



Elektronik II (F3)

Kapitel 3: Simulation mit zeitveränderlichen Größen

G. Kemnitz

Institut für Informatik, TU Clausthal (E2-F3)
7. Juni 2016



Inhalt F3: Simulation mit zeitveränderlichen Größen

Simulationsarten

Zeitdiskrete Sim.

- 2.1 Geschaltete RC-Glieder
- 2.2 Gatterschaltzeiten
- 2.3 Kippstufen
- 2.4 Sinussignale
- 2.5 Testsignale

Frequenzbereich

- 3.1 Frequenzgang
- 3.2 Laplace-Transformierte
- 3.3 Verstärker

3.4 Filter

Spektralanalyse

- 4.1 Fourierttransformation
- 4.2 Klirrfaktor

Rauschen

- 5.1 Physikalische Ursachen
- 5.2 Rauschquellen
- 5.3 Rauschquellentransformation
- 5.4 Rauschanalyse
- 5.5 Verstärker
- 5.6 SNR und Rauschzahl



Simulationsarten



Simulation mit zeitveränderlichen Größen

Bei der Berücksichtigung zeitveränderlicher Spannungen und Ströme sind zusätzlich kapazitive Umladeströme und induzierte Spannungen zu berücksichtigen:

A circuit diagram showing a capacitor represented by two parallel vertical lines. An arrow labeled u_C points to the right above the capacitor. Below the capacitor is the letter C . To the right of the capacitor, an arrow labeled $i_C = C \cdot \frac{du_C}{dt}$ points to the right.

A circuit diagram showing an inductor represented by a series of connected loops. An arrow labeled $u_L = L \cdot \frac{di_L}{dt}$ points to the right above the inductor. Below the inductor, an arrow labeled i_L points to the right.

Aus den Maschen- und Knotengleichungen werden große Differenzialgleichungen. Es gibt zwei Simulationsarten für diese DGL-Systeme:

- zeitdiskret (Analyseart »trans«, TRANSition) und
- Frequenzbereich (Analyseart »ac«, Alternate Current).

Die zeitdiskrete Simulation ist auch für nichtlineare, die Simulation im Frequenzbereich nur für lineare Schaltungen geeignet.



1. Simulationsarten

Die Brücke zwischen beiden Simulationsarten bildet die Fourier-Transformation (Analyseart »four«). Sie berechnet die Spektren gemessener oder berechneter Signalverläufe. Die Ergebnisse müssen in Amplitude und Phase mit denen der »ac«-Simulation übereinstimmen.

Veränderungen des Spektrums durch nichtlineare Verzerrungen werden durch den Klirrfaktor beschrieben. Der Klirrfaktor lässt sich auch in der Analyseart »four« berechnen.

Elektronische Bauteile (Widerstände, pn-Übergänge) rauschen. Das Rauschen ist ein Störsignal, das dem Nutzsignal überlagert ist. Die Auswertbarkeit eines Signals verlangt einen hinreichend großen Signals-Rausch-Abstand (SNR). Rauschgrößen werden in der Analyseart »noise« berechnet.



Zeitdiskrete Sim.



Zeitdiskrete Simulation

Das Grundprinzip ist, wie in Elektronik I behandelt, die Nachbildung von C und L durch zeitveränderliche Quellen:

	Original	Ersatz
Kapazität		
Induktivität		

und die Berechnung der Ströme und Spannungen in diskreten Zeitschritten:

Wiederhole für jeden Zeitschritt:
stationäre Schaltungsanalyse

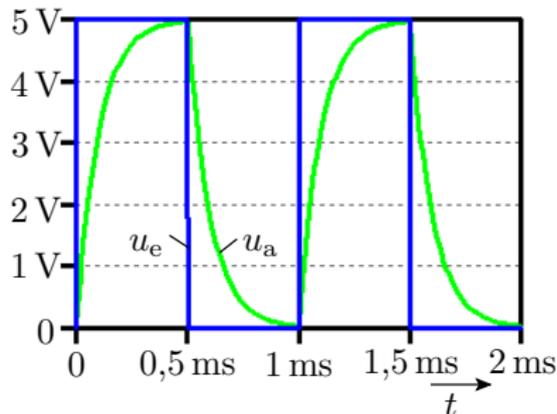
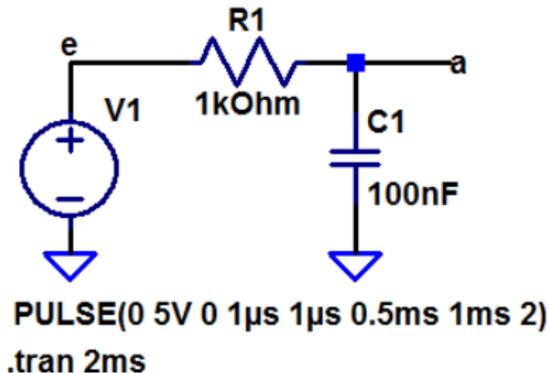


Geschaltete RC-Glieder

Geschaltetes RC-Glieder

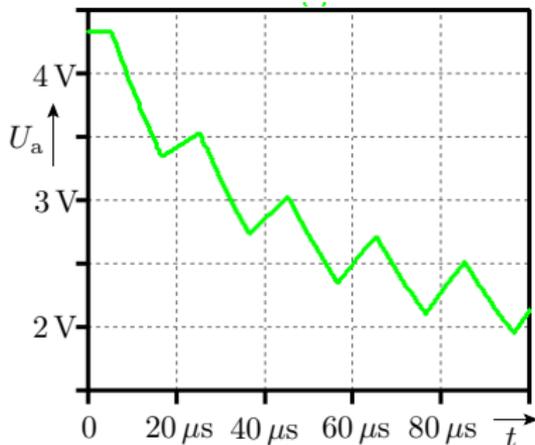
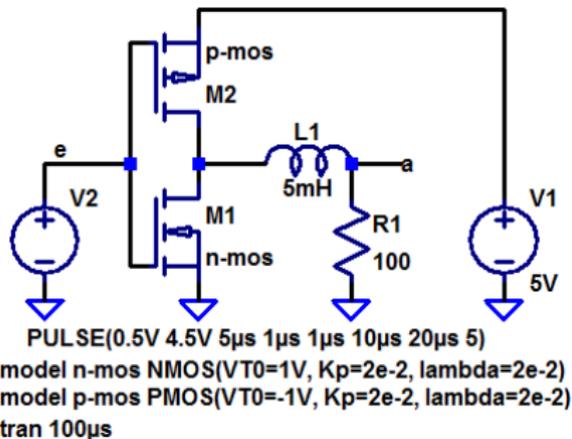
Geschaltete RC- und RL-Glieder dienen in Elektronik I zur Abschätzung des Zeitverhaltens geschalteter Systeme (Digitalschaltungen, Pulsweitenmodulation, ...).

Bei einem geschalteten RC-Glied streben Strom und Spannung mit der Zeitkonstanten $\tau = RC$ und beim geschalteten RL-Glied mit der Zeitkonstanten $\tau = \frac{L}{R}$ gegen ihren stationären Wert.



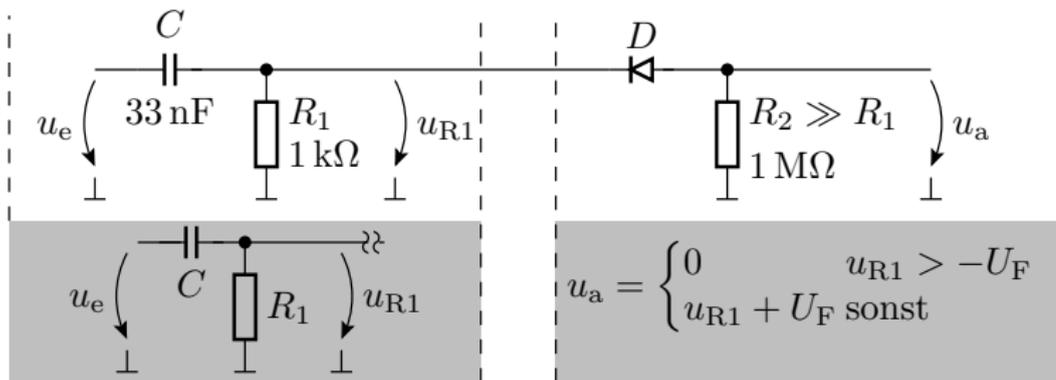
Zurückführung auf geschaltete RC- oder RL-Glieder

Schaltungen mit einer geschalteten Quelle und nur einer wesentlichen Kapazität oder Induktivität lassen sich auf das Modell eines geschalteten RC- bzw. RL-Glieds zurückführen.



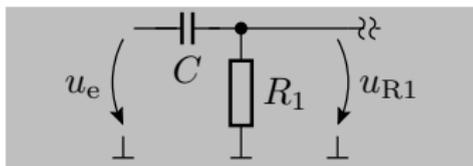
Wie sieht das funktionsgleiche geschaltete RL-Glied aus?

Bereichsweise Annäherung durch eine RC-Glied

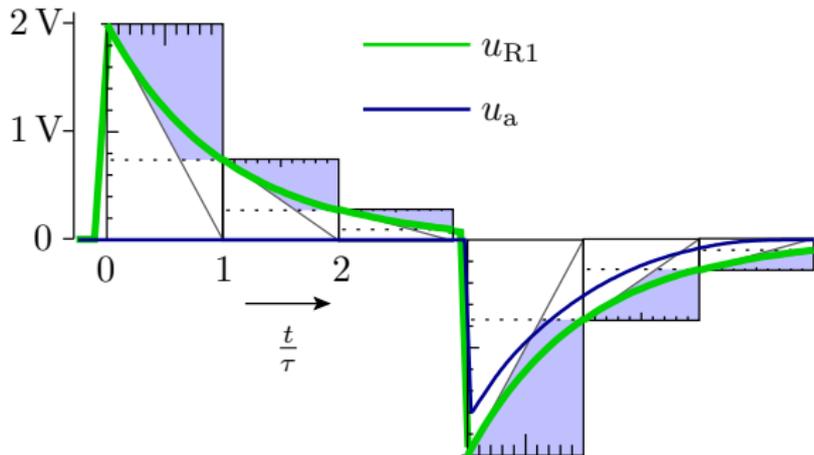


Konstruktion der Ersatzschaltung für Überschläge:

- Wegen $R_2 \gg R_1$ kann die Diode näherungsweise als Unterbrechung betrachtet werden. übrig bleibt ein RC-Glied mit $\tau = R_1 \cdot C = 33 \mu\text{s}$.
- Für negative $u_{R1} < -U_F$ ist die Ausgangsspannung $u_{R1} - U_F$ und sonst null.

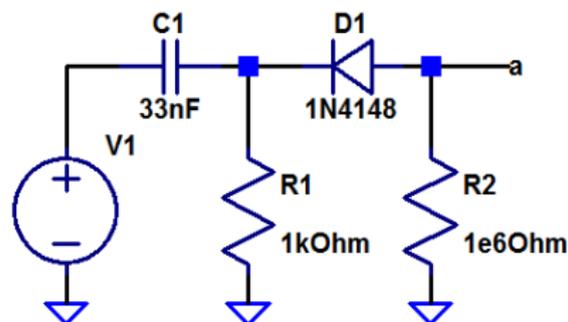


$$u_a = \begin{cases} 0 & u_{R1} > -U_F \\ u_{R1} + U_F & \text{sonst} \end{cases}$$

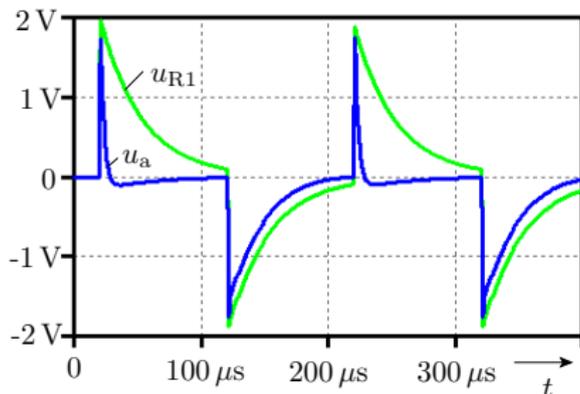


u_{R1} hat nach dem Sprung als Anfangswert die Sprunghöhe (beim Ausschalten von u_e negativ) und strebt gegen null. Die Ausgangsspannung müsste bei positiven Eingangssprüngen null bleiben und bei negativen müsste ein Nadelimpuls erscheinen.

Simulation



```
PULSE(0 2V 20µs 1µs 1µs 100µs 200µs 3)
.tran 400µs
```



Abweichend vom geschätzten Ausgabesignalimpuls gibt es auch bei der steigenden Flanke am Ausgang einen Nadelimpuls mit der Zeitkonstanten $\tau_2 \approx 4 \mu\text{s}$. Das Simulationsmodell der Diode hat offenbar im Sperrbereich eine Kapazität von:

$$C_D \approx \frac{\tau_2}{R_2} = 4 \text{ pF}$$

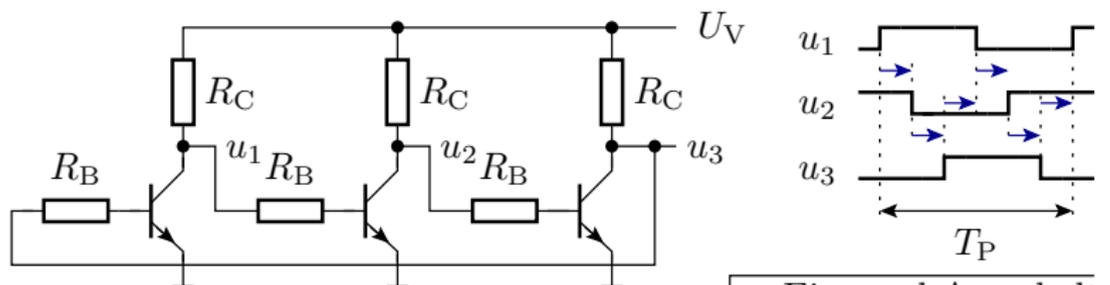
Überschläge vernachlässigen immer viele Details.



Gatterschaltzeiten

DT-Gatter

Die drei einfachen Transistorinverter sind zu einem Ringinverter verschaltet. Die Periode des Ausgangssignals ist die Summe der drei Ein- und Ausschaltzeiten¹.

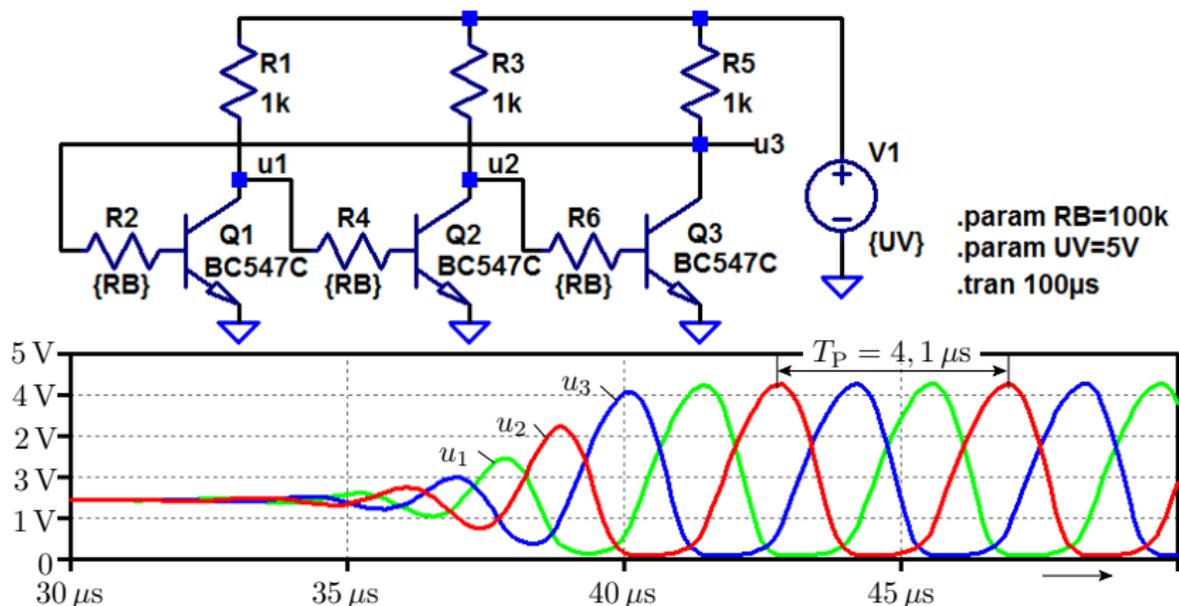


→ Ein- und Ausschaltzeiten der Inverter

Nimmt T_P ab oder zu:

- wenn R_B vergrößert wird?
- wenn U_V erhöht wird?

¹Der Ringinverter diente in Elektronik I, F8, Abschn 3.2 zur Illustration der Zusatzverzögerung durch Übersteuerung.



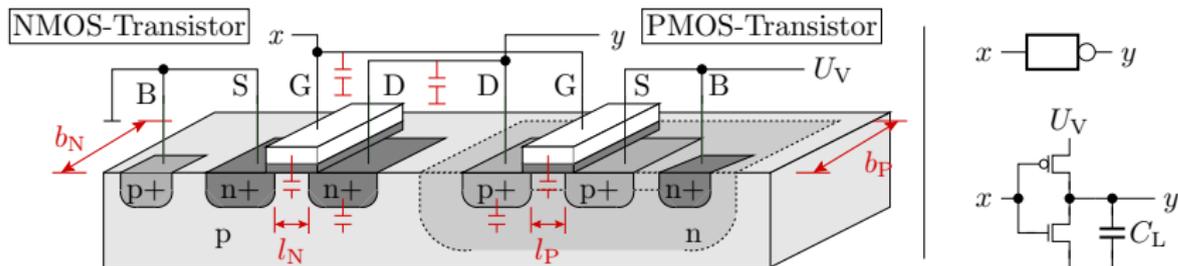
Die Simulation zeigt das Gegenteil des erwarteten Verhaltens²:

- Verringerung $R \rightarrow 33 \text{ k}\Omega$: Verringerung von $T_P \rightarrow 2 \mu s$
- Verringerung $U_V \rightarrow 2,5 \text{ V}$: Vergrößerung von $T_P \rightarrow 4,5 \mu s$
- Schottky-Diode zwischen Basis und Kollektor: $T_P \rightarrow 11,5 \mu s$

²Die Basisaufladung bei Übersteuerung scheint im Modell zu fehlen.

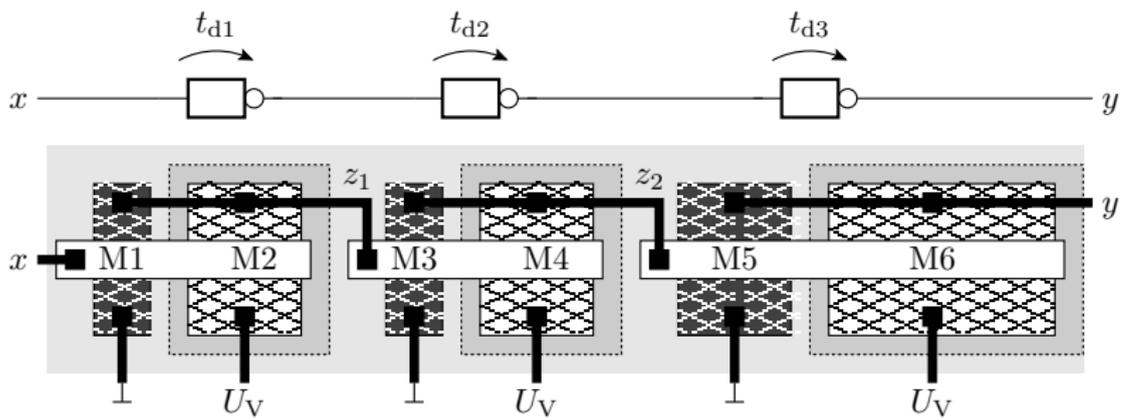
Verzögerung eines CMOS-Inverters

Bei einem CMOS-Inverter wird die Lastkapazität C_L beim Ausschalten über den NMOS-Transistor entladen und beim Einschalten über den PMOS-Transistor aufgeladen. Die Lastkapazität setzt sich zusammen aus den Kapazitäten der pn-Übergänge am Inverterausgang (Source-Bulk, Drain-Bulk) und den Gate-Kapazitäten an den Eingängen der Folgegatter.

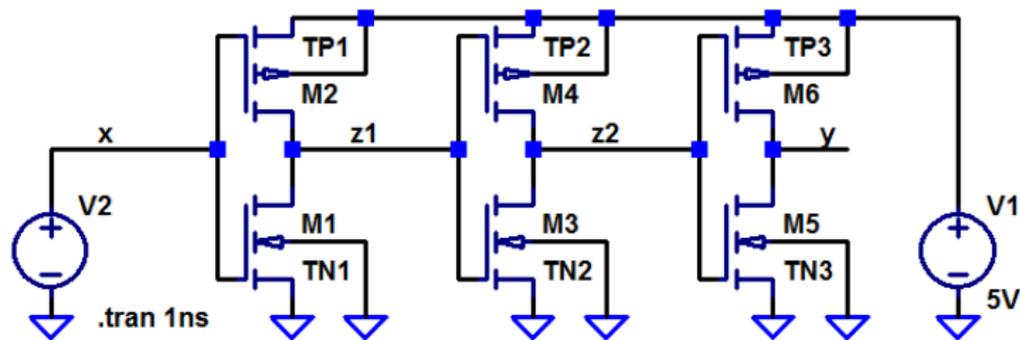


Die Umladezeiten verhalten sich proportional zur Lastkapazität und umgekehrt proportional zu den Umladeströmen.

Die Umladeströme verhalten sich proportional zum Verhältnis aus Kanalbreite und Kanallänge: $w_{N/P} = b_{N/P}/l_{N/P}$. Die Ein- und Ausschaltzeit wird folglich erheblich von der Geometrie abhängen. In der nachfolgenden Inverterkette haben die NMOS-Transistoren M_1 und M_3 die relative Breite eins und M_5 zwei. Die PMOS-Transistoren sind wegen der nur halb so großen Ladungsträgerbeweglichkeit doppelt so breit gewählt.



Wie wirkt sich das auf die Schaltverzögerungen aus?



PULSE(0 5V 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

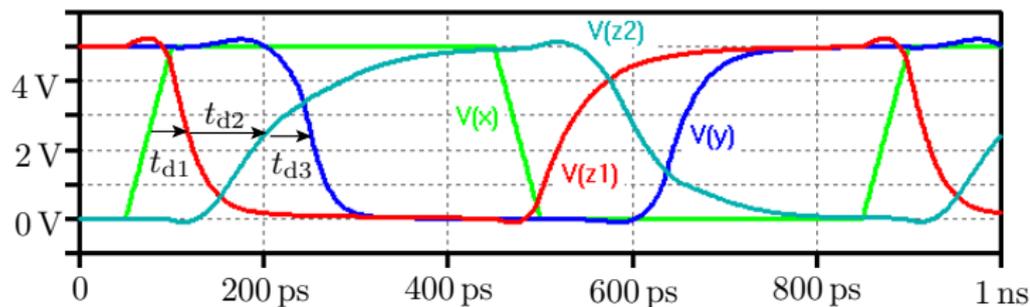
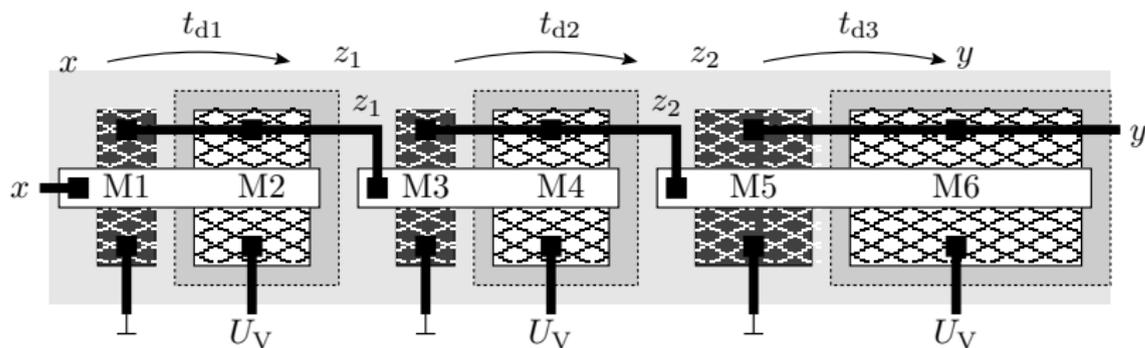
.model TN2 ako:myNMOS l=1μ w=1μ ad=1.5p as=1.5p pd=5μ ps=5μ

.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

Parameter: l – Kanallänge; w – Kanalbreite; ad bzw. as – Fläche des Drain- bzw. Source-Gebiets; pd bzw. ps – Umfang des Drain- bzw. Source-Gebiets; Angaben in Metern bzw. Quadratmetern).



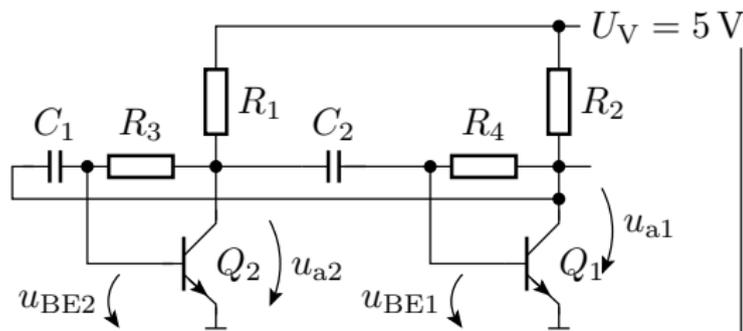
Die Verzögerung t_{d1} des ersten Inverters ist deutlich kürzer als t_{d2} des zweiten Inverters mit der doppelten Last und t_{d3} ist wieder kürzer, da ohne Last.



Kippstufen

Astabiler Multivibrator

Alter Schaltungsklassiker:



$$R_1 = R_2 = 2 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 101 \text{ k}\Omega^*$$

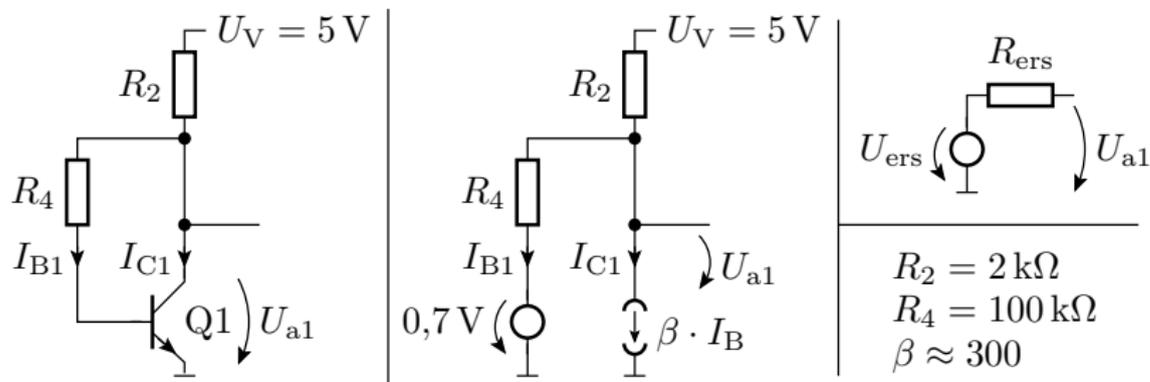
$$R_4 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$$

* Unsymmetrie zur Verkürzung der Anschlagzeit

Ohne C_1 und C_2 arbeiten beide Transistoren im Normalbereich. Ausgangsspannung $\approx 1,31 \text{ V}$ (siehe nächste Folie). Eine fallende Flanke am Kondensatoreingang schaltet den nachfolgenden Transistor bis zum Umladen des Kondensators aus und eine steigende schaltet ihn voll ein.

Ersatzschaltung ohne Kapazitäten

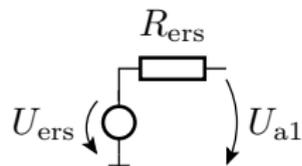
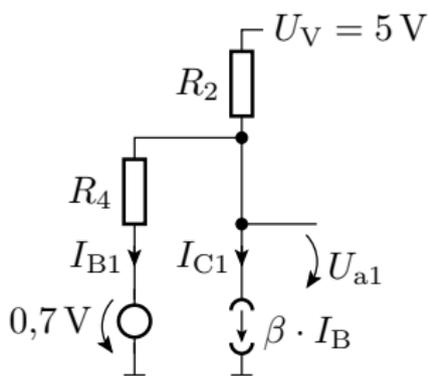
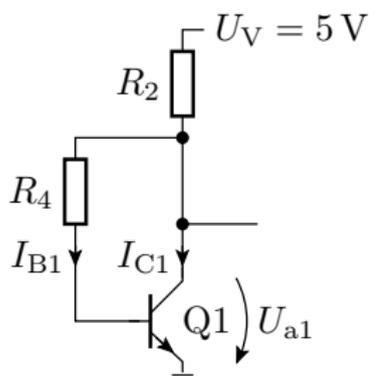


$$\begin{aligned}
 R_2 &= 2 \text{ k}\Omega \\
 R_4 &= 100 \text{ k}\Omega \\
 \beta &\approx 300
 \end{aligned}$$

$$I_{B1} = \frac{U_{a1} - 0,7 \text{ V}}{R_4}$$

$$U_{a1} = U_V - (1 + \beta) \cdot R_2 \cdot I_{B1} = U_V - (1 + \beta) \cdot R_2 \cdot \frac{U_{a1} - 0,7 \text{ V}}{R_4}$$

$$U_{a1} = \frac{U_V + (1 + \beta) \cdot \frac{R_2}{R_4} \cdot 0,7 \text{ V}}{1 + (1 + \beta) \cdot \frac{R_2}{R_4}} \approx \frac{5 \text{ V} + 301 \cdot \frac{2}{100} \cdot 0,7 \text{ V}}{1 + 301 \cdot \frac{2}{100}} \approx 1,3 \text{ V}$$



$$\begin{aligned}
 R_2 &= 2 \text{ k}\Omega \\
 R_4 &= 100 \text{ k}\Omega \\
 \beta &\approx 300
 \end{aligned}$$

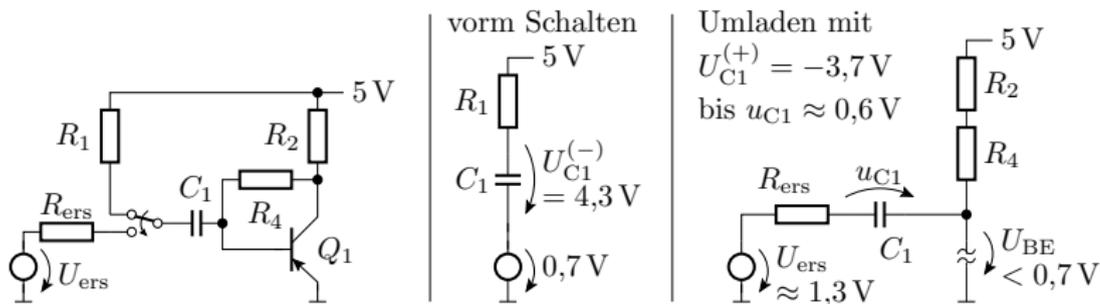
- U_{ers} ist U_{a1} , wenn kein Ausgangsstrom fließt, d.h. der berechnete Wert:

$$U_{\text{ers}} = U_{\text{a1}} \approx 1,3 \text{ V}$$

- Der Ersatzwiderstand der Ersatzschaltung ohne Quellen:

$$R_{\text{ers}} = R_2 \parallel \frac{R_4}{1 + \beta} \approx 286 \Omega$$

Rechte Stufe als geschaltetes RC-Glied

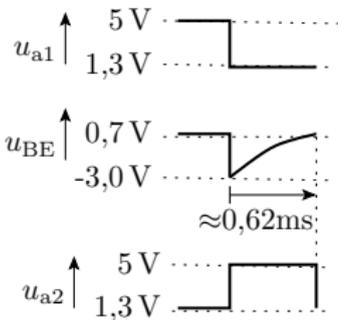
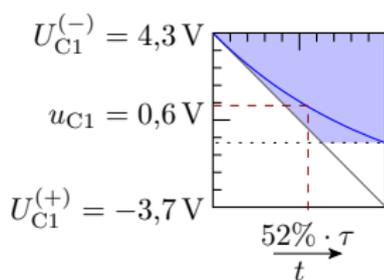


$$\tau = C_1 \cdot (R_{\text{ers}} + R_2 + R_4)$$

$$\tau \approx 1 \text{ ms}$$

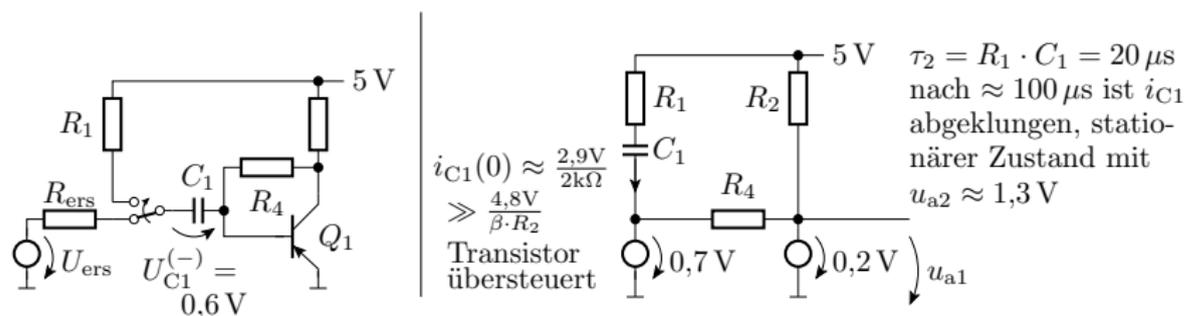
$$t_1 = \tau \cdot \ln\left(1 - \frac{3,7\text{V}}{8\text{V}}\right)$$

$$t_1 \approx 0,62 \text{ ms}$$



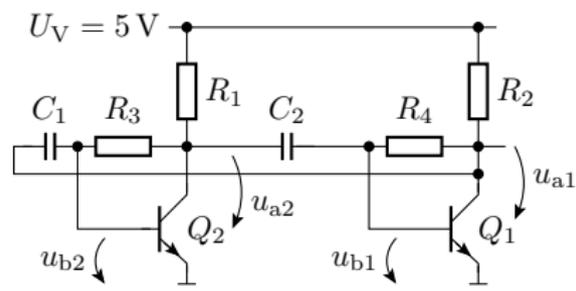
Wenn Transistor Q_2 einschaltet, schaltet Q_1 für eine Zeit t_1 aus.

Umladen von C_1 beim Zurückschalten

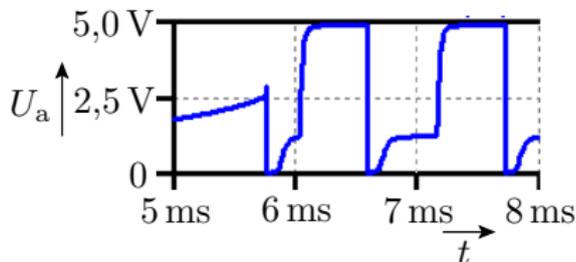
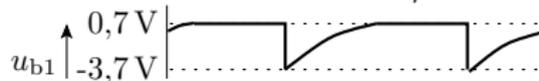
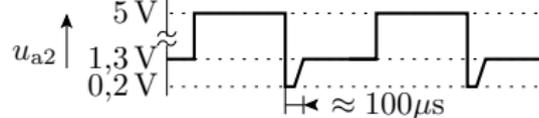
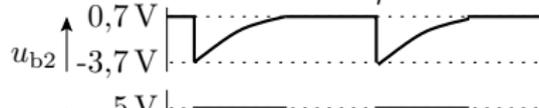
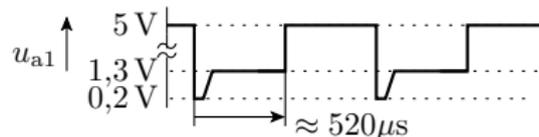
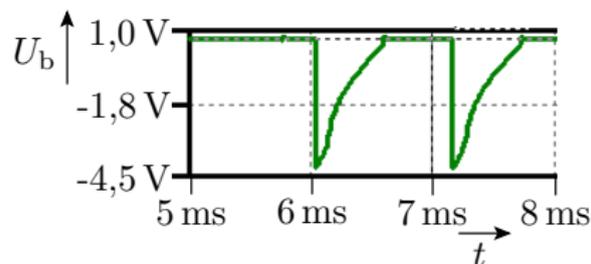


- Beim Zurückschalten liefert C_1 viel mehr Basisstrom als R_4 im stationären Zustand; Transistor übersteuert; $u_a \approx 0,2\text{ V}$
- Umladung von C_2 über R_1 nach etwa $100\ \mu\text{s}$ abgeschlossen. Stationärer Zustand $u_a \approx 1,3\text{ V}$.

Funktion der Gesamtschaltung

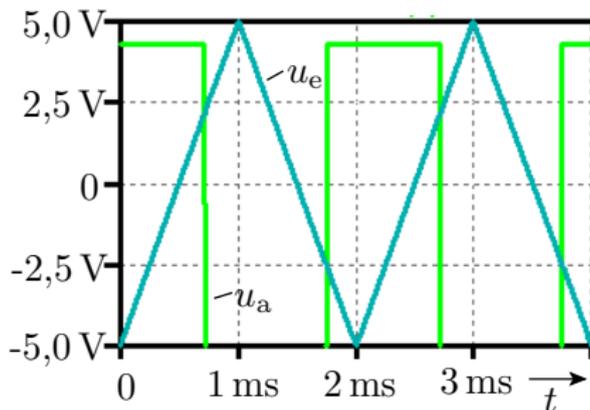
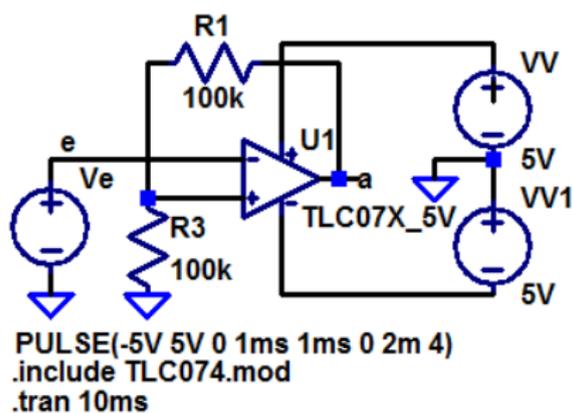


$$\begin{aligned}
 R_1 = R_2 &= 2 \text{ k}\Omega & R_3 &= 101 \text{ k}\Omega \\
 C_1 = C_2 &= 10 \text{ nF} & R_4 &= 100 \text{ k}\Omega
 \end{aligned}$$

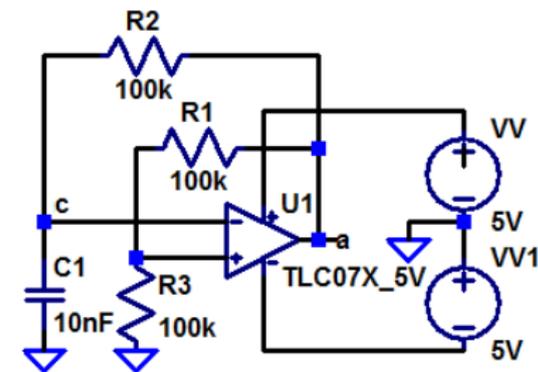


Schwellwertschalter mit Hysterese

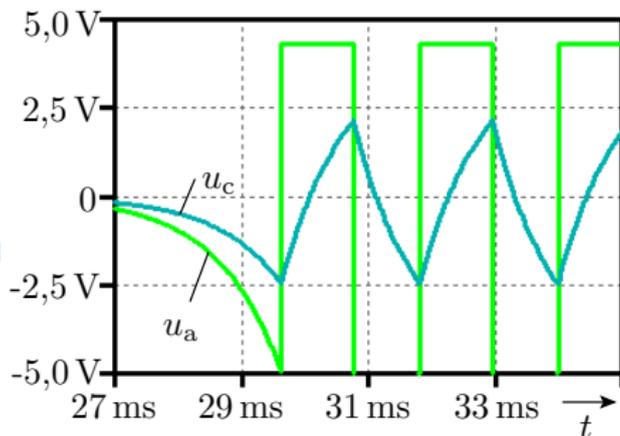
In Elektronik I, F6, Abschn. 1.6 wurde ein RC-Oszillator mit einem Schwellwertschalter mit Hysterese konstruiert.



Erweiterung zum Rechtecksignalgenerator



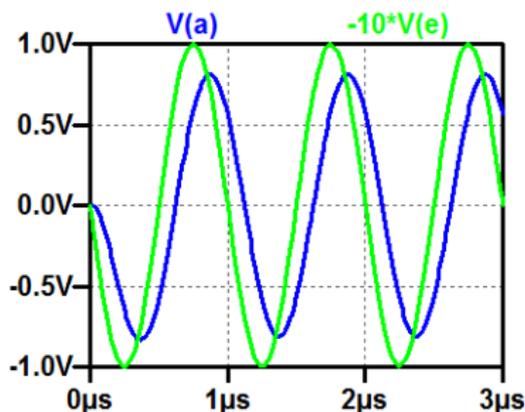
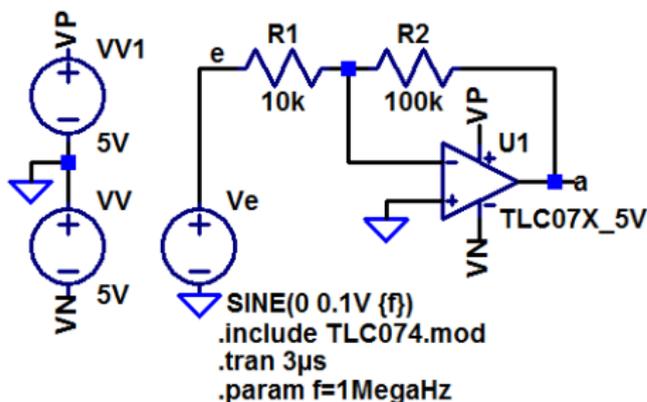
```
.include TLC074.mod
.tran 35ms
```



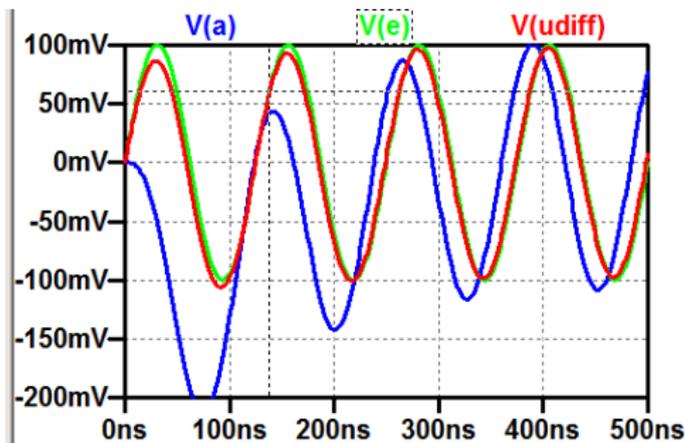
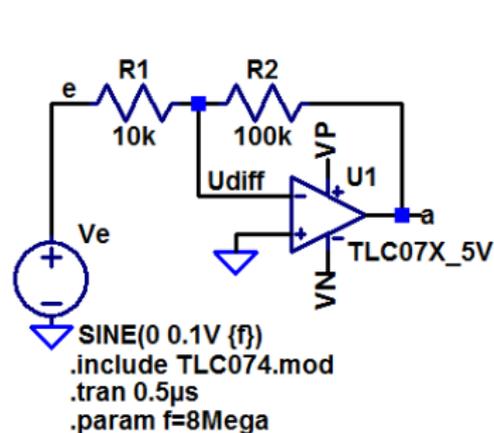


Sinussignale

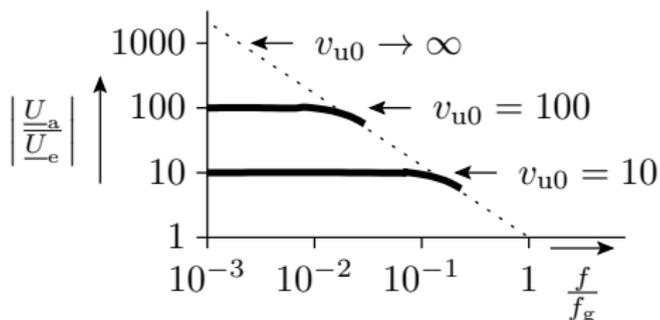
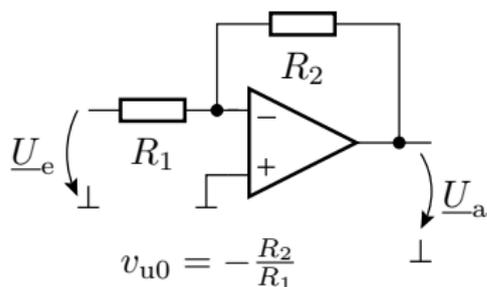
Sinussignale



Invertierender Verstärker mit Verstärkung $-R_2/R_1 = -10$ für niedrige Frequenzen. Im Bild bei 1 MHz ist die Verstärkung nur noch 8,15 und das Ausgangssignal gegenüber dem Eingangssignal um 120 ns verzögert. Bei einer Verringerung der Signalperiode auf die doppelte Verzögerung $T_P \approx 240$ ns müsste aus der Rückkopplung eine Mittkopplung werden?

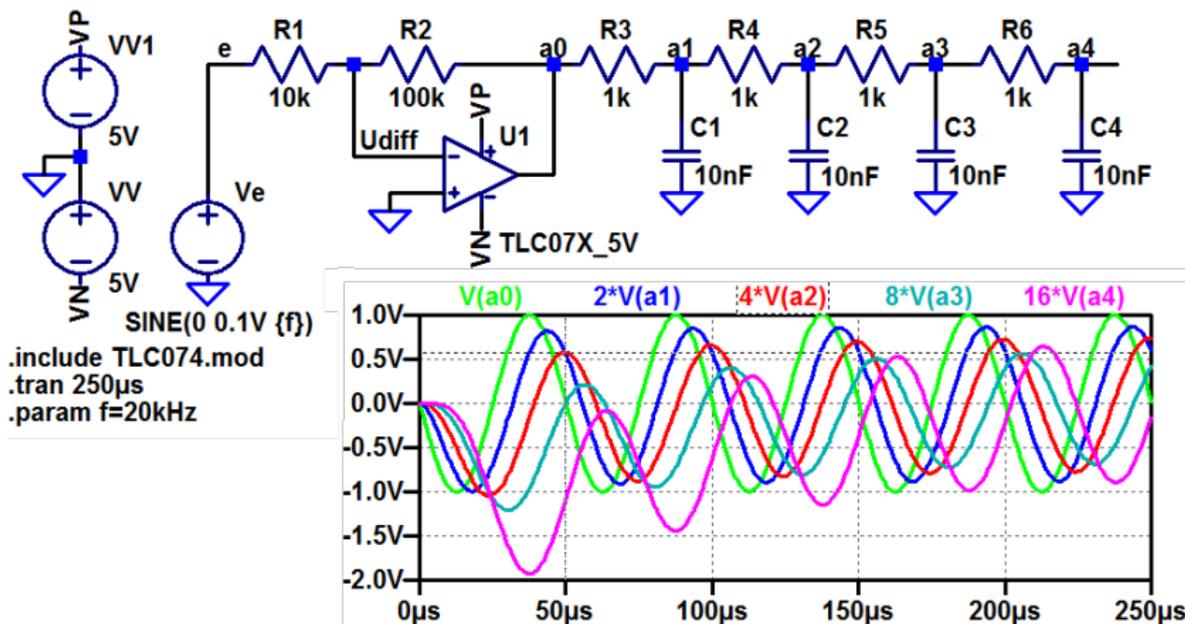


Bei 8 MHz sind Ein- und Ausgabesignal fast gleichphasig. Es kommt zu einer Mittkopplung. Die Verstärkung (Amplitude der Ausgangsspannung zur Amplitude der Differenzspannung) ist jedoch nur noch etwa eins. Wenn man R_2 weglässt, ändert sich die Ausgangsspannung kaum.



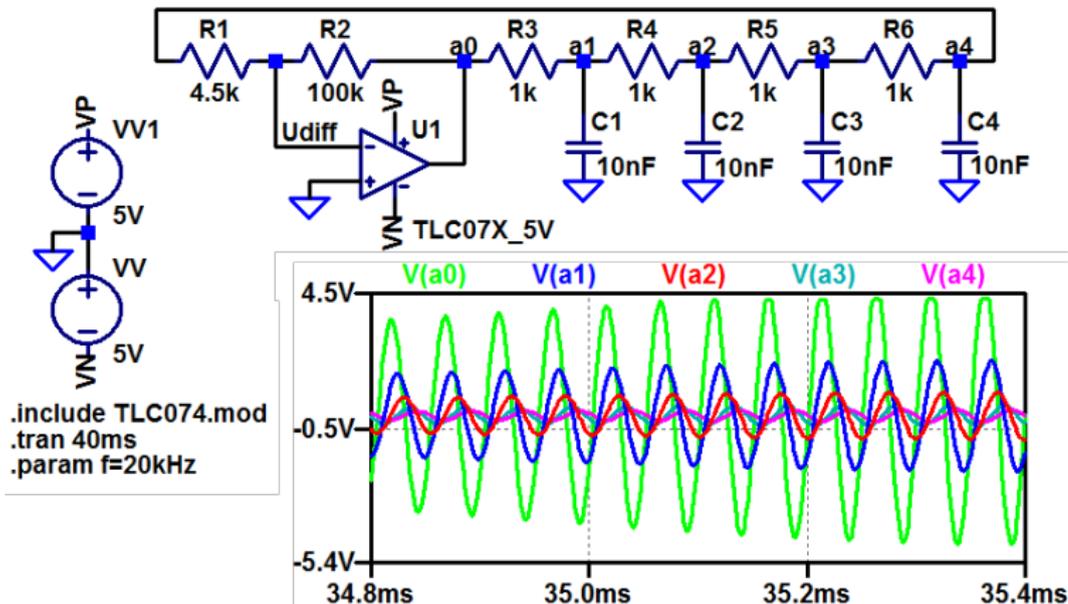
Die 8 MHz sind offenbar etwa die Transitfrequenz f_T des Operationsverstärkers, bei der die Verstärkung eins ist. Eine Verstärkung $v_{u0} > 1$ ist nur für die Spektralanteile mit $f < \frac{f_T}{v_{u0}}$ erreichbar. Rückgekoppelte Verstärker, bei denen die Verstärkung bei einer Phasenverschiebung von 180° größer eins ist, wandeln sich in mitgekoppelte Verstärker um und schwingen.

Verstärker mit RC-Phasenschieber am Ausgang



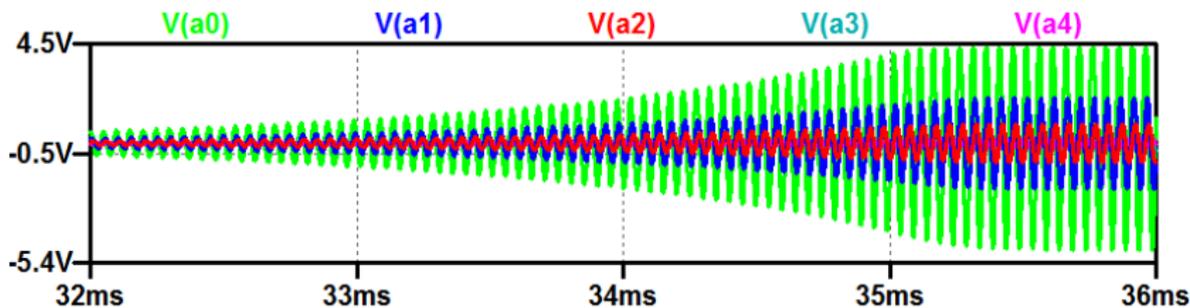
Jedes RC-Glied halbiert etwa das Ausgangssignal und verzögert es um $\approx 45^\circ$.

Bei Rückführung des Ausgangssignals a_4 auf den Verstärkereingang und einer Erhöhung der Verstärkung auf > 16 sollte die Schaltung schwingen. Bei Rückkopplung von a_4 auf den Eingang wird U_{a4} durch R_1 noch etwas mehr gedämpft. Erforderliche Verstärkung $R_2/R_1 \approx 22$.

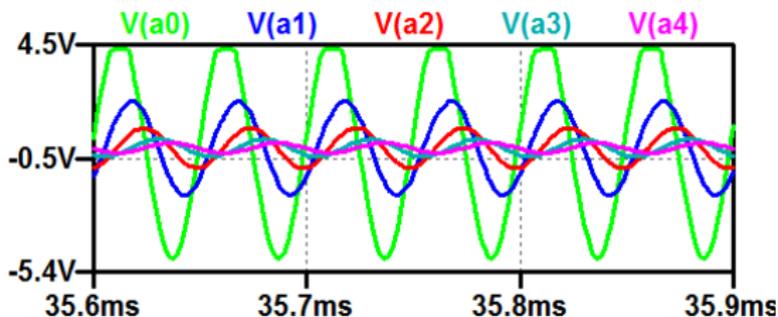




Genau genommen entsteht ein aufschwingendes Signal (Verstärkung mal Dämpfung > 1), das ab einer bestimmten Amplitude durch die Versorgungsspannung begrenzt wird.



Durch die Begrenzung wird das Sinussignal verzerrt. Ein guter Sinusgenerator regelt, wenn die gewünschte Amplitude erreicht ist, die Verstärkung zurück.



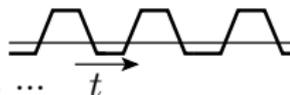


Testsignale

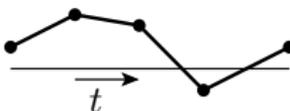
Programmierung der Signalquellen

Außer Rechteck und Sinus können die Spannungs- und Stromquellen des Simulators weitere Signalformen bereitstellen.

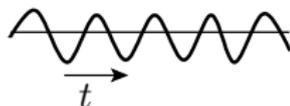
- periodische Pulse mit einstellbarer Einschalt-, Ausschalt-, Anstiegszeit, ...



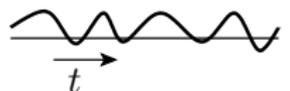
- stückweise lineare Verläufe mit Wert-Zeit-Punkten als Parameter



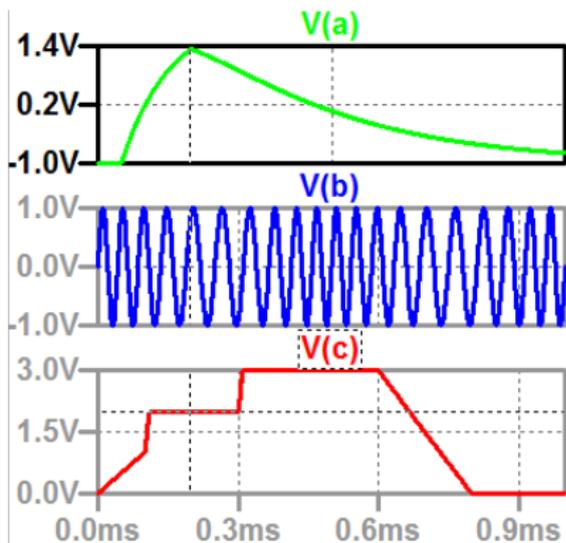
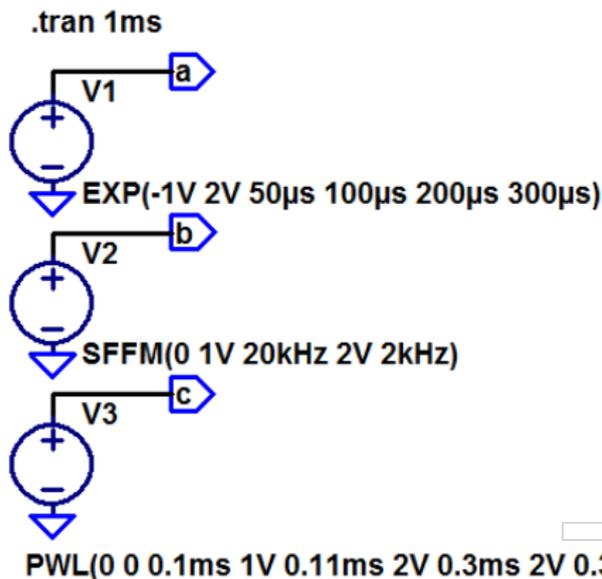
- Sinus mit einstellbarer Frequenz, Phasenverschiebung, Gleichanteil



- Sinus mit zeitlich veränderlicher Frequenz, ... (frequenzmoduliert)



- Exponentialfunktion





Frequenzbereich



Frequenzbereich

Im Frequenzbereich wird ein periodisches Zeitsignal durch eine Summe zeitabhängiger komplexer Exponentialfunktionen dargestellt:

$$x(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \underline{X}_m \cdot e^{j \cdot m \cdot \omega_0 \cdot t}$$

Nach dem Überlagerungssatz ist bei einem linearen System die Systemantwort einer Summe von Eingangssignalen gleich der Summe der Systemantworten der Summanden und kann somit für jeden Spektralwert einzeln berechnet werden.

Für jeden Spektralanteil $\underline{U} \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t}$ bzw. $\underline{I} \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t}$ verhalten sich die komplexen Spannungen \underline{U} und Ströme \underline{I} auch an Kapazität und Induktivität zueinander proportional:

$$\frac{\underline{U}_R}{\underline{I}_R} = R \quad \frac{\underline{U}_L}{\underline{I}_L} = \underline{X}_L = j\omega L; \quad \frac{\underline{U}_C}{\underline{I}_C} = \underline{X}_C = \frac{1}{j\omega C}$$



3. Frequenzbereich

Fakt 1

Die Schaltungsanalyse im Frequenzbereich berechnet die frequenzabhängigen Amplituden und Phasen der komplexen Ströme und Spannungen als Funktion von der Frequenz.

Eine zeitdiskrete Simulation mit Kosinuseingabe berechnet Amplitude und Phase nur für eine Frequenz.

Gibt es imaginäre Ströme und Spannungen?

- In der Rechnung ja,
- in der Wirklichkeit nicht.

Ist das Widerspruch?

- Nein, ein physikalisch darstellbares Signal enthält zu jedem Spektralanteil den konjugiert komplexen Spektralanteil mit der negierten Frequenz. Gerechnet wird aber nur mit dem der positiven Frequenz.



Frequenzgang



Frequenzgang

Fakt 2

Der Frequenzgang ist der Zusammenhang zwischen Ein- und Ausgangssignal eines linearen zeitinvarianten^a Systems.

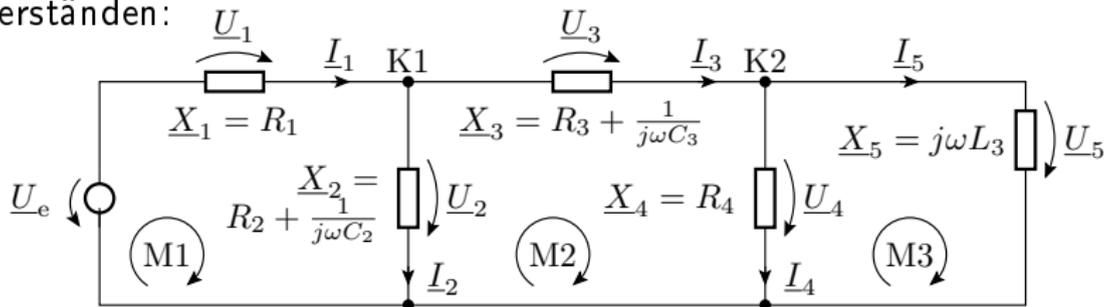
Amplitudenfrequenzgang: Verhältnis der Ausgangs- zur Eingangsamplitude in Abhängigkeit von der Frequenz.

Phasenfrequenzgang: Verzögerung des Ausgabesignals im Verhältnis zur Signalperiode des Spektralanteils in Abhängigkeit von der Frequenz.

^aZeitinvariant bedeutet, das sich das Systemverhalten nicht mit der Zeit ändert, d.h. dasselbe Eingangssignal zu einem anderen Zeitpunkt führt zeitversetzt zum selben Ausgabesignal.

Schaltungsanalyse im Frequenzbereich

Die Berechnung des Frequenzgangs erfolgt über Knoten- und Maschengleichungen mit den komplexen Strömen, Spannungen und Widerständen:



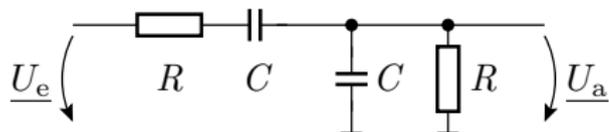
$$\begin{pmatrix}
 1 & -1 & -1 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 1 & -1 & -1 \\
 R_1 & \left(R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}\right) & 0 & 0 & 0 \\
 0 & -\left(R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}\right) & \left(R_3 + \frac{1}{j\omega C_3}\right) & R_4 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & -R_4 & j\omega L_5
 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ U_e \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$



Die Auflösung des Gleichungssystems nach einem Frequenzgang ist eine gebrochene Funktion mit einem Zähler- und einem Nennerpolynom mit $j\omega$ als Argument:

$$\underline{X} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{a_0 + a_1 \cdot j\omega + \dots + a_Z \cdot (j\omega)^Z}{b_0 + b_1 \cdot j\omega + \dots + b_N \cdot (j\omega)^N}$$

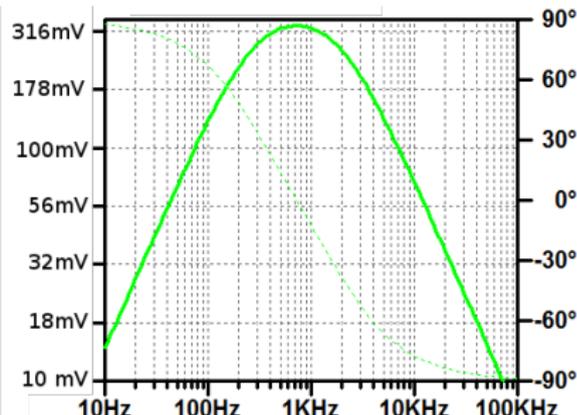
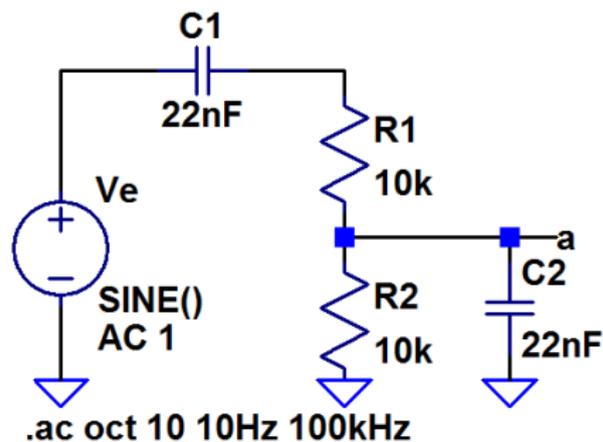
(Z – Grad des Zählerpolynoms; N – Grad des Nennerpolynoms).



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

Bode-Diagramm

Doppellogarithmische Darstellung des Amplitudenfrequenzgangs und einfachlogarithmische Darstellung des Phasenfrequenzgangs.



$$U_a = \frac{j\omega RC \cdot 1V}{1 + 3 \cdot j\omega RC - (\omega RC)^2} \quad \text{mit} \quad R \cdot C = 22 \text{ nF} \cdot 10 \text{ k}\Omega = 220 \mu\text{s}$$



Dezibel

Dezibel ist eine logarithmische Angabe für Amplitudenverhältnisse:

$$d = 20 \cdot \log_{10}(w); \quad w = 10^{\frac{d}{20}}$$

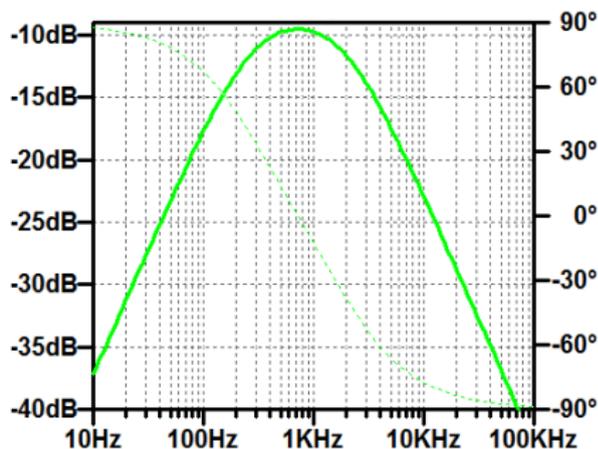
Wertangabe (w)	0,01	0,1	1	10	100
Dezibelangabe (d)	-40 dB	-20 dB	0 dB	20 dB	40 dB

Frequenzgangabschätzung

$$\underline{U}_a = \frac{j\omega RC \cdot 1 \text{ V}}{1 + 3 \cdot j\omega RC - (\omega RC)^2} \quad \text{mit} \quad R \cdot C = 22 \text{ nF} \cdot 10 \text{ k}\Omega = 220 \mu\text{s}$$

$$= 1 \text{ V} \cdot \frac{\frac{j \cdot f}{723 \text{ Hz}}}{1 + \frac{j \cdot 3 \cdot f}{723 \text{ Hz}} - \left(\frac{f}{723 \text{ Hz}}\right)^2}$$

Bereich	Näherung $\frac{U_a}{1 \text{ V}}$
$f \ll 723 \text{ Hz}$	$\frac{\frac{j \cdot f}{723 \text{ Hz}}}{1}$
$f \approx 723 \text{ Hz}$	$\frac{\frac{j \cdot f}{723 \text{ Hz}}}{\frac{j \cdot 3 \cdot f}{723 \text{ Hz}}} = \frac{1}{3}$
$f \gg 723 \text{ Hz}$	$\frac{\frac{j \cdot f}{723 \text{ Hz}}}{-\left(\frac{f}{723 \text{ Hz}}\right)^2} = \frac{-j \cdot 723 \text{ Hz}}{f}$





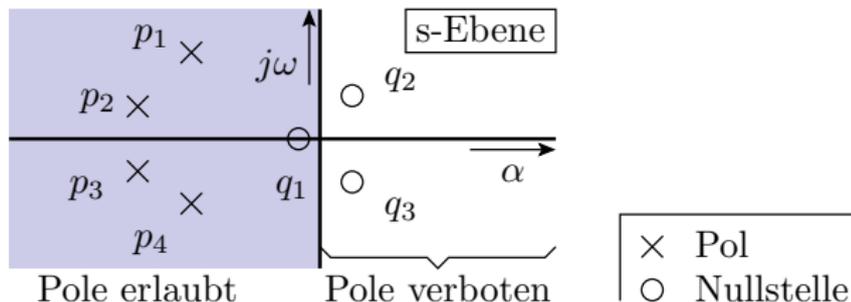
Laplace-Transformierte

Laplace-Transformierte, Pol-Nullstellen-Diagramm

Ersatz des Frequenzparameters $j\omega$ durch einen komplexen Frequenzparameter $s = \alpha + j\omega$. Laplace-Transformierte sind gebrochenrationale Funktionen bezüglich s :

$$\underline{X} = \frac{a_0 + a_1 \cdot s + \dots + a_Z \cdot s^Z}{b_0 + b_1 \cdot s + \dots + b_N \cdot s^N} = \frac{a_0}{b_0} \cdot \frac{\left(1 - \frac{s}{q_1}\right) \cdot \dots \cdot \left(1 - \frac{s}{q_Z}\right)}{\left(1 - \frac{s}{p_1}\right) \cdot \dots \cdot \left(1 - \frac{s}{p_N}\right)}$$

Bis auf einen Skalierungsfaktor eindeutig durch ihre Pole p_i und Nullstellen q_i beschreibbar.



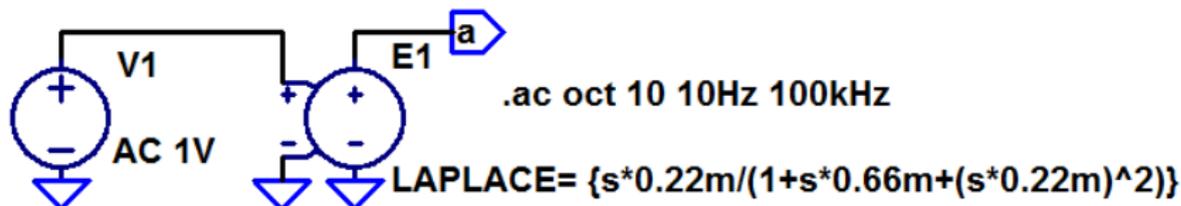


Aus den Abständen und Winkeln der Pole und Nullstellen zu einer Frequenz auf der Frequenzachse lassen sich Betrag und Phase abschätzen.

Konjugiert komplexe Pole in der rechten Halbebene zeigen Einschwingvorgänge und in der linken Halbebene abschwingende Vorgänge. Systeme mit Einschwingvorgängen sind instabil (schwingen von selbst). Signalverarbeitende Systeme dürfen nur Pole auf der linken Halbebene haben.

Der Frequenzgang gesteuerter Quellen kann direkt als Laplace-Transformierte einprogrammiert werden:

$$U_a = \frac{j\omega \cdot 0,22 \text{ ms} \cdot 1 \text{ V}}{1 + j\omega \cdot 0,66 \text{ ms} + (j\omega \cdot 0,22 \text{ ms})^2} \Rightarrow \frac{s \cdot 0,22 \text{ ms} \cdot 1 \text{ V}}{1 + s \cdot 0,66 \text{ ms} + (s \cdot 0,22 \text{ ms})^2}$$

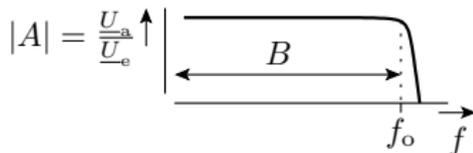
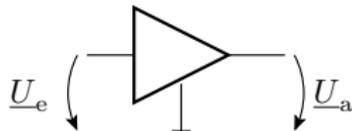




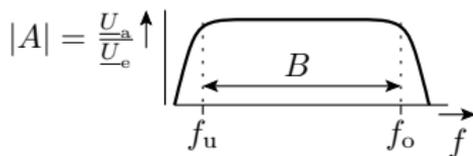
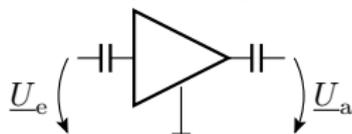
Verstärker

Frequenzgang von Verstärkern

Gleichspannungsverstärker



Wechselspannungsverstärker



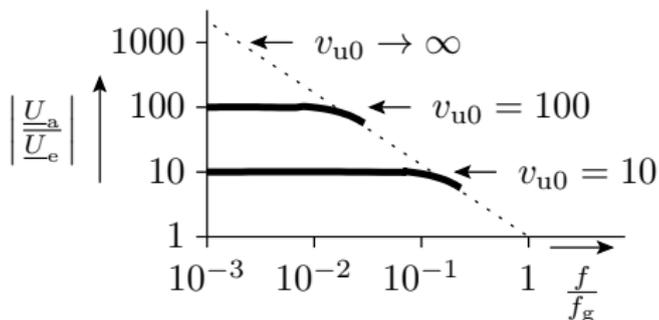
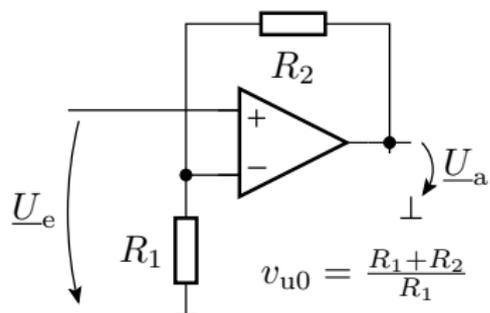
Ein Verstärker ohne induktive und kapazitive Beschaltung hat von $f = 0$ bis nahe an die Übergangsfrequenz f_0 eine betragsmäßig nahezu konstante Verstärkung $|A|$. Die Übergangsfrequenz ist die, bei der $|A|$ auf $1/\sqrt{2}$ abgefallen ist³ und gleichzeitig die Bandbreite B . Weitere Frequenzganganpassung / Bandbreitereduzierung durch externe L - und C -Beschaltung.

³Realteil gleich Imaginärteil.

Rückgekoppelter Operationsverstärker

Frequenzgang ohne Rückkopplung:

$$\underline{v}_0 = \frac{U_a}{U_e} \approx -j \cdot \frac{f_T}{f}$$



(f_T – Transitfrequenz). Frequenzgang mit Rückkopplung:

$$U_a = \frac{U_e}{\frac{1}{v_0} + \frac{R_1}{R_1 + R_2}} = \frac{v_{u0} \cdot U_e}{1 + j \cdot \frac{f}{f_{v0}}} \quad \text{mit } v_{u0} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}, \quad f_{v0} = \frac{f_T}{v_{u0}}$$

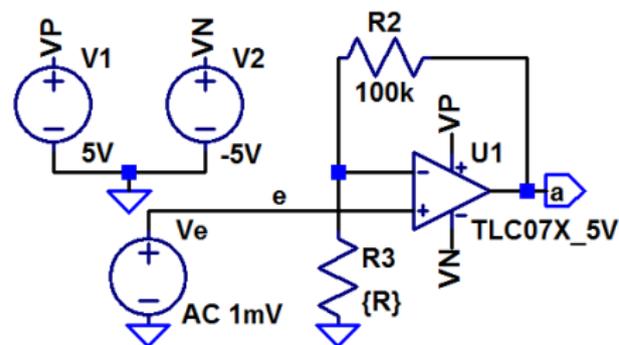


Rückkopplung mindert die Verstärkung und erhöht die Übergangsfrequenz. Verstärkungs-Bandbreite-Produkt für Verstärker ohne L - und C -Beschaltung:

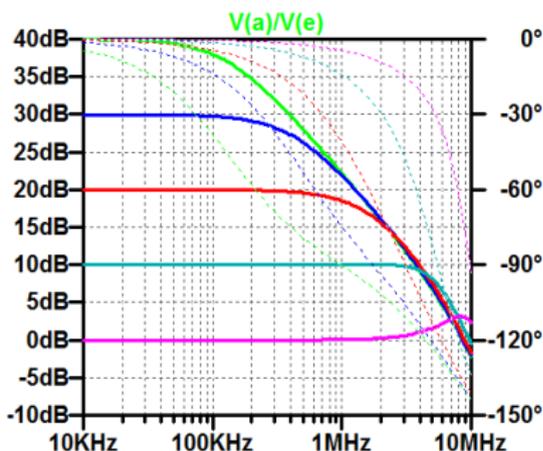
$$B \cdot v \approx f_T$$

(B – Bandbreite; v – Verstärkung; f_T – Transitfrequenz).

Beispielsimulation:



```
.include TLC074.mod
.ac oct 10 10kHz 1E7Hz
.step param R list 1.01k 3.27k 11.1k 46.2k 1E20k
```



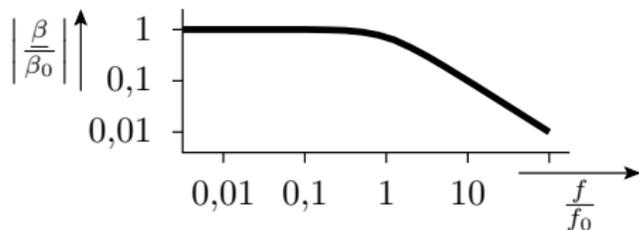
Frequenzgang von Transistorverstärkern

Frequenzgang der Stromverstärkung:

$$\underline{\beta} = \beta_0 \cdot \frac{1}{1 + j \cdot \frac{f}{f_0}}$$

β_0 – Grundverstärkung

f_0 – Übergangsfrequenz



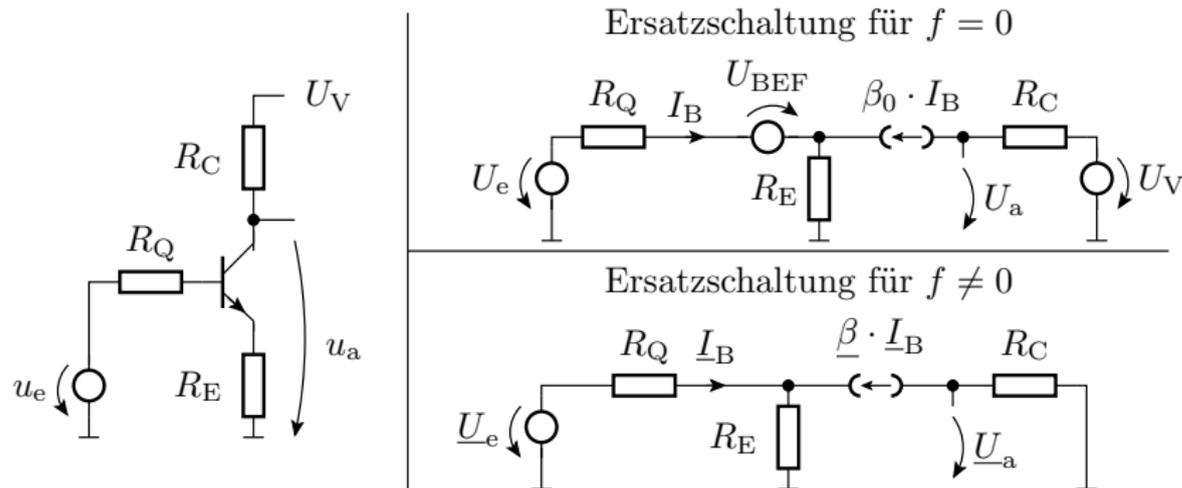
Für hohe Frequenzen $f \gg f_0$ gilt wie beim Operationsverstärker:

$$\underline{\beta} \approx \beta_0 \cdot \frac{1}{j \cdot \frac{f}{f_0}} = -j \cdot \frac{\beta_0 \cdot f_0}{f} = -j \cdot \frac{f_T}{f}$$

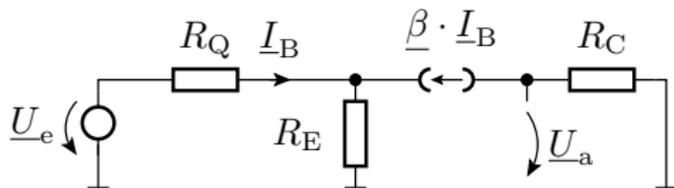
$f_T = \beta_0 \cdot f_0$ – Transitfrequenz, Frequenz für $\underline{\beta} = -j$.

Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung

Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung über R_E und einer Signalquelle mit Quellenwiderstand R_Q .



Aus der Ersatzschaltung für $f \neq 0$ berechnet sich der Frequenzgang des Gesamtverstärkers.



$$\underline{U}_e = (R_Q + R_E \cdot (1 + \underline{\beta})) \cdot \underline{I}_B$$

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

$$= -\frac{R_C \cdot \underline{\beta} \cdot \underline{U}_e}{R_Q + R_E \cdot (1 + \underline{\beta})}$$

$$= -\frac{R_C \cdot \underline{U}_Q}{(R_Q + R_E) \cdot \frac{1}{\underline{\beta}} + R_E}$$

Einsetzen des Frequenzgangs der Stromverstärkung:

$$\frac{1}{\underline{\beta}} = \frac{1}{\beta_0} + \frac{j \cdot f}{f_T}$$

$$\underline{U}_a = - \frac{R_C \cdot \underline{U}_e}{(R_Q + R_E) \cdot \left(\frac{1}{\beta_0} + \frac{j \cdot f}{f_T} \right) + R_E} = \frac{v_{V0} \cdot \underline{U}_e}{1 + \frac{j \cdot f}{f_{V0}}} \quad (1)$$

Für niedrige Frequenzen beträgt die Verstärkung:

$$v_{V0} = - \frac{R_C}{(R_Q + R_E) \cdot \frac{1}{\beta_0} + R_E} \approx - \frac{R_C}{R_E}$$

Die Übergangsfrequenz der Spannungsverstärkung f_{V0} (Realteil gleich Imaginärteil):

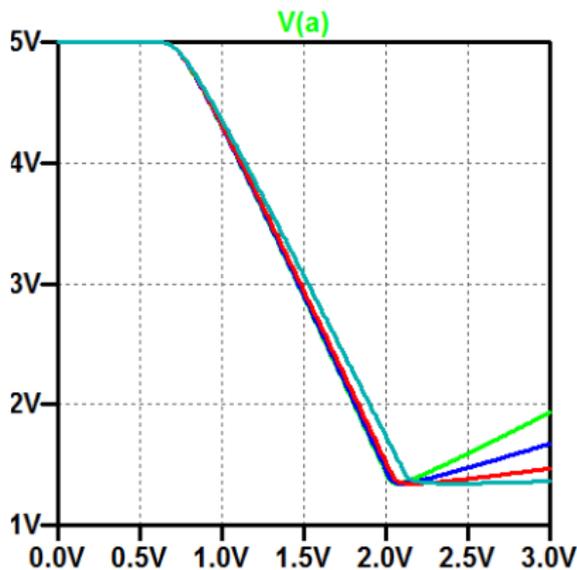
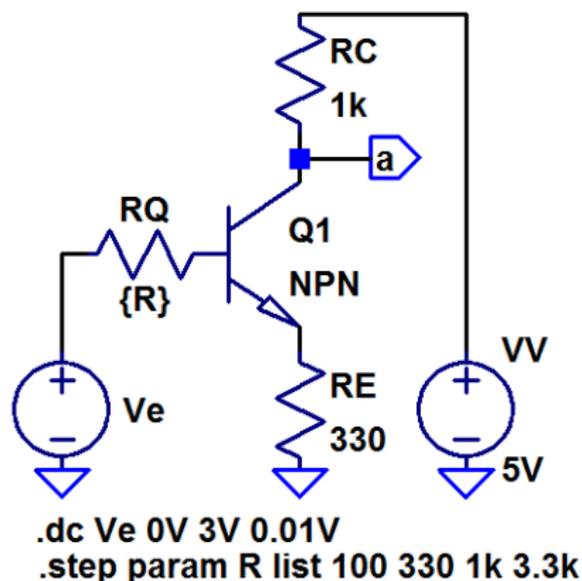
$$\begin{aligned} (R_Q + R_E) \cdot \frac{f_{V0}}{f_T} &= R_E + \frac{R_Q + R_E}{\beta_0} \\ f_{V0} &= f_T \cdot \frac{\frac{R_Q + R_E}{\beta_0} + R_E}{(R_Q + R_E)} \approx f_T \cdot \frac{R_E}{R_Q + R_E} \end{aligned}$$

Sonderfall kleiner Quellenwiderstand $R_Q \ll R_E$:

$$f_{V0} \approx f_T$$

Maximal Transitfrequenz der Stromverstärkung. Abnahme mit R_Q .

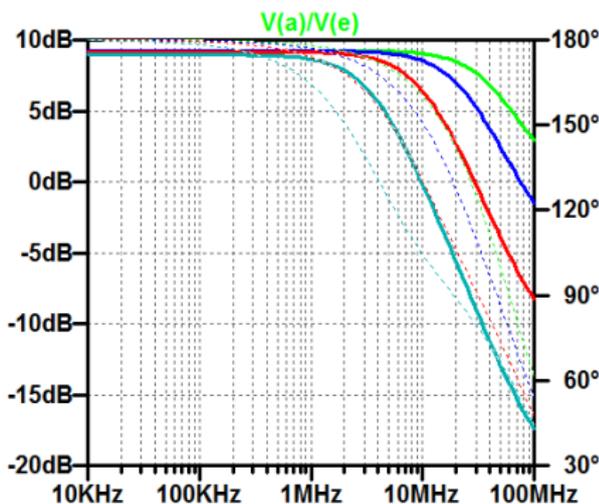
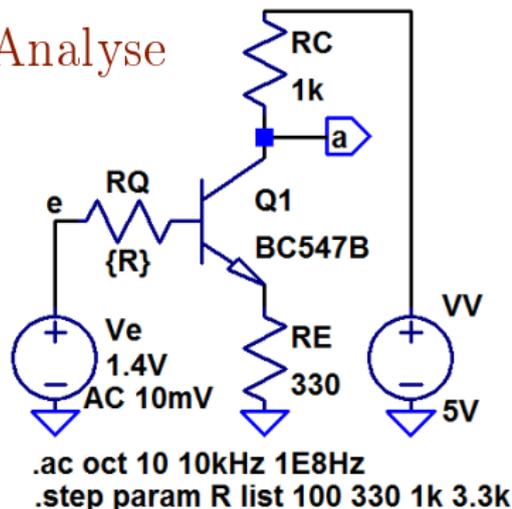
Simulation: DC-Analyse zur Arbeitspunktfestlegung



Für R_Q im gesamten variierten Bereich von 100Ω bis $3,3 \text{ k}\Omega$ ist $U_e = 1,4 \text{ V}$ ein guter Arbeitspunkt.



AC-Analyse

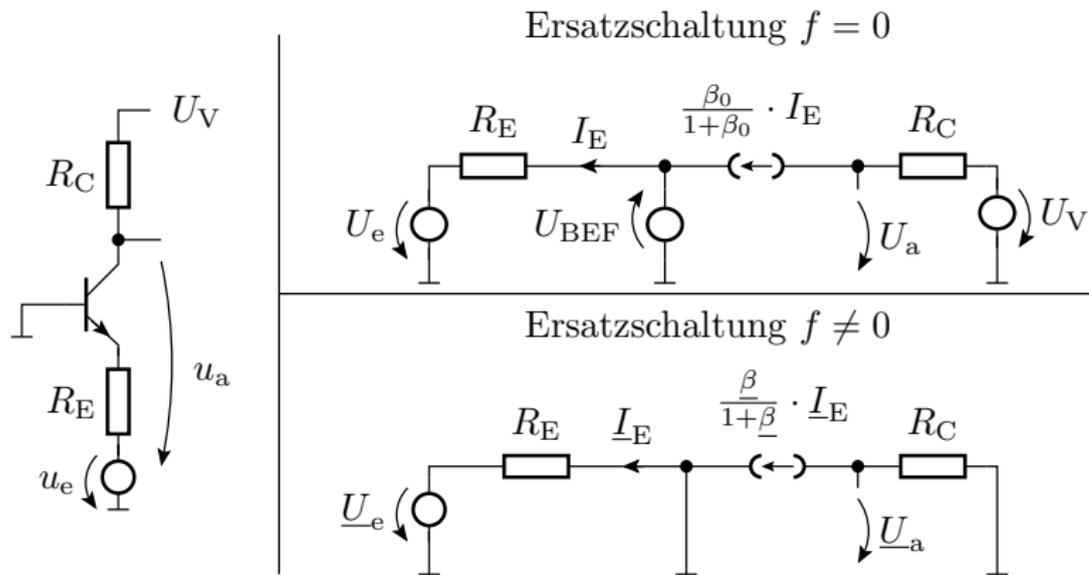


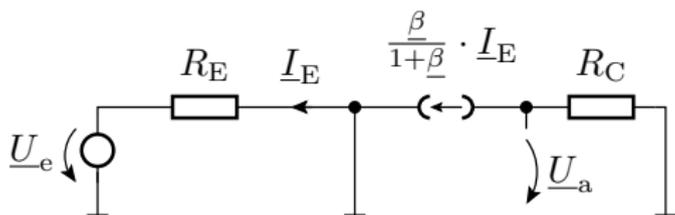
Die Verstärkung für niedrige Frequenzen ist wie vorhergesagt
 $-\frac{R_C}{R_E} = \frac{1\text{k}\Omega}{330\Omega} = 3 \approx 9,5\text{ dB}$. Erwartete Übergangsfrequenz (f_T -
 Transitfrequenz der Stromverstärkung):

R_Q	100 Ω	330 Ω	1 k Ω	3,3 k Ω
$f_{V0} \approx f_T \cdot \frac{R_E}{R_Q + R_E}$	$0,77 \cdot f_T$	$0,5 \cdot f_T$	$0,25 \cdot f_T$	$0,09 \cdot f_T$

Basisschaltung

Basis an Masse. Signaleinspeisung am Emitter. Die Übergangsfrequenz der Spannungsverstärkung ist etwa die Transitfrequenz der Stromverstärkung:





$$\underline{I}_E = -\frac{\underline{U}_e}{R_E}$$

$$\underline{U}_a = -\frac{\beta \cdot R_C \cdot \underline{I}_E}{1 + \beta} = \frac{R_C \cdot \underline{U}_e}{R_E \cdot \left(1 + \frac{1}{\beta}\right)}$$

$$\underline{U}_a = \frac{R_C \cdot \underline{U}_e}{R_E \cdot \left(1 + \frac{1}{\beta_0} + \frac{j \cdot f}{f_T}\right)} \approx \frac{R_C \cdot \underline{U}_e}{R_E \cdot \left(1 + \frac{j \cdot f}{f_T}\right)} = \frac{v_{U0} \cdot \underline{U}_e}{1 + \frac{j \cdot f}{f_{V0}}}$$

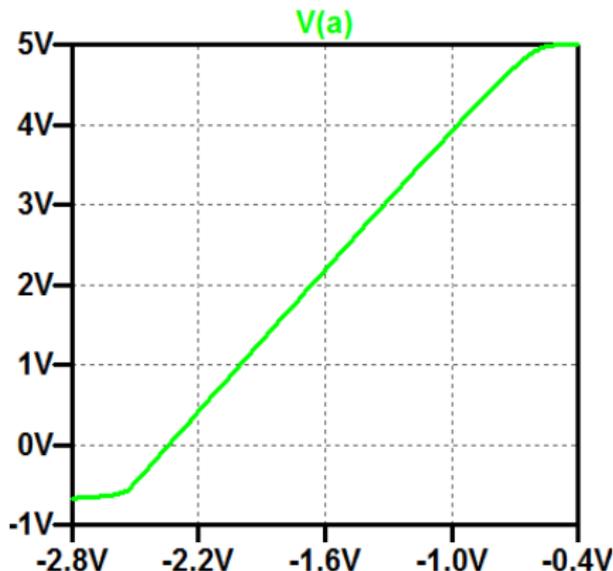
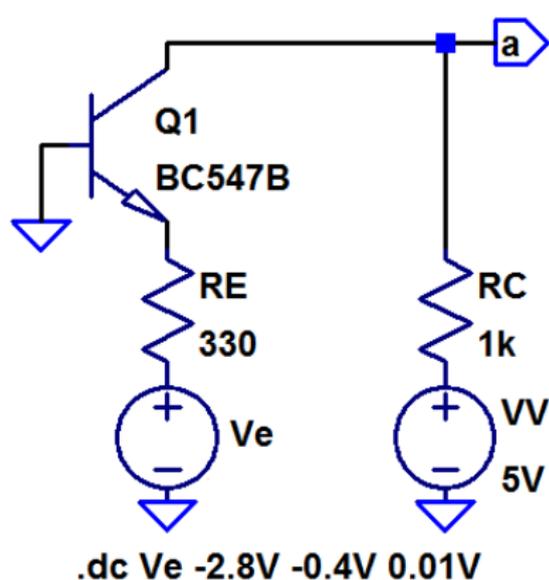
Die Verstärkung für niedrige Frequenzen:

$$v_{V0} \approx R_C / R_E$$

Übergangsfrequenz der Spannungsverstärkung:

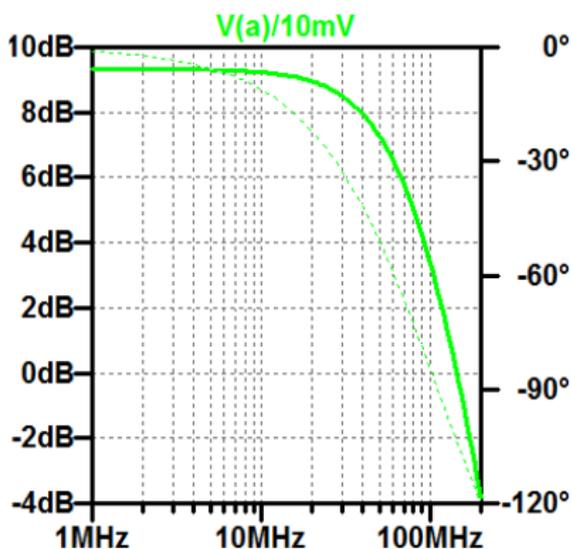
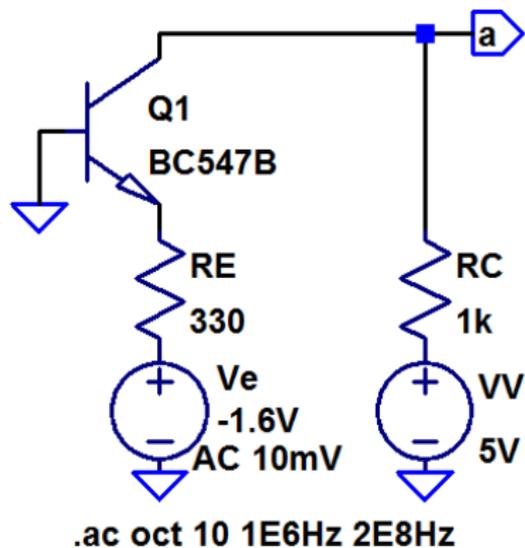
$$f_{V0} = \left(1 + \frac{1}{\beta_0}\right) \cdot f_T \approx f_T$$

DC-Analyse zur Arbeitspunktfestlegung



Ein guter Arbeitspunkt ist $U_e = -1,6 V$.

AC-Analyse



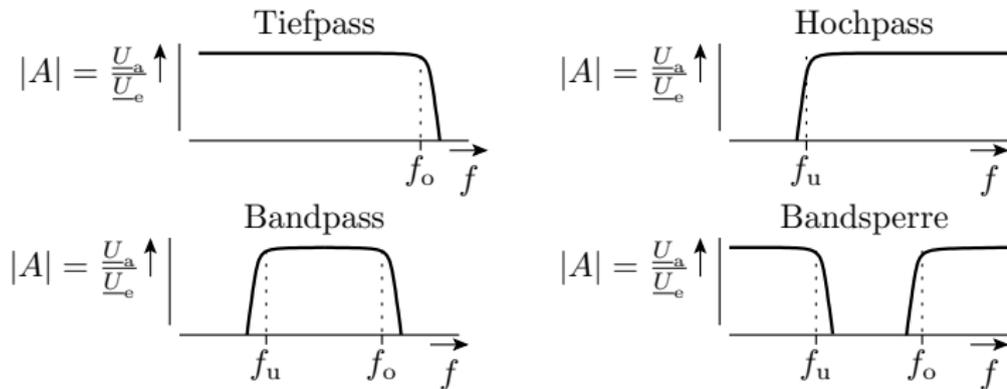
Der Betrag der Verstärkung ist wie bei der Emitterschaltung ca. 9 dB. Die Übergangsfrequenz der Schaltung und die Transitfrequenz des Transistors liegt bei etwa 80...90 MHz.



Filter

Filter

Filter sind Schaltungen zur Einstellung eines gewollten Phasen- und Amplitudenfrequenzgangs. Wichtige Filterarten:



Tiefpässe dienen z.B. als Antialiasing-Filter⁴ vor der der Abtastung, Bandpässe zur Sendertrennung beim Rundfunk- und Fernsehempfang. Entwurf im Laplace-Raum ($\gg s \ll$ statt $\gg j\omega \ll$).

⁴Beseitigung von Spektralanteilen größer der halben Abtastfrequenz.

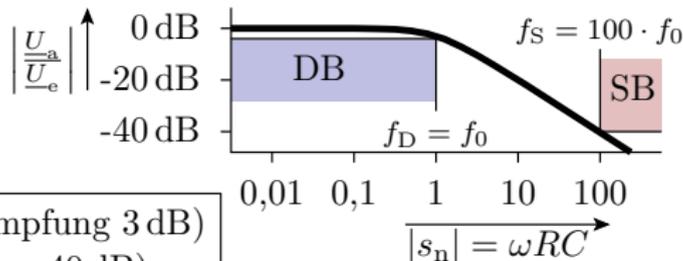
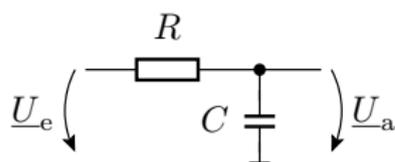
Entwurf von Tiefpässen

Ein Tiefpass hat im Laplace-Raum die Übertragungsfunktion:

$$A(s_n) = \begin{cases} \frac{A_0}{(1+a_0 \cdot s_n) \cdot \prod_{i=1}^{\frac{N-1}{2}} (1+a_i \cdot s_n + b_i \cdot s_n^2)} & \text{für ungerade } N \\ \frac{A_0}{\prod_{i=1}^{\frac{N}{2}} (1+a_i \cdot s_n + b_i \cdot s_n^2)} & \text{für gerade } N \end{cases}$$

(N – Filtergrad; a_0, a_i, b_i – Filterkoeffizienten; $s_n = \frac{s}{\omega_0}$ – normierte Frequenzvariable).

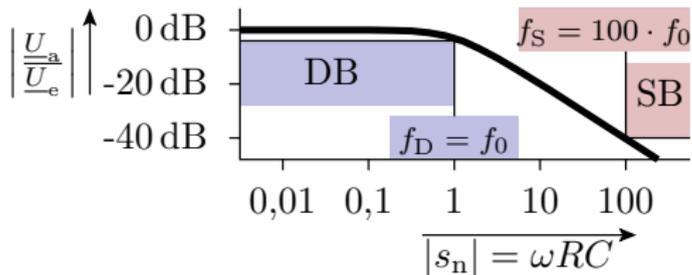
Der einfachste Tiefpass: RC-Glied mit $s_n = j\omega RC$.



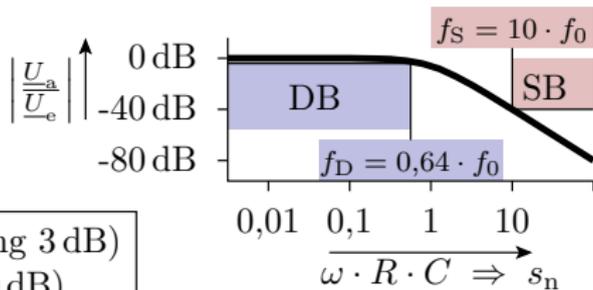
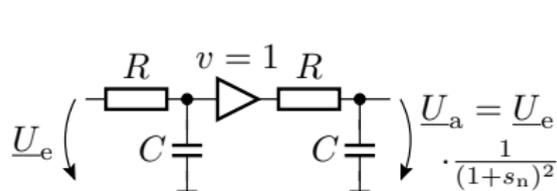
DB Durchlassband (max. Dämpfung 3 dB)
 SB Sperrband (min. Dämpfung 40 dB)



$$\begin{aligned} \frac{U_a}{U_e} &= \frac{1}{R + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}} \\ &= \frac{U_e}{1 + j \cdot \omega \cdot R \cdot C} \\ &\Rightarrow \frac{1}{1 + s_n} \end{aligned}$$



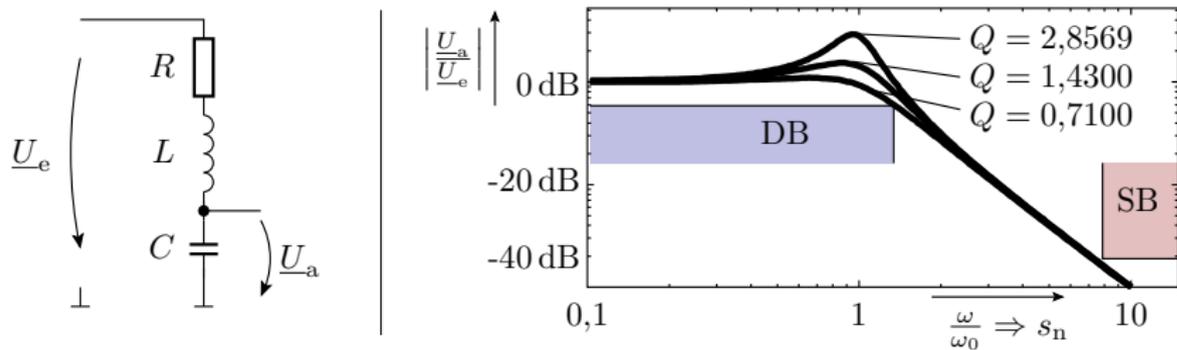
Bei geforderter Mindestdämpfung im Sperrband von 40 dB ist die Anfangsfrequenz des Sperrbands 100-mal so groß wie die obere Frequenz des Durchlassbands. Zur Digitalisierung müsste die Abtastfrequenz $200 \cdot f_0$ sein. Abstandsverringering durch Erhöhung der Filterordnung N . Verkettung von zwei RC-Gliedern.



DB Durchlassband (max. Dämpfung 3 dB)
SB Sperrband (min. Dämpfung 40 dB)

Konjugiert komplexe Pole

Tiefpass 2. Ordnung mit konjugiert komplexen Polen:



$$\frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = \frac{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}}{R + j \cdot \omega \cdot L + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}} = \frac{1}{1 + \frac{j \cdot \omega}{Q \cdot \omega_0} - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}$$

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}}{R + j \cdot \omega \cdot L + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}} = \frac{1}{1 + \frac{j \cdot \omega}{Q \cdot \omega_0} - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

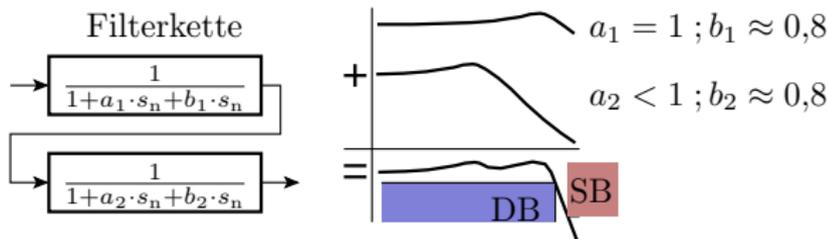
Laplace normiert:

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{1}{1 + a \cdot s_n + b \cdot s_n^2} \quad \text{mit } a = \frac{1}{Q}; \quad b = 1; \quad s_n = \frac{j \cdot \omega}{\omega_0}$$

Pole:

$$p_{1/2} = -\frac{1}{2 \cdot Q} \pm \sqrt{\frac{1}{4 \cdot Q^2} - 1}$$

Verkettung von Filtern mit konjugiert komplexen Polen⁵:



⁵Verkettung bedeutet Addition der logarithmischen Beträge.

Standard-Tiefpassentwürfe

$$A(s_n) = \begin{cases} \frac{A_0}{(1+a_0 \cdot s_n) \cdot \prod_{i=1}^{\frac{N-1}{2}} (1+a_i \cdot s_n + b_i \cdot s_n^2)} & \text{für ungerade } N \\ \frac{A_0}{\prod_{i=1}^{\frac{N}{2}} (1+a_i \cdot s_n + b_i \cdot s_n^2)} & \text{für gerade } N \end{cases}$$

(N – Filtergrad; a_0, a_i, b_i – Filterkoeffizienten; s_n – normierte Frequenzvariable). Für die Filterkoeffizienten a_0, a_i, b_i gibt es Tabellen. Der Filtertyp (Potenz-, Tschebyscheff-, ...) beschreibt die Form des Übergangs vom Sperr- zum Durchlassband. Cauer- Filter haben den steilsten Übergang und die größte Verzerrung⁶. Besselfilter haben im Durchlassbereich eine nahezu konstante Verzögerung (Gruppenlaufzeit), d.h. sie verzerren kaum. Dafür ist für denselben Abstand zwischen Durchlass- und Sperrband ein höherer Filtergrad erforderlich.

⁶Frequenzabhängige Unterschiede der Dämpfung und Verzögerung im Durchlassbereich.

Bessel-Filter

Besselfilter haben konjugiert-komplexe Mehrfachpole:

$$A(s_n) = \begin{cases} \frac{A_0}{(1+a_0 \cdot s_n) \cdot (1+a \cdot s_n + b \cdot s_n^2)^{\frac{N-1}{2}}} & \text{für ungerade } N \\ \frac{A_0}{(1+a \cdot s_n + b \cdot s_n^2)^{\frac{N}{2}}} & \text{für gerade } N \end{cases}$$

Filtergrad ungerade

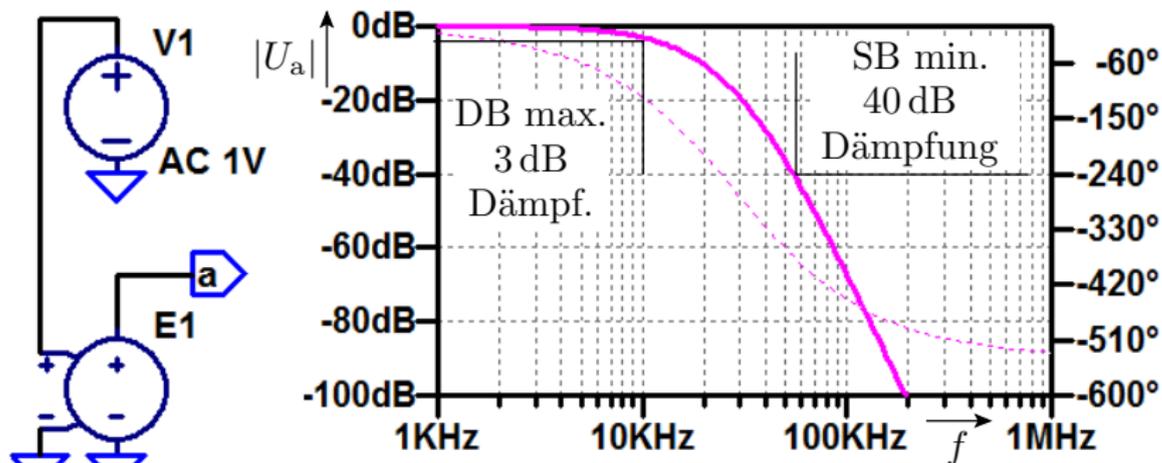
n	a_0	a	b
1	1,0000	-	-
3	0,5098	1,0197	0,2599
5	0,3856	0,7712	0,1487
7	0,3226	0,6453	0,1401
9	0,2829	0,5659	0,0801

Filtergrad grade

n	a	b
2	1,2872	0,4140
4	0,8700	0,1892
6	0,6999	0,1225
8	0,6017	0,0905
10	0,5358	0,0718

(N – Filtergrad; a_0, a_i, b_i – Filterkoeffizienten). Die verketteten Tiefpässe zweiter Ordnung sind identisch, d.h. im Gegensatz zu den anderen Filtertypen braucht man nur einen Tiefpass 2. Ordnung zu entwerfen und verkettet davon mehrere.

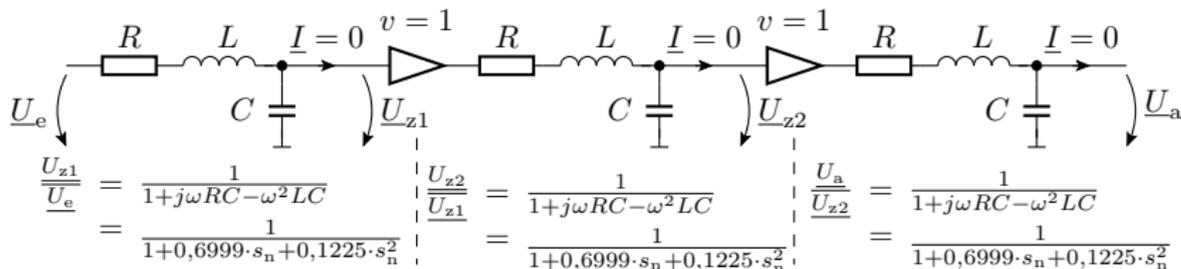
Simulation eines Besselfilters 6. Ordnung



```
LAPLACE=1/(1+0.6999*s/{om0}+0.1225*(s/om0)^2)^3
.ac oct 10 1kHz 100kHz .param om0=2*pi*10kHz
```

Das Durchlassband endet bei 10 kHz und das Sperrband fängt bei 50 kHz an.

Entwurf als RLC-Filter



Restliche Berechnung über Koeffizientenvergleich:

$$s_n = \frac{j\omega}{2\pi \cdot 10 \text{ kHz}}$$

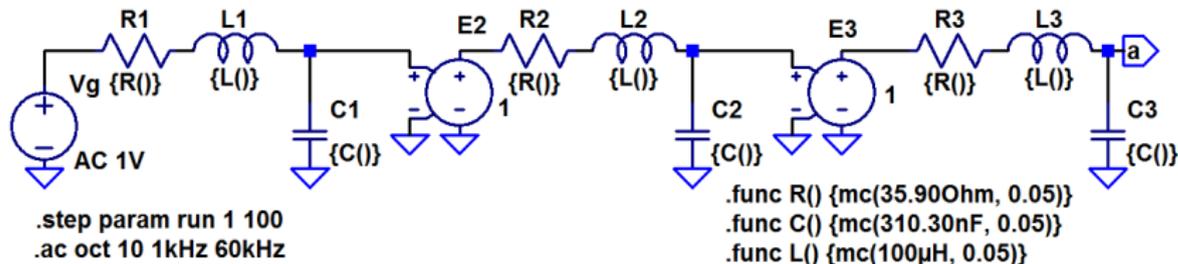
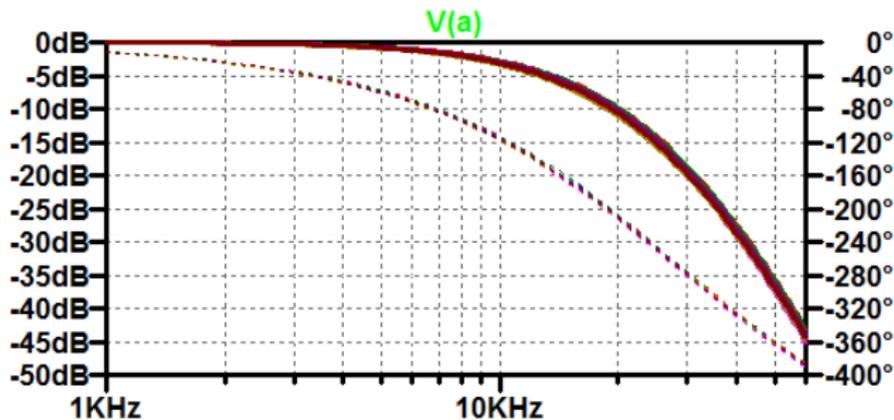
$$0,1225 \cdot \left(\frac{j\omega}{2\pi \cdot 10 \text{ kHz}} \right)^2 = -\omega^2 LC \quad C = \frac{31,03 \mu\text{s}^2}{L}$$

$$\frac{0,6999 \cdot j\omega}{2\pi \cdot 10 \text{ kHz}} = j\omega RC; \quad R = \frac{11,139 \mu\text{s}}{C}$$

Beispielwerte: $L = 100 \mu\text{H}$, $C = 310,30 \text{ nF}$ und $R = 35,90 \Omega$

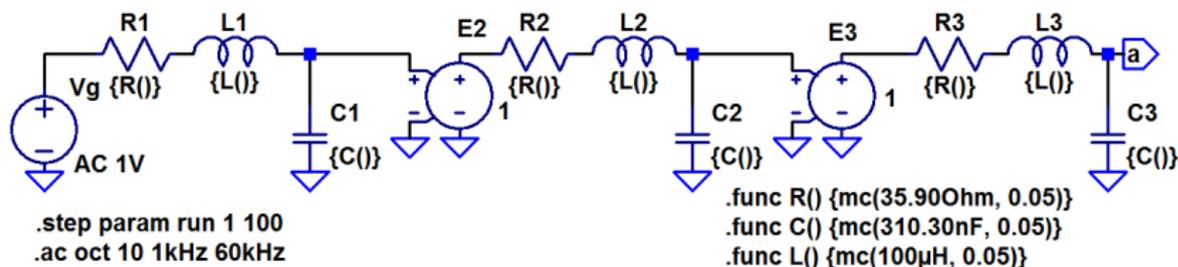


Simulation



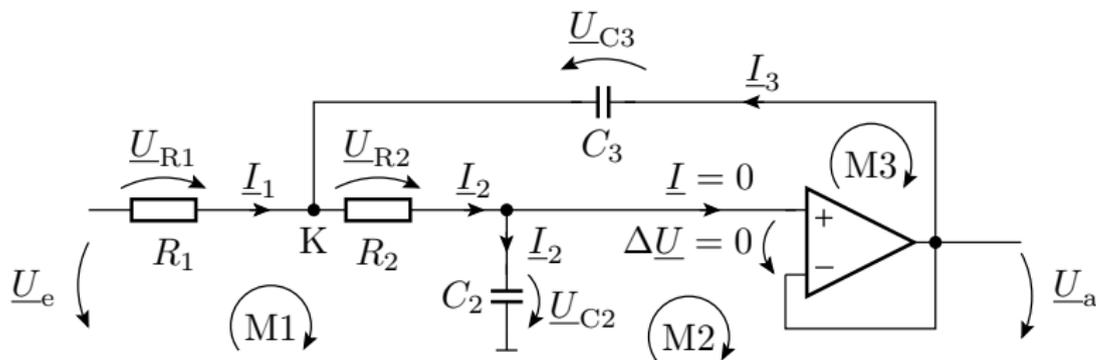
Die Funktionen R(), C() und L() erzeugen Zufallswerte im Bereich $\pm 5\%$ vom Nennwert. Die Step-Anweisung wiederholt die Simulation 100 mal.

Kontrollfrage



Was ist zu ändern, damit die unterschiedlichen Widerstände, Kapazitäten und Induktivitäten mit unterschiedlichen Zufallswerten belegt werden?

Entwurf mit Operationsverstärkern



$$\begin{aligned}
 \text{K :} & \quad I_1 - I_2 + I_3 = 0 \\
 \text{M1 :} & \quad R_1 \cdot I_1 + \left(R_2 + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2} \right) \cdot I_2 = U_e \\
 \text{M2 :} & \quad -\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2} \cdot I_2 + U_a = 0 \\
 \text{M3 :} & \quad -R_2 \cdot I_2 - \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_3} \cdot I_3 = 0
 \end{aligned}$$



Auflösen nach $\underline{U}_a = f(\underline{U}_e)$ durch eliminieren der 3 unbekanntenen Ströme:

$$\frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = \frac{1}{1 + j\omega \cdot C_2 \cdot (R_1 + R_2) - \omega^2 \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot C_2 \cdot C_3} = \frac{1}{1 + a_i \cdot s_n + b_i \cdot s_n^2}$$

Unter Vorgabe von C_1 und C_2 betragen die Widerstände:

$$R_{1/2} = \frac{a \cdot C_2 \mp \sqrt{a^2 \cdot C_2^2 - 4 \cdot b \cdot C_1 C_2}}{4\pi \cdot f_0 \cdot C_1 C_2}$$

Damit der Wert unter der Wurzel positiv ist:

$$\frac{C_2}{C_1} \geq \frac{4 \cdot b}{a^2} = \frac{4 \cdot 0,1225}{0,6999^2} = 1 \Rightarrow C_2 = C_1 = C$$

Mit den Bessel-Koeffizienten wird der Ausdruck unter der Wurzel genau für $C_2 = C_1 = C$ null. Damit werden auch beide Widerstände gleich:

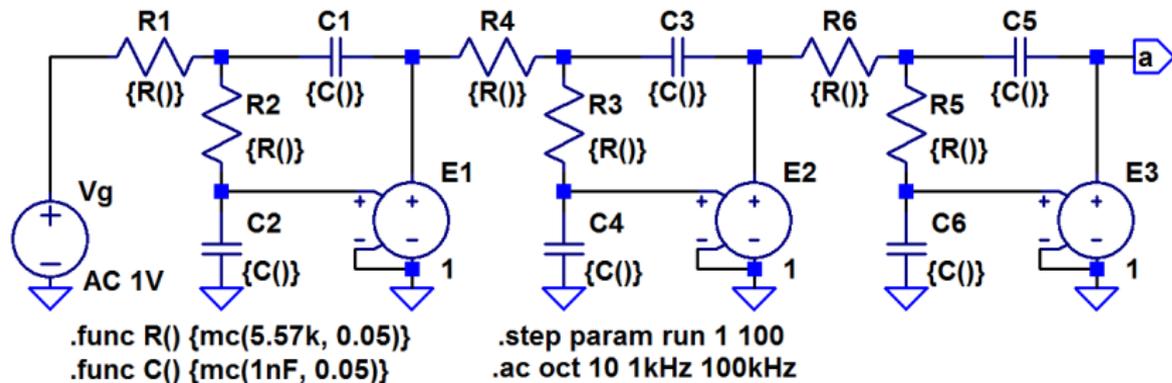
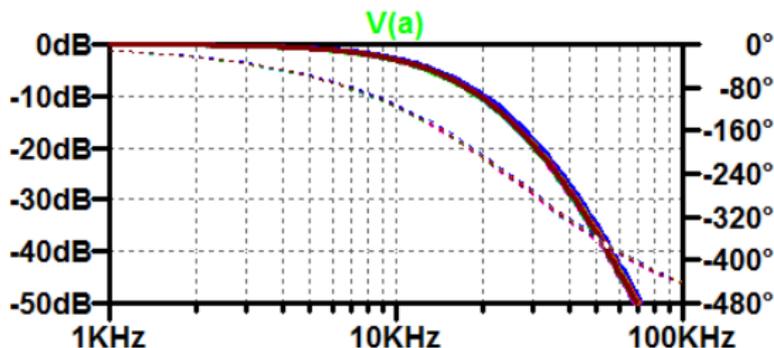
$$R_1 = R_2 = \frac{a}{4 \cdot \pi \cdot 10 \text{ kHz} \cdot C} = \frac{0,6999}{4 \cdot \pi \cdot 10 \text{ kHz} \cdot C} = \frac{5,5696 \mu\text{s}}{C}$$

Beispielwerte: $C = C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$ und

$$R = R_1 = R_2 = 5,5696 \text{ k}\Omega.$$



Simulation



Die rückgekoppelten Operationsverstärker sind durch gesteuerte Spannungsquellen mit Verstärkung eins ersetzt.



Hochpass und Bandpass

Tiefpass-Hochpass-Transformation: Ersatz $s_n \mapsto 1/s_n$. Als Beispiel unser Besselfilter 6. Ordnung

$$A_{\text{TP}}(s_n) = \frac{1}{(1 + 0,6999 \cdot s_n + 0,1225 \cdot s_n^2)^3}$$

Korrespondierender Hochpass:

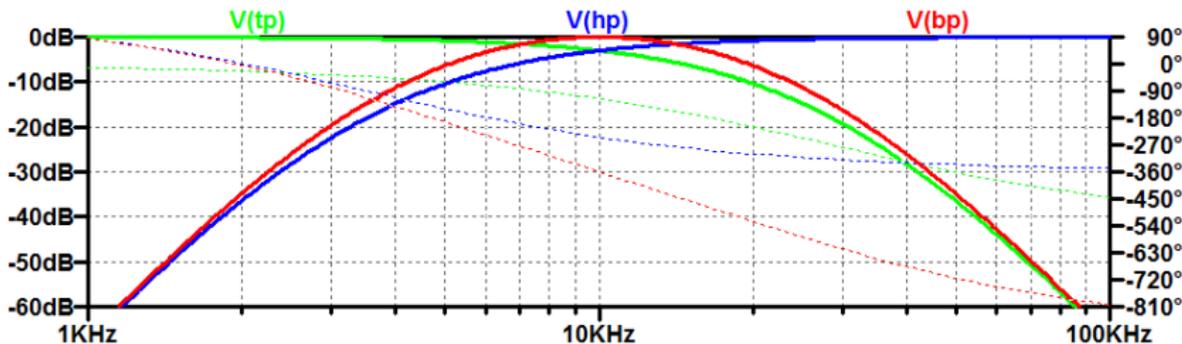
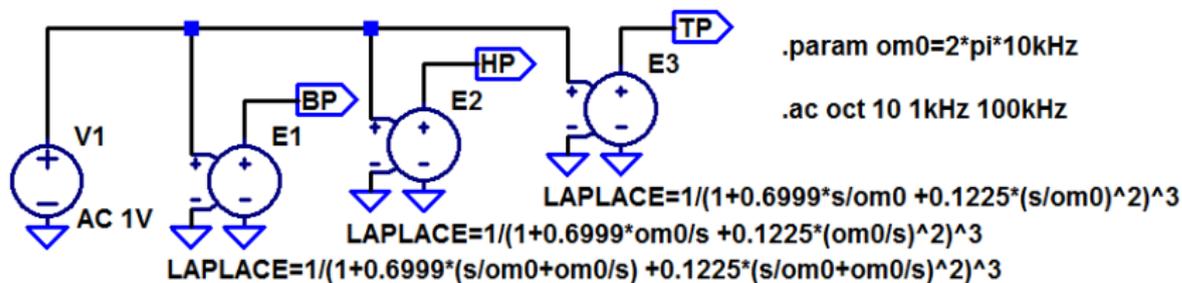
$$A_{\text{HP}}(s_n) = \frac{1}{\left(1 + 0,6999 \cdot \frac{1}{s_n} + 0,1225 \cdot \frac{1}{s_n^2}\right)^3}$$

Tiefpass-Bandpass-Transformation: Ersatz $s_n \mapsto \frac{1}{\Delta\omega_n} \cdot \left(s_n + \frac{1}{s_n}\right)$
 ($\Delta\omega_n$ – relative Breite des Durchlassband. Als Beispiel unser Besselfilter 6. Ordnung mit einer relativen Bandbreite $\Delta\omega_n = 1\%$:

$$A_{\text{BP}}(s_n) = \frac{1}{\left(1 + \frac{0,6999}{\Delta\omega_n} \cdot \left(s_n + \frac{1}{s_n}\right) + \frac{1,225}{\Delta\omega_n^2} \cdot \left(s_n + \frac{1}{s_n}\right)^2\right)^3}$$



Simulation von Tief-, Hoch- und Bandpass





Spektralanalyse



Das Spektrum eines Signals

Im Frequenzbereich wird ein periodisches Zeitsignal durch eine Summe zeitabhängiger komplexer Exponentialfunktionen dargestellt:

$$x(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \underline{X}_m \cdot e^{j \cdot m \cdot \omega_0 \cdot t}$$

Die Spektralwerte $\underline{X}_m \neq 0$ bilden das Spektrum. Sie haben je eine Amplitude und eine Phase. Berechnung durch Fouriertransformation.

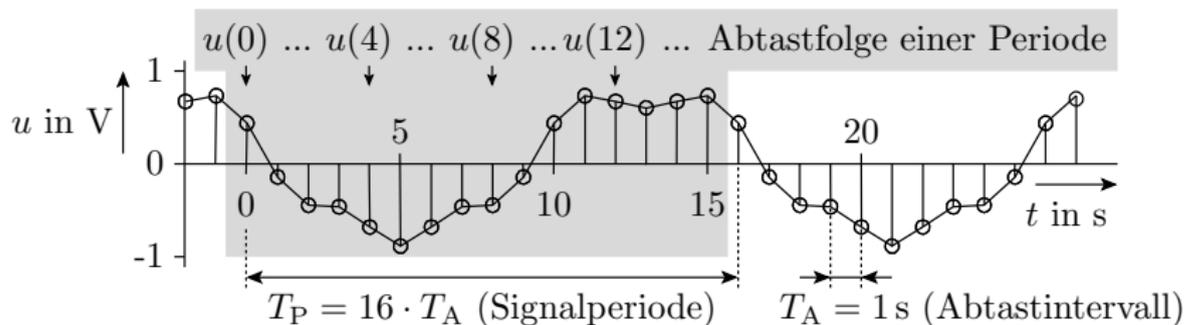
Weitere im Abschnitt untersuchte Fragestellungen:

- Die Ausgabe eines linearen Systems hat nur Spektralwerte $\neq 0$ für Frequenzen, die im Eingabespektrum enthalten sind.
- Wie ist das bei nichtlinearen Systemen?



Fouriertransformation

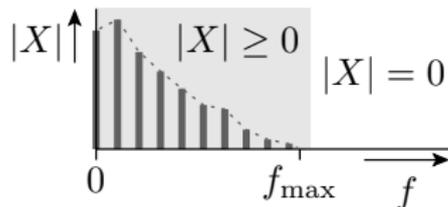
Fouriertransformation



Berechnung von N Spektralwerten aus N äquidistanten Abtastpunkten eines bandbegrenzten Signals. Abtasttheorem:

$$X_m = 0 \text{ für } f_m \geq f_{\max} = \frac{N}{2 \cdot T_P}$$

(T_P – Signalperiode).





Die Spektralkwerte ergeben sich aus den Abtastwerten über ein lineares Gleichungssystem:

$$\begin{pmatrix} \underline{X}(-\frac{N}{2}) \\ \underline{X}(-\frac{N}{2} + 1) \\ \vdots \\ \underline{X}(\frac{N}{2} - 1) \end{pmatrix} = \mathbf{Q}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} x(0) \\ x(1) \\ \vdots \\ x(N-1) \end{pmatrix}$$

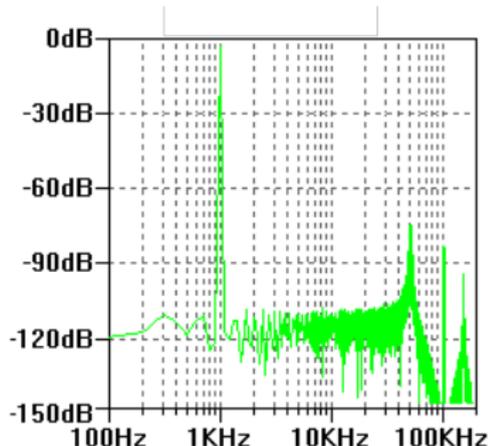
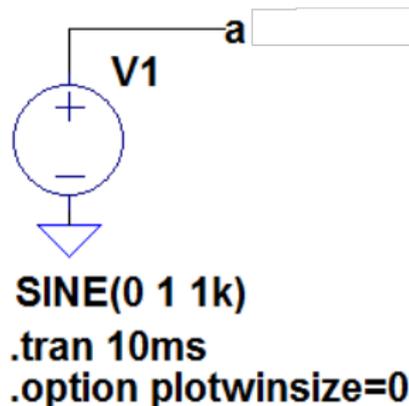
\mathbf{Q}^{-1} $-N \times N$ -Matrix mit den komplexen Koeffizienten:

$$q_{mn} = \frac{1}{N} \cdot e^{-j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot m \cdot n}{N}}$$

Praktische Berechnung mit der FFT (Fast Fourier Transformation), die durch geschicktes Ausklammern nur $N \cdot \log(N)$ statt $N \cdot N$ komplexe Multiplikationen erfordert.

Spektrum aufgezeichneter Zeitfolgen mit LTSpice

Das Spektrum kann für jedes bei der Simulation aufgezeichnete Signal berechnet und angezeigt werden. Menü: »view«, »fft«, Signalauswahl, im Beispiel V(a):



Angezeigt wird der Betrag der Spektralwerte für positive Frequenzen.

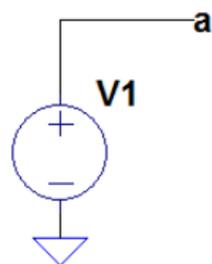


Das Beispielsignal

$$V(a) = 1 \text{ V} \cdot \sin\left(\frac{2\pi \cdot f}{1 \text{ kHz}}\right)$$

sollte nur für $|f| = 1 \text{ kHz}$ Spektralwerte ungleich null enthalten.Ursache weiterer Spektralwerte sind numerische Fehler, reduzierbar mit⁷:

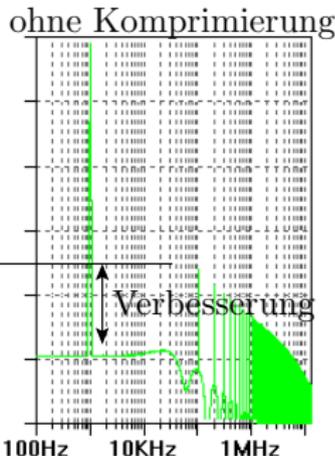
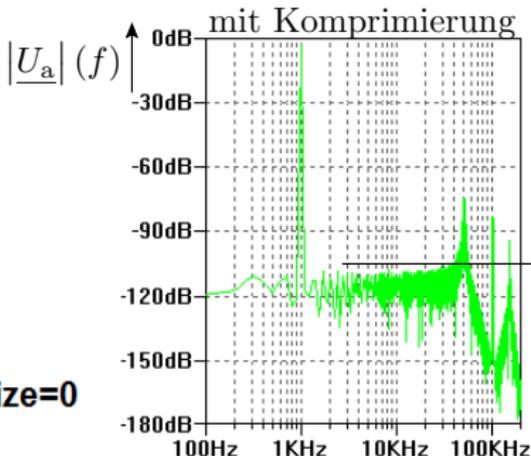
.plotwinsize=0



SINE(0 1 1k)

.option plotwinsize=0

.tran 10ms

⁷Deaktiviert die Datenkompression für aufgezeichnete Signalverläufe.

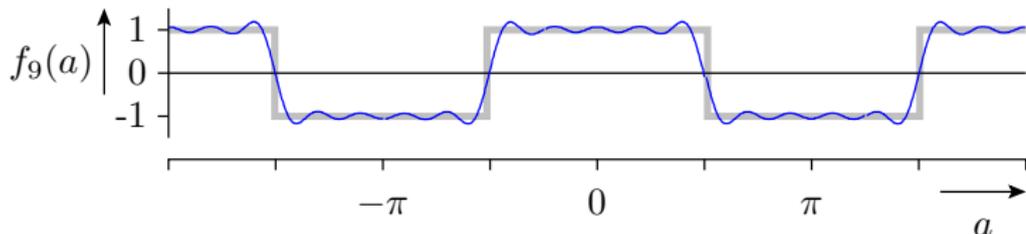
<http://www.audio-perfection.com/spice-ltspice/distortion-measurements-with-ltspice.html>

Spektrum eines Rechtecksignal

- Ein symmetrisches Rechtecksignal hat die Fourie-Reihe (vergl. Elektronik I, Foliensatz 7):

$$f_M(a) = \frac{4}{\pi} \cdot \sum_{m=0}^M \sin\left(\frac{\pi \cdot m}{2}\right) \cdot \frac{\cos(m \cdot a)}{m}$$

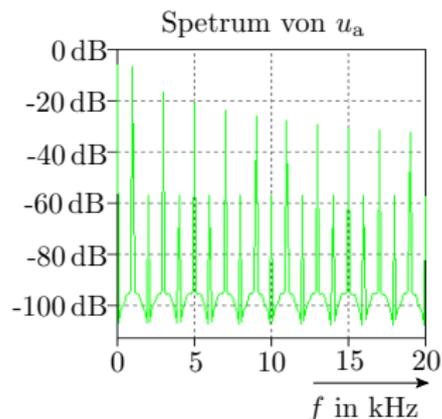
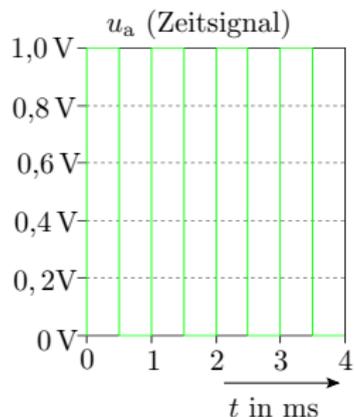
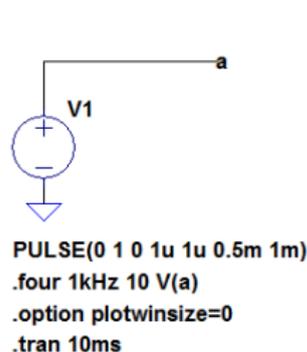
- Annäherung bis zur 9-fachen Frequenz:



$$f_9(a) = \frac{4}{\pi} \cdot \left(\cos(a) - \frac{\cos(3 \cdot a)}{3} + \frac{\cos(5 \cdot a)}{5} - \frac{\cos(7 \cdot a)}{7} + \frac{\cos(9 \cdot a)}{9} \right)$$

- Nur Spektralwerte für ungeradzahlige Vielfache der Grundfrequenz.

Bestimmung durch Simulation



- Theoretisch nur Spektralwerte für ungeradzahlige Vielfache der Grundfrequenz (Oberwellen) von 1 kHz.
- Geringe Spektralwerte geradzahliger Oberwellen durch Differenz zwischen Ein- und Ausschaltzeit.
- Spektralwerte < -80 dB durch numerische Fehler.
- Zusätzlich Berechnung der Phase mit ».four 1kH 10 V(a)«.



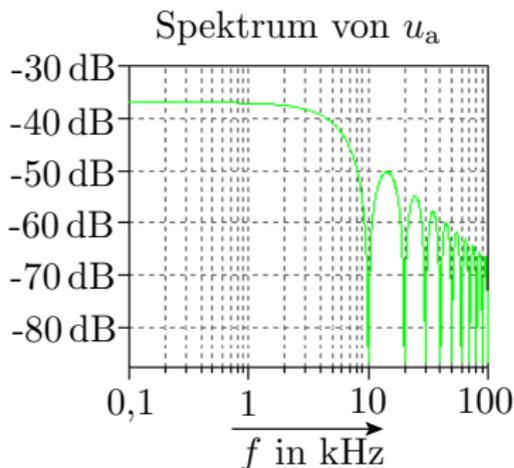
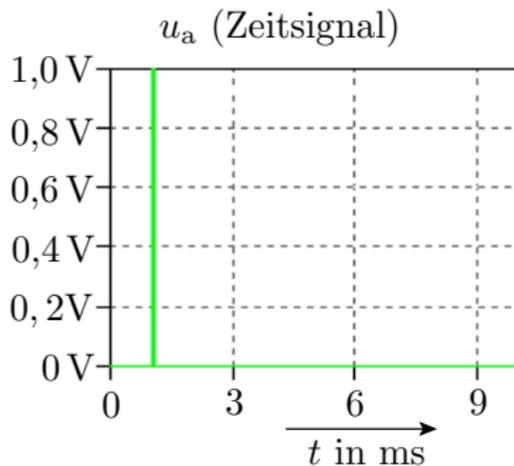
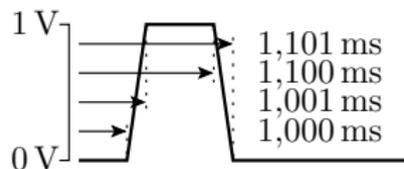
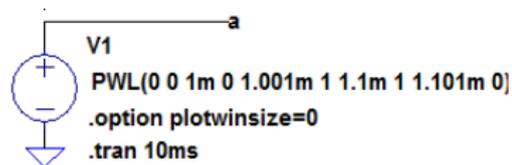
Mit der zusätzlichen Spice-Anweisung

```
.four 1kHz 10 V(a)
```

werden die Spektralwerte, im Beispiel für die 1kHz-Grundwelle und 9 Oberwellen (Vielfache der Grundfrequenz, siehe später Folie 99) berechnet und im ErrLog-File incl. Phase dargestellt:

Harmonic Number	Frequency [Hz]	Fourier Component	Normalized Component	Phase [degree]	Normalized Phase [deg]
1	1.000e+03	6.366e-01	1.000e+00	-0.36°	0.00°
2	2.000e+03	2.000e-03	3.142e-03	89.28°	89.64°
3	3.000e+03	2.122e-01	3.333e-01	-1.08°	-0.72°
4	4.000e+03	2.000e-03	3.141e-03	88.56°	88.92°
5	5.000e+03	1.273e-01	2.000e-01	-1.80°	-1.44°
6	6.000e+03	2.000e-03	3.141e-03	87.84°	88.20°
7	7.000e+03	9.092e-02	1.428e-01	-2.52°	-2.16°
8	8.000e+03	2.000e-03	3.141e-03	87.12°	87.48°
9	9.000e+03	7.070e-02	1.111e-01	-3.24°	-2.88°
10	1.000e+04	1.999e-03	3.141e-03	86.40°	86.76°

Das Spektrum eines periodischen Impulses



Für $f < \frac{1}{2\pi \cdot t_{\text{Puls}}} = 1,6 \text{ kHz}$ (t_{Puls} – Pulsbreite) $|U_a| = \text{konst.}$

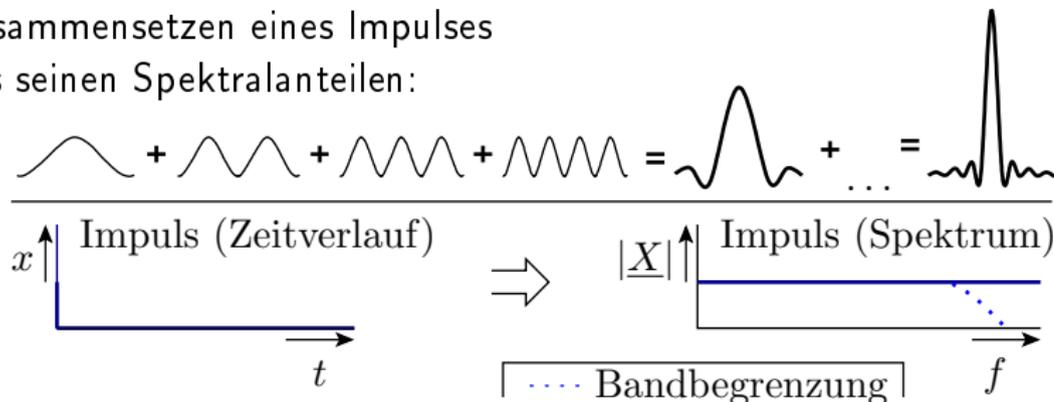
Spektren nicht periodischer Signale

Das Spektrum eines nicht periodischen Signals ergibt sich durch den Grenzwertübergang der Anzahl der Abtastpunkte je Periode $N \rightarrow \infty$. Beispiel Impuls. Erster Abtastwert $A \cdot N$, alle anderen null:

$$x(n) = \lim_{N \rightarrow \infty} \begin{cases} A \cdot N & n = 0 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

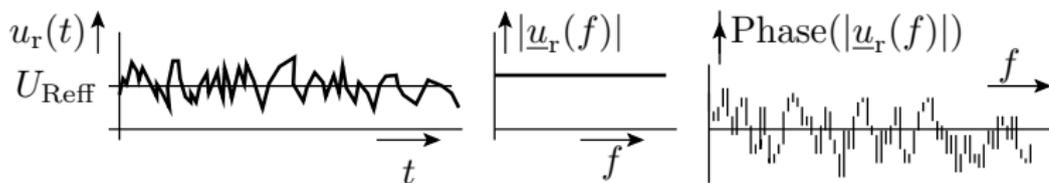
Spektralwerte aller Frequenzindizes: $\underline{X}(m) = A$.

Zusammensetzen eines Impulses
aus seinen Spektralanteilen:





Die aufsummierten Kosinussignale für den Impuls haben alle dieselbe Amplitude und Phase null. Konstante Amplitude für alle Frequenzen hat auch ein ganz anderes Zeitsignal, das sog. weiße Rauschen, das sich aus vielen kleinen Impulsen zu zufälligen Zeitpunkten zusammensetzt (siehe später Folie 107).



Das Amplitudenspektrum allein reicht nicht für eine eindeutige Signalbeschreibung.

In der Praxis werden Spektren meist aus Abtastfolgen berechnet, die nicht genau eine Signalperiode lang sind, überlagert von einem Quantisierungsrauschen. Das sich dabei typisch ergebende Amplitudenspektrum besteht aus einem Grundrauschen und Peaks für die periodischen Anteile.



Klirrfaktor

Spektrum und Nichtlinearität

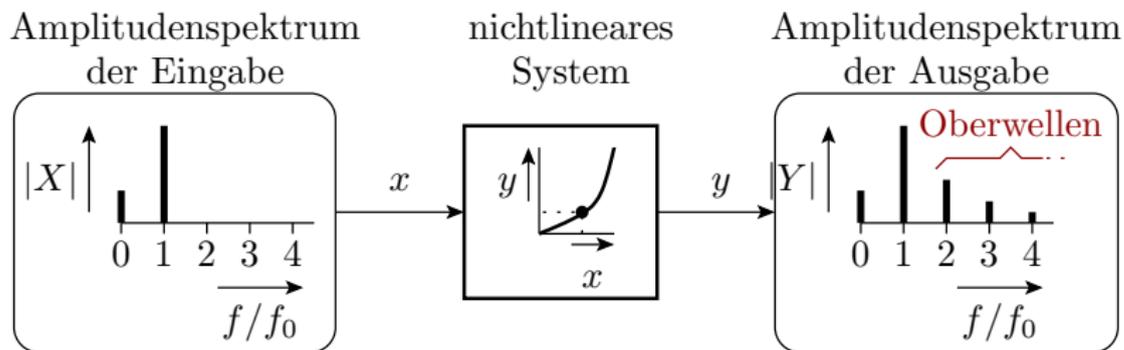
- Die Ausgabe eines linearen Systems hat nur Spektralwerte $\neq 0$ für Frequenzen, die im Eingabespektrum enthalten sind.
- Nichtlineare Systeme werden im Arbeitspunkt linearisiert durch Vernachlässigung der quadratischen, kubischen etc. Terme:

$$f(x-x_0) = \underbrace{f(x_0) + \frac{f'(x_0)}{1!} \cdot (x-x_0)}_{\text{lineare Näherung}} + \underbrace{\frac{f''(x_0)}{2!} \cdot (x-x_0)^2 + \dots + \frac{f^{(n)}(x_0)}{n!} \cdot (x-x_0)^n}_{\text{vernachlässigte nichtlineare Anteile}}$$

- 1 Was entsteht, wenn ein Kosinussignal mit n potenziert wird?
 - Spektralanteile mit der 2 bis n -fachen Frequenz.
- 2 Was entsteht, wenn eine Summe von Kosinussignalen mit n potenziert wird?
 - Spektralanteile für Summen- und Differenzfrequenzen.

- Die n -te Potenz eines Kosinussignal lässt sich in eine Summe von Kosinussignalen bis zur n -fachen Frequenz darstellen:

$$\cos(\omega t)^n = \frac{1}{2^n} \sum_{k=0}^n \binom{n}{k} \cos((n-2k) \cdot \omega \cdot t) \quad (2)$$



- Die erzeugten Spektralanteile mit Vielfachen der Frequenz werden als Oberwellen bezeichnet.



Herleitung Gleichung 2:

$$\cos(\omega t)^n = \frac{1}{2^n} \sum_{k=0}^n \binom{n}{k} \cos((n-2k) \cdot \omega \cdot t)$$

$$\cos(\omega \cdot t)^n = \frac{1}{2} \cdot (e^{j \cdot \omega \cdot t} + e^{-j \cdot \omega \cdot t})^n$$

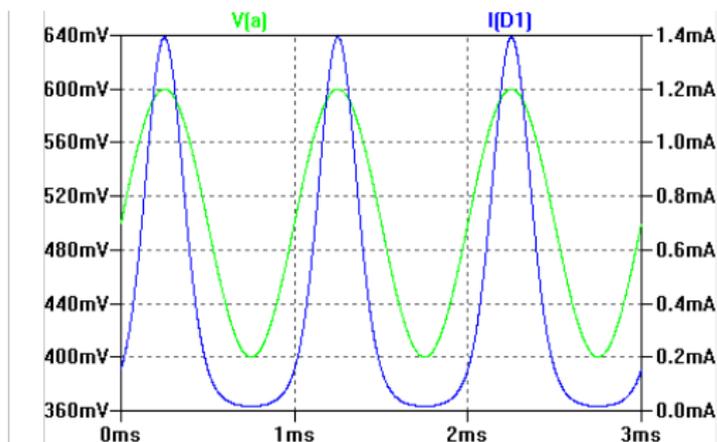
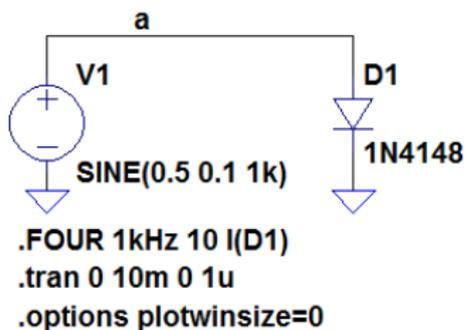
Nach dem Binomischen Lehrsatz:

$$(e^{j \cdot \omega \cdot t} + e^{-j \cdot \omega \cdot t})^n = \sum_{k=0}^n \binom{n}{k} \cdot \underbrace{e^{j \cdot \omega \cdot t \cdot (n-k)} \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot t \cdot k}}_{e^{j \cdot \omega \cdot t \cdot (n-2k)}}$$

Summe enthält paarweise konjugiert komplexe Terme, z.B für $n = 4$:

k	0	1	2	3	4
Exponent: $n - 2k$	4	2	0	-2	-4
$\binom{n}{k}$	1	4	6	4	1

Signalverzerrung an einer Diode



- Die Strom-Spannungs-Kennlinie einer Diode ist näherungsweise eine Exponentialfunktion.
- Der untere Teil des Ausgangssignals wird gestaucht und der obere gestreckt.



- Spektralwerte des Diodenstroms berechnet mit:

```
.four 1kHz 10 V(a)
```

Harmonic Number	Frequency [Hz]	Fourier Component	Phase [degree]	
1	1.000e+03	5.927e-04	0.01°	: Grundwelle
2	2.000e+03	2.740e-04	-89.99°	: 1. Oberwelle
3	3.000e+03	9.073e-05	-179.98°	: 2. Oberwelle
4	4.000e+03	2.303e-05	90.03°	: 3. Oberwelle
5	5.000e+03	4.649e-06	0.03°	: 4. Oberwelle
6	6.000e+03	7.509e-07	-89.96°	: 5. Oberwelle
7	7.000e+03	9.288e-08	-179.96°	: 6. Oberwelle
8	8.000e+03	6.882e-09	89.99°	: 7. Oberwelle
9	9.000e+03	4.010e-10	-178.20°	: 8. Oberwelle
10	1.000e+04	2.657e-10	90.08°	: 9. Oberwelle

Total Harmonic Distortion: 48.864496%

Klirrfaktor (Harmonic Distortion)

Der Klirrfaktor ist der Anteil der Energie der Oberwellen an der Gesamtenergie. Er berechnet sich als Verhältnis der Effektivwerte

$$k = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^{\infty} |\underline{X}(i \cdot f_0)|^2}{\sum_{i=1}^{\infty} |\underline{X}(i \cdot f_0)|^2}}$$

und ist ein Maß der Verzerrung. Bei Audiosignalen wird er als »klirren« wahrgenommen.

Für den Diodenstrom im Beispiel gilt:

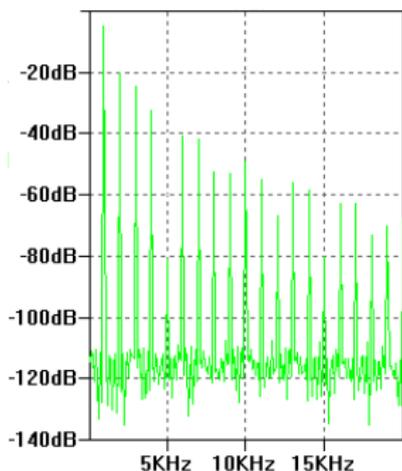
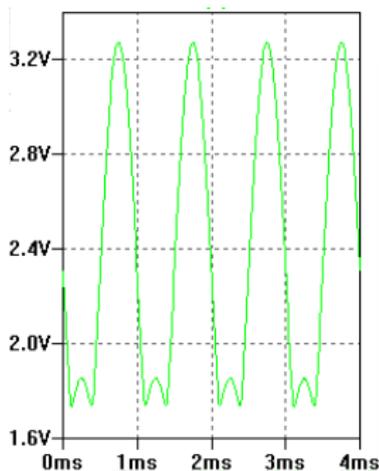
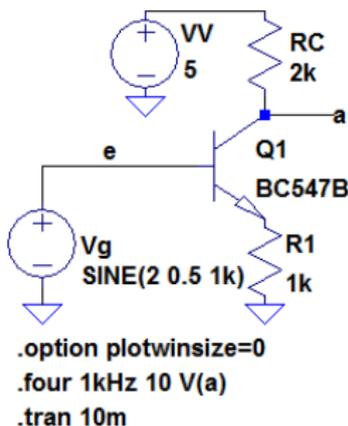
$$\begin{aligned} k &= \sqrt{\frac{(2,740 \cdot 10^{-4})^2 + (9,073 \cdot 10^{-5})^2 + \dots}{(5,927 \cdot 10^{-4})^2 + (2,740e \cdot 10^{-4})^2 + (9,073 \cdot 10^{-5})^2 + \dots}} \\ &= 48,8\% \end{aligned}$$

Das Ergebnis steht unter den Spektralwerten im SPICE Error Log:

Total Harmonic Distortion: 48.864496%

Der Klirrfaktor eines Verstärkers

Wenn das Eingangssignal eines Verstärkers zu groß ist, übersteuert er, d.h. er verlässt seinen linearen Kennlinienbereich:



Das Eingangssignal ist $U_g = 2\text{ V} + 0,5\text{ V} \cdot \sin(2\pi \cdot 1\text{ kHz} \cdot t)$. Für zu große Werte der Eingangsspannung geht der Transistor in die Übersteuerung. Die Verstärkung wechselt von -2 nach 1.



Fourier-Koeffizienten und Klirrfaktor aus dem SPICE Error Log:

Harmonic Number	Frequency [Hz]	Fourier Component	Normalized Component	Phase [degree]
1	1.000e+03	7.883e-01	1.000e+00	-180.00°
2	2.000e+03	1.396e-01	1.770e-01	-90.04°
3	3.000e+03	8.518e-02	1.081e-01	179.96°
4	4.000e+03	3.380e-02	4.287e-02	90.03°
5	5.000e+03	1.275e-04	1.618e-04	44.24°
6	6.000e+03	1.318e-02	1.671e-02	89.62°
7	7.000e+03	1.124e-02	1.426e-02	-0.06°
8	8.000e+03	3.207e-03	4.068e-03	-88.60°
9	9.000e+03	3.201e-03	4.060e-03	-1.90°
10	1.000e+04	4.716e-03	5.983e-03	-90.54°

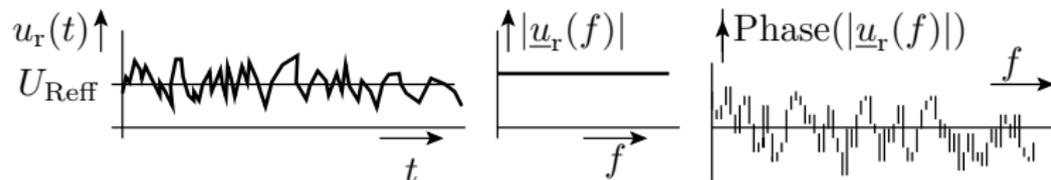
Total Harmonic Distortion: 21.307795%



Rauschen

Rauschen

Rauschen ist im Zeitbereich ein Zufallssignal, verursacht durch unterschiedliche physikalische Effekte.



($u_r(t)$ – Rauschspannung; U_{Reff} – Effektivwert der Rauschspannung). Im Frequenzbereich wird Rauschen durch seine spektrale Dichte $|\underline{u}_r(f)|$ bzw. sein Quadrat beschrieben. Das Quadrat besitzt die Maßeinheit $\frac{\text{V}^2}{\text{Hz}}$. Die effektive Rauschspannung ist die Wurzel aus dem Integral über die Quadrate der Rauschdichte in einem Frequenzbereich $[f_u, f_o]$:

$$U_{\text{Reff}} = \sqrt{\int_{f_u}^{f_o} |\underline{u}_r(f)|^2 \cdot df} \quad (3)$$



5. Rauschen

Für den Rauschstrom:

- Rauschstromdichte: $|\underline{i}_r(f)|, \left[|\underline{i}_r(f)|^2 \right] = \frac{\text{A}^2}{\text{Hz}}$
- Effektivwert des Rauschstroms:

$$I_{\text{Reff}} = \sqrt{\int_{f_u}^{f_o} |\underline{i}_r(f)|^2 \cdot df}$$

(f_u, f_o – untere und obere Grenze des betrachteten Frequenzbereichs).

Bei der Verarbeitung von Empfangs- und Sensorsignalen interessiert der Signal-Rausch-Abstand als Verhältnis von Nutz- und Rauschleistung, beschreibbar durch den Quotienten der Effektivwertquadrate:

$$SNR = \frac{U_{\text{eff}}^2}{U_{\text{Reff}}^2}$$

LT-Spice kann Rauschdichten und Effektivwerte für Wärmerauschen, Stromrauschen und 1/f-Rauschen berechnen.



Physikalische Ursachen



Wärmerauschen (Widerstandsrauschen)

Die Leitungselektronen in einem Widerstand erzeugen mit großer Rate statistisch unabhängige Spannungs- und Stromimpulse kurzer Dauer, deren Überlagerung zu einem konstanten Amplitudenspektrum mit zufälliger Phase über den gesamten genutzten Frequenzbereich führt (weißes Rauschen):

- Rauschspannung:

$$\begin{aligned} \text{Rauschdichte: } |\underline{u}_{r,R}(f)| &= \sqrt{4 \cdot k_B \cdot T \cdot R} \\ \text{Effektivwert: } U_{\text{Reff.R}} &= \sqrt{4 \cdot k_B \cdot T \cdot R \cdot \Delta f} \end{aligned} \quad (4)$$

- Rauschstrom: $|\underline{i}_{r,R}(f)| = \frac{|\underline{u}_{r,R}(f)|}{R}$; $I_{\text{Reff.R}} = \frac{U_{\text{Reff.R}}}{R}$

- Rauschleistung: $U_{\text{Reff.R}} \cdot I_{\text{Reff.R}} = 4 \cdot k_B \cdot T \cdot \Delta f$

($k_B = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Ws}}{\text{K}}$ – Boltzmannkonstante; T – Temperatur in Kelvin; Δf – genutzte Bandbreite).



Beispiel

$T = 300 \text{ K}; R = 1 \text{ k}\Omega; \Delta f = 1 \text{ MHz}:$

$$U_{\text{Reff.R}} = \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Ws}}{\text{K}} \cdot 300 \text{ K} \cdot 1 \text{ k}\Omega \cdot 1 \text{ MHz}} = 4,07 \mu\text{V}$$

$$I_{\text{Reff.R}} = \frac{U_{\text{Reff.R}}}{R} = 4,07 \text{ nA}$$

Rauschleistung: $16,6 \cdot 10^{-16} \text{ W}$



Stromrauschen (Schrotrauschen)

Stromrauschen, auch als Schrotrauschen bezeichnet, wird durch die diskrete Natur der Ladungsträger beim Durchlaufen einer Spannungsschwelle, insbesondere in pn-Übergängen verursacht. Es kann als das Prasseln der Elektronen und Löcher verstanden werden, das beim Fließen eines Gleichstroms entsteht, wenn die Ladungsträger Spannungsschwellen passieren:

$$\text{Rauschdichte: } |i_{r.sd}(f)| = \sqrt{2 \cdot q \cdot I}$$

$$\text{Effektivwert: } I_{\text{Reff.sd}} = \sqrt{2 \cdot q \cdot I \cdot \Delta f}$$

($q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{As}$ – Elementarladung, Δf – Bandbreite).

Im Vergleich zum Wärmerauschen nimmt das Stromrauschen nicht mit der Temperatur zu.



Beispiel

$I = 1 \text{ mA}$, $\Delta f = 1 \text{ MHz}$:

$$I_{\text{Reff.sd}} = \sqrt{2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ As} \cdot 1 \text{ mA} \cdot 1 \text{ MHz}} = 18 \mu\text{A}$$



1/f-Rauschen (Funkelrauschen)

Experimentell mißt man an fast allen Bauteilen einen Rauschanteil, der mit zunehmender Frequenz annimmt. Vielfältige Ursachen:

- Diffusion von Atomen und Molekülen an Grenz- und Oberflächen,
- Schwankungen der Gate-Ladungen bei MOSFETs,

Spice-Modell für das 1/f-Rauschen an Bipolartransistoren:

$$|\dot{i}_{r.fd}(f)| = \sqrt{\frac{k_F \cdot I^{A_F}}{f}}$$

(I – Basis- oder Kollektorstrom (Gleichanteil); k_F – Funkelrauschkoeffizient (Spice-Parameter Kf); A_F – Funkelrauschexponent, typ. 1...2 (Spice-Parameter Af)).

Das 1/f-Rauschen stört bei niederfrequenten Signalen, vor allem bei der Verarbeitung von Gleichspannungen (Parameterdrift).



Effektiver Rauschstrom

Beispiel: Kollektorstrom $I = 1 \text{ mA}$, Frequenzbereich: $f_u = 1 \text{ Hz}$ bis $f_o = 1 \text{ MHz}$, Spice-Parameter: $A_F = 1,2$, $k_F = 10^{-9} \text{ A}^{0,8}$:

$$\begin{aligned} I_{\text{Reff.f.d}} &= \sqrt{\int_{f_u}^{f_o} \frac{k_F \cdot I^{A_F}}{f} \cdot df} = \sqrt{k_F \cdot I_D^{A_F} \cdot \ln\left(\frac{f_o}{f_u}\right)} \\ &= \sqrt{10^{-9} \text{ A}^{0,8} \cdot 1 \text{ mA}^{1,2} \cdot \ln(10^6)} = 1,8 \mu\text{A} \end{aligned}$$

Bauteilabhängige Frequenz, bis zu der das 1/f Rauschen größer als das Stromrauschen ist:

- Röhren: $\approx 10 \text{ kHz}$
- Bipolartransistoren: $\approx 1 \text{ kHz}$
- Sperrschicht-FETs $\approx 100 \text{ Hz}$
- MOSFETS $\approx 10 \text{ MHz}$

Weiterführende Literatur: Rudolph Müller: Rauschen. Springer. 1990.



Rauschquellen

Rauschquellen

Rauschen wird durch AC-Quellen mit entsprechender spektraler Rauschdichte (Spannung/Strom, konstante oder $1/f$ -Dichte) modelliert und auf eine äquivalente Dichte am Schaltungsein- oder -ausgang umgerechnet.

Temperaturabhängiges Rauschen von Widerständen:

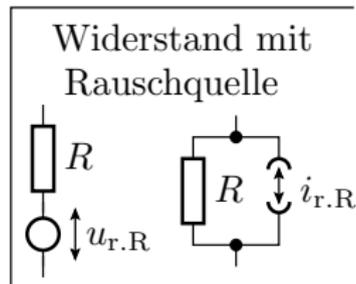
- Rauschspannungsdichte:

$$|\underline{u}_{r,R}(f)| = \sqrt{4 \cdot k_B \cdot T \cdot R}$$

- Rauschstromdichte:

$$|\underline{i}_{r,R}(f)| = \sqrt{\frac{4 \cdot k_B \cdot T}{R}}$$

(k – Boltzmannkonstante; T – Temperatur).



Rauschen ist ein ungerichtetes Spannungs- oder Stromsignal.
Addition unkorrelierter Rauschanteile nach Pythagoras.

Stromrauschen

Temperaturunabhängige Rauschstromquellen an pn-Übergängen:

- Stromrauschen:

$$|\dot{i}_{r.sd}(f)| = \sqrt{2 \cdot q \cdot I}$$

- $1/f$ - Rauschen:

$$|\dot{i}_{r.fd}(f)| = \sqrt{\frac{k_F \cdot I^{A_F}}{f}}$$

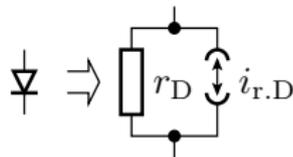
- gesamte Rauschstromdichte:

$$|\dot{i}_{r.d}(f)| = \sqrt{2 \cdot q \cdot I + \frac{k_F \cdot I^{A_F}}{f}}$$

(q – Elementarladung; I – Basis- oder Kollektorstrom (Gleichanteil); k_F – Funkelrauschkoeffizient (in Spice-Parameter **Kf**); A_F – Funkelrauschexponent, typ. 1...2 (in Spice-Parameter **Af**)).

Die Simulation kann temperaturabhängige, Strom- und $1/f$ -Rauschanteile getrennt und gemeinsam berechnen.

Kleinsignalersatz-
schaltung Diode mit
Rauschstromquelle



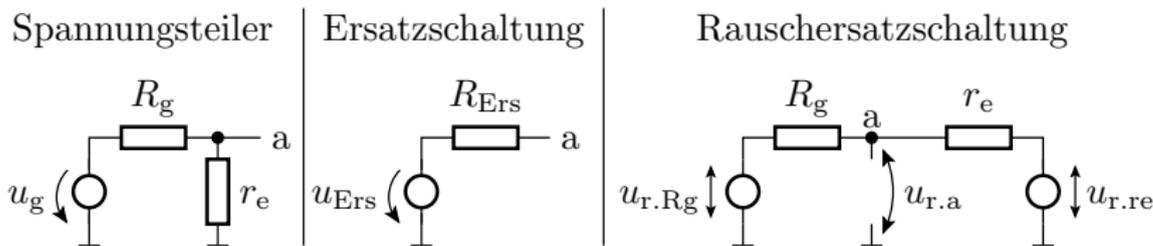


Rauschquellentransformation

Rauschquellentransformation

Umrechnung einzelner oder aller Rauschquellen innerhalb einer Schaltung in eine äquivalente Rauschquelle am Ein- oder Ausgang.

Beispiel: Spannungsteiler mit zwei Widerständen als Rauschquellen.

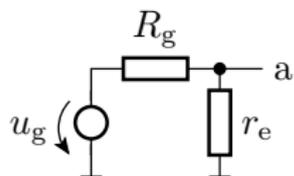


Übertragungsfunktion:

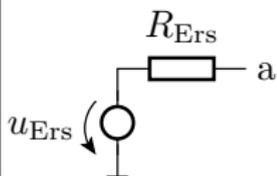
$$u_a = v_u \cdot u_g = \frac{r_e}{R_g + r_e} \cdot u_g$$

$$R_{ers} = R_g \parallel r_e$$

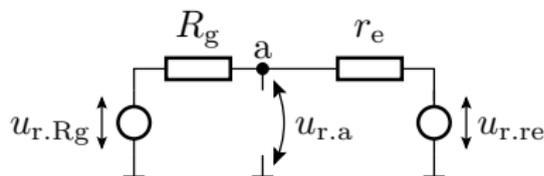
Spannungsteiler



Ersatzschaltung



Rauschersatzschaltung



Äquivalente Rauschdichte beider Quellen am Ausgang einzeln:

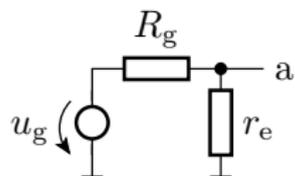
$$|\underline{u}_{r.Rg_a}| = |\underline{u}_{r.Rg}| \cdot \frac{r_e}{R_g + r_e} = \sqrt{4 \cdot k_B \cdot T \cdot R_G} \cdot \frac{r_e}{R_g + r_e}$$

$$|\underline{u}_{r.re_a}| = |\underline{u}_{r.re}| \cdot \frac{R_g}{R_g + r_e} = \sqrt{4 \cdot k_B \cdot T \cdot r_e} \cdot \frac{R_g}{R_g + r_e}$$

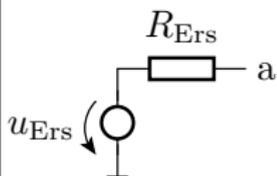
Äquivalente Rauschdichte beider Quellen am Ausgang zusammen:

$$\begin{aligned} |\underline{u}_{r.a}| &= \sqrt{4 \cdot k_B \cdot T \cdot R_g \cdot \left(\frac{r_e}{R_g + r_e}\right)^2 + 4 \cdot k_B \cdot T \cdot r_e \cdot \left(\frac{R_g}{R_g + r_e}\right)^2} \\ &= \sqrt{4 \cdot k_B \cdot T \cdot R_{ers}} \quad \text{mit } R_{ers} = r_e \parallel R_g \end{aligned}$$

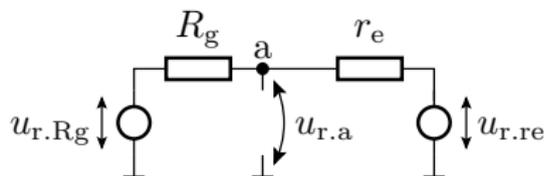
Spannungsteiler



Ersatzschaltung



Rauschersatzschaltung



Äquivalente Rauschdichte beider Quellen am Eingang:

$$|\underline{u}_{r,e}| = \frac{1}{v_u} \cdot |\underline{u}_{r,a}| = \frac{R_g + r_e}{r_e} \cdot |\underline{u}_{r,a}|$$

Effektivwert des Ausgangsrauschens:

$$U_{\text{Reff},a} = |\underline{u}_{r,a}| \cdot \sqrt{\Delta f} = \sqrt{4 \cdot k_B \cdot T \cdot (r_e \parallel R_g) \cdot \Delta f}$$

Effektivwert des Eingangsrauschens:

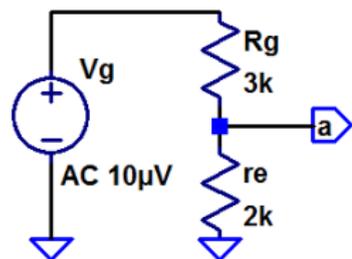
$$U_{\text{Reff},a} = |\underline{u}_{r,e}| \cdot \sqrt{\Delta f} = \frac{1}{v_u} \cdot \sqrt{4 \cdot k_B \cdot T \cdot (r_e \parallel R_g) \cdot \Delta f}$$



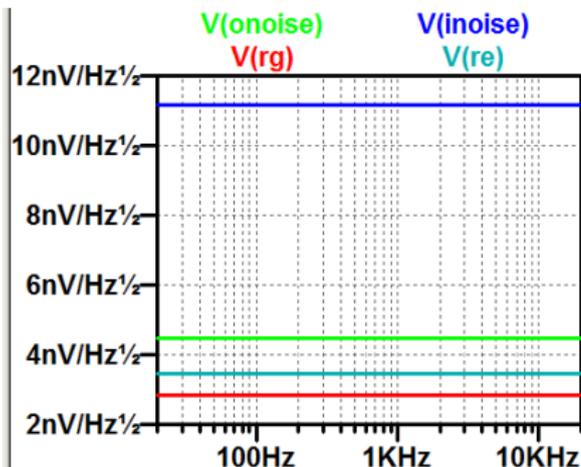
Rauschanalyse

Rauschanalyse

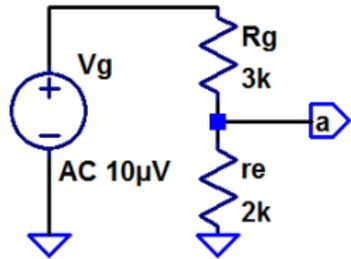
Zur Rauschanalyse ist eine Eingangsquelle und der Frequenzbereich festzulegen.



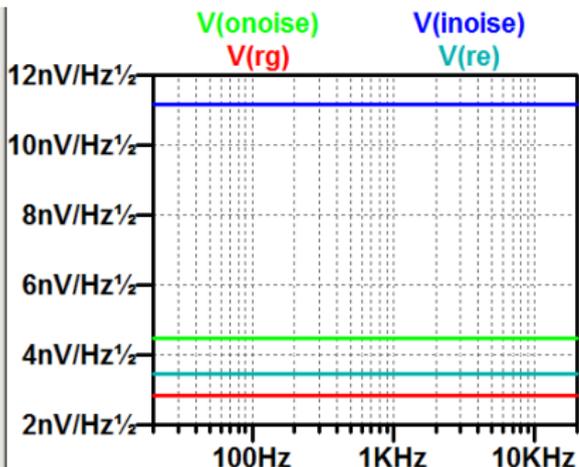
```
.meas noise noise_Rg integ V(Rg)
.meas noise noise_re integ V(re)
.meas noise noise_e integ V(onoise)
.meas noise noise_g integ V(inoise)
.noise V(a) Vg oct 10 20Hz 20kHz
```



($V(\text{onoise})$, $V(\text{inoise})$) – Rauschdichte am Ausgang bzw. Eingang;
 $V(R_g)$, $V(r_e)$ – Auf den Ausgang transformierte Rauschdichten der
 Widerstände R_g und r_e).



```
.meas noise noise_Rg integ V(Rg)
.meas noise noise_re integ V(re)
.meas noise noise_e integ V(onoise)
.meas noise noise_g integ V(inoise)
.noise V(a) Vg oct 10 20Hz 20kHz
```



```
.meas noise <Bezeichner> integ <Rauschdichte>
```

bestimmt die effektiven Rauschspannungen nach Gl. 3 (Wurzel Integral Quadrate) und schreibt die Ergebnisse ins »Error Log«:

```
noise_rg: INTEG(v(rg))=3.98712e-007 FROM 20 TO 20000
noise_re: INTEG(v(re))=4.88321e-007 FROM 20 TO 20000
noise_e: INTEG(v(onoise))=6.30419e-007 FROM 20 TO 20000
noise_g: INTEG(v(inoise))=1.57605e-006 FROM 20 TO 20000
```



Kontrolle der Ergebnisse:

- Die effektive Rauschspannung am Ausgang ergibt sich nach Gl. 4 aus dem Ersatzwiderstand am Ausgang und der betrachteten Bandbreite:

$$\begin{aligned}U_{\text{Reff.a}} &= \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot (R_{\text{ers}}) \cdot \Delta f} \\&= \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Ws}}{\text{K}} \cdot 300 \text{ K} \cdot (2 \parallel 3) \text{ k}\Omega \cdot (20 \text{ kHz} - 20 \text{ Hz})} \\&= 630 \text{ nV} \checkmark\end{aligned}$$

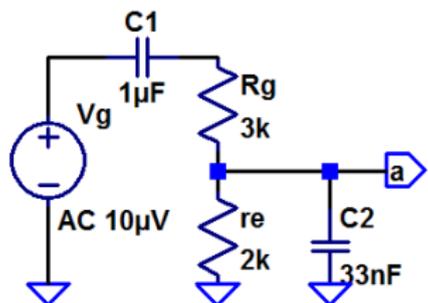
- Die gesamte effektive Rauschspannung ergibt sich über Pythagoras aus den Anteilen der beiden Widerstände:

$$630 \text{ nV} = \sqrt{300 \text{ nV}^2 + 488 \text{ nV}^2} \checkmark$$

- Die äquivalente Rauschspannung am Eingang ist die effektive Rauschspannung am Ausgang geteilt durch das Spannungsteilerverhältnis von 2/5:

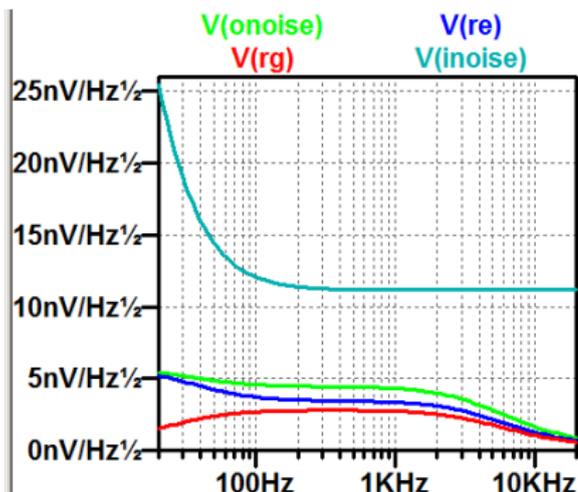
$$U_{\text{Reff.e}} = \frac{5 \cdot U_{\text{Reff.a}}}{2} = \frac{5 \cdot 630 \text{ nV}}{2} = 1,58 \mu\text{V} \checkmark$$

Frequenzabhängige Übertragungsfunktion



```

.meas noise noise_Rg integ V(Rg)
.meas noise noise_re integ V(re)
.meas noise noise_e integ V(onoise)
.meas noise noise_g integ V(inoise)
.noise V(a) Vg oct 10 20Hz 20kHz
    
```



Bei einer frequenzabhängigen Übertragungsfunktion sind auch die Verstärkungen und Dämpfungen der Rauschanteile frequenzabhängig. Das äquivalente Eingangsruschen ist außerhalb des genutzten Frequenzbereichs deshalb so groß, weil dort die Übertragungsfunktion, durch die dividiert wird, klein ist.



ohne Kapazitäten:

```
noise_rg: INTEG(v(rg))=3.83661e-007 FROM 20 TO 20000  
noise_re: INTEG(v(re))=2.71289e-007 FROM 20 TO 20000  
noise_e: INTEG(v(onoise))=4.69887e-007 FROM 20 TO 20000  
noise_g: INTEG(v(inoise))=7.0483e-007 FROM 20 TO 20000
```

mit Kapazitäten:

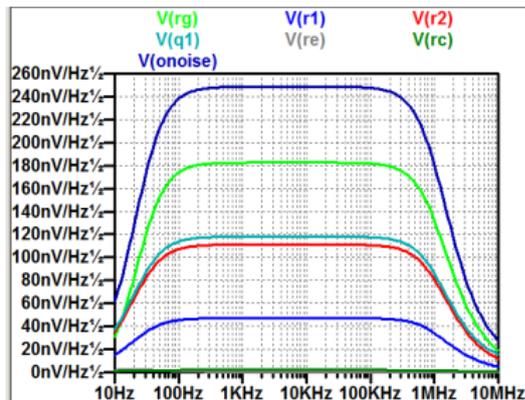
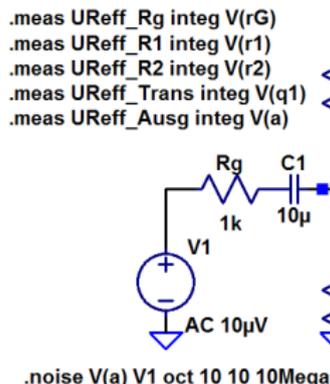
```
noise_rg: INTEG(v(rg))=2.07926e-007 FROM 20 TO 20000  
noise_re: INTEG(v(re))=2.56701e-007 FROM 20 TO 20000  
noise_e: INTEG(v(onoise))=3.30346e-007 FROM 20 TO 20000  
noise_g: INTEG(v(inoise))=1.57938e-006 FROM 20 TO 20000
```

Die Bandbegrenzung reduziert das Rauschen etwas.



Verstärker

Rauschanalyse eines Transistorverstärkers



Die Rauschquellen mit dem größten äquivalenten Ausgangsrauschen sind der Innenwiderstand der Signalquelle, der Transistor und die beiden Widerstände des Basisspannungsteilers.

Das Transistormodell hat offenbar kein $1/f$ -Rauschen⁸.

⁸Im Modell des BC547B fehlen die Parameterangaben für K_f und A_f .



Ausgabe im »Error Log«:

ureff_rg: INTEG(v(rg))=0.000226876 FROM 10 TO 1e+007

ureff_r1: INTEG(v(r1))=5.85794e-005 FROM 10 TO 1e+007

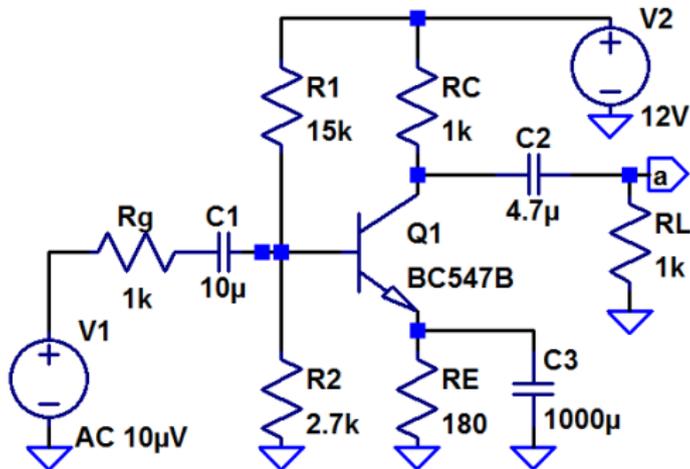
ureff_r2: INTEG(v(r2))=0.000138073 FROM 10 TO 1e+007

ureff_trans: INTEG(v(q1))=0.000149514 FROM 10 TO 1e+007

ureff_ausg: INTEG(v(onoise))=0.000310401 FROM 10 TO 1e+007

vu: MAX(gain)=44.8319 FROM 10 TO 1e+007

Rauschquelle	U_{Reff} an a
R_G	$227 \mu\text{V}$
R_1	$58 \mu\text{V}$
R_2	$138 \mu\text{V}$
Transistor	$150 \mu\text{V}$
gesamt	$310 \mu\text{V}$





SNR und Rauschzahl



Signal-Rausch-Abstand (SNR – signal noise ratio)

Signal-Rausch-Abstand: Verhältnis der Leistung des Nutzsignals zur Leistung des Rauschsignals an einem Lastwiderstand. Identisch mit Verhältnis der Effektivwertquadrate:

$$SNR = \frac{U_{\text{eff}}^2}{U_{\text{Reff}}^2}$$

Der Effektivwert des Nutzsignals ist der Leistungsmittelwert (engl. root mean square):

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u(t)^2 \cdot dt}$$

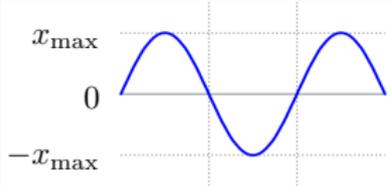
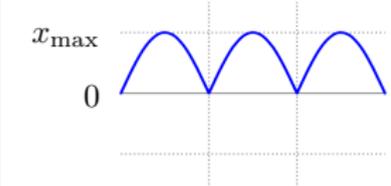
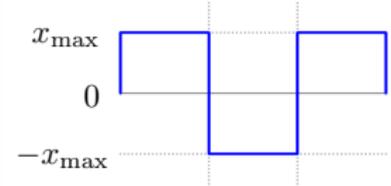
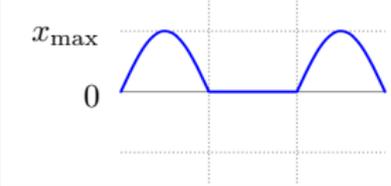
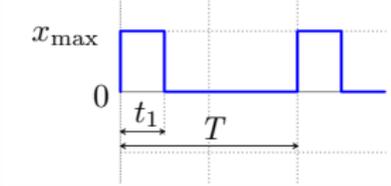
(T – Dauer Signalperiode). Für Kosinussignale $u(t) = \hat{U} \cdot \cos(\omega t)$:

$$U_{\text{eff}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \hat{U}$$

(\hat{U} – Amplitude).



Effektivwerte wichtiger Signalformen

	Effektivwert		Effektivwert
	$\frac{x_{\max}}{\sqrt{2}}$		$\frac{x_{\max}}{\sqrt{3}}$
	$\frac{x_{\max}}{\sqrt{2}}$		x_{\max}
	$\frac{x_{\max}}{2}$		$\sqrt{\frac{t_1}{T}} \cdot x_{\max}$



Beispielrechnung für den Verstärker Folie 131

```
ureff_ausg: INTEG(v(onoise))=0.000310401 FROM 10 TO 1e+007  
vu: MAX(gain)=44.8319 FROM 10 TO 1e+007
```

Eingabesignale:

- 1 Kosinusförmiges Eingabesignal:
 $u_{e1} = 30 \mu\text{V} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 10 \text{ kHz})$.
- 2 Rechteckeingabesignal, Frequenz 10 kHz, Einschaltspannung 30 μV , Ausschaltspannung -30 μV , Tastverhältnis 1:1.

Effektive Ausgangsspannungen:

- 1 $U_{\text{eff1.a}} = \frac{44,83}{\sqrt{2}} \cdot 30 \mu\text{V} = 951 \mu\text{V}$
- 2 $U_{\text{eff2.a}} = 44,83 \cdot 30 \mu\text{V} = 1345 \mu\text{V}$

Signal-Rausch-Abstand:

- 1 $SNR_1 = \frac{(951 \mu\text{V})^2}{(310,4 \mu\text{V})^2} = 9,4$
- 2 $SNR_2 = \frac{(1345 \mu\text{V})^2}{(310,4 \mu\text{V})^2} = 18,8$ (doppelt so groß)



Die Rauschzahl F

Die Rauschzahl F beschreibt die Verschlechterung des Signal-Rausch-Abstands durch einen Verstärker als Verhältnis des SNR, wenn nur das Rauschen des Generatorwiderstands berücksichtigt wird:

$$SNR_{Rg} = \frac{U_{\text{eff.a}}^2}{U_{\text{Reff.a}}^2 (R_g)}$$

zum SNR unter Berücksichtigung aller Rauschquellen

$$SNR = \frac{U_{\text{eff.a}}^2}{U_{\text{Reff.a}}^2}$$

Die Effektivwerte des Nutzsignals kürzt sich heraus:

$$F = \frac{SNR_{Rg}}{SNR} = \frac{U_{\text{Reff.a}}^2}{U_{\text{Reff.a}}^2 (R_g)}$$



Beispielrechnung für den Verstärker Folie 131

```
ureff_rg: INTEG(v(rg))=0.000226876 FROM 10 TO 1e+007
ureff_r1: INTEG(v(r1))=5.85794e-005 FROM 10 TO 1e+007
ureff_r2: INTEG(v(r2))=0.000138073 FROM 10 TO 1e+007
ureff_trans: INTEG(v(q1))=0.000149514 FROM 10 TO 1e+007
ureff_ausg: INTEG(v(onoise))=0.000310401 FROM 10 TO 1e+007
vu: MAX(gain)=44.8319 FROM 10 TO 1e+007
```

Rauschzahl:

$$F = \frac{U_{\text{Reff.a}}^2}{U_{\text{Reff.a}}^2 (R_g)} = \left(\frac{0,000310401}{0,000226876} \right)^2 = 1,87$$