \cdot s \cdot RC + (s \cdot RC)^2}
 \end{aligned}$$

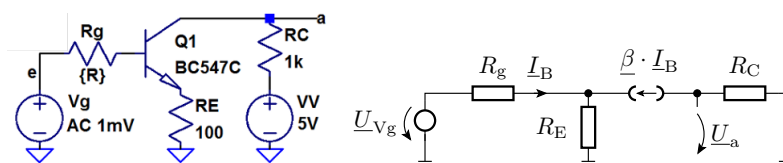


2.3 Verstärker

Aufgabe 3.8: NF-Verstärker mit Stromgegenkopplung



1. Legen Sie mit einem DC-Sweep den Gleichanteil von V_g fest.
2. Bestimmung des Frequenzgangs $V(a)/V(e)$ und der Übergangsfrequenz der Spannungsverstärkung für $R_g = 100 \Omega$ und $1 \text{ k}\Omega$.
3. Bestimmen Sie für die Stromverstärkung $I_c(Q1)/I_b(Q1)$ den Betrag für niedrige Frequenzen in dB sowie die Übergangs- und die Transitfrequenz.



$$\begin{aligned}
 \underline{U}_{V_g} &= (R_g + R_E \cdot (1 + \beta)) \cdot \underline{I}_B \\
 \underline{U}_a &= -R_C \cdot \beta \cdot \underline{I}_B = \dots \\
 \underline{U}_a &= -\frac{R_C \cdot \underline{U}_{V_g}}{(R_g + R_E) \cdot \left(\frac{1}{\beta_0} + \frac{jf}{f_T}\right) + R_E} = \frac{v_{V0} \cdot \underline{U}_{V_g}}{1 + \frac{jf}{f_{V0}}} \\
 &= -\frac{R_C \cdot \underline{U}_{V_g}}{(R_g + R_E) \cdot \frac{1}{\beta} + R_E}
 \end{aligned}$$

mit $v_{V0} \approx -\frac{R_C}{R_E}$ und $f_{V0} \approx f_T \cdot \frac{R_E}{R_C + R_E}$, $f_T = \beta \cdot f_0$ (f_T Transitfrequenz, f_0 obere Grenzfrequenz der Stromverstärkung, β Stromverstärkung für niedrige Frequenzen).

Zur Kontrolle

1. DC-Analyse zur Festlegung des Gleichanteils: von V_g .

Simulationskommando:

```
.step param R list 100 1k
.dc Vg 0.4V 1.2V 0.01V
```

Sinnvolle Festlegung des Gleichanteils: 0,85V

2. Frequenzgang $V(a)/V(e)$:

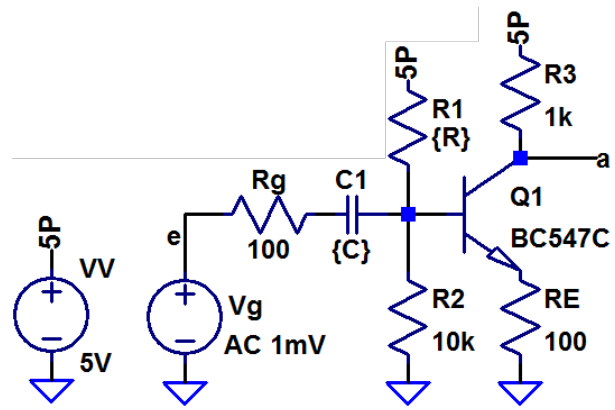
```
.ac oct 10 1E5 1E8
```

	$R_g = 100 \Omega$	$R_g = 1 \text{ k}\Omega$
Überg.-Freq. Spg.-Verst	30 MHz	4 MHz

3. Stromverstärkung (β_0 – Betrag für niedrige Frequenzen, f_0 — Übergangsfrequenz, f_T – Transitfrequenz):

$\beta_0 = 52,9 \text{ dB}$	$f_0 = 106,5 \text{ kHz}$	$f_T = 46,8 \text{ MHz}$
-----------------------------	---------------------------	--------------------------

Aufgabe 3.9: Gleichspannungstrennung



- Suchen Sie mit ».op« und einer Step-Anweisung für R1 einen Wert zur Einstellung des Arbeitspunktes $V(a) \approx 3\text{ V}$.
- Legen Sie mit einer Step-Anweisung den Wert von C so fest, dass die untere Übergangsfrequenz $\leq 200\text{ Hz}$ beträgt.

- Wie groß ist der Widerstand R

$$f_{u0} = \frac{1}{2\pi RC}$$

der die untere Übergangsfrequenz mit festlegt und aus welchen Widerständen in der Schaltung setzt er sich wie zusammen?

Zur Kontrolle

- R1 für den Arbeitspunkt $V(a) \approx 3\text{ V}$:

Simulationskommando:

```
.step param R 20k 100k 1k
.op
```

Ergebnis: $R_1 \approx 47\text{ k}\Omega$

- C für die untere Übergangsfrequenz $\leq 200\text{ Hz}$:

Simulationskommando:

```
.step param C list 22n 33n 47n 68n 150n 220n
.ac oct 10 1E2 1E6
```

Ergebnis: $C \approx 150\text{ nF}$, 147 Hz (für 100 nF ist $f_{u0} > 100\text{ Hz}$)

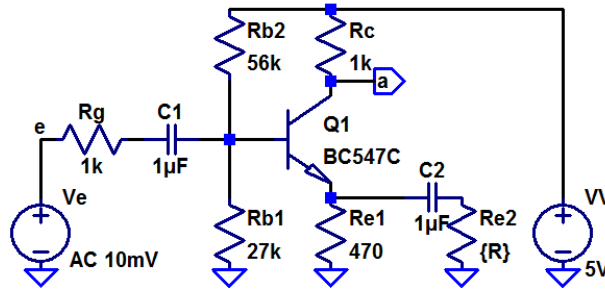
-

$$R = \frac{1}{2\pi \cdot 147\text{ Hz} \cdot 150\text{ nF}} = 7218\ \Omega$$

hauptsächlich Eingangswiderstand $R_1 \parallel R_2 \parallel \beta \cdot R_E$

Aufgabe 3.10: Frequenzabhängige Stromgegenkopplung

In der nachfolgenden Schaltung wird der Gegenkopplungswiderstand für Wechselgrößen mit C_2 und R_{E2} verringert.



1. Kontrollieren Sie, dass U_a im Arbeitspunkt $3\text{V} \pm 10\%$ beträgt und korrigieren Sie bei Bedarf den Wert von R_{B2} .

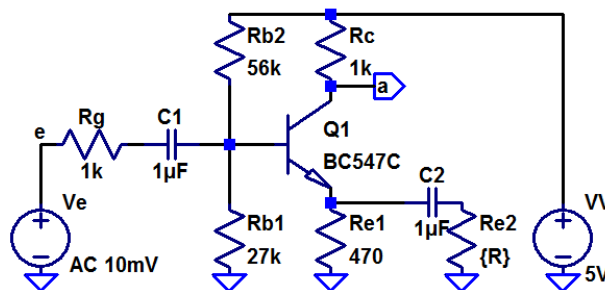
2. Bestimmen Sie den Frequenzgang für $R_{E2} = 534\Omega$, 127Ω und 56Ω .

3. Lesen Sie für alle 3 Widerstandswerte
 - die untere Grenzfrequenz,
 - die Verstärkung im mittleren Bereich und
 - die obere Grenzfrequenz ab.

4. Kontrollieren Sie die Ergebnisse rechnerisch über Ersatzschaltungen?

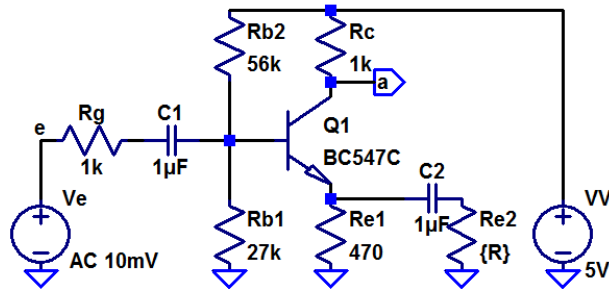
R_{E2}	$R_E = R_{E1} \parallel R_{E2}$	$v_u \approx \frac{R_C}{R_E}$	$f_{VO} \approx \frac{R_E}{R_E + R_g} f_T$
534Ω	250		
127Ω	100		
56Ω	50		

($R_g = R_C = 1\text{k}\Omega$, $R_{E1} = 470\Omega$)



Unter Vernachlässigung Hochpassverhalten durch C_1 und mit $v_u \approx \frac{R_C}{R_E}$ gilt für die untere Grenzfrequenz:

$$\begin{aligned}
 R_E &= R_{E1} \parallel \left(\frac{1}{j\omega C_2} + R_{E2} \right) = \frac{R_{E1} \cdot \left(\frac{1}{j\omega C_2} + R_{E2} \right)}{R_{E1} + \left(\frac{1}{j\omega C_2} + R_{E2} \right)} \\
 &= \frac{R_{E1} \cdot (1 + j\omega C_2 R_{E2})}{1 + j\omega C_2 (R_{E1} + R_{E2})}; \quad v_u \approx \frac{R_C}{R_{E1}} \cdot \frac{1 + j\omega C_2 (R_{E1} + R_{E2})}{(1 + j\omega C_2 R_{E2})}
 \end{aligned}$$



$$v_u \approx \frac{R_C}{R_{E1}} \cdot \frac{1 + j\omega C_2 (R_{E1} + R_{E2})}{(1 + j\omega C_2 R_{E2})} = \frac{R_C}{R_{E1}} \cdot \frac{1 + j \frac{f}{f_1}}{(1 + j \frac{f}{f_2})}$$

mit $f_1 = \frac{1}{2\pi C_2 (R_{E1} + R_{E2})}$ und $f_2 = \frac{1}{2\pi C_2 R_{E2}}$.

	$f \ll f_1$	$f \gg f_2$	$f_1 \ll f$
v_u	$\frac{R_C}{R_{E1}}$	$\frac{R_C \cdot (R_{E1} + R_{E2})}{R_{E1} \cdot R_{E2}} = \frac{R_C}{R_{E1} \parallel R_{E2}}$	$\frac{R_C \cdot j\omega C_2 (R_{E1} + R_{E2})}{R_{E1} \cdot (1 + j \frac{f}{f_2})}$

Vergleich Abschätzung und Simulation:

R_{E2}	$v_u \approx \frac{R_C}{R_E}$	$f_{VO} \approx \frac{R_E}{R_E + R_g} f_T$	$f_{VU} \approx \frac{1}{2\pi C_2 R_{E2}}$
534 Ω			
127 Ω			
56 Ω			

($R_g = R_C = 1 \text{ k}\Omega$, $R_{E1} = 470 \Omega$)

2.4 Filter

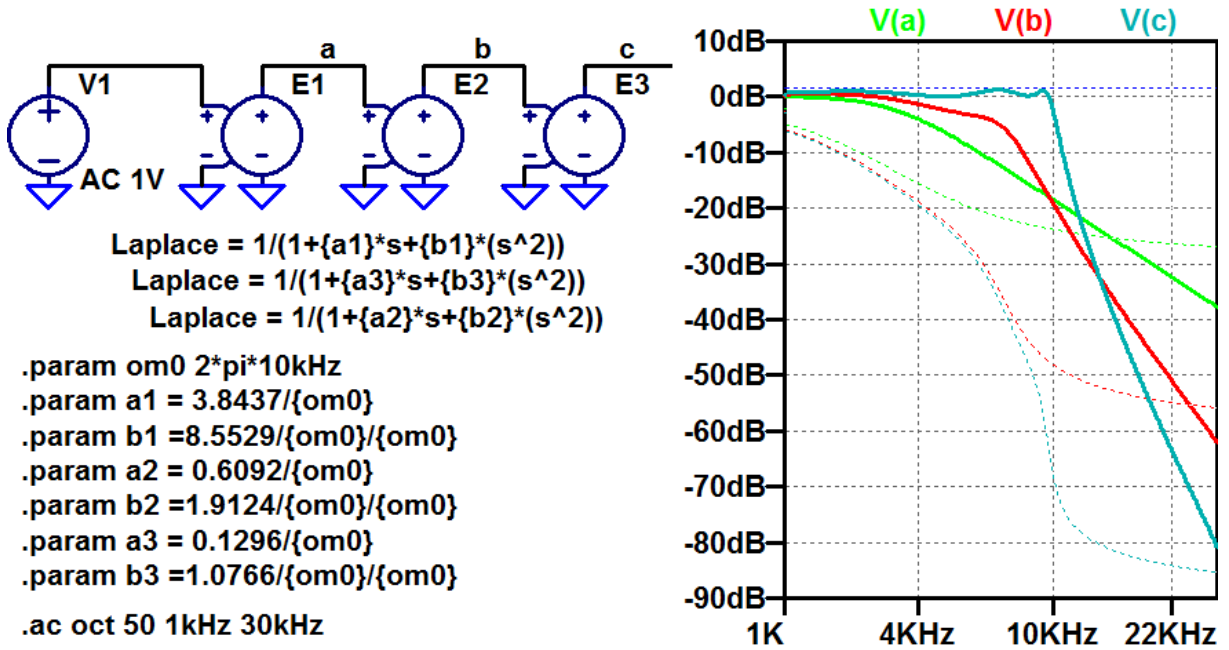
Aufgabe 3.11: Tschebyscheff-Tiefpass

Ein Tschebyscheff-Tiefpass 6. Ordnung mit 1 dB Restwelligkeit hat nach² die Filterkoeffizienten $a_1 = 3,8437$, $b_1 = 8,5529$, $a_2 = 0,6092$, $b_2 = 1,9124$, $a_3 = 0,1296$, $b_3 = 1,0766$.

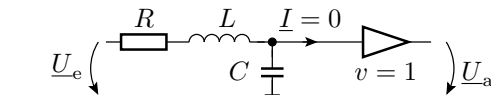
1. Stellen Sie die Laplace-Transformierte für einen Filter mit der Übergangsfrequenz 10 kHz auf und simulieren Sie den Filter mit einer E-Quelle.
2. Entwerfen Sie eine funktionsgleiche Filterschaltung mit drei RLC-Gliedern und zwei Trennverstärkern.
3. Entwerfen Sie eine funktionsgleiche Filterschaltung mit 3 beschalteten Operationsverstärkern.
4. Monte-Carlo-Simulation mit 1% Bauteilparameterstreuung.

²http://wwwex.physik.uni-ulm.de/lehre/physikalischeelektronik/phys_elektr/phys_elektrap6.html

Simulation als Kette von Filtern 2. Ordnung



Filterschaltung mit drei RLC-Gliedern



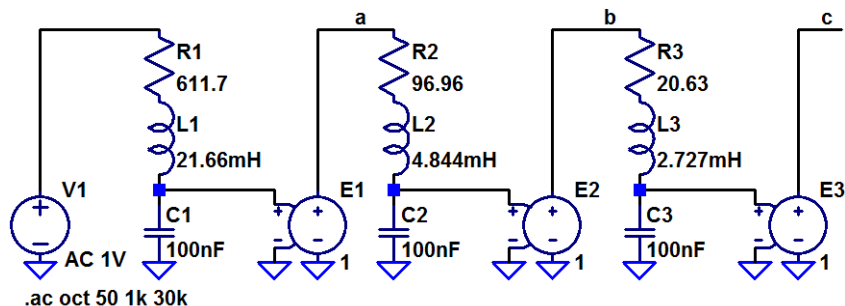
$$\frac{1}{1 + j\omega RC - \omega^2 LC} = \frac{1}{1 + a_i \cdot \frac{j\omega}{2\pi f_0} + b_i \cdot \left(\frac{j\omega}{2\pi f_0}\right)^2}$$

$$R = \frac{a_i}{2\pi f_0 \cdot C}; \quad L = \frac{b_i}{C \cdot (2\pi f_0)^2}$$

Für $f_0 = 10 \text{ kHz}$, $C = 100 \text{ nF}$:

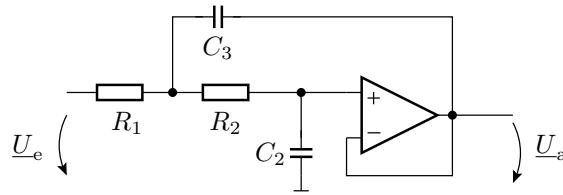
	a_i	b_i	C_i	R_i	L_i
Stufe 1	3,8437	8,5529	100 nF	611,7 Ω	21,66 mH
Stufe 2	0,6092	1,9124	100 nF	96,96 Ω	4,844 mH
Stufe 3	0,1296	1,0766	100 nF	20,63 Ω	2,727 mH

	a_i	b_i	C_i	R_i	L_i
Stufe 1	3,8437	8,5529	100 nF	611,7 Ω	21,66 mH
Stufe 2	0,6092	1,9124	100 nF	96,96 Ω	4,844 mH
Stufe 3	0,1296	1,0766	100 nF	20,63 Ω	2,727 mH



- Frequenzgang identisch mit Simulation der Laplace-Transformierten.

Filterschaltung mit drei Op-Amp



$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{1}{1 + j\omega \cdot C_2 \cdot (R_1 + R_2) - \omega^2 \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot C_2 \cdot C_3} = \frac{1}{1 + a_i \cdot s_n + b_i \cdot s_n^2}$$

$$C_2 \cdot (R_1 + R_2) = \frac{a_i}{2\pi f_0}; \quad R_1 \cdot R_2 \cdot C_2 \cdot C_3 = \frac{b_i}{(2\pi f_0)^2}$$

Vorgabe: $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$

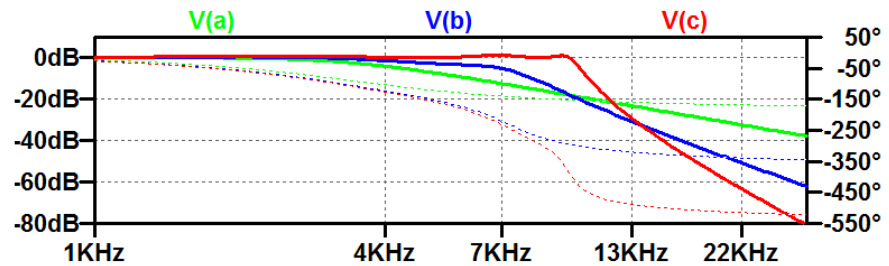
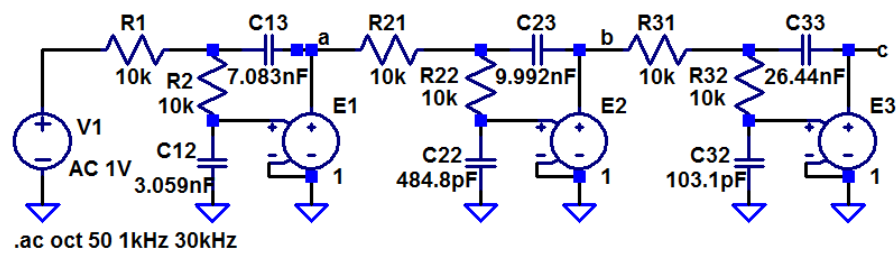
Berechnung der Parameter

```

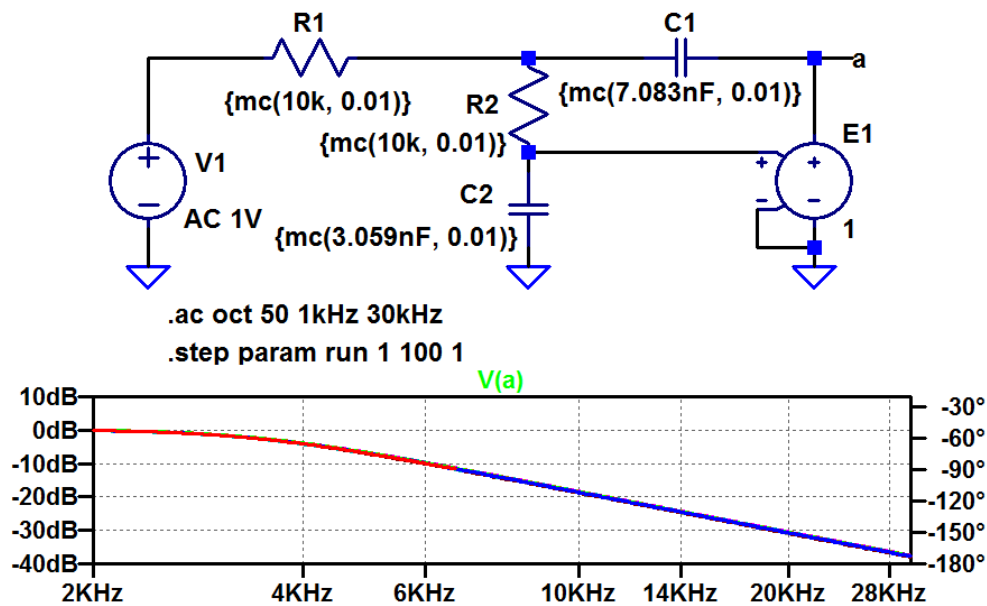
a = [3.8437 0.6092 0.1296];
b = [8.5529 1.9124 1.0766];
R1=1E4; R2=1E4; f0=1E4;

for i=1:3
    C2(i) = a(i)/((R1+R2)*2*pi*f0);
    C3(i) = b(i)/(R1*R2*C2(i)*(2*pi*f0)^2);
end
    
```

	a_i	b_i	$R_1 = R_2$	$C_{2,i}$	$C_{3,i}$
Stufe 1	3,8437	8,5529	10 k	3,059 nF	7,083 pF
Stufe 2	0,6092	1,9124	10 k	484,8 pF	9,992 nF
Stufe 3	0,1296	1,0766	10 k	103,1 pF	26,44 nF



Simulation mit 1% Bauteiltoleranzen

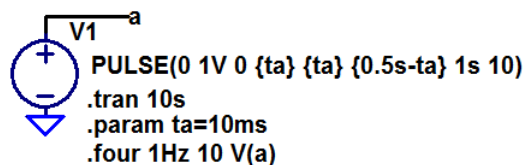


3 Spektralanalyse

3.1 Fouriertransformation

Aufgabe 3.12: Flankensteilheit und Spektrum

Die nachfolgende Spannungsquelle erzeugt symmetrische Pulse mit einer Periode von 1 s und einer Amplitude von 1 V. Die Anstiegs- und Abfallzeit sind gleich und werden durch den Parameter t_a festgelegt.



- Bestimmen Sie die Amplituden der Spektralwerte für 1, 2, ..., 10 Hz für zwei verschiedene Werte für t_a : 10 ms und 200 ms.
- Wie wirkt sich eine kurze Anstiegs- und Abstiegszeit auf die Amplituden der Spektralwerte der höheren Frequenzen aus?

Zur Kontrolle

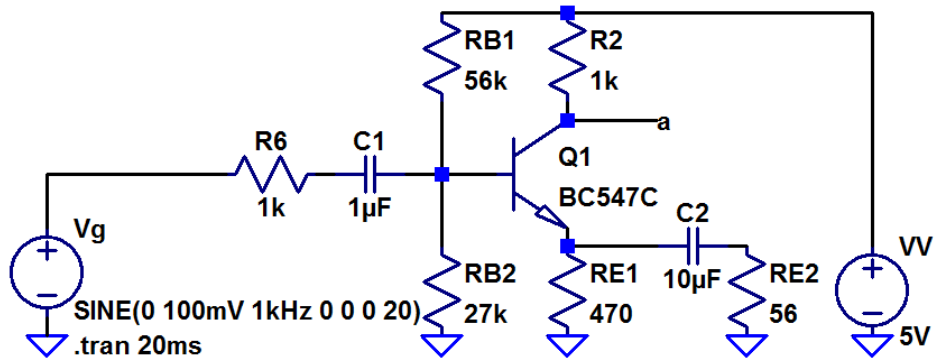
1.

Frequenz	Ampl. für $t_a = 10$ ms	Ampl. für $t_a = 200$ ms
1 Hz	637 mV	596 mV
2 Hz	0	0
3 Hz	212 mV	107 mV
4 Hz	0	0
5 Hz	127 mV	0
6 Hz	0	0
7 Hz	90 mV	20 mV
8 Hz	0	0
9 Hz	70 mV	7 mV
10 Hz	0	0

- Kurze Ein- und Ausschaltzeiten (steile Flanken) erhöhen die Amplituden der hochfrequenten Spektralanteile.

3.2 Klirrfaktor

Aufgabe 3.13: Zu untersuchende Verstärkerschaltung



1. Untersuchen Sie mit einem 1kHz-Sinuseingabesignal als Eingabe, bis zu welcher Amplitude des Eingabesignals am Ausgang ein sinusförmiges Signal ausgegeben wird.
2. Bestimmen Sie für 20%, 50%, 80% und 120% der in Aufgabenteil a bestimmten Amplitude den Klirrfaktor.

Zur Kontrolle

1. Max. Eingabeamplitude ohne erkennbare Verzerrung ca. 150 mV.
2. Klirrfaktoren:

Amplitude:	30 mV	75 mV	120 mV	180 mV
Klirrfaktor:	0,7%	2,9%	5,6%	11,2%

4 Rauschen

4.1 Rauschquellen

Aufgabe 3.14: Wärmerauschen an Widerständen

Bestimmen Sie für einen Widerstand von $10\text{ k}\Omega$ und $T = 300\text{ K}$

1. die Rauschspannungsdichte,
2. die Rauschstromdichte,
3. die Rauschleistungsdichte,

und im Frequenzbereich von 20 Hz bis 20 kHz

4. die effektive Rauschspannung,
5. den effektiven Rauschstrom und
6. die mittlere Rauschleistung.

Um welchen Faktor erhöht sich die effektive Rauschspannung

4. bei Verdopplung der Obergrenze des Frequenzbereichs auf 40 kHz,
5. bei Halbierung der Untergrenze des Frequenzbereichs auf 10 Hz.

Zur Kontrolle

1. Rauschspannungsdichte:

$$\begin{aligned} u_{r,R}(f) &= \sqrt{4 \cdot k_B \cdot T \cdot R} = \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Ws}}{\text{K}} \cdot 300 \text{ K} \cdot 10 \text{ k}\Omega} \\ &= 1,3 \cdot 10^{-8} \frac{\text{V}}{\sqrt{\text{Hz}}} \end{aligned}$$

2. Rauschstromdichte:

$$i_{r,R}(f) = \frac{u_{r,R}(f)}{R} = 1,3 \cdot 10^{-12} \frac{\text{A}}{\sqrt{\text{Hz}}}$$

3. Rauschleistungsdichte:

$$u_{r,R}(f) \cdot i_{r,R}(f) = 1,66 \cdot 10^{-20} \frac{\text{W}}{\text{Hz}}$$

Im Frequenzbereich von 20 Hz bis 20 kHz:

4. Effektive Rauschspannung:

$$u_{\text{reff},R} = u_{r,R}(f) \cdot \sqrt{20 \text{ kHz} - 20 \text{ Hz}} = 1,8 \mu\text{V}$$

5. Effektiver Rauschstrom:

$$i_{\text{reff},R} = \frac{U_{\text{Reff}}}{R} = 180 \text{ pA}$$

6. Mittlere Rauschleistung:

$$u_{\text{reff},R} \cdot i_{\text{reff},R} = 3,3 \cdot 10^{-16} \text{ W}$$

Um welchen Faktor erhöht sich die Rauschleistung

7. bei Verdopplung der Obergrenze des Frequenzbereichs auf 40 kHz: doppelte Rauschleistung, $\sqrt{2}$ -fache Rauschspannung/-strom
8. bei Halbierung der Untergrenze des Frequenzbereichs auf 10 Hz: vernachlässigbare Erhöhung der Rauschspannung

Aufgabe 3.15: Stromrauschen an pn-Übergängen

Wie groß sind die Rauschstromdichte und der effektive Rauschstrom

an einem pn-Übergang bei einem Durchlassstrom von 1 mA im Frequenzbereich von 1 Hz bis 100 kHz

1. nur Strom- ohne 1/f-Rauschen,
2. zusätzliches 1/f-Rauschen mit den Parametern $A_F = 1,3$, $k_F = 10^{-14} \text{ A}^{0,7} \text{ Hz}$.
3. Auf welchen Wert erhöht sich der gesamte Rauschstrom bei Verdopplung der Obergrenze?
4. Auf welchen Wert erhöht sich der gesamte Rauschstrom bei Halbierung der Untergrenze des Frequenzbereichs?

Zur Kontrolle

1. Stromrauschen ohne 1/f-Rauschen:

$$\begin{aligned} i_{r,\text{sid}}(f) &= \sqrt{2 \cdot q \cdot I} = \sqrt{2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ As} \cdot 1 \text{ mA}} = 17,9 \frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \\ r_{\text{reff},\text{sid}} &= i_{r,\text{sid}}(f) \cdot \sqrt{100 \text{ kHz} - 1 \text{ Hz}} = 5,66 \text{ nA} \end{aligned}$$

2. 1/f-Rauschen mit
- $A_F = 1,3$
- ,
- $k_F = 10^{-14} \text{ A}^{0,7}$
- :

$$\begin{aligned} i_{r,\text{fid}}(f) &= \sqrt{\frac{k_F \cdot I^{A_F}}{f}} = \sqrt{\frac{10^{-14} \cdot 0,001^{1,3} \cdot \text{A}^2}{f}} = \frac{1,12 \text{ nA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \\ i_{\text{reff},\text{fid}} &= \sqrt{\int_{f_u}^{f_o} \frac{k_F \cdot I^{A_F}}{f} \cdot df} = \sqrt{k_F \cdot I_D^{A_F} \cdot \ln\left(\frac{f_o}{f_u}\right)} \\ &= \sqrt{10^{-9} \cdot 0,1^{1,3} \cdot \text{A}^2 \cdot \ln(10^6)} = 3,81 \text{ nA} \end{aligned}$$

3. Rauschstrom bei Verdopplung der Obergrenze:

$$\begin{aligned} i_{\text{reff.2fo}} &= 180 \frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \cdot \sqrt{200 \text{ kHz} - 1 \text{ Hz}} \\ &\quad + \sqrt{10^{-9} \cdot 0,1^{1,3} \cdot \text{A}^2 \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot 10^5}{1}\right)} \\ &= 8,00 \text{ nA} + 3,92 \mu\text{A} \end{aligned}$$

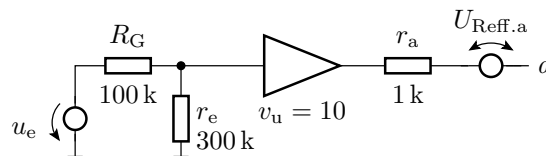
4. Rauschstrom bei Halbierung der Untergrenze:

$$\begin{aligned} i_{\text{reff.fu/2}} &= 180 \frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \cdot \sqrt{100 \text{ kHz} - 0,5 \text{ Hz}} \\ &\quad + \sqrt{10^{-9} \cdot 0,1^{1,3} \cdot \text{A}^2 \cdot \ln\left(\frac{10^5}{0,5}\right)} \\ &= 5,66 \text{ nA} + 3,92 \mu\text{A} \end{aligned}$$

4.2 Rauschquellentransformation

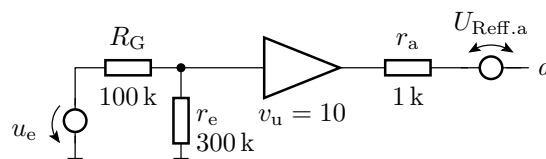
Aufgabe 3.16: Rauschquellentransformation

In der nachfolgenden Schaltung ist der Verstärker durch seinen Eingangswiderstand, eine spannungsgesteuerte Quelle mit Verstärkung 10 und seinen Ausgangswiderstand dargestellt:



1. Wie groß ist das Wärmerauschen des Generatorwiderstands R_g bei 300 K im Frequenzbereich 100 Hz bis 1 MHz?
2. Wie groß ist das äquivalente durch den Generatorwiderstand verursachte Rauschen am Schaltungsausgang $U_{\text{Reff.a.Rg}}$?

Zur Kontrolle



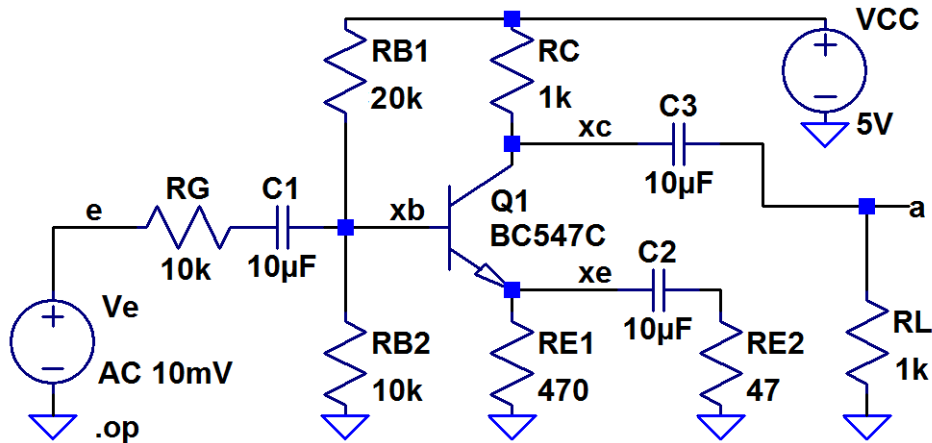
1. Wärmerauschen des Generatorwiderstands R_g bei 300 K im Frequenzbereich 100 Hz bis 1 MHz?

$$\begin{aligned} u_{\text{reff.Rg}} &= \sqrt{4 \cdot k_B \cdot T \cdot R \cdot (f_o - f_u)} \\ &= \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Ws}}{\text{K}} \cdot 300 \text{ K} \cdot 100 \text{ k}\Omega \cdot (1 \text{ MHz} - 100 \text{ Hz})} \\ &= 40,7 \mu\text{V} \end{aligned}$$

2. Äquivalentes Rauschen am Ausgang:

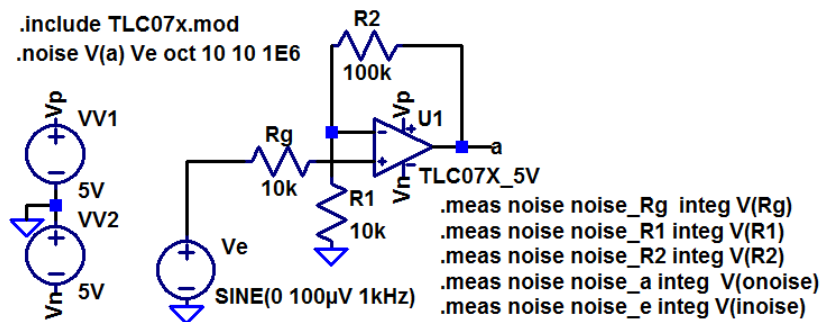
$$u_{\text{reff.a.Rg}} = u_{\text{reff.Rg}} \cdot \frac{r_e}{R_G + r_e} \cdot v_u = 305 \mu\text{V}$$

Aufgabe 3.17: Rausch-Analyse Transistorverstärker



1. Wie groß ist die effektive Rauschspannung am Ausgang im Frequenzbereich von 20 Hz bis 20 kHz?
2. Welche Ausgangsrauschspannungsanteile verursachen die Widerstände R_g , R_{B1} , R_{B2} und der Transistor?
3. Was für eine Rauschzahl hat der Verstärker?
4. Wie groß muss der Effektivwert der Eingangsspannung mindestens sein, damit der Signalrauschabstand ≥ 10 beträgt?

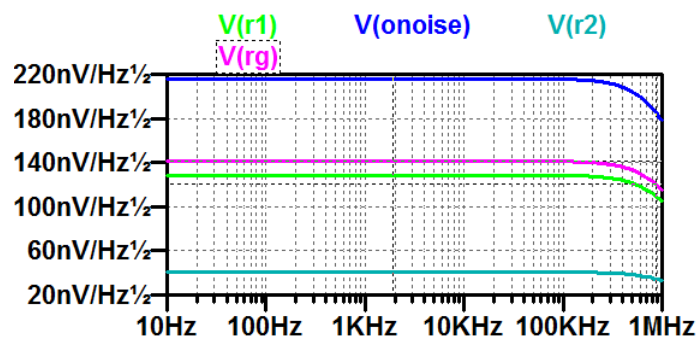
Aufgabe 3.18: Rauschen eines OpAmp-Verstärkers



Bestimmen Sie die Rauschdichten und die effektiven Rauschspannungen im Frequenzbereich von 10 Hz bis 1 MHz für

1. das Ausgangsrauschen insgesamt und deren Anteile für die drei Widerstände.
2. den Anteil für den Operationsverstärker.

Zur Kontrolle



```

noise_rg: INTEG(v(rg))=0.000131781 FROM 10 TO 1e+006
noise_r1: INTEG(v(r1))=0.00012001 FROM 10 TO 1e+006
noise_r2: INTEG(v(r2))=3.79503e-005 FROM 10 TO 1e+006
noise_a: INTEG(v(onoise))=0.000202219 FROM 10 TO 1e+006
noise_e: INTEG(v(inoise))=1.97657e-005 FROM 10 TO 1e+006

```

Anteil des Ausgangsrauschen durch den Operationsverstärker:

$$\begin{aligned}
 u_{\text{reff.a.OV}} &= \sqrt{u_{\text{reff.a}}^2 - u_{\text{reff.a.Rg}}^2 - u_{\text{reff.a.R1}}^2 - u_{\text{reff.a.R2}}^2} \\
 &= \sqrt{(202 \mu\text{V})^2 - (131 \mu\text{V})^2 - (120 \mu\text{V})^2 - (38 \mu\text{V})^2} = 88 \mu\text{V}
 \end{aligned}$$

Fortsetzung der Aufgabenstellung:

3. Wie groß ist das äquivalente Eingangsrauschen?
4. Wie groß ist den Signal-Rausch-Abstand zu einem Sinus-Eingabesignal mit einer Amplitude von $100 \mu\text{V}$.

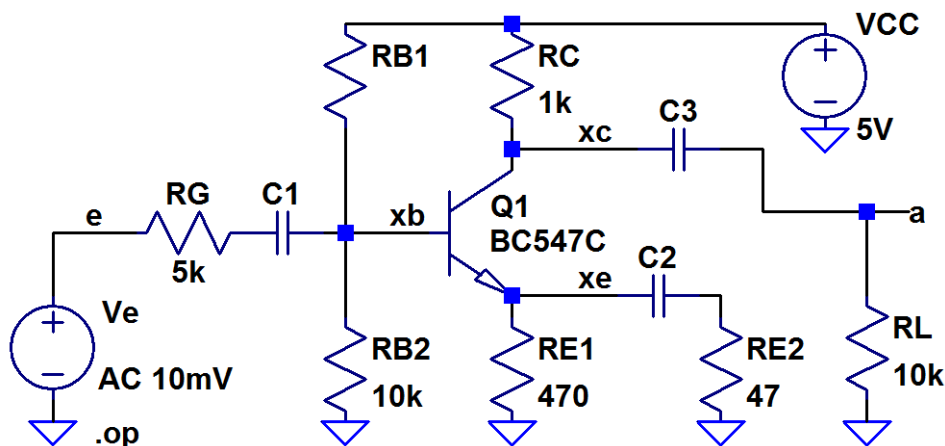
Zur Kontrolle:

3. Äquivalente Eingangsrauschen: $19,8 \mu\text{V}$
4. Signal-Rausch-Abstand:

$$SNR = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{100 \mu\text{V}}{19,8 \mu\text{V}} \right)^2 = 12,75$$

5 Komplexaufgabe Verstärker

Verstärkerschaltung

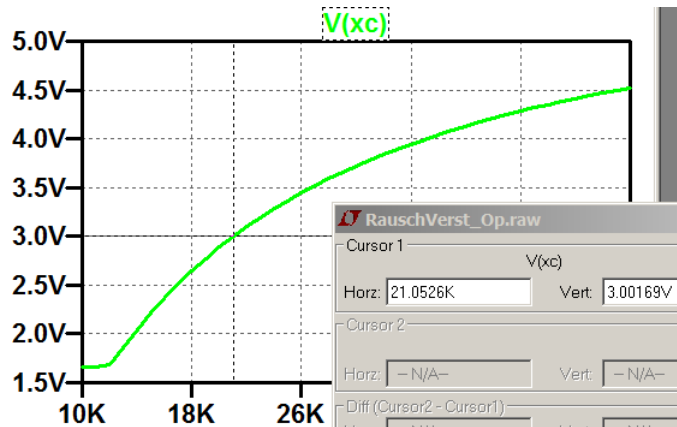


Zu untersuchen: Arbeitspunkt, Kleinsignalersatzschaltung, Aussteuerungsbereich, Klirrfaktor, Rauschen

Aufgabe 3.19: Arbeitspunkteinstellung über R_{B1}

1. Bestimmen Sie für R_{B1} einen Wert, bei dem das Potenzial am Kollektor etwa 3 V beträgt.

Zur Kontrolle



Aufgabe 3.20: Verstärkerkleinsignalparameter

1. Bestimmen Sie Eingangswiderstand, Verstärkung und Ausgangswiderstand der Verstärkerschaltung (ohne Generator- und Lastwiderstand).
2. Berechnen Sie die Gesamtverstärkung (den Faktor, um den der AC-Anteil an R_L größer ist als der von V_e)?

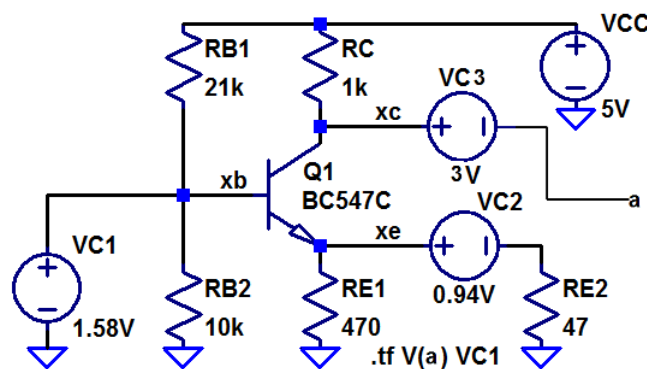
Die Simulationsart »tf« ist eine stationäre Analyse. Kapazitäten sind Unterbrechungen und Induktivitäten Verbindungen. Für Aufgabenteil a sind C_1 bis C_3 durch Quellen zur Modellierung der Gleichspannungsabfälle zu ersetzen. R_g und R_L sind wegzulassen.

Bestimmung der Spannungsabfälle über C_1 bis C_3

V(xc) :	2.99636	voltage
V(xb) :	1.58351	voltage
V(xe) :	0.943751	voltage

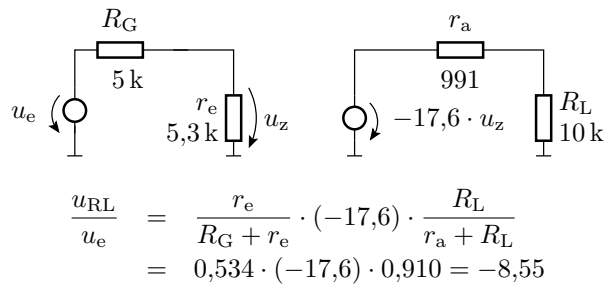
Ersatzschaltung für die tf-Simulation

Tf-Simulation mit Ersatz von C_1 bis C_3 durch Quellen und ohne R_g und R_L :

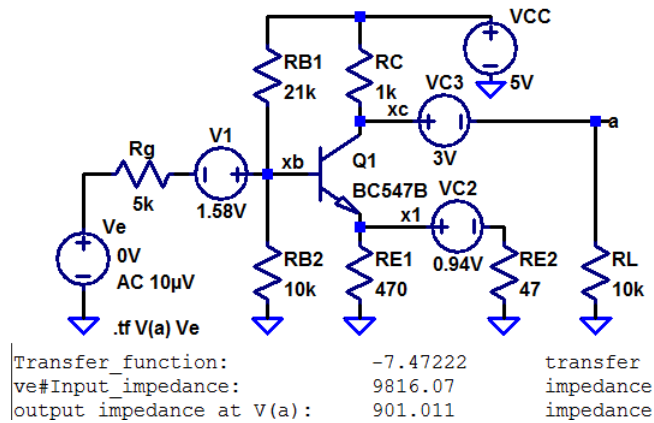


Transfer_function:	-17.593	transfer
vc1#Input_impedance:	5327.45	impedance
output impedance at V(xc):	991.296	impedance

Gesamtverstärkung unter Einbeziehung der Spannungsteiler am Ein- und Ausgang



Kontrolle durch Tf-Simulation mit R_g und R_L :



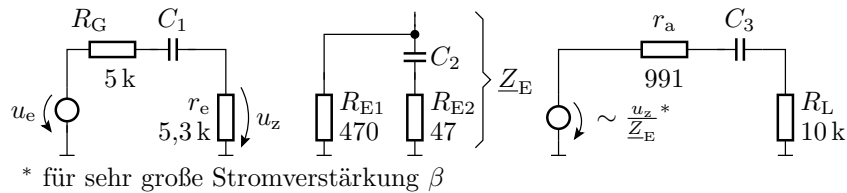
Aufgabe 3.21: RC-Tiefpässe

Extrahieren Sie alle RC-Tiefpässe und schätzen Sie mit dem Überschlag

$$C_i \geq \frac{1}{2\pi \cdot 100 \text{ Hz} \cdot R_i}$$

ab, welche Größenordnung die Kapazitäten C_1 bis C_3 mindestens haben müssen, damit die untere Grenzfrequenz nicht wesentlich mehr als 100 Hz beträgt. (Kontrolle und Nachbesserung später mit einer AC-Simulation und Probieren.)

Zur Kontrolle



Ersatzwiderstand bei Betrachtung als RC-Tiefpass:
 $R_1 = 10,3 \text{ k}\Omega$ $R_2 \approx R_{E2} = 47 \Omega$ $R_3 = 11,0 \text{ k}\Omega$

Wahl der Kapazitäten: $C_1 = C_3 = 2 \mu\text{F}$, $C_2 = 500 \mu\text{F}$

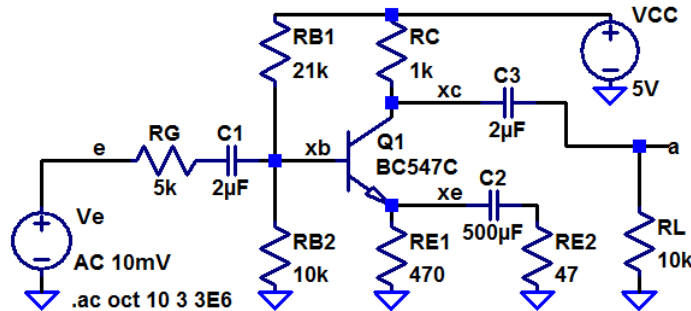
Woher kommt die Abschätzung $R_2 \approx R_{E2}$?

$$\frac{1}{Z_E} = \frac{1}{R_{E1}} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_2} + R_{E2}} = \frac{1 + j\omega C (R_{E1} + R_{E2})}{R_{E1} \cdot (1 + j\omega C \cdot R_{E2})^{(*)}}$$

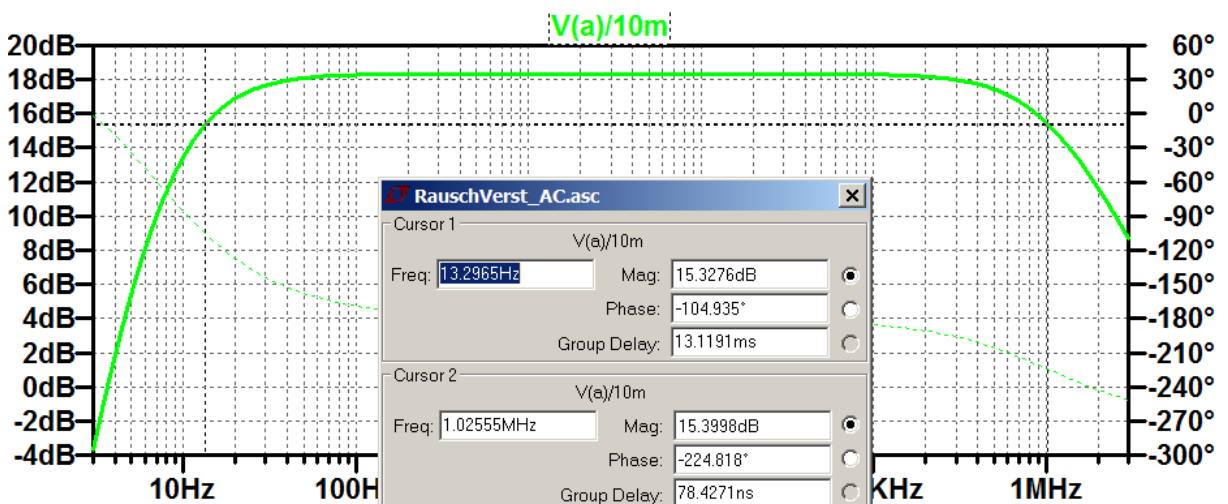
(*) entscheidender Term für die untere Grenzfrequenz.

Aufgabe 3.22: Untersuchung des Frequenzgangs

1. Bestimmen Sie mit den auf der Folie zuvor abgeschätzten Kapazitätswerten den Frequenzgang im Bereich von 3 Hz bis 3 MHz.
2. Lesen Sie die untere und obere Grenzfrequenz ab.



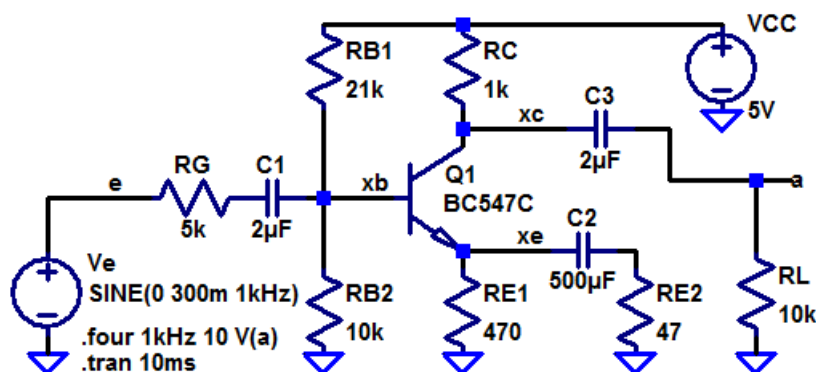
Zur Kontrolle



Untere Grenzfrequenz: ≈ 13 Hz,
 Obere Grenzfrequenz: ≈ 1 MHz

Aufgabe 3.23: Klirrfaktor

1. Bestimmen Sie den Klirrfaktor für die Eingangsamplituden 100 mV, 200 mV und 300 mV.
2. Wird die obere oder die untere Halbwelle mehr verzerrt?

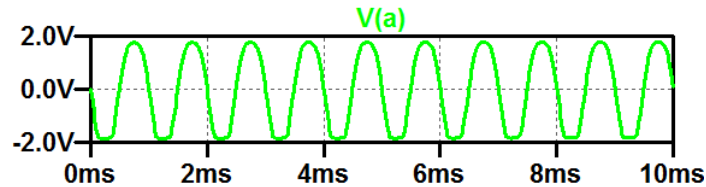


Zur Kontrolle

1. Klirrfaktoren:

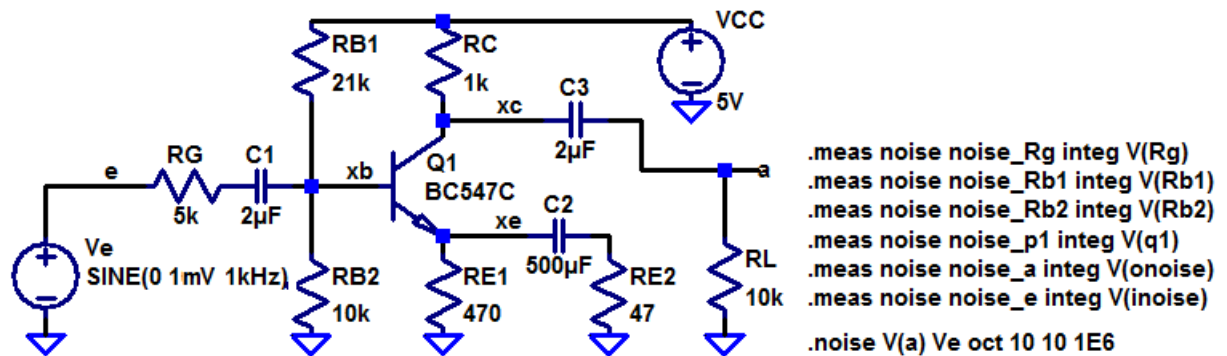
Eingabeamplitude	100 mV	200 mV	300 mV
Klirrfaktor	2,38%	5,83%	11,3%

2. Die untere Halbwelle wird mehr verzerrt:



Aufgabe 3.24: Rauschen

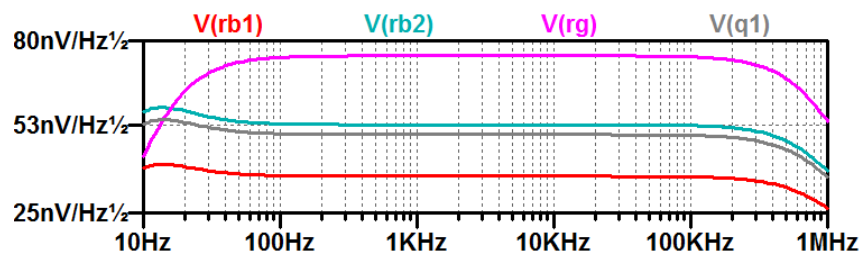
- Bestimmen Sie das äquivalente Ausgangsrauschen insgesamt und einzeln für den Generatorwiderstand, die Widerstände des Basisspannungsteilers und den Transistor sowie das äquivalente Eingangsrauschen.
- Bestimmen Sie den Signal-Rausch-Abstand für ein Sinussignal mit einem Effektivwert von 1 mV am Eingang.
- Bestimmen Sie die Rauschzahl des Verstärkers.



Zur Kontrolle

```

noise_rg: INTEG(v(rg))=6.7135e-005 FROM 10 TO 1e+006
noise_rb1: INTEG(v(rb1))=3.27589e-005 FROM 10 TO 1e+006
noise_rb2: INTEG(v(rb2))=4.74722e-005 FROM 10 TO 1e+006
noise_p1: INTEG(v(q1))=4.4733e-005 FROM 10 TO 1e+006
noise_a: INTEG(v(onoise))=9.98175e-005 FROM 10 TO 1e+006
noise_e: INTEG(v(inoise))=1.3537e-005 FROM 10 TO 1e+006
    
```



2. Signal-Rausch-Abstand für ein 1 mV Sinussignal am Eingang:

$$SNR = \left(\frac{1 \text{ mV}}{\sqrt{2} \cdot 13 \mu\text{V}} \right)^2 \approx 2960$$

3. Rauschzahl des Verstärkers:

$$F = (99,8 \mu\text{V} / 67 \mu\text{V})^2 = 2,18$$