



Elektronik II

Grosse Übung zu Foliensatz E2_F3

G. Kemnitz

Institut für Informatik, TU Clausthal (E2-GF3)
24. Mai 2020



Inhalt F3: Simulation im stationären Betrieb

Zeitdisk. Simulation

- 1.1 Geschaltetet RC-Glieder
- 1.2 Gatterschaltzeiten
- 1.3 Kippstufen
- 1.4 Sinussignale

Frequenzbereich

- 2.1 Frequenzgang
- 2.2 Laplace-Transformierte

2.3 Verstärker

2.4 Filter

Spektralanalyse

3.1 Fouriertransformation

3.2 Klirrfaktor

Rauschen

4.1 Rauschquellen

4.2 Rauschquellentransformation

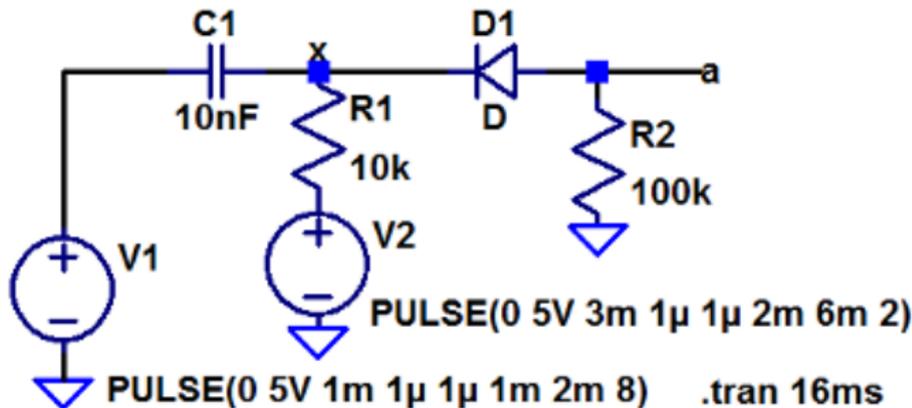
Komplexaufgabe Verstärker



Zeitdisk. Simulation

Aufgabe 3.1: Impulstor

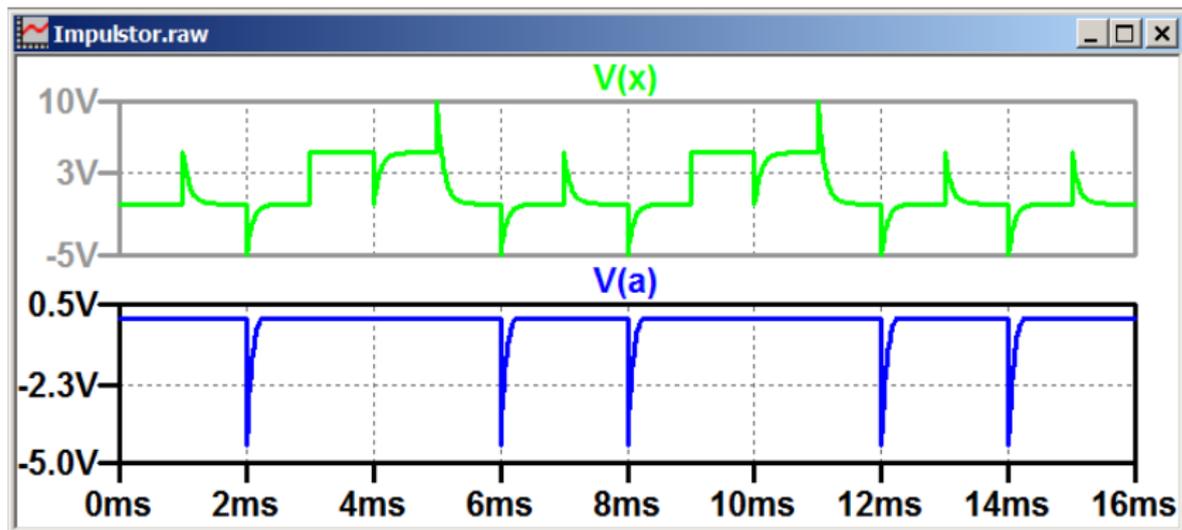
Ein Impulstor diente früher¹ zur Erzeugung von Setz- und Rücksetzimpulsen an der aktiven Flanke des Takts (V1), die mit einer logischen »1« am Gate (V2) ungedrückt werden konnten.



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

¹Als Rechner noch aus Röhren und diskreten Transistoren bestanden.

Zur Kontrolle

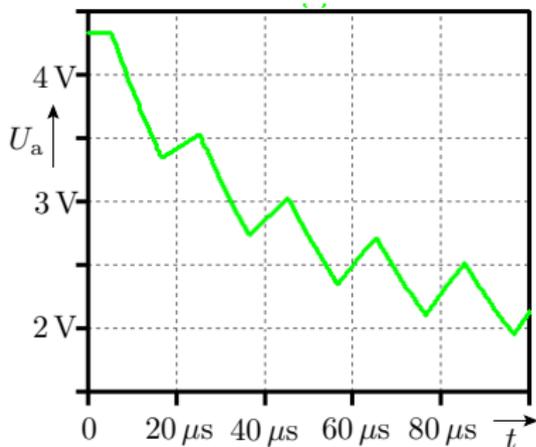
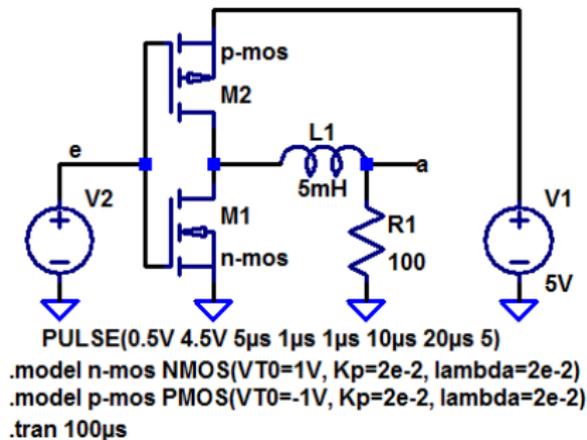


- An x addieren sich die Nadelimpuls und die Spannung von V2.
- Die Diode lässt nur Pulse nach unten durch, wenn V2 kleiner als die Sprunghöhe ist.



Geschaltetet RC-Glieder

Aufgabe 3.2: Glättungsinduktivität



- Verkürzen Sie die Signalperiode der Quelle auf $0,1 \cdot \tau$.
- Erhöhen Sie die Anzahl der simulierten Perioden auf 40 und die Simulationszeit auf $4 \cdot \tau$.



- Untersuchen Sie die mittlere Ausgangsspannung, die sich nach $4 \cdot \tau$ in Abhängigkeit von der relativen Pulsbreite

$$\eta = \frac{t_{\text{ein}}}{t_{\text{ein}} + t_{\text{aus}}}$$

einstellt.

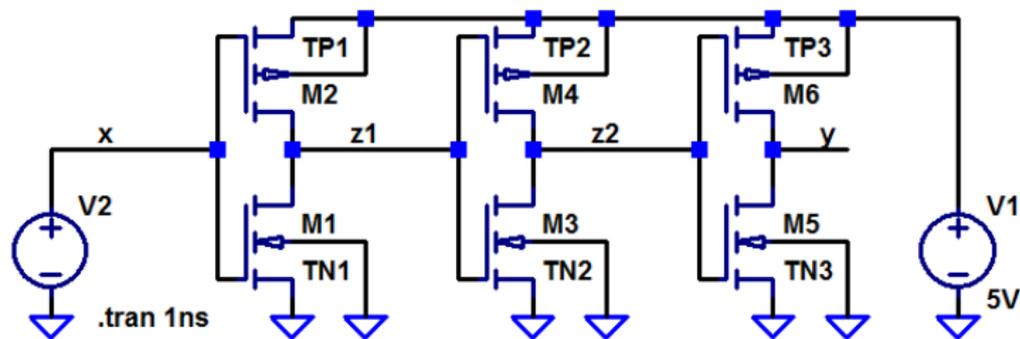
- Füllen Sie dazu die nachfolgende Tabelle aus:

η	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9
\bar{U}_a									



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
```

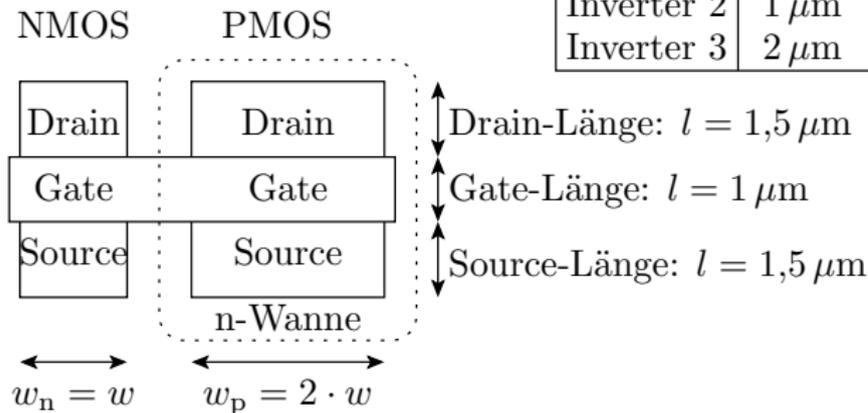
```
.model TP2 ako:myPMOS l=1μ w=2μ ad=3p as=3p pd=7μ ps=7μ
```

```
.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 m; ad / as – Fläche des Drain- / Source-Gebiets in m^2 ; pd / ps – Umfang des Drain- / Source-Gebiets in m.

Geometrie und Verzögerung



	w_n	w_p
Inverter 1	$1 \mu\text{m}$	$2 \mu\text{m}$
Inverter 2	$1 \mu\text{m}$	$2 \mu\text{m}$
Inverter 3	$2 \mu\text{m}$	$4 \mu\text{m}$

Inv. 1	Kanal-länge (l)	Kanal-breite (w)	Source-Fläche (as)	Source-Umf. (ps)	Drain-Fläche (ad)	Drain-Umf. (pd)
NMOS	$1 \mu\text{m}$	$1 \mu\text{m}$	$1,5 \mu\text{m}^2$	$5 \mu\text{m}$	$1,5 \mu\text{m}^2$	$5 \mu\text{m}$
PMOS	$1 \mu\text{m}$	$2 \mu\text{m}$	$3 \mu\text{m}^2$	$7 \mu\text{m}$	$3 \mu\text{m}^2$	$7 \mu\text{m}$



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=1 $\mu$  w=1 $\mu$  ad=1,5p as=1,5p pd=5 $\mu$ 
ps=5 $\mu$ 
```

```
.model TP2 ako: myPMOS l=1 $\mu$  w=2 $\mu$  ad=3p as=3p pd=7 $\mu$  ps=7 $\mu$ 
```

Gatekapazität: $C_G = \epsilon_{\text{SiO}_2} \cdot \frac{l \cdot w}{t_{\text{ox}}}$

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



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

Der Simulator berechnet

- die Umladeströme unter Nutzung der Spice-Parameter V_{T0} , K_P , ... des Basismodells myNMOS bzw. myPMOS
- die Ausgangskapazität der Draingebiete

$$C_{DB} = C_{jsw} \cdot P_d + C_j \cdot A_d$$

- die Eingangskapazität der Folgegatter

$$C_G = \varepsilon_{SiO_2} \cdot \frac{l \cdot w}{t_{ox}},$$

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

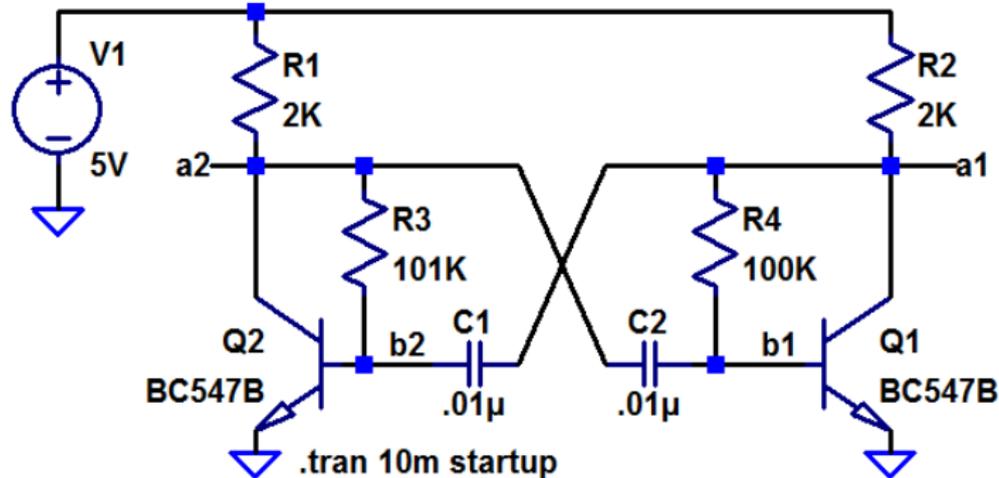
Beispiel: Drain-Umfang $4 \mu\text{m}$; Drain-Fläche $1 \mu\text{m}^2$, $C_j = 360 \frac{\mu\text{F}}{\text{m}}$,
 $C_{jsw} = 250 \frac{\text{pF}}{\text{m}^2}$:

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



Kippstufen

Aufgabe 3.4: Astabiler Multivibrator



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



Sinussignale

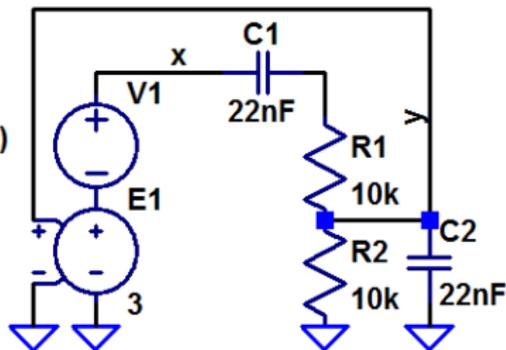
Aufgabe 3.5: Wien-Oszillator

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

Startimpuls:

`PULSE(0 1V 1m 1μ 1μ 1m 2m 1)`

`.tran 10ms`



- Bestimmen Sie die Zeitverläufe der Signale x und y .

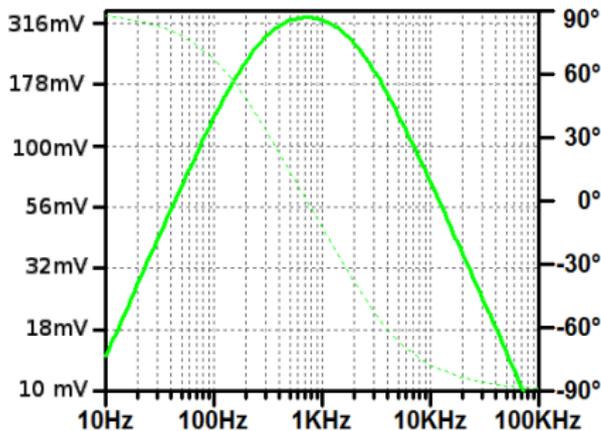
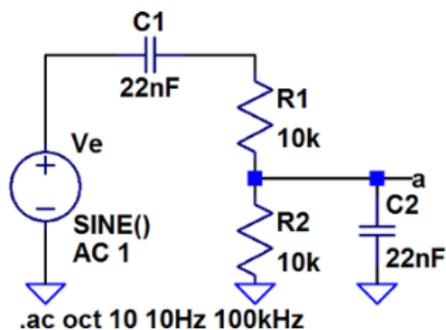


- 2 Berechnen Sie die Frequenz, bei der das Spannungsteilerverhältnis der Wienbrücke $1/3$ ist, und vergleichen Sie diese mit der Frequenz, mit der der Oszillator schwingt.
- 3 Was passiert, wenn die Amplitude des Startpulses auf zwei Volt vergrößert wird?
- 4 Wie ändert sich der Signalverlauf von x , 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

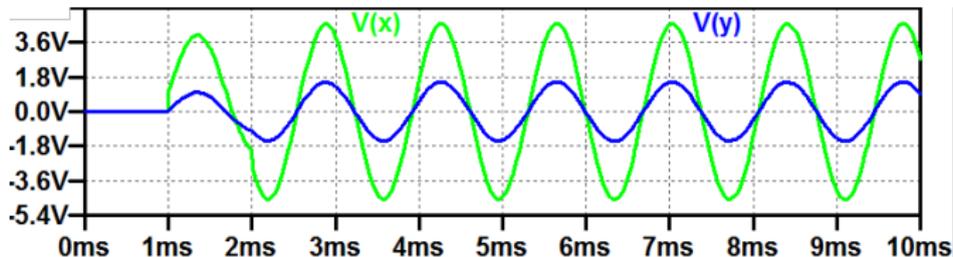
$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{R \parallel \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C} + \left(R \parallel \frac{1}{j\omega C}\right)} = \frac{\frac{R}{1+j\omega RC}}{R + \frac{1}{j\omega C} + \frac{R}{1+j\omega RC}}$$

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

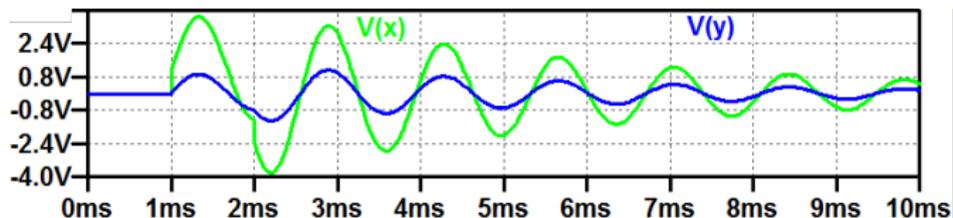


Zur Kontrolle

- 1 Zeitverläufe der Signale x und y :



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



- 5 Aufschwngen des Sinussignals.

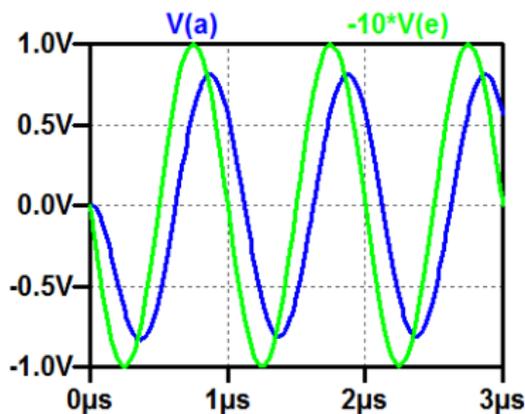
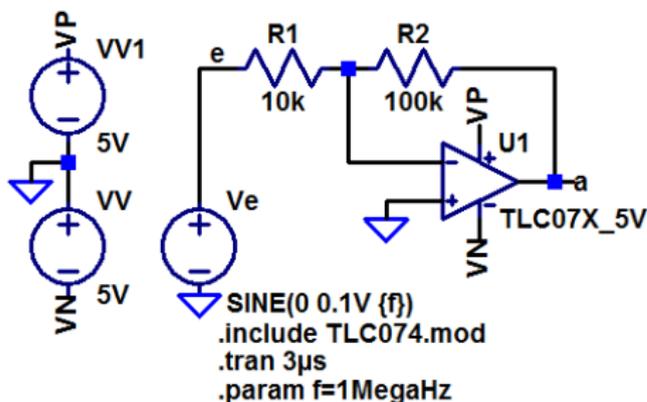


Frequenzbereich



Frequenzgang

Aufgabe 3.6: Invertierender Verstärker mit OV



- Bestimmen Sie für die Frequenzen 300 kHz, 1 MHz, 3 MHz und 10 MHz mit einer zeitdiskreten Simulation die Ausgangsamplituden und Verzögerungen.



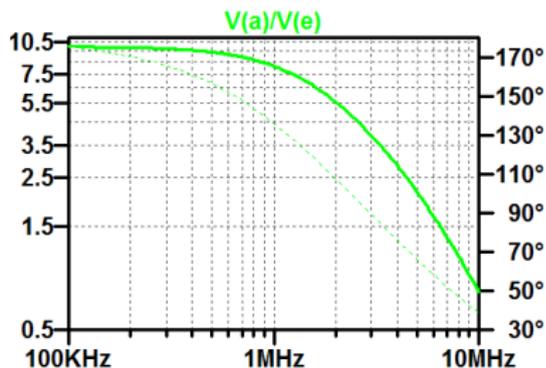
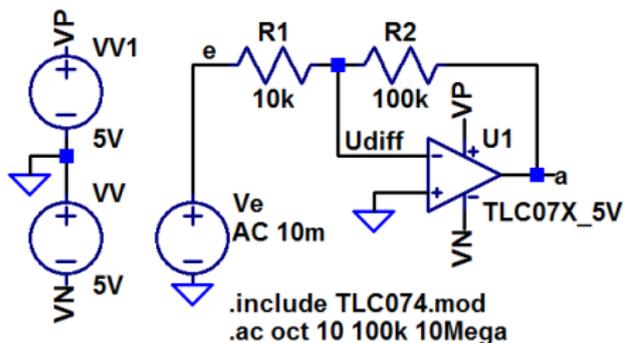
- 2 Errechnen Sie aus den Eingangs- und Ausgangsamplituden und den Verzögerungen und Frequenzen die Verstärkungen und Phasenverschiebungen.

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.

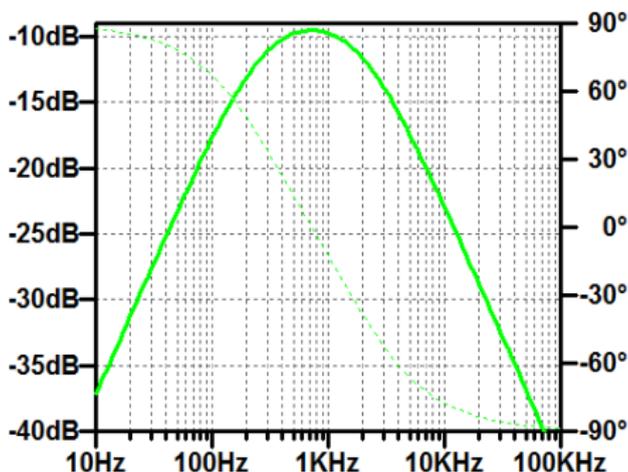
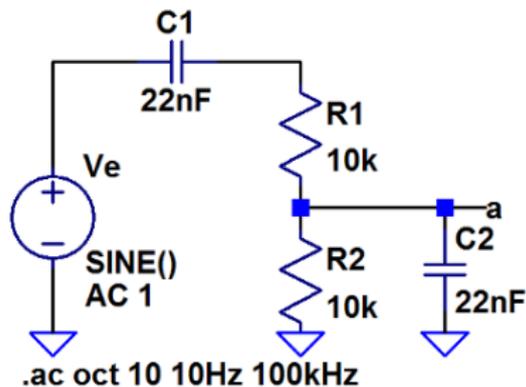
Zur Kontrolle für Aufgabenteil 3





Laplace-Transformierte

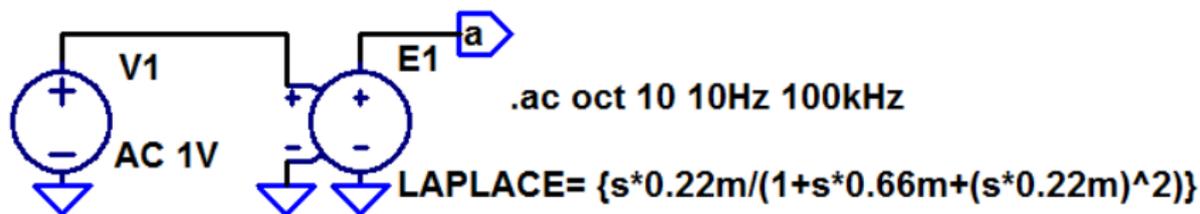
Aufgabe 3.7: Wien-Brücke



- 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.

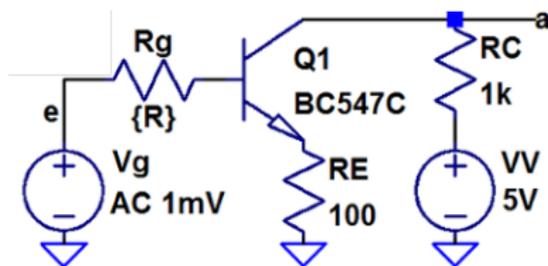
$$\begin{aligned} \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} &= \frac{R \parallel \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C} + \left(R \parallel \frac{1}{j\omega C}\right)} = \frac{\frac{R}{1+j\omega RC}}{R + \frac{1}{j\omega C} + \frac{R}{1+j\omega RC}} \\ &= \frac{j\omega RC}{1 + 3 \cdot j\omega RC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



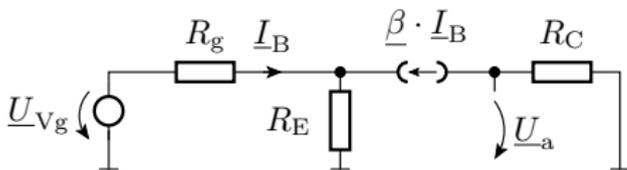
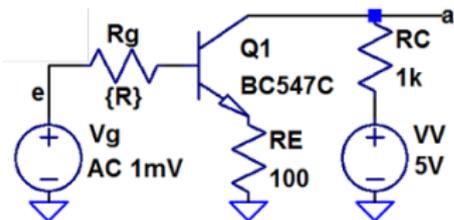


Verstärker

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.



$$\underline{U}_{Vg} = (R_g + R_E \cdot (1 + \underline{\beta})) \cdot \underline{I}_B$$

$$\underline{U}_a = -R_C \cdot \underline{\beta} \cdot \underline{I}_B = \dots$$

$$\begin{aligned} \underline{U}_a &= -\frac{R_C \cdot \underline{U}_{Vg}}{(R_g + R_E) \cdot \left(\frac{1}{\underline{\beta}_0} + \frac{j \cdot f}{f_T}\right) + R_E} = \frac{v_{V0} \cdot \underline{U}_{Vg}}{1 + \frac{j \cdot f}{f_{V0}}} \\ &= -\frac{R_C \cdot \underline{U}_{Vg}}{(R_g + R_E) \cdot \frac{1}{\underline{\beta}} + R_E} \end{aligned}$$

mit $v_{V0} \approx -\frac{R_C}{R_E}$ und $f_{V0} \approx f_T \cdot \frac{R_E}{R_Q + R_E}$, $f_T = \beta \cdot f_0$ (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 Gleichanteil: 0,85V

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

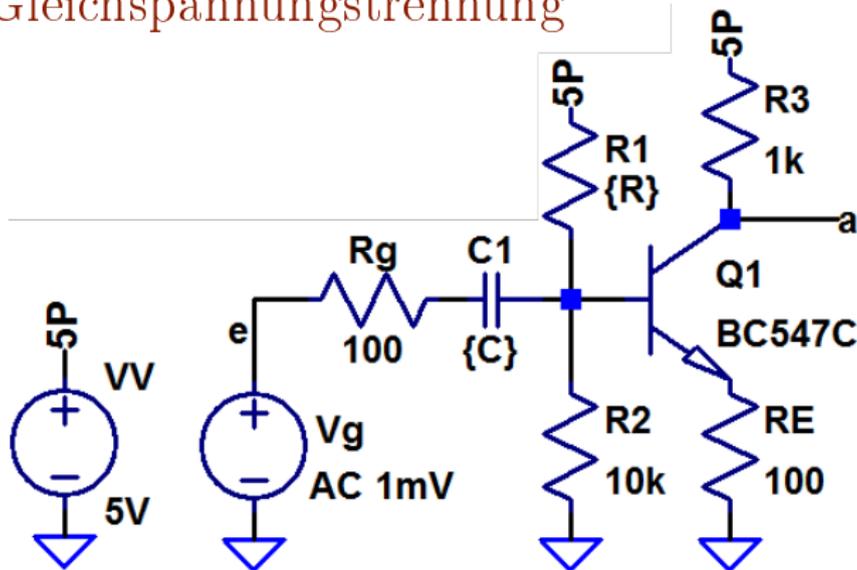
```
.ac oct 10 1E5 1E8
```

	$R_g = 100 \Omega$	$R_g = 1 \text{ k}\Omega$
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 R_1 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.

- 3 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

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

Simulationskommando:

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

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

- 2 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 $f_{u0} > 100\text{ Hz}$)

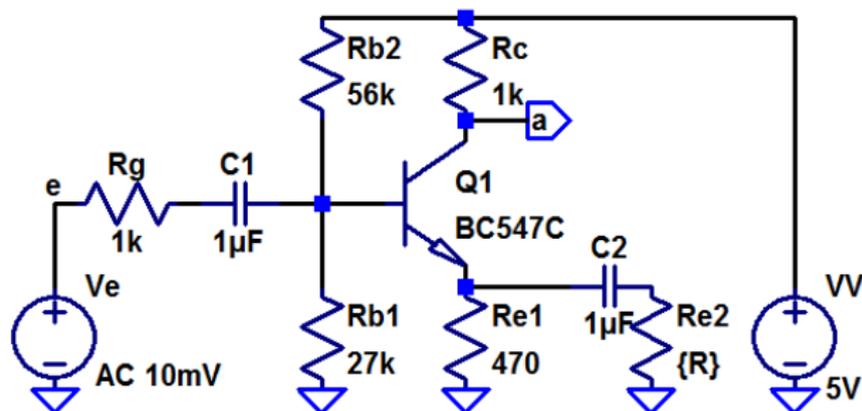
3

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

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.



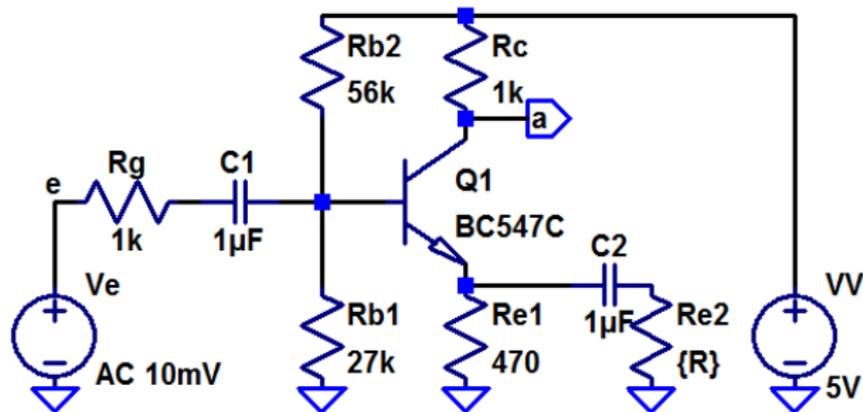
- 1 Kontrollieren Sie, dass U_a im Arbeitspunkt $3\text{V} \pm 10\%$ beträgt und korrigieren Sie bei Bedarf den Wert von R_{B2} .



- 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		

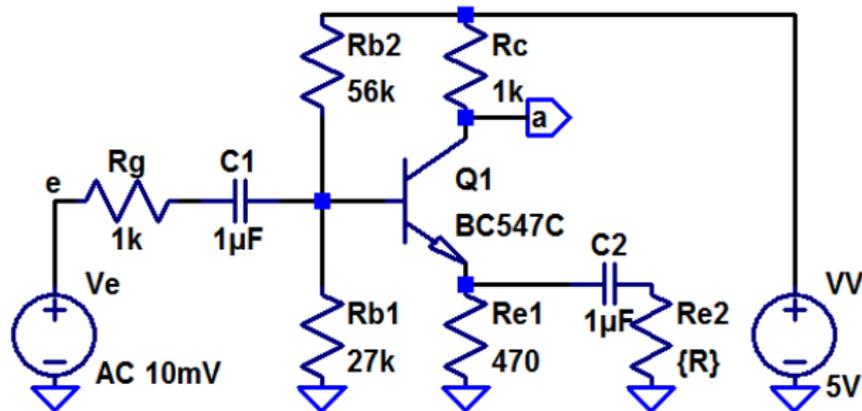
$$(R_g = R_C = 1 \text{ k}\Omega, R_{E1} = 470 \Omega)$$



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

$$R_E = R_{E1} \parallel \left(\frac{1}{j\omega C_2} + R_{E2} \right) = \frac{R_{E1} \cdot \left(\frac{1}{j\omega C_2} + R_{E2} \right)}{R_{E1} + \left(\frac{1}{j\omega C_2} + R_{E2} \right)}$$

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



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

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	$\frac{R_C}{R_{E1}}$	$\frac{R_C \cdot (R_{E1} + R_{E2})}{R_{E1} \cdot R_{E2}} = \frac{R_C}{R_{E1} \parallel R_{E2}}$	$\frac{R_C \cdot j\omega C_2 (R_{E1} + R_{E2})}{R_{E1} \cdot \left(1 + j\frac{f}{f_2}\right)}$

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			

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



Filter

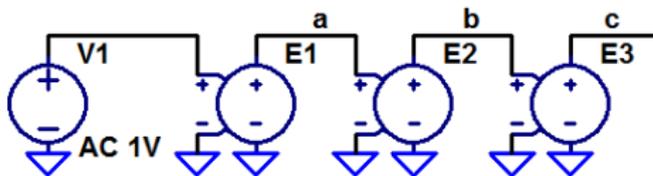
Aufgabe 3.11: Tschebyscheff-Tiefpass

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

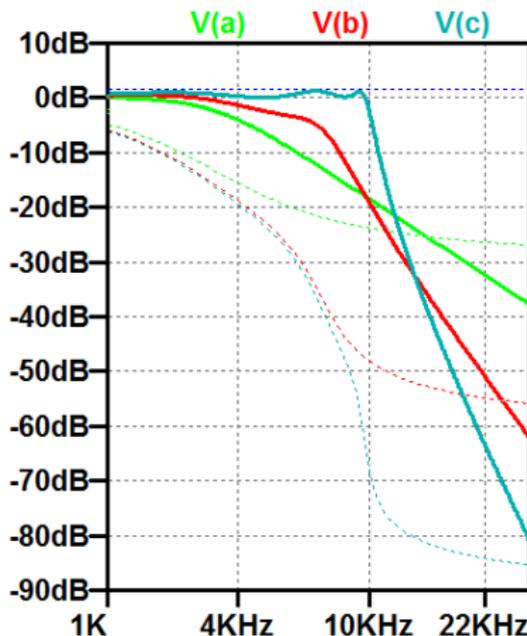


$$\text{Laplace} = 1/(1+\{a1\}*s+\{b1\}*(s^2))$$

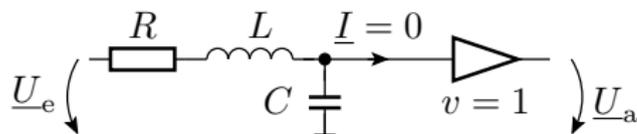
$$\text{Laplace} = 1/(1+\{a3\}*s+\{b3\}*(s^2))$$

$$\text{Laplace} = 1/(1+\{a2\}*s+\{b2\}*(s^2))$$

```
.param om0 2*pi*10kHz
.param a1 = 3.8437/{om0}
.param b1 =8.5529/{om0}/{om0}
.param a2 = 0.6092/{om0}
.param b2 =1.9124/{om0}/{om0}
.param a3 = 0.1296/{om0}
.param b3 =1.0766/{om0}/{om0}
.ac oct 50 1kHz 30kHz
```



Filterschaltung mit drei RLC-Gliedern



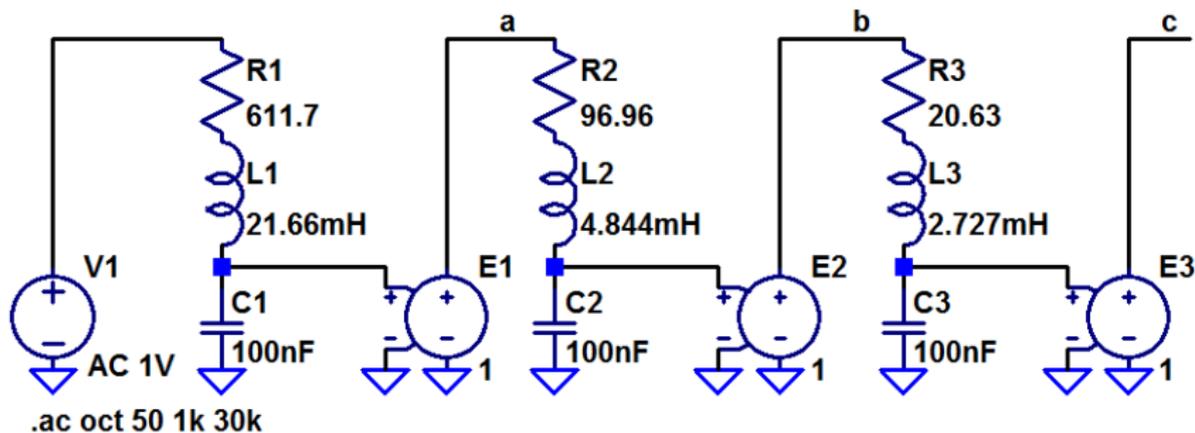
$$\frac{1}{1 + j\omega RC - \omega^2 LC} = \frac{1}{1 + a_i \cdot \frac{j\omega}{2\pi f_0} + b_i \cdot \left(\frac{j\omega}{2\pi f_0}\right)^2}$$

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

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

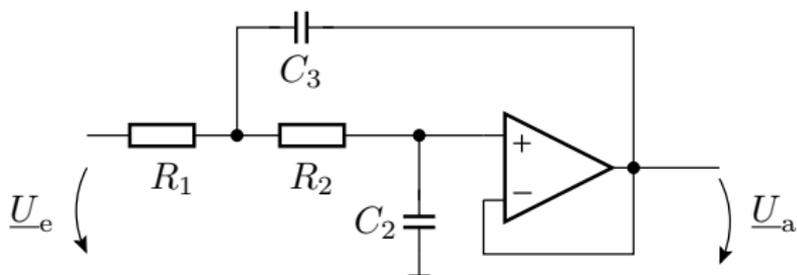
	a_i	b_i	C_i	R_i	L_i
Stufe 1	3,8437	8,5529	100 nF	611,7 Ω	21,66 mH
Stufe 2	0,6092	1,9124	100 nF	96,96 Ω	4,844 mH
Stufe 3	0,1296	1,0766	100 nF	20,63 Ω	2,727 mH

	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



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

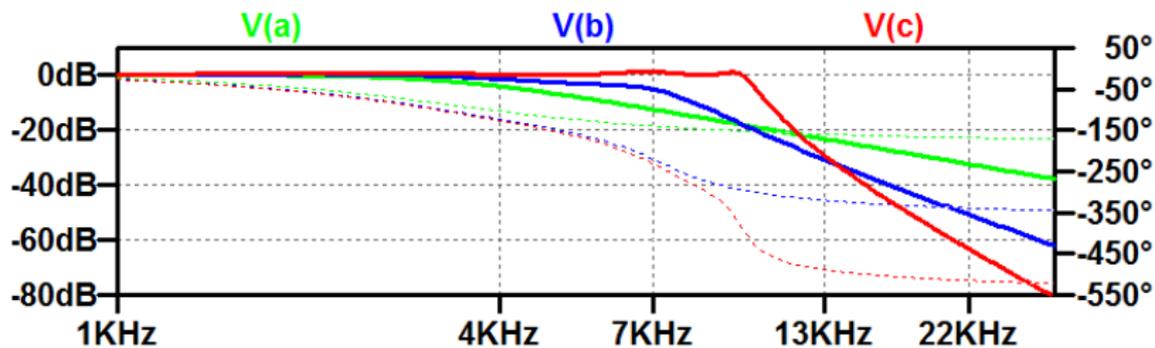
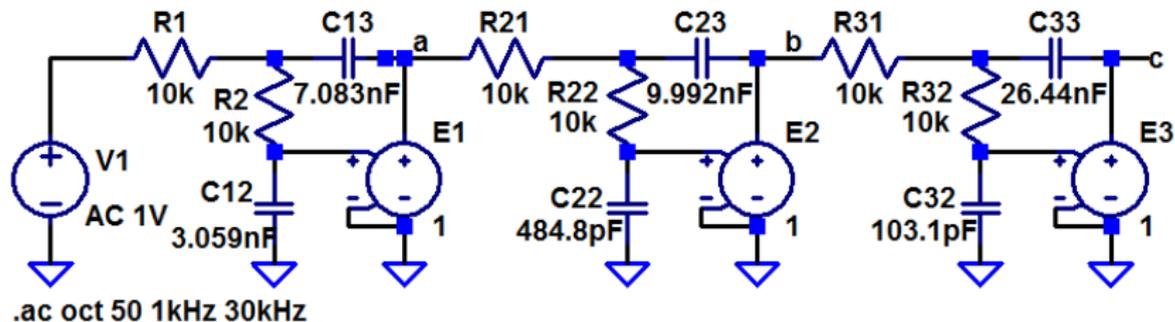
$$C_2 \cdot (R_1 + R_2) = \frac{a_i}{2\pi f_0}; \quad R_1 \cdot R_2 \cdot C_2 \cdot C_3 = \frac{b_i}{(2\pi f_0)^2}$$

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

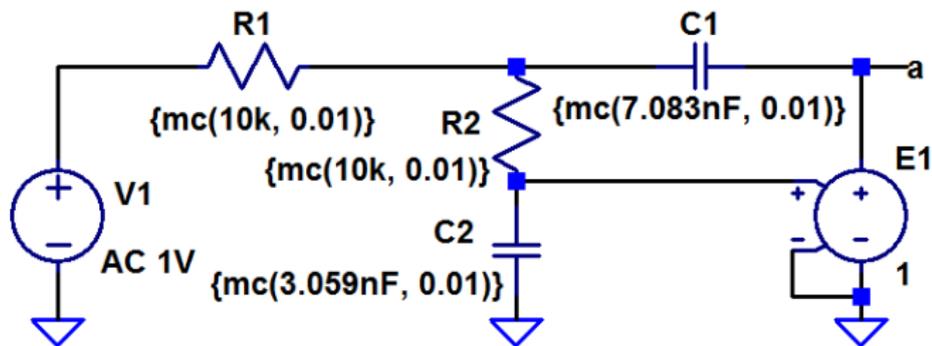
Berechnung der Parameter

```
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
```

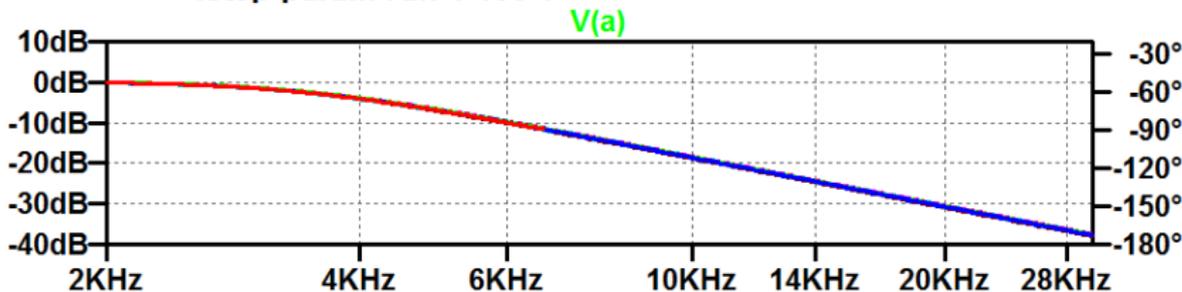
	a_i	b_i	$R_1 = R_2$	$C_{2,i}$	$C_{3,i}$
Stufe 1	3,8437	8,5529	10 k	3,059 nF	7,083 pF
Stufe 2	0,6092	1,9124	10 k	484,8 pF	9,992 nF
Stufe 3	0,1296	1,0766	10 k	103,1 pF	26,44 nF



Simulation mit 1% Bauteiltoleranzen



```
.ac oct 50 1kHz 30kHz
.step param run 1 100 1
```





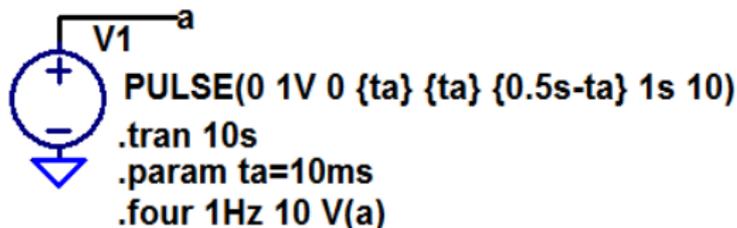
Spektralanalyse



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.



- 1 Bestimmen Sie die Amplituden der Spektralwerte für 1, 2, ..., 10 Hz für zwei verschiedene Werte für t_a : 10 ms und 200 ms.
- 2 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

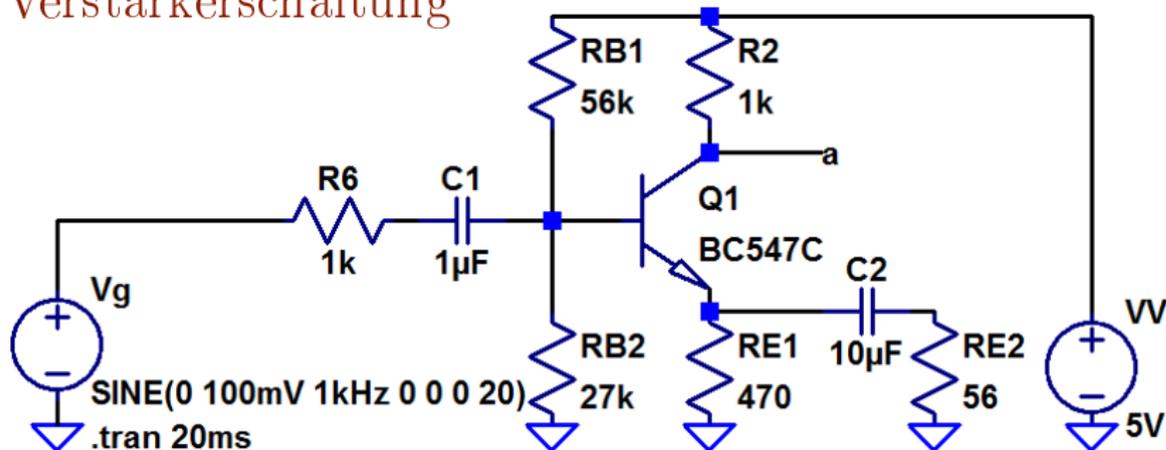
2

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



Klirrfaktor

Aufgabe 3.13: Zu untersuchende Verstärkerschaltung



- 1 Untersuchen Sie mit einem 1kHz-Sinuseingabesignal als Eingabe, bis zu welcher Amplitude des Eingangssignals 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%



Rauschen



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:

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

- 2 Rauschstromdichte:

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

- 3 Rauschleistungsdichte:

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



Im Frequenzbereich von 20 Hz bis 20 kHz:

- 4 Effektive Rauschspannung:

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

- 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:

$$i_{r.\text{sid}}(f) = \sqrt{2 \cdot q \cdot I} = \sqrt{2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ As} \cdot 1 \text{ mA}} = 17,9 \frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}}$$

$$r_{\text{reff.sid}} = i_{r.\text{sid}}(f) \cdot \sqrt{100 \text{ kHz} - 1 \text{ Hz}} = 5,66 \text{ nA}$$

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

$$i_{r.\text{fid}}(f) = \sqrt{\frac{k_F \cdot I^{A_F}}{f}} = \sqrt{\frac{10^{-14} \cdot 0,001^{1,3} \cdot \text{A}^2}{f}} = \frac{1,12 \text{ nA}}{\sqrt{\text{Hz}}}$$

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



- 3 Rauschstrom bei Verdopplung der Obergrenze:

$$\begin{aligned}i_{\text{reff.}2f_0} &= 180 \frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \cdot \sqrt{200 \text{ kHz} - 1 \text{ Hz}} \\ &\quad + \sqrt{10^{-9} \cdot 0,1^{1,3} \cdot \text{A}^2 \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot 10^5}{1}\right)} \\ &= 8,00 \text{ nA} + 3,92 \mu\text{A}\end{aligned}$$

- 4 Rauschstrom bei Halbierung der Untergrenze:

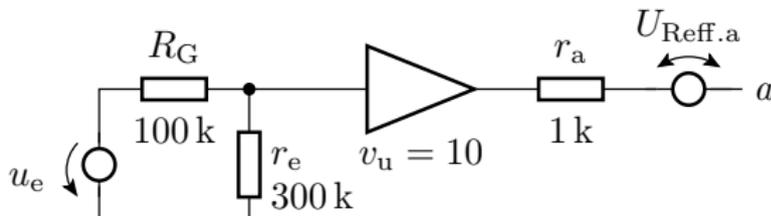
$$\begin{aligned}i_{\text{reff.}f_u/2} &= 180 \frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \cdot \sqrt{100 \text{ kHz} - 0,5 \text{ Hz}} \\ &\quad + \sqrt{10^{-9} \cdot 0,1^{1,3} \cdot \text{A}^2 \cdot \ln\left(\frac{10^5}{0,5}\right)} \\ &= 5,66 \text{ nA} + 3,92 \mu\text{A}\end{aligned}$$



Rauschquellentransformation

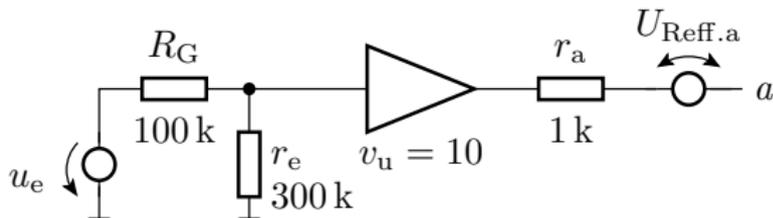
Aufgabe 3.16: Rauschquellentransformation

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



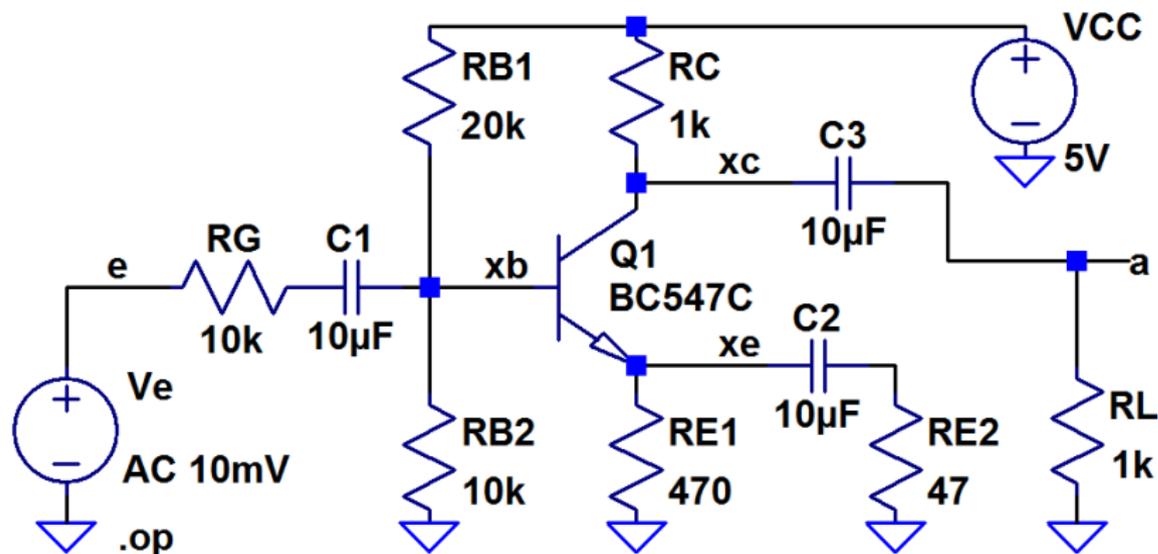
- 1 Wärmerauschen des Generatorwiderstands R_g bei 300 K im Frequenzbereich 100 Hz bis 1 MHz?

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

- 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

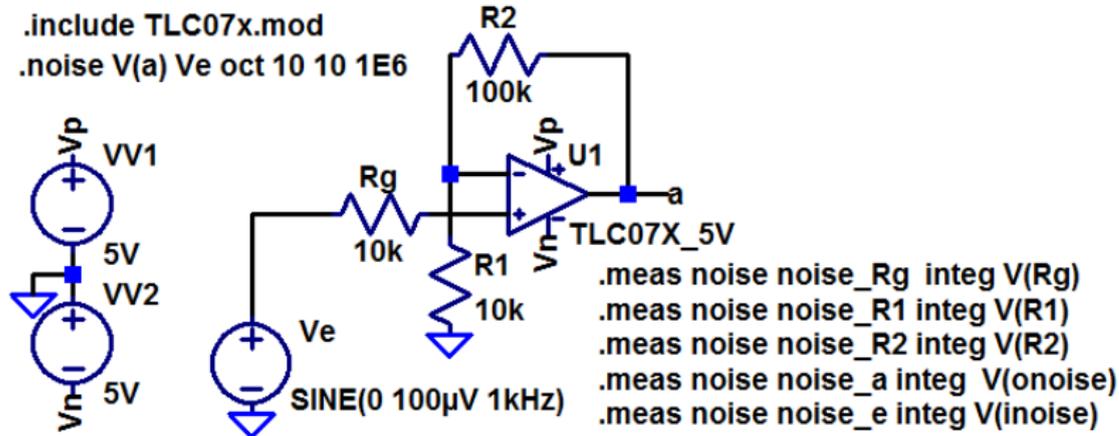


- Wie groß ist die effektive Rauschspannung am Ausgang im Frequenzbereich von 20 Hz bis 20 kHz?



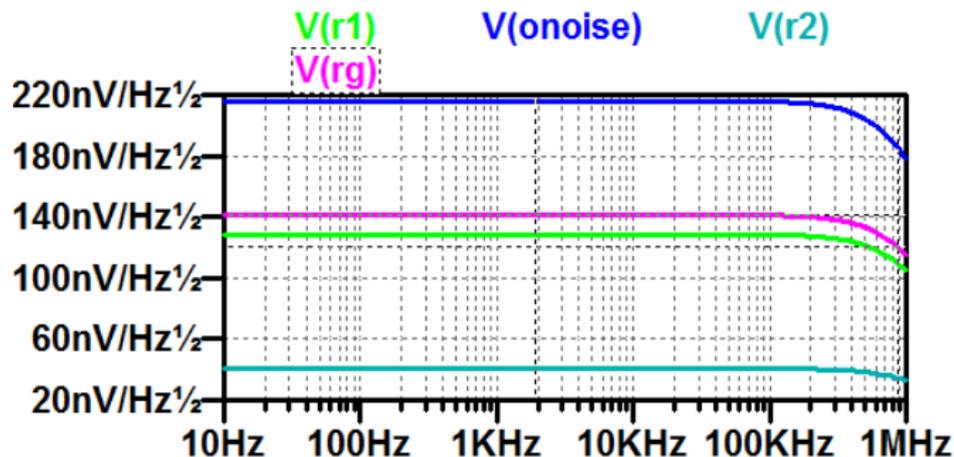
- 2 Welche Ausgangsrauschspannungsanteile verursachen die Widerstände R_g , R_{B1} , R_{B2} und der Transistor?
- 3 Was für eine Rauschzahl hat der Verstärker?
- 4 Wie groß muss der Effektivwert der Eingangsspannung mindestens sein, damit der Signalrauschabstand ≥ 10 beträgt?

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:

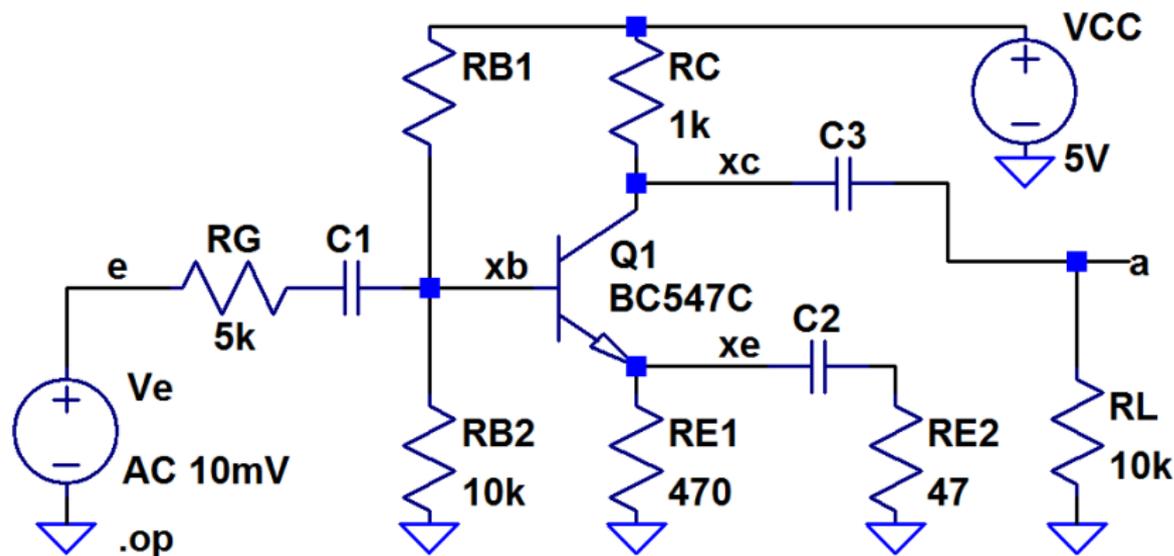
- 3 Äquivalente Eingangsrauschen: $19,8 \mu\text{V}$
- 4 Signal-Rausch-Abstand:

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



Komplexaufgabe Verstärker

Verstärkerschaltung

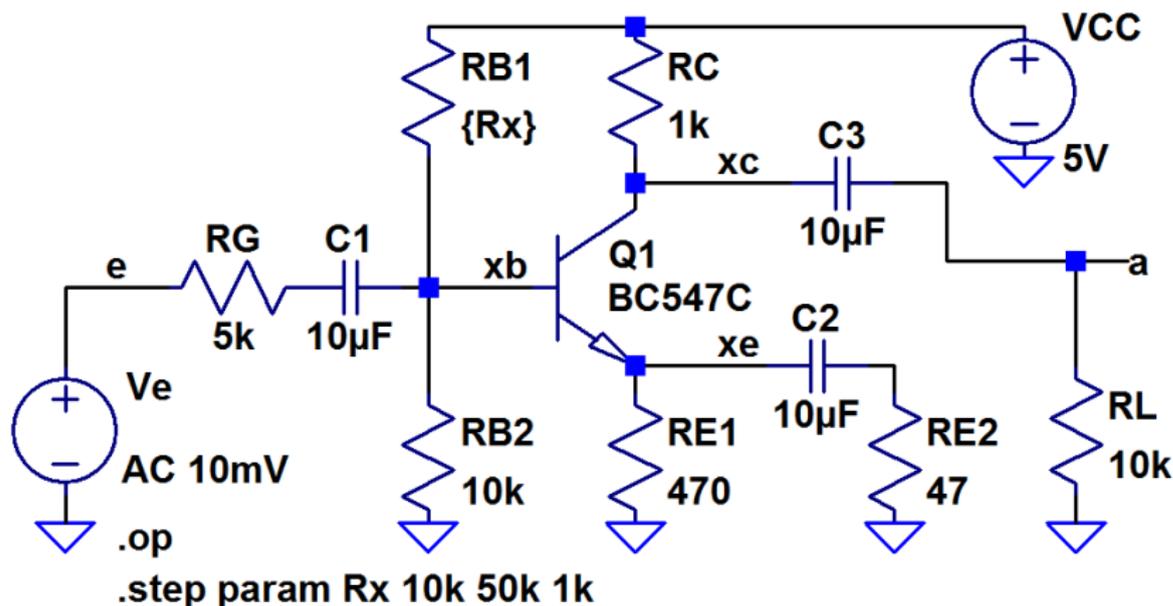


Zu untersuchen: Arbeitspunkt, Kleinsignalersatzschaltung, Aussteuerungsbereich, Klirrfaktor, Rauschen

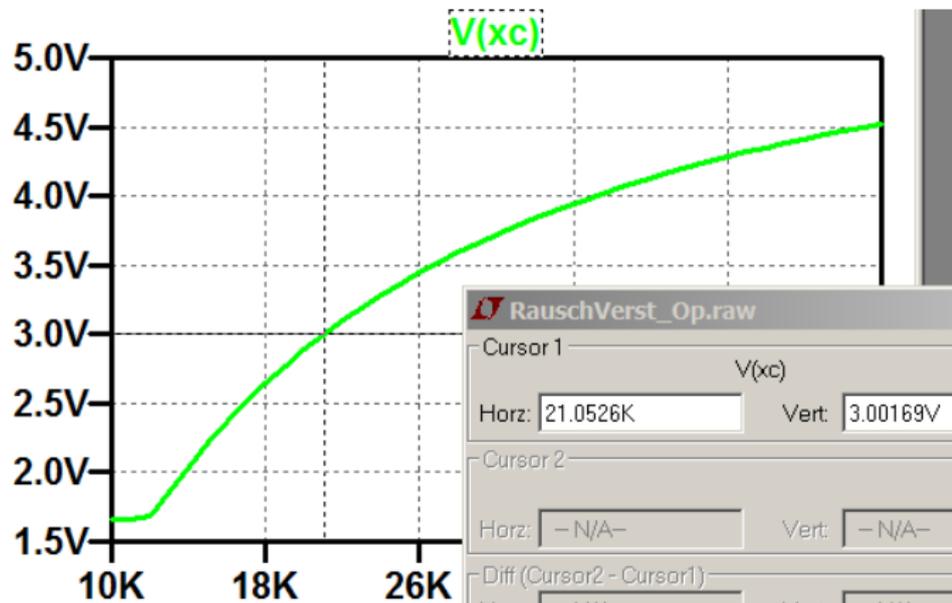


Aufgabe 3.19: Arbeitspunkteinstellung über R_{B1}

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



Zur Kontrolle





Aufgabe 3.20: Verstärkerkleinsignalparameter

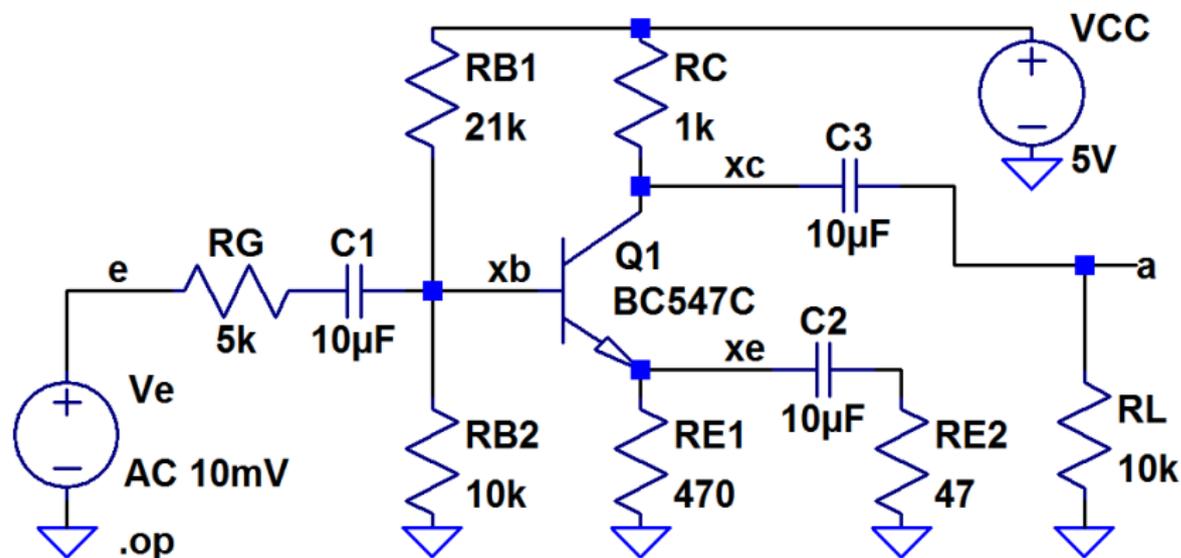
- 1 Bestimmen Sie Eingangswiderstand, Verstärkung und Ausgangswiderstand der Verstärkerschaltung (ohne Generator- und Lastwiderstand).
- 2 Berechnen Sie die Gesamtverstärkung (den Faktor, um den der AC-Anteil an R_L größer ist als der von V_e)?

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.



5. Komplexaufgabe Verstärker

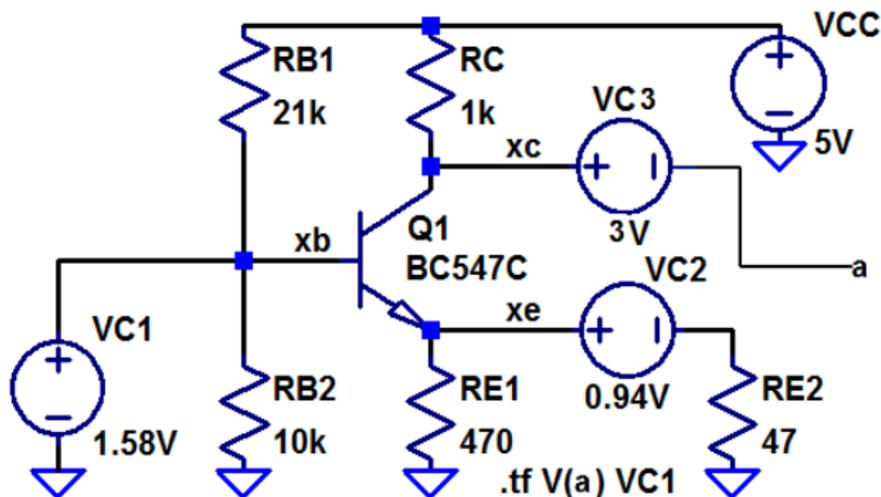
Bestimmung der Spannungsabfälle über C_1 bis C_3



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

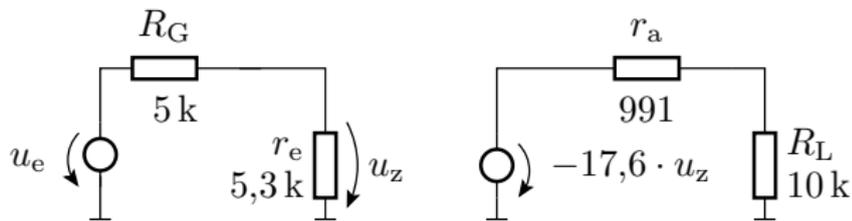
Ersatzschaltung für die tf-Simulation

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



Transfer_function:	-17.593	transfer
vcl#Input_impedance:	5327.45	impedance
output_impedance at V(xc):	991.296	impedance

Gesamtverstärkung unter Einbeziehung der Spannungsteiler am Ein- und Ausgang

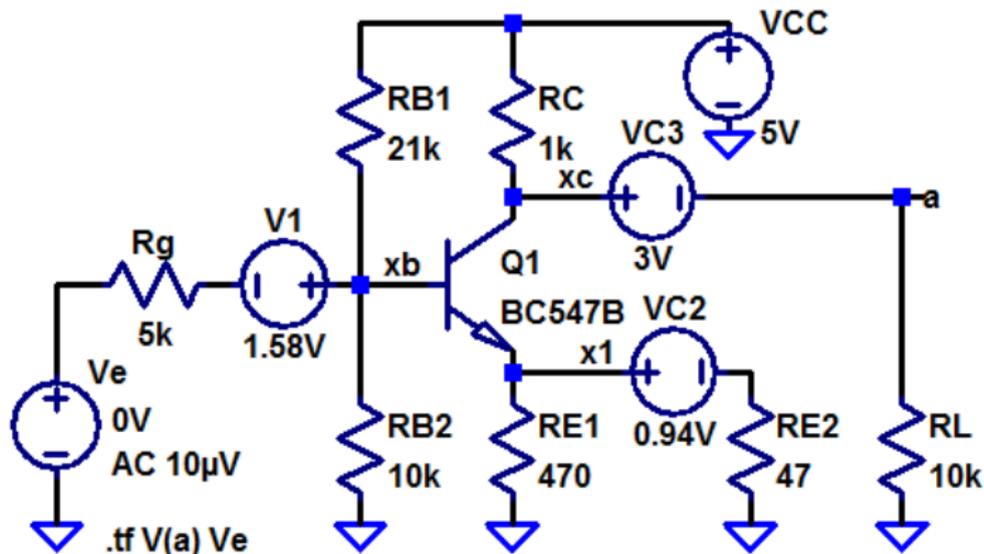


$$\begin{aligned} \frac{u_{RL}}{u_e} &= \frac{r_e}{R_G + r_e} \cdot (-17,6) \cdot \frac{R_L}{r_a + R_L} \\ &= 0,534 \cdot (-17,6) \cdot 0,910 = -8,55 \end{aligned}$$



5. Komplexaufgabe Verstärker

Kontrolle durch Tf-Simulation mit R_g und R_L :



Transfer_function:	-7.47222	transfer
ve#Input_impedance:	9816.07	impedance
output impedance at V(a):	901.011	impedance



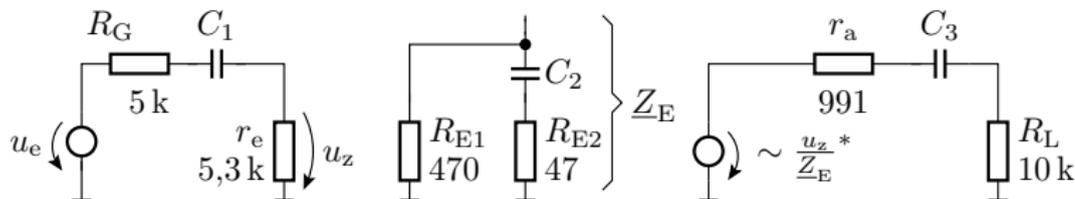
Aufgabe 3.21: RC-Tiefpässe

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



* für sehr große Stromverstärkung β

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

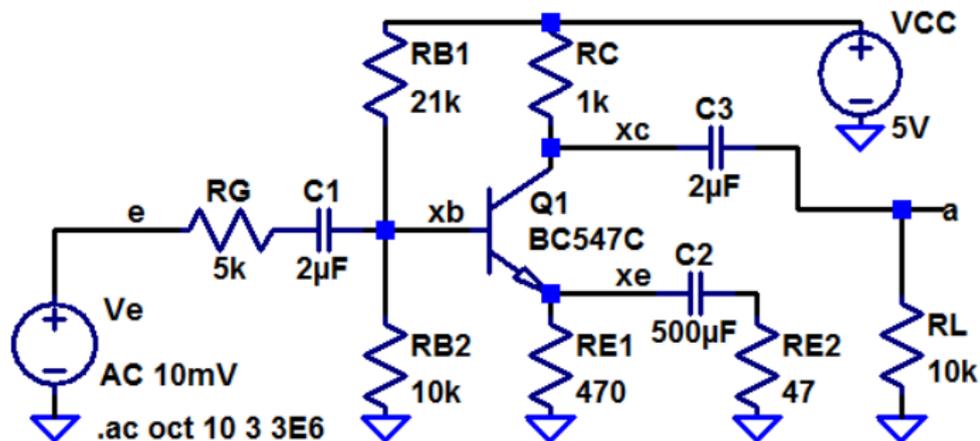
Woher kommt die Abschätzung $R_2 \approx R_{E2}$?

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

(*) entscheidender Term für die untere Grenzfrequenz.

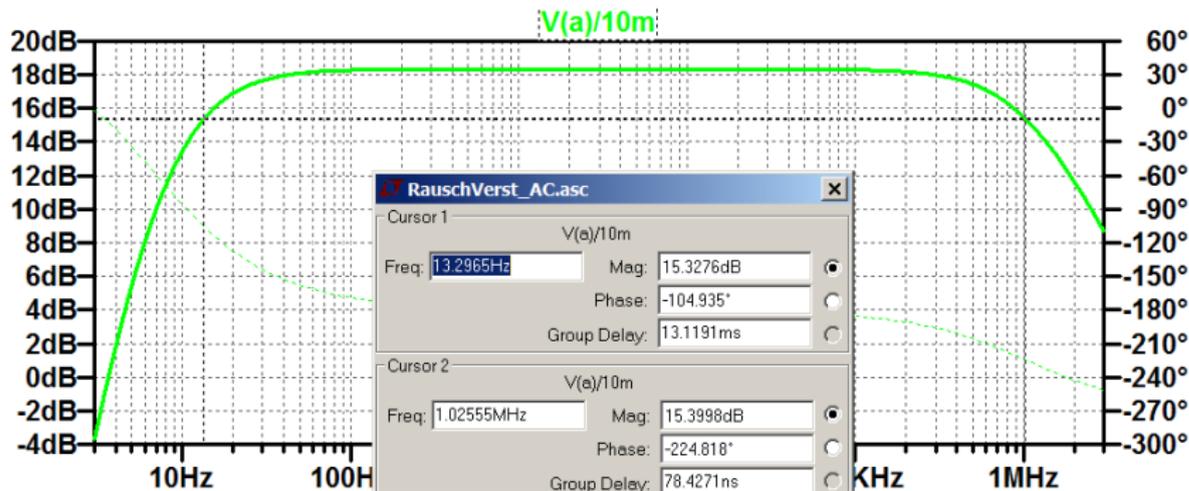
Aufgabe 3.22: Untersuchung des Frequenzgangs

- 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

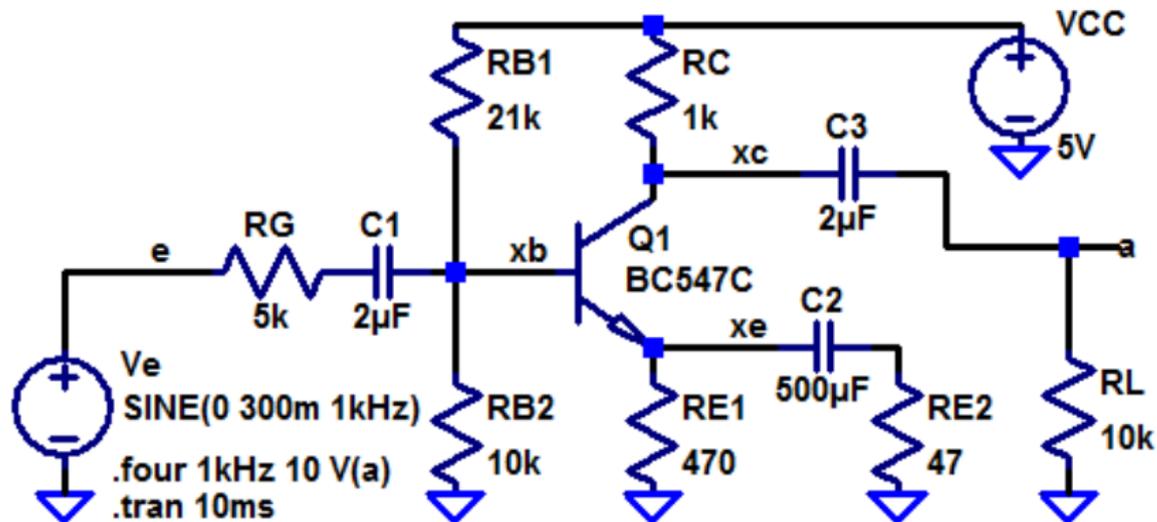


Untere Grenzfrequenz: ≈ 13 Hz,

Obere Grenzfrequenz: ≈ 1 MHz

Aufgabe 3.23: Klirrfaktor

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



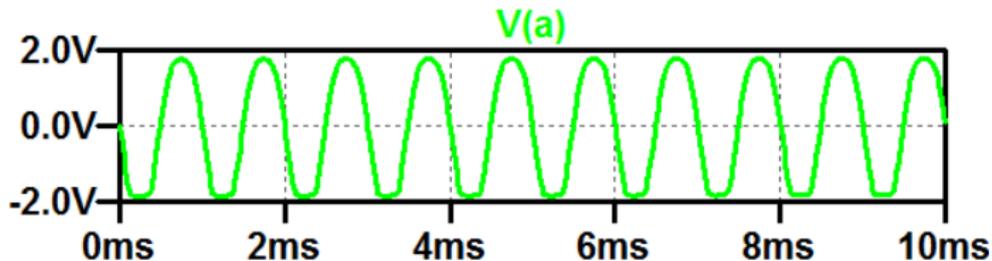


Zur Kontrolle

1 Klirrfaktoren:

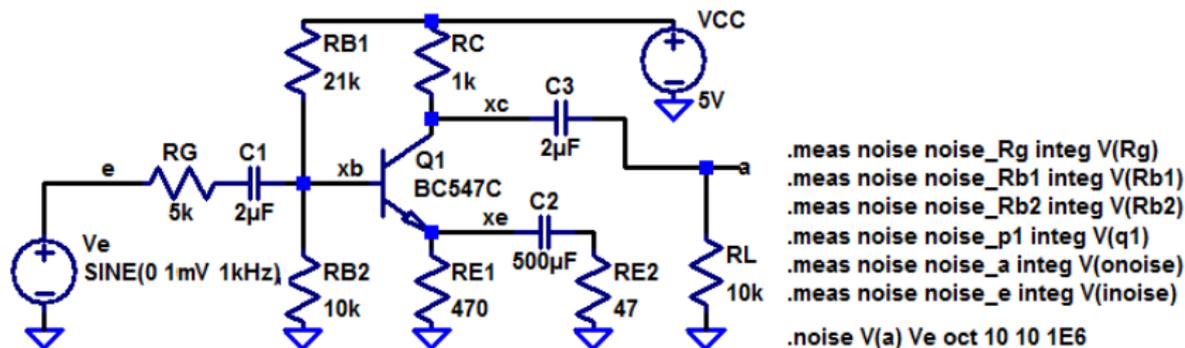
Eingabeamplitude	100 mV	200 mV	300 mV
Klirrfaktor	2,38%	5,83%	11,3%

2 Die untere Halbwelle wird mehr verzerrt:



Aufgabe 3.24: Rauschen

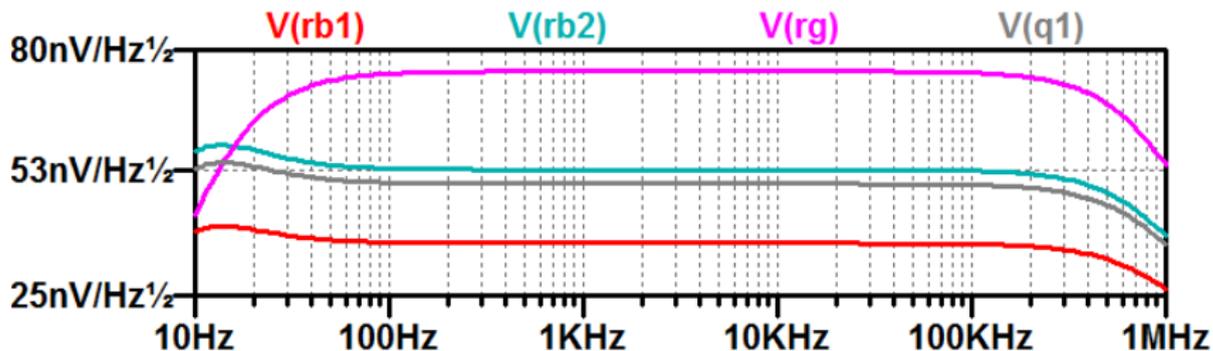
- Bestimmen Sie das äquivalente Ausgangsrauschen insgesamt und einzeln für den Generatorwiderstand, die Widerstände des Basisspannungsteilers und den Transistor sowie das äquivalente Eingangsrauschen.
- Bestimmen Sie den Signal-Rausch-Abstand für ein Sinussignal mit einem Effektivwert von 1 mV am Eingang.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

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