

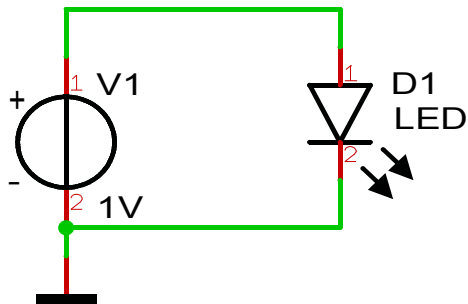
Zusammenstellung der in TARGET 3001! simulierten Grundsaltungen

Alle simulierten Schaltungen sind als TARGET 3001!-Schaltungen vorhanden und beginnen mit SIM-

LED- Kennlinie.....	2
LED- Kennlinie.....	2
LED an Gleichspannung.....	2
Einweggleichrichter ohne Kondensator.....	4
Einweggleichrichter mit Kondensator.....	5
Gleichrichterschaltung mit Z-Dioden-Stabilisierung.....	6
Einweggleichrichter mit Spannungsregler 7805.....	7
Zweiweggleichrichter.....	8
Zweiweggleichrichter mit Spannungsregler.....	9
Transistorschaltung : Bestimmung von B.....	10
Kondensator-Auf- und Entladung.....	12
RC-Rechteckgenerator.....	14
Widerstand an Wechselspannung.....	16
Kondensator an Wechselspannung.....	17
RC-Reihenschaltung.....	19
einfacher RC-Tiefpass.....	21
verbesserter Tiefpass.....	22
RC-Bandpass aus HP und TP.....	23
Bandpass mit Schwingkreis.....	24

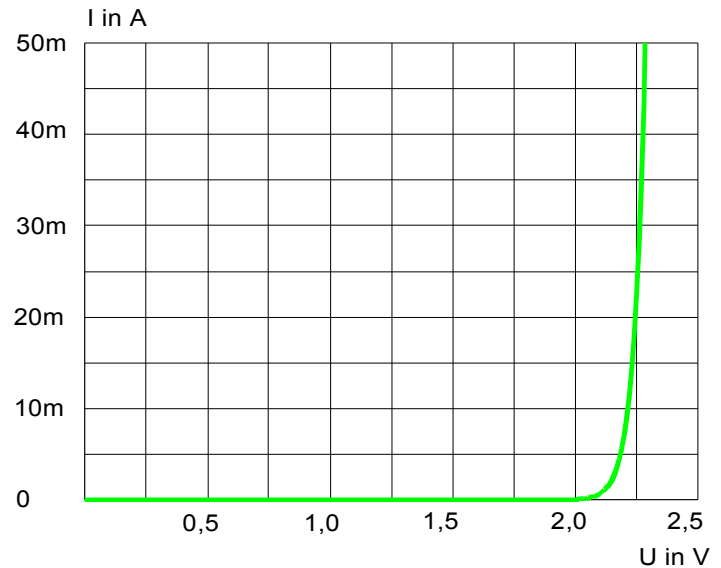
LED- Kennlinie

Die Kennlinie erhält man mit einer DC-Analyse.



DC-Analyse:

Quelle:	VV1
Startwert:	0
Endwert:	2.3
Inkrement:	0.01

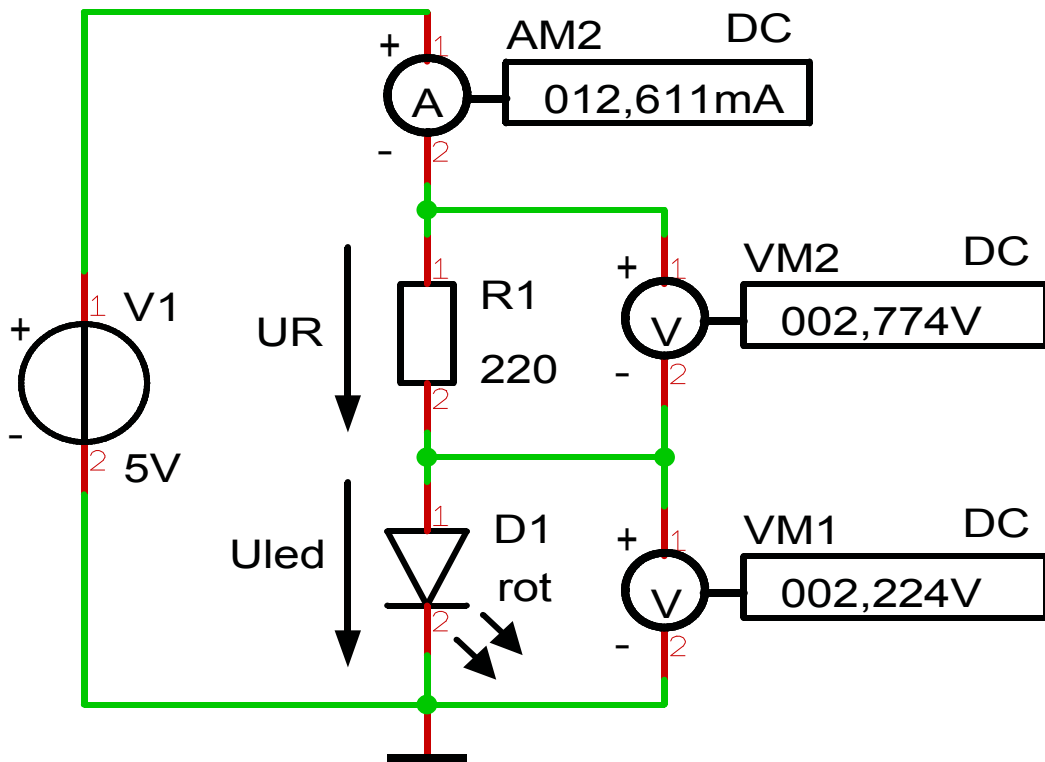


Probe:

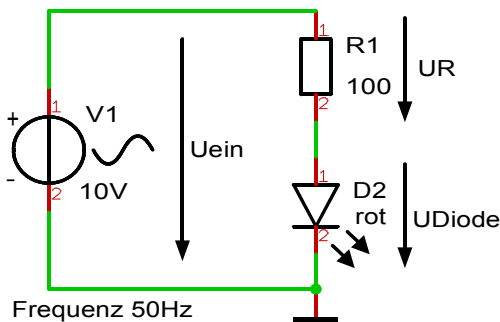
Strom, auf den Bauteilanschluss klicken

Hinweis: die Durchlass-Spannung lässt sich im Modell mit der Größe IS ändern.

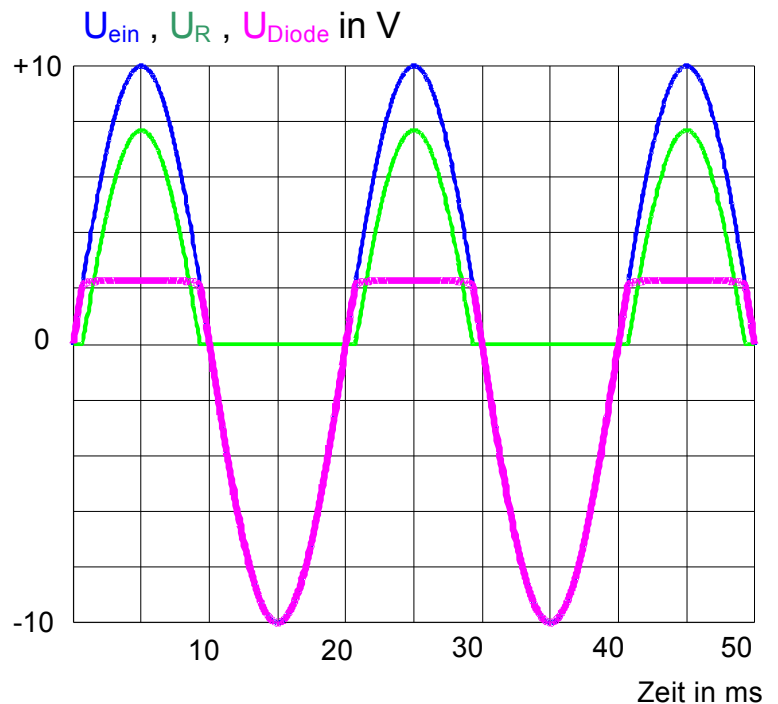
LED an Gleichspannung



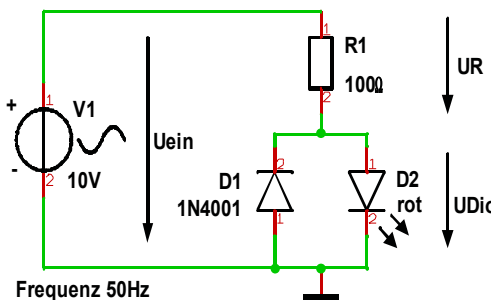
LED an Wechselspannung ohne Schutzdiode



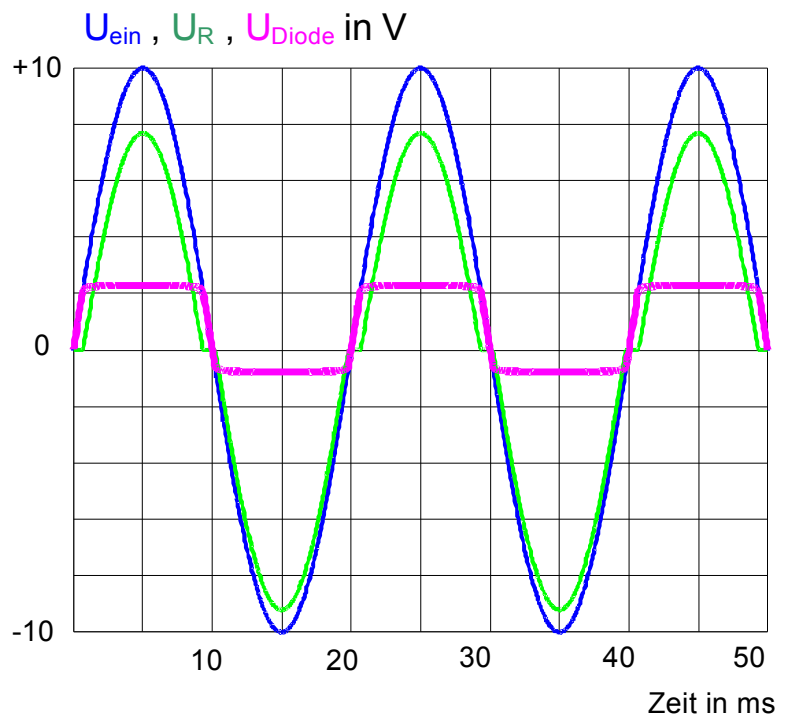
Die LED wirkt wie ein Gleichrichter. Am Widerstand sieht man die typische pulsierende Gleichspannung. Während den positiven Halbwellen leuchtet die LED und begrenzt die Spannung auf ca. 2,2V. Während den negativen Halbwellen sperrt die LED und muss die gesamte negative Spannung von – 10V aufnehmen. dies kann auf Dauer zur Zerstörung der LED führen



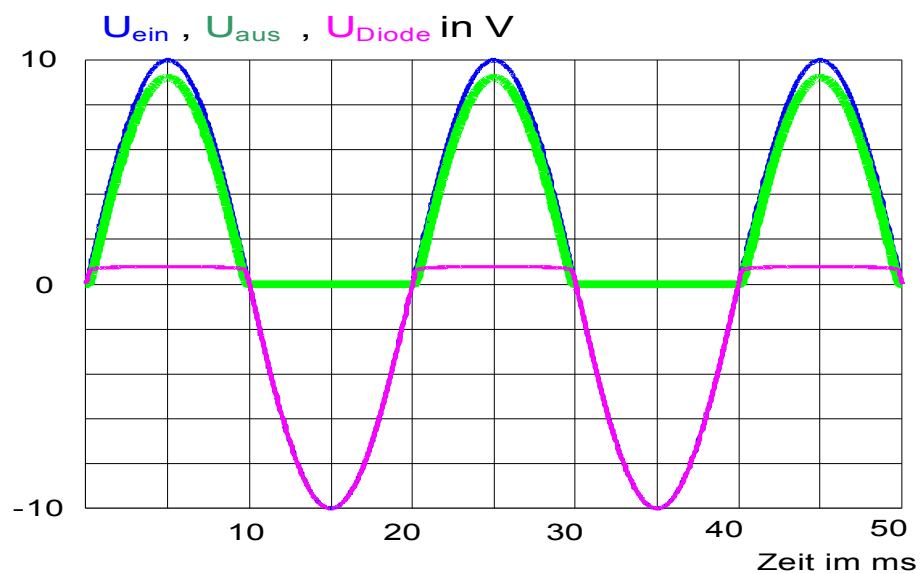
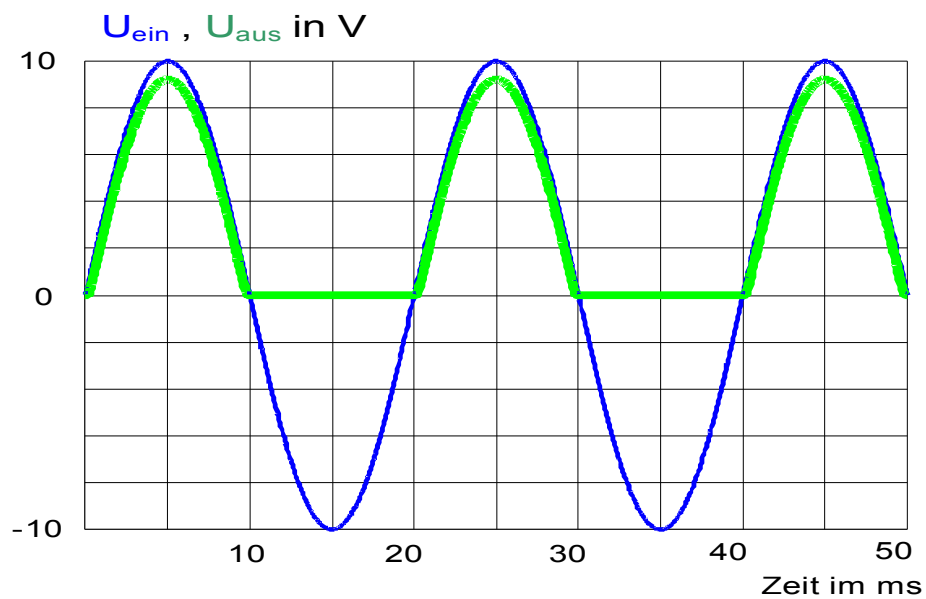
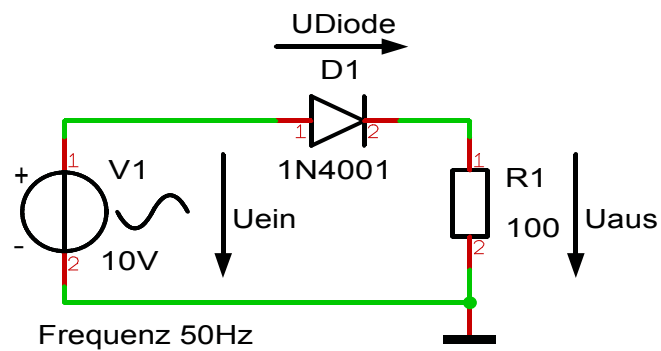
LED an Wechselspannung mit Schutzdiode



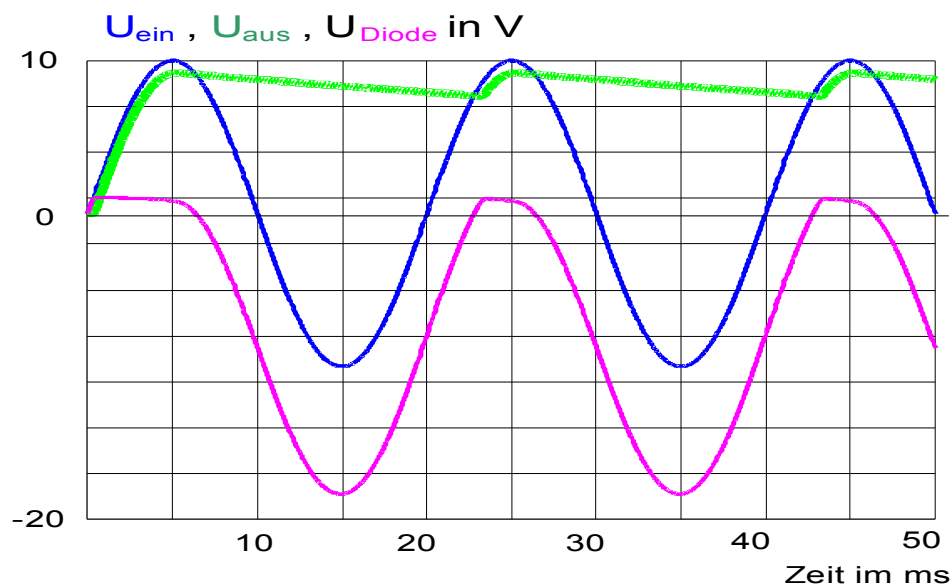
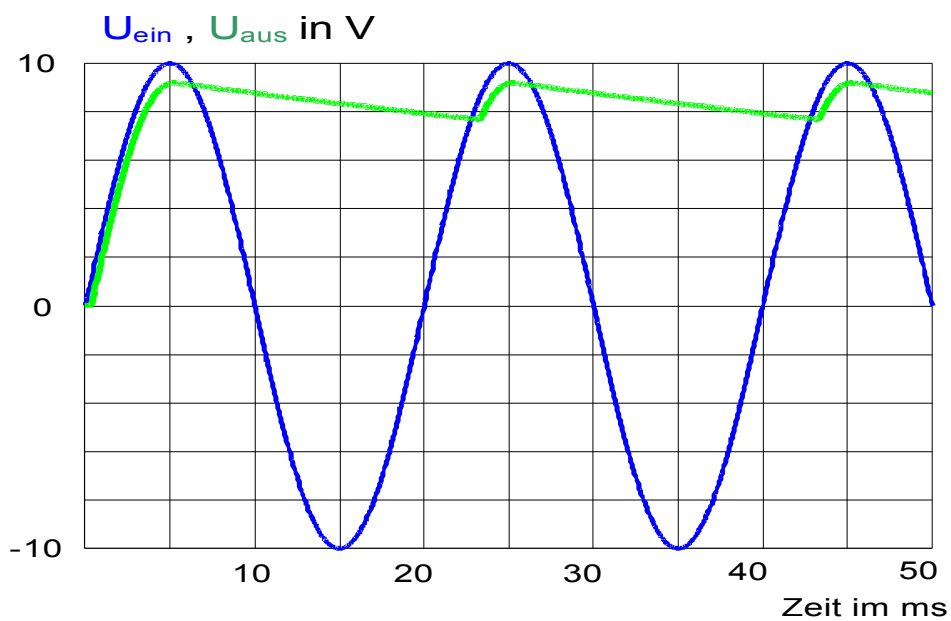
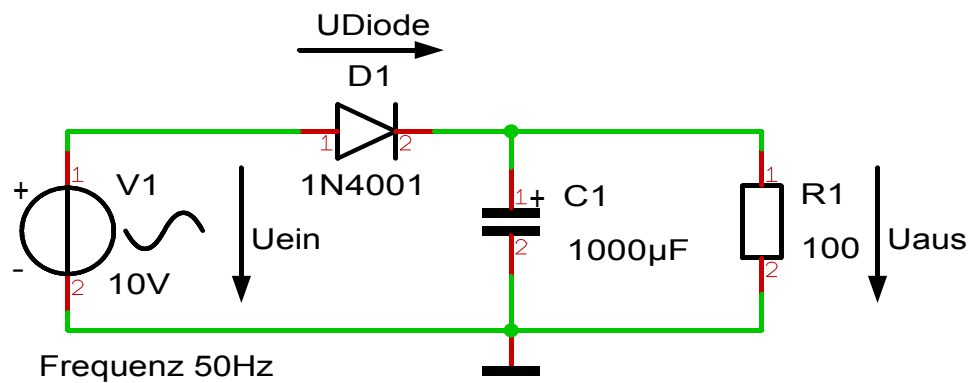
Die LED leitet bei der positiven Halbwelle und begrenzt die Spannung auf 2,2V. Die Diode leitet bei der negativen Halbwelle und begrenzt die Spannung auf 0,7V. Dadurch schützt sie die LED vor zu großen negativen Spannungen.



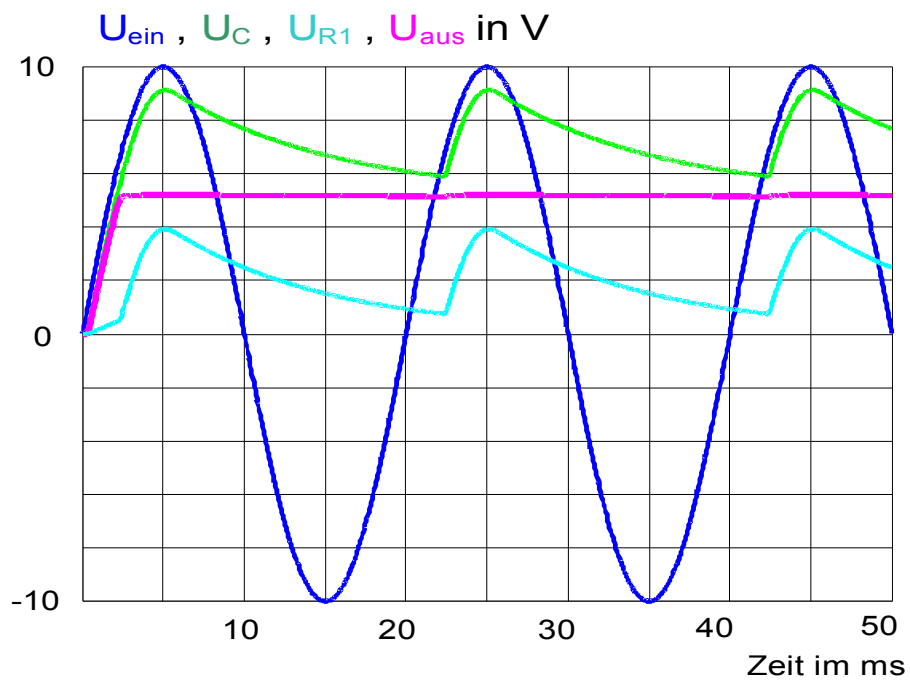
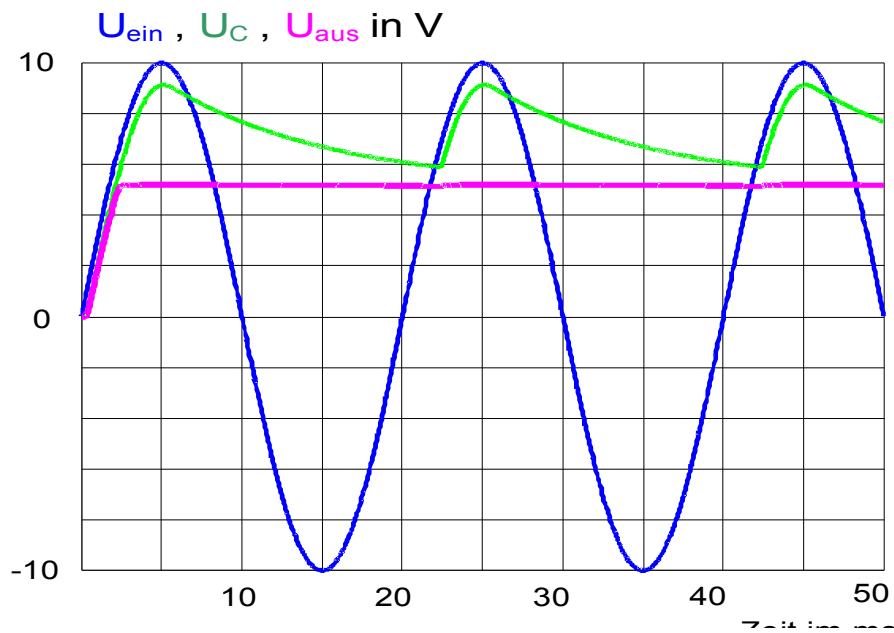
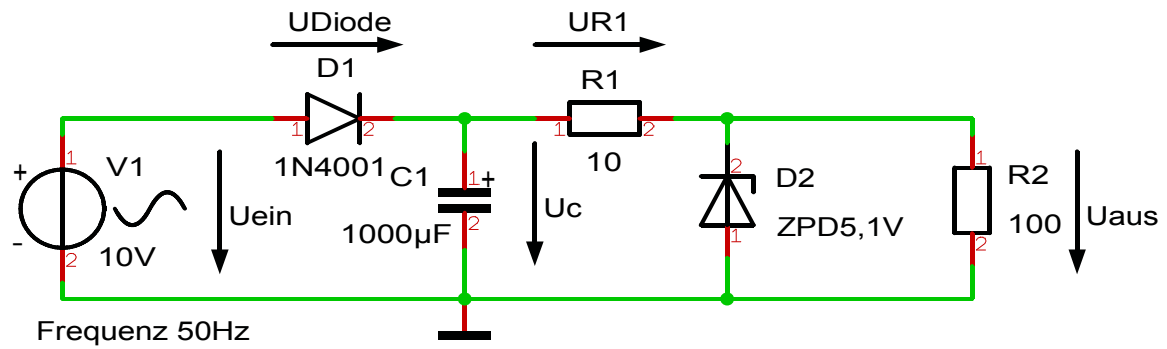
Einweggleichrichter ohne Kondensator



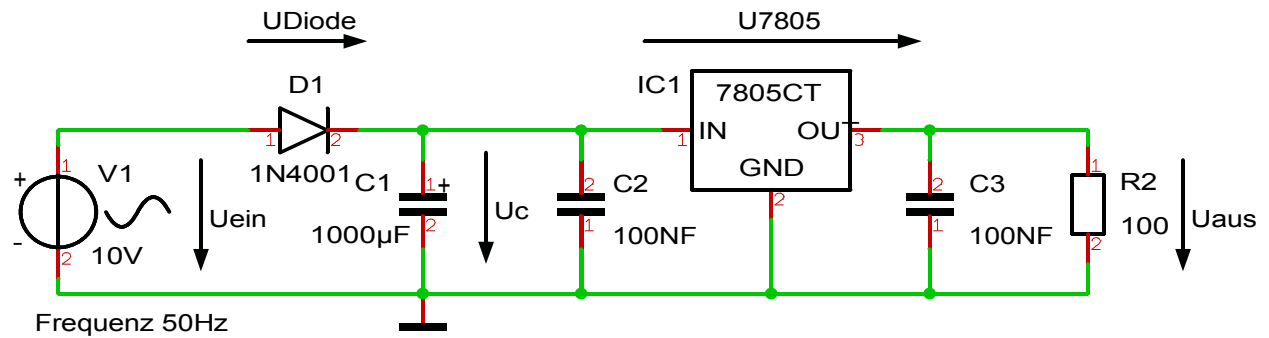
Einweggleichrichter mit Kondensator



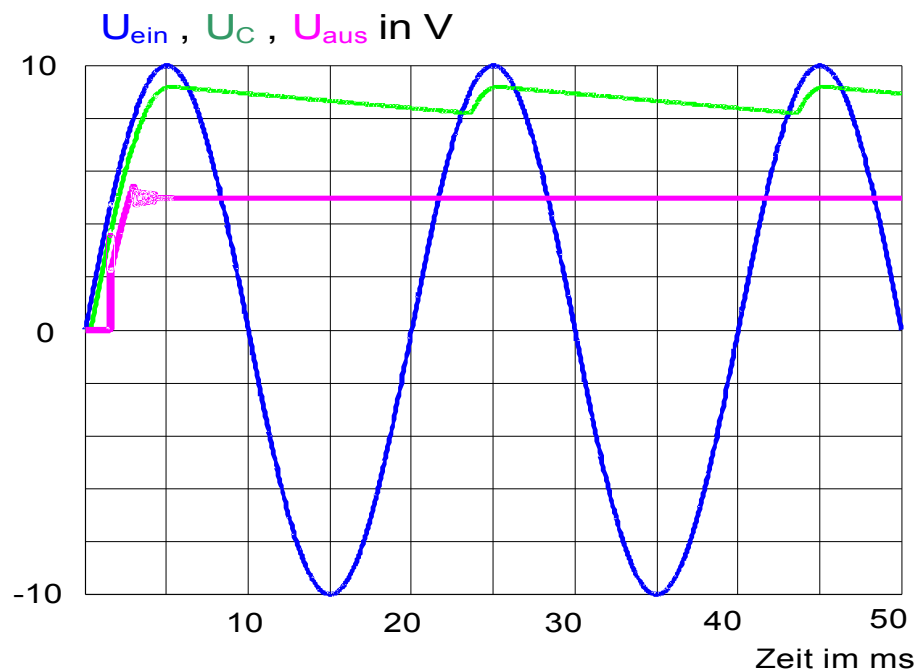
Gleichrichterschaltung mit Z-Dioden-Stabilisierung



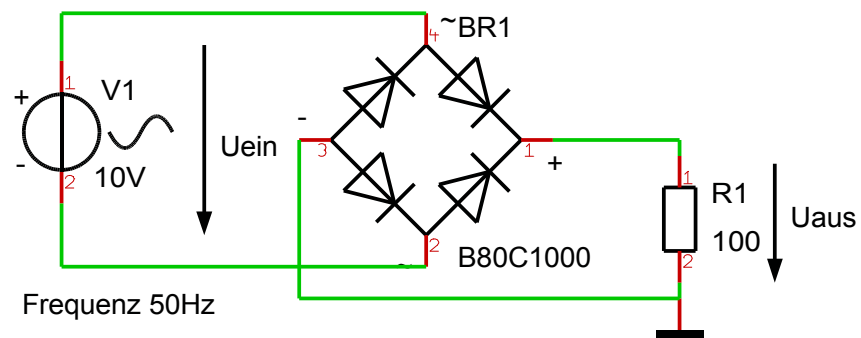
Einweggleichrichter mit Spannungsregler 7805



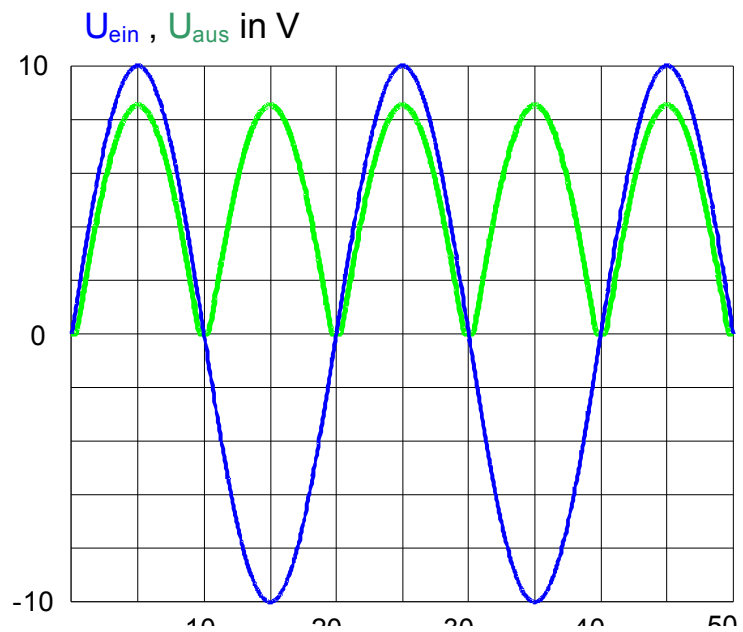
Hinweis: Lässt man die beiden 100nF-Kondensatoren weg, so werden die im Diagramm sichtbaren Einschwingvorgänge deutlich stärker. Die Kondensatoren dienen der Schwingungsunterdrückung. Schwingungen können immer auftreten, wenn die Größe der Eingangsspannung oder die Belastung am Ausgang schwankt.



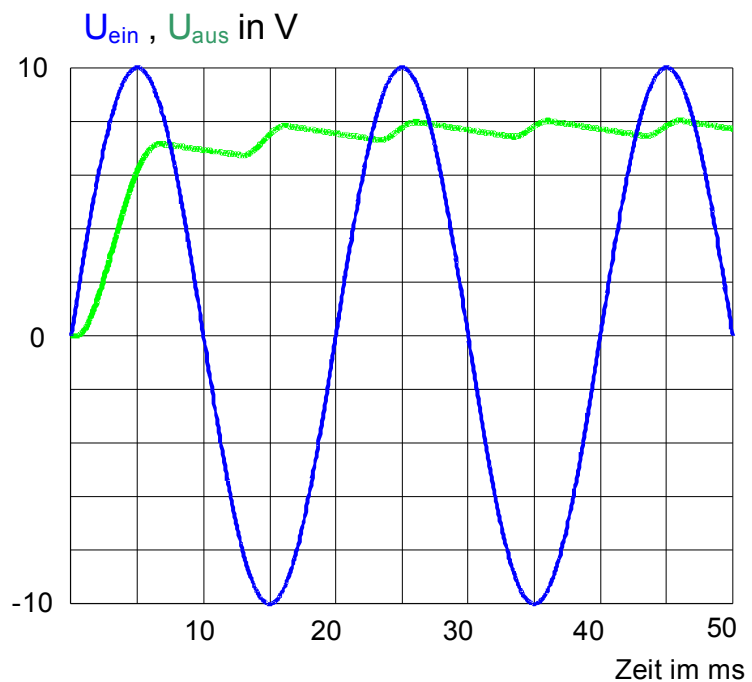
Zweiweggleichrichter



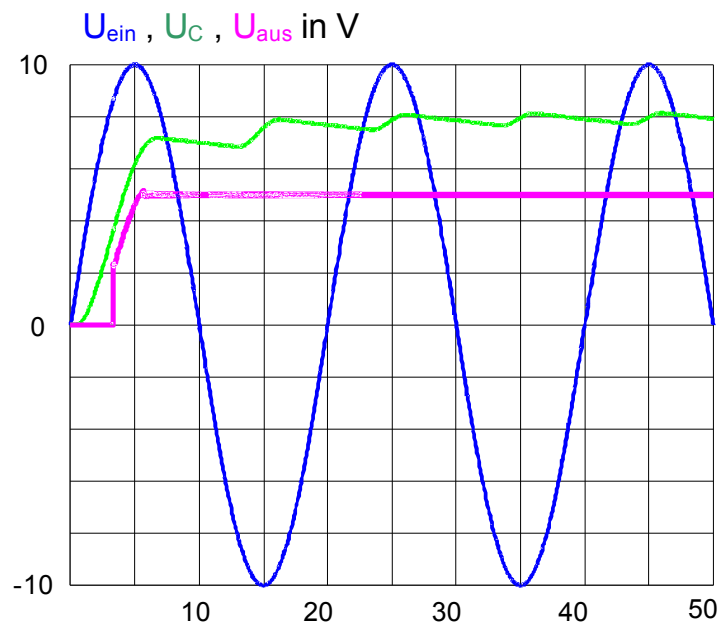
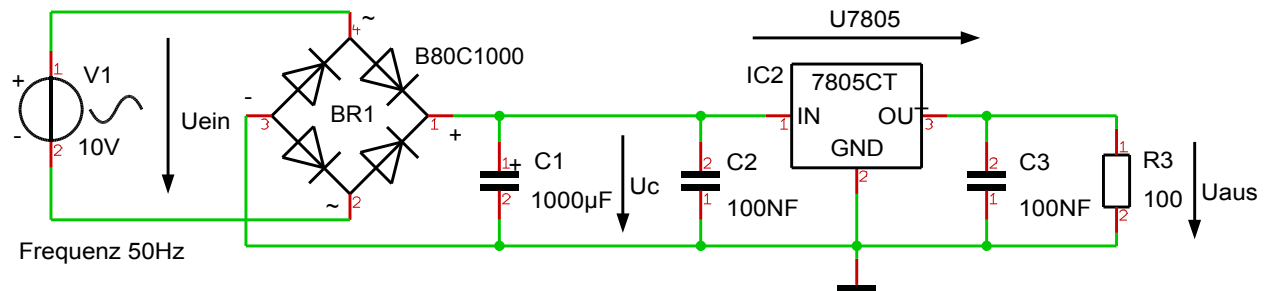
ohne Kondensator



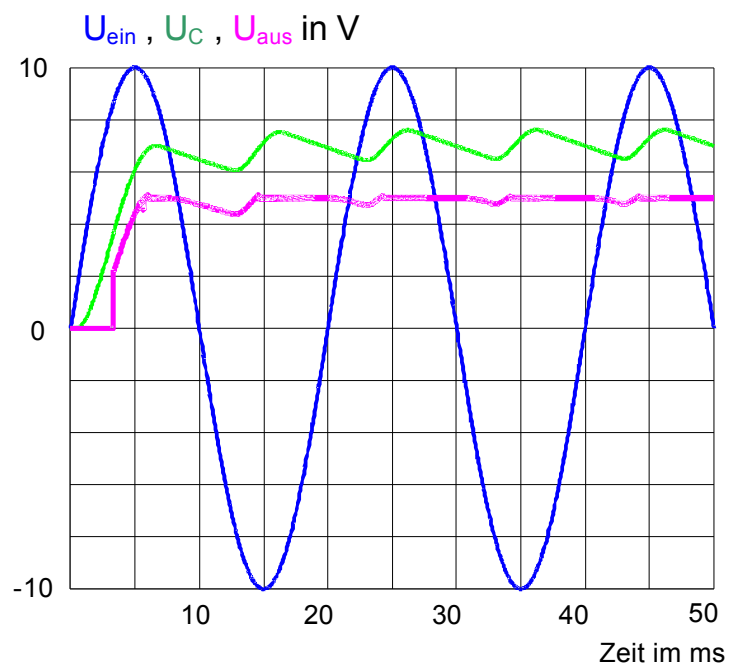
mit Kondensator



Zweiweggleichrichter mit Spannungsregler



Lastwiderstand zu klein
bzw. Eingangsspannung zu klein
bzw. Kondensator zu klein



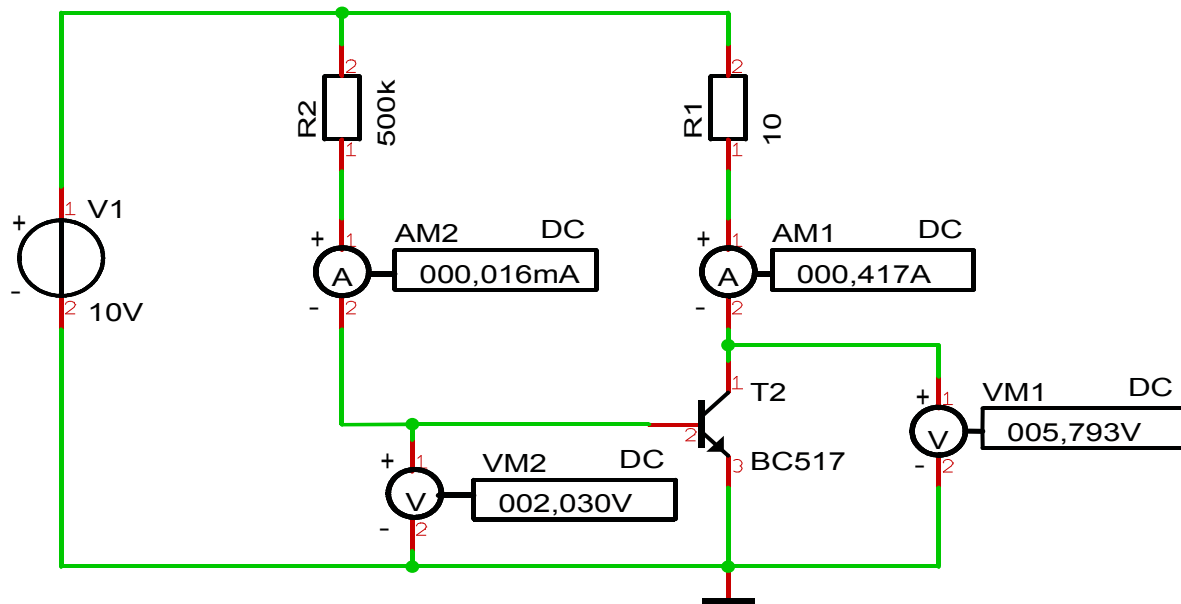
Transistorschaltung : Bestimmung von B

Bei der messtechnischen Bestimmung des Gleichstromverstärkungsfaktors B werden Kollektorstrom und Basisstrom gemessen und anschließend der Quotient gebildet. $B = \frac{I_C}{I_B}$

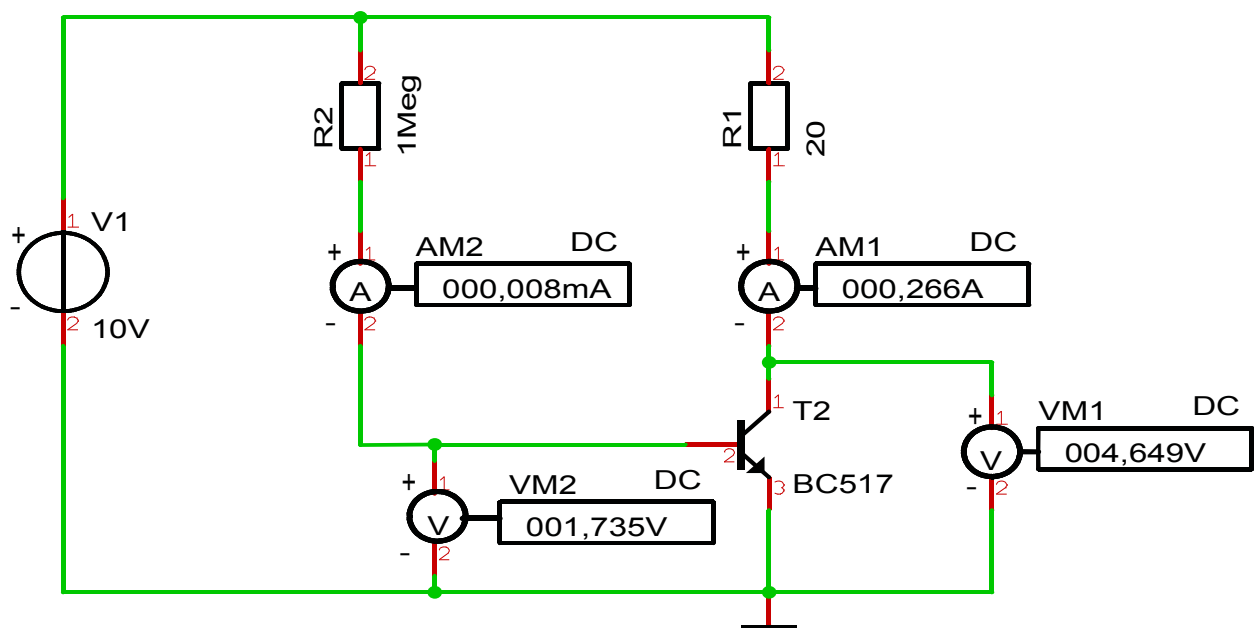
Es ist jedoch zu beachten, dass der Transistor auf keinen Fall übersteuert sein darf. D.h. die Größe des Kollektorstromes muss vom Basisstrom abhängen und nicht wie bei der Übersteuerung von der Größe des Kollektorwiderstandes!

Daher wird auch U_{CE} gemessen. Ist U_{CE} deutlich größer als U_{CEsat} , so ist der Transistor nicht übersteuert. Bei dem Darlingtontransistor BC517 beträgt $U_{CEsat} \approx 1V$.

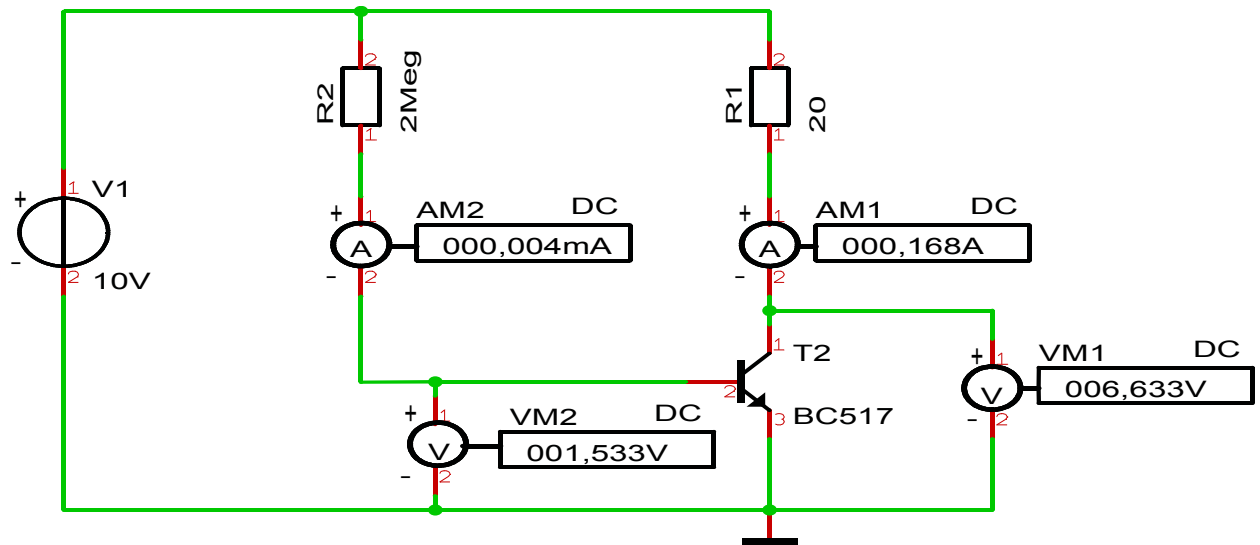
Die Stromverstärkung ist außerdem abhängig von der Größe des Kollektorstromes. Daher werden einige „Messungen“ bei unterschiedlichen Kollektorströmen durchgeführt.



$$B = I_C / I_B = 417\text{mA} / 16\mu\text{A} = 26.000$$

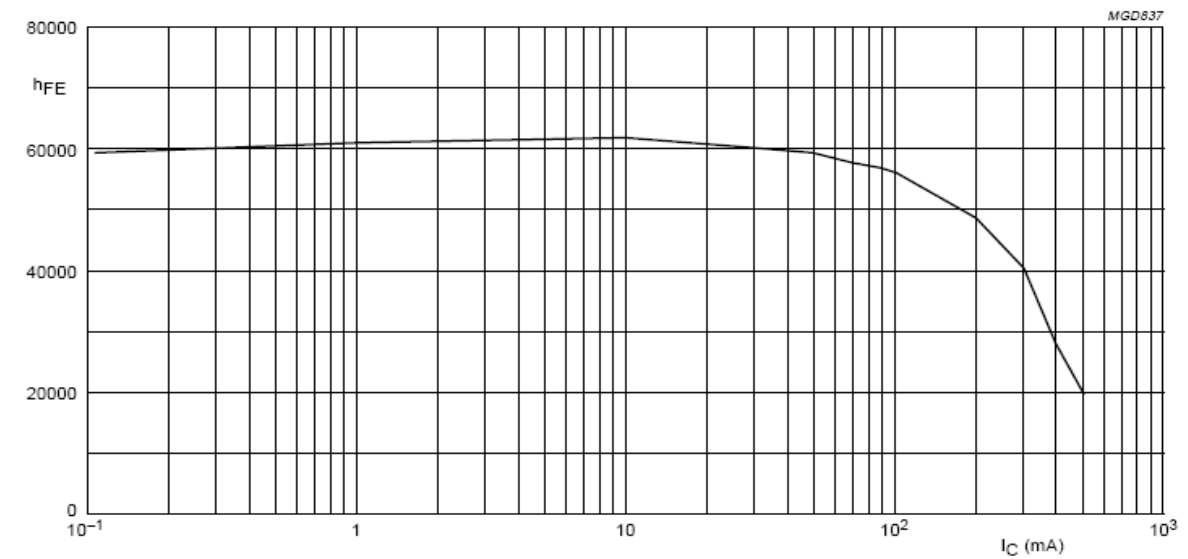


$$B = I_C / I_B = 266\text{mA} / 8\mu\text{A} = 33.000$$



$$B = I_C / I_B = 168\text{mA} / 4\mu\text{A} = 42.000$$

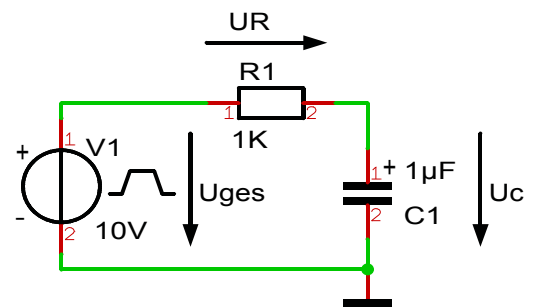
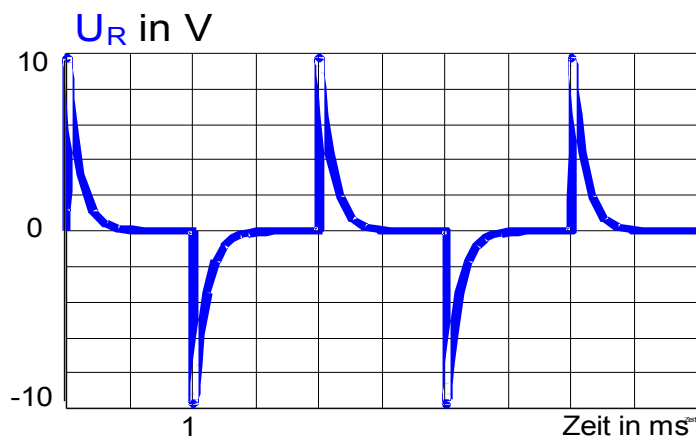
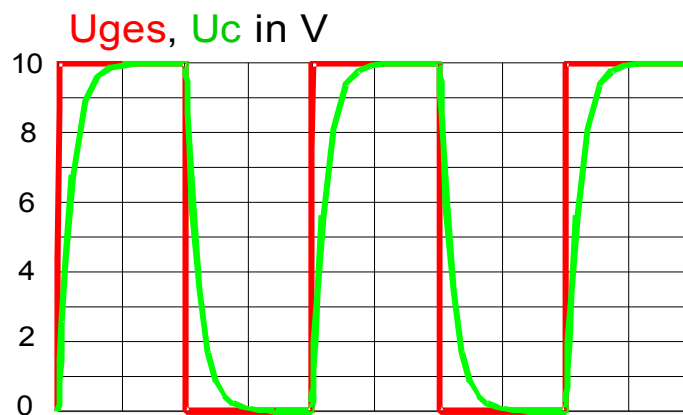
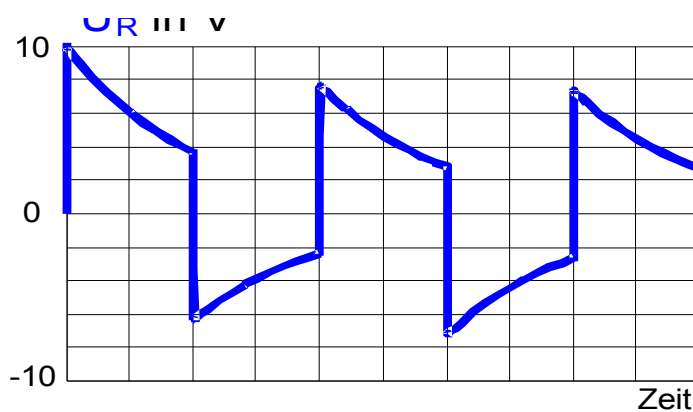
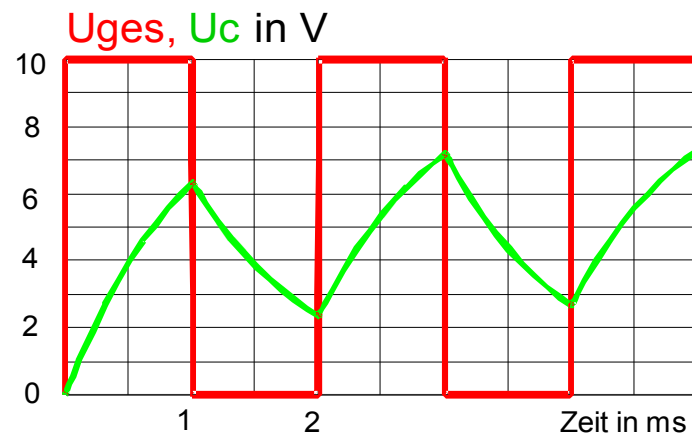
Laut Datenblatt ergibt sich folgender Verlauf von B



$V_{CE} = 2\text{ V.}$

Fig.2 DC current gain; typical values.

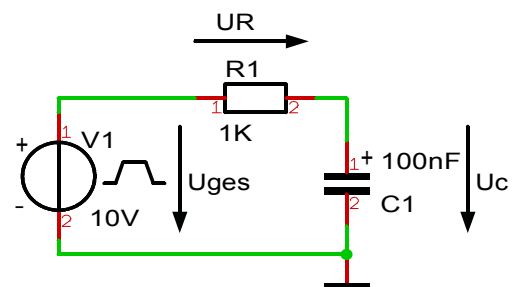
Kondensator-Auf- und Entladung



Impulszeit = 1ms
Periodendauer = 2ms

Die Schaltung mit $R = 1k\Omega$ und $C = 1\mu F$ besitzt eine Zeitkonstante von $\tau = 1ms$.
Im linken oberen Bild hat sich der Kondensator nach 1ms auf 6,3V aufgeladen.

· auf, weil die Kapazität kleiner ist.

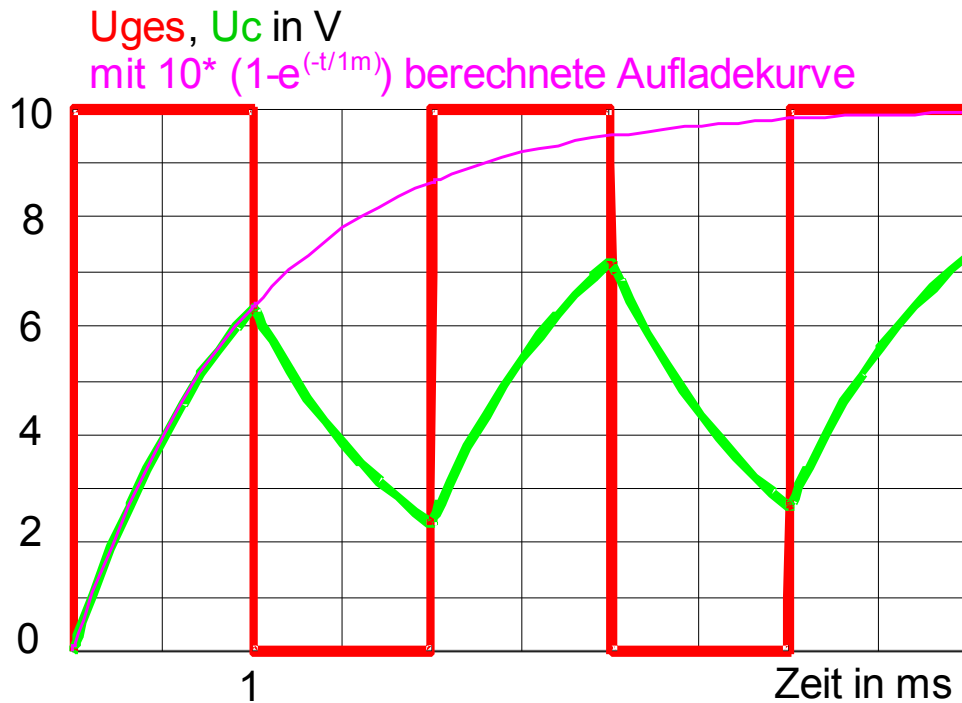


Impulszeit = 1ms
Periodendauer = 2ms

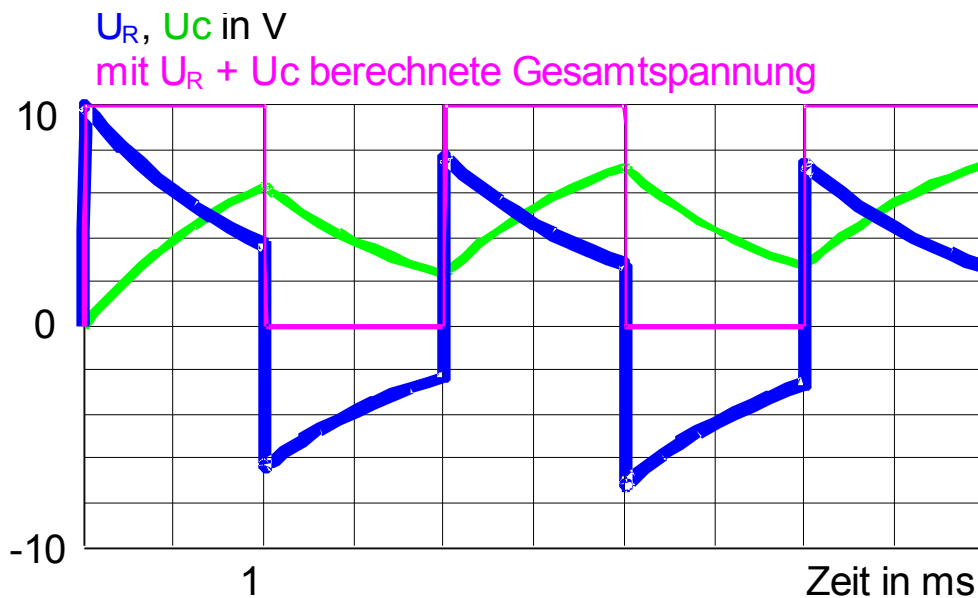
Überprüfung der Formel der Aufladekurve:

Im Graphenrechner eingetragene Funktion: $10 \cdot (1 - \exp(-t/1\text{ms}))$
 wobei hier $U_{\text{max}} = 10\text{V}$ und $\tau = 1\text{ms}$ ist.

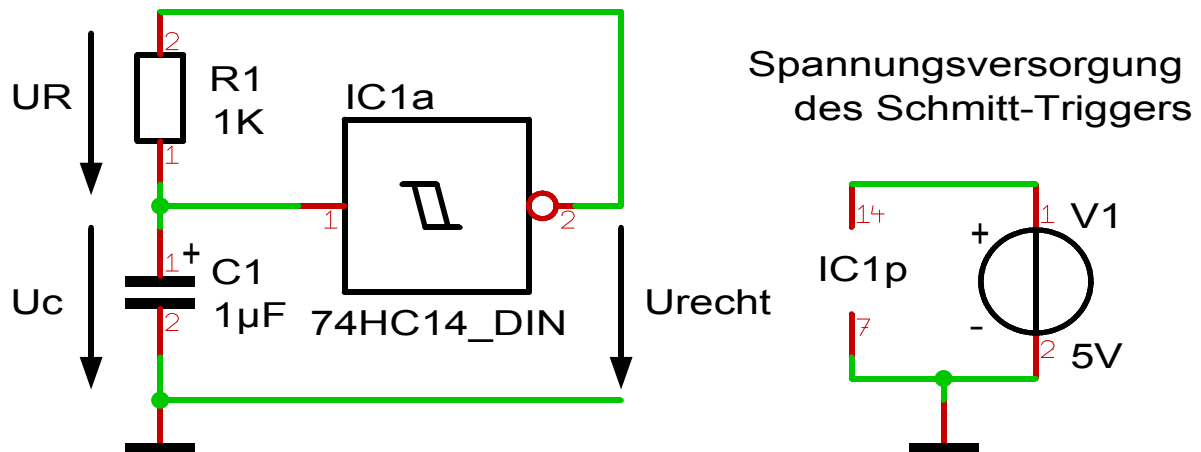
$$U = U_{\text{max}} \cdot \left(1 - e^{\frac{-t}{\tau}}\right)$$



Überprüfung von $U_{\text{ges}} = U_{\text{R}} + U_{\text{C}}$ mit dem Graphenrechner



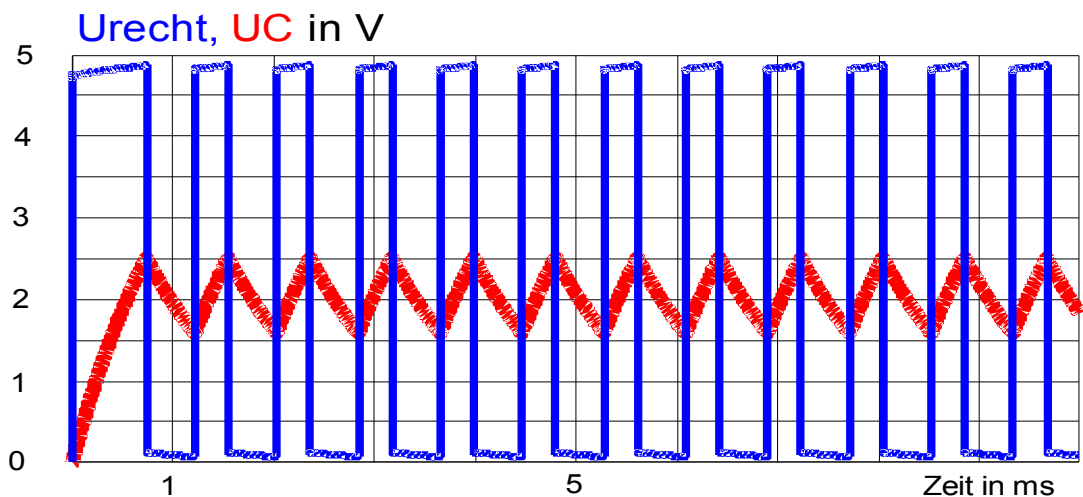
RC-Rechteckgenerator



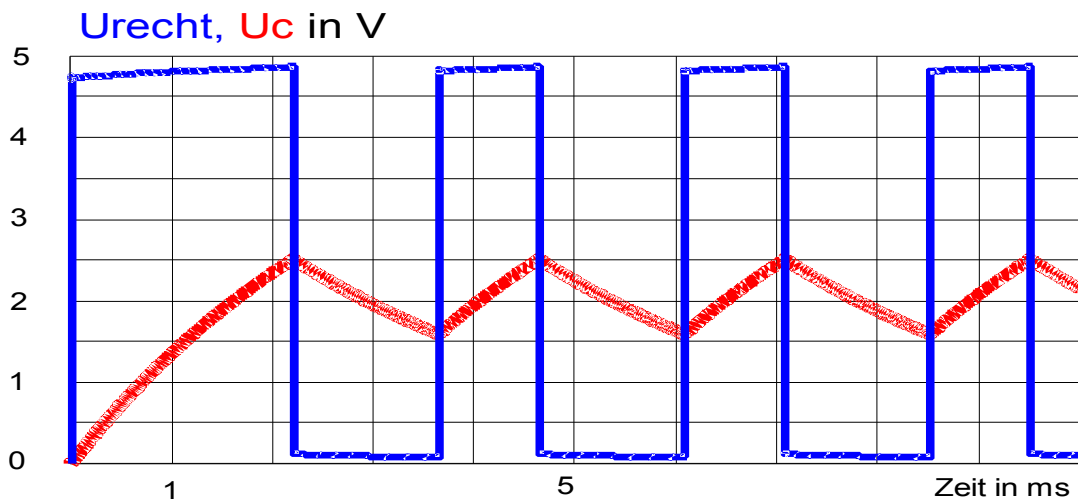
Die Schaltschwellen des Schmitt-Triggers lassen sich am TARGET 3001!-Oszilloskop ablesen, wenn man bei Bearbeiten den Cursor an den Graphen hängt. (Werte x, y am unteren Bildrand)

obere Schaltschwelle: 2,5V

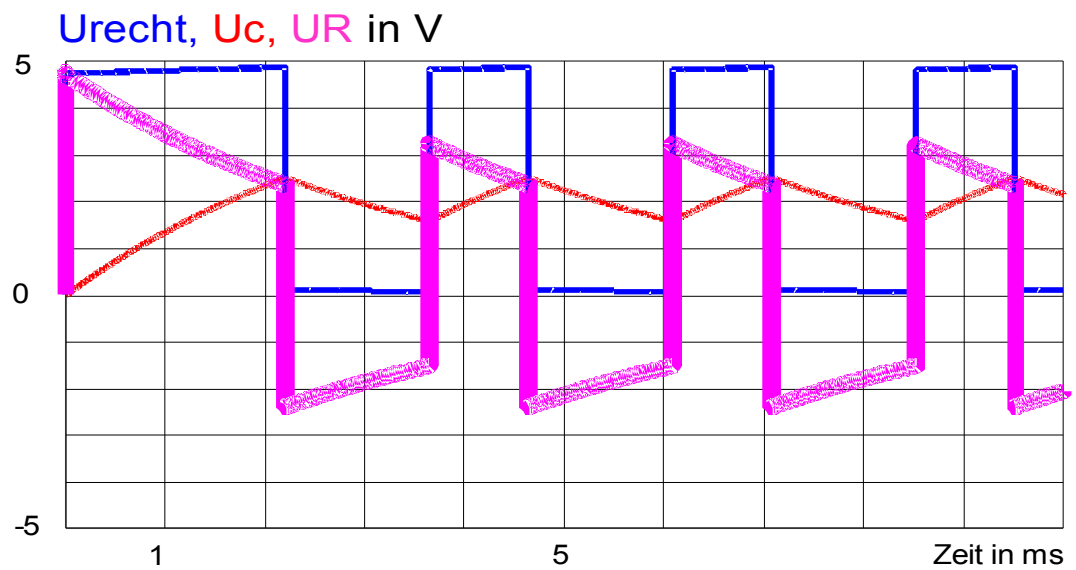
untere Schaltschwelle: 1,6V



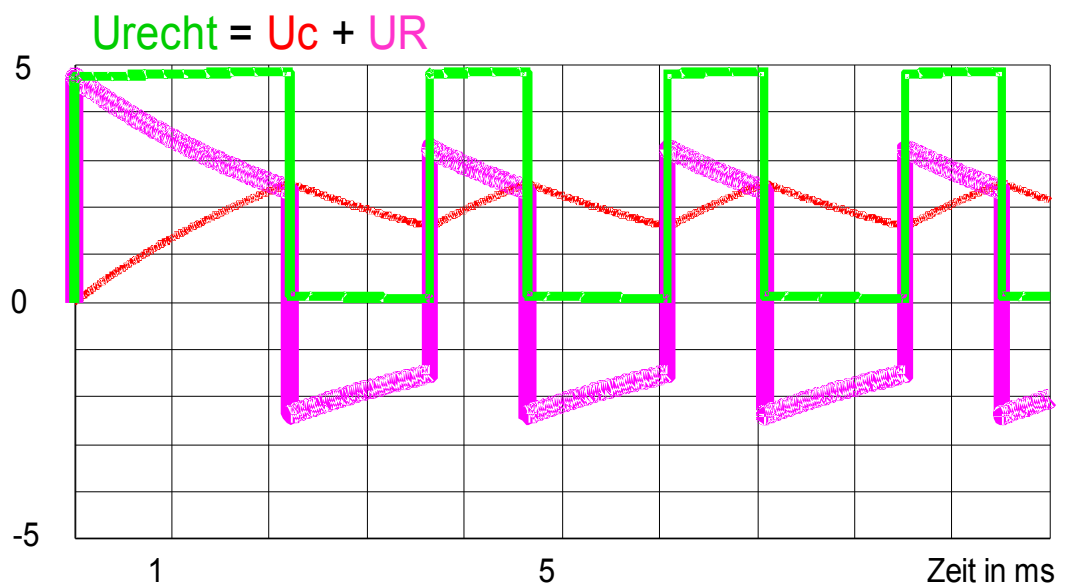
Mit $C = 3\mu\text{F}$ lädt sich der Kondensator langsamer auf, daher werden die Schaltschwellen des Schmitt-Triggers später erreicht und die Frequenz sinkt



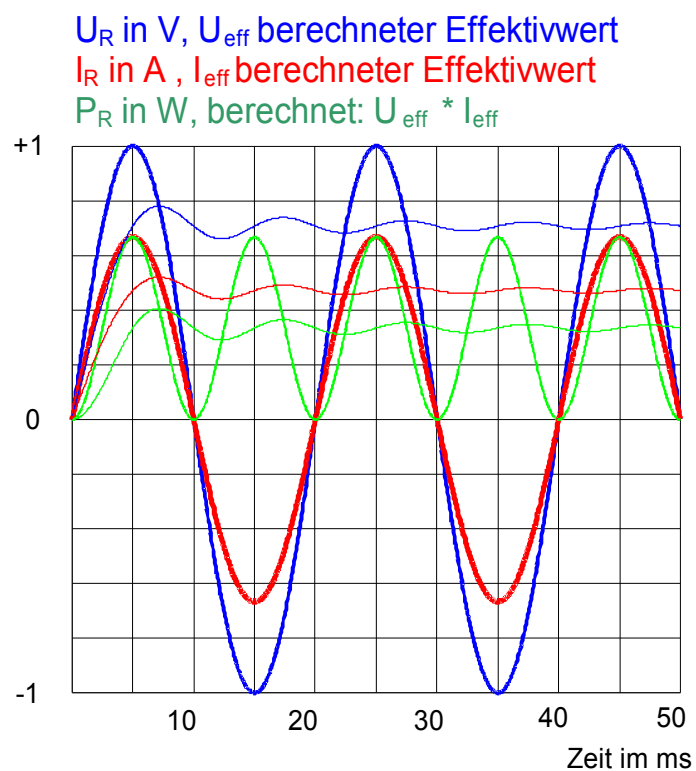
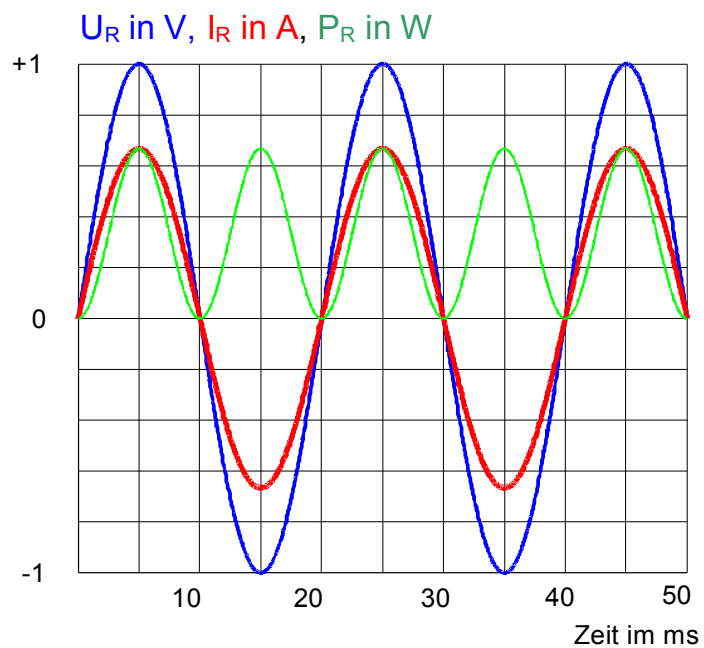
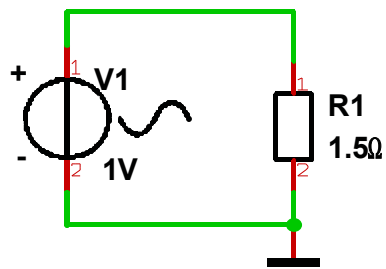
zusätzlich wird die Spannung über dem Widerstand gemessen:



Mit dem Graphenrechner durchgeführte Addition von U_c und U_R ergibt U_{recht}
 -> Beweis: die Summe der Spannungen U_c und U_R ergibt zu jedem Zeitpunkt U_{recht}

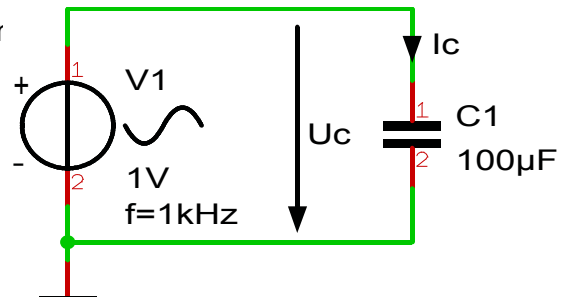


Widerstand an Wechselspannung



Kondensator an Wechselspannung

Eine Quelle liefert eine sinusförmige Wechselspannung



mit $U(t)$ und $I(t)$
mit Transientenanalyse

Phasenverschiebung

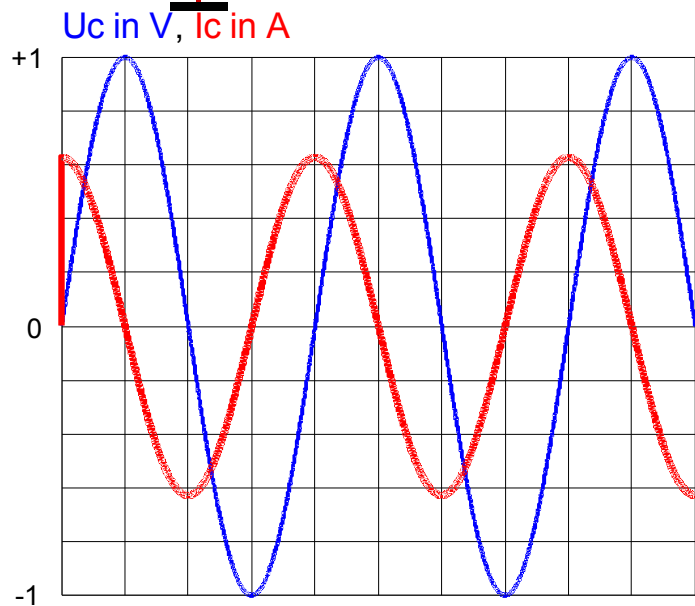
Im Oszillogramm ablesbar:

Der Strom eilt der Spannung um 90° voraus.

Änderung des Kondensators
auf z.B. $200 \mu\text{F}$:

Der Strom steigt.
 $C \uparrow \rightarrow I \uparrow \rightarrow X_c \downarrow$ weil $X_c = U / I$

$\Rightarrow X_c \sim 1/C$



Änderung der Frequenz auf $f = 500 \text{ Hz}$

Im Oszillogramm ablesbar:

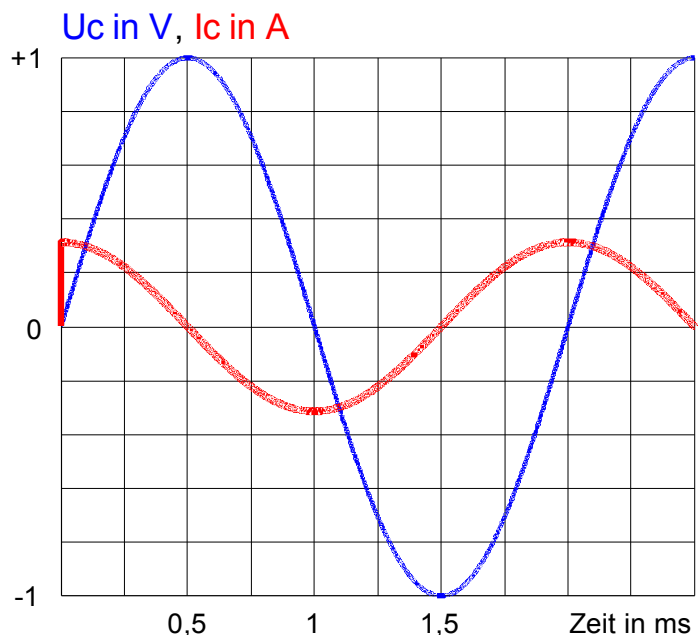
Der Strom eilt der Spannung um 90° voraus.

Der Strom sinkt.

$f \downarrow \rightarrow I \downarrow \rightarrow X_c \uparrow$ weil $X_c = U / I$

$\Rightarrow X_c \sim 1/f$

$\Rightarrow X_c \sim 1/C \cdot f$



Hinweis:

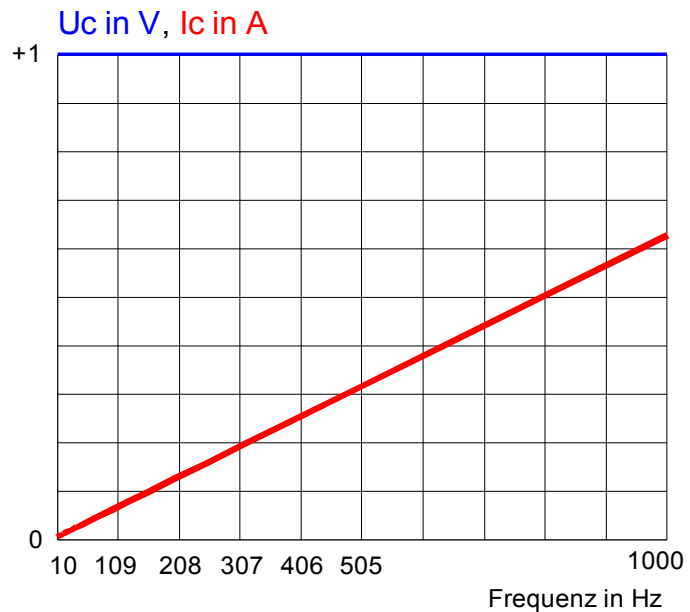
Der Kondensator ist so bemessen,
dass der Strom im Bereich
zwischen $0,5$ und 1 A liegt, da das Oszilloskop in TARGET 3001! nur eine Skala aufweist
und Ströme kleiner als $0,5 \text{ A}$ nicht mehr sinnvoll dargestellt werden.

AC-Analyse

Mit der AC-Analyse kann man die Abhängigkeit des Strom und der Spannung von der Frequenz sehen:

Achtung: auf der X-Achse steht jetzt die Frequenz f

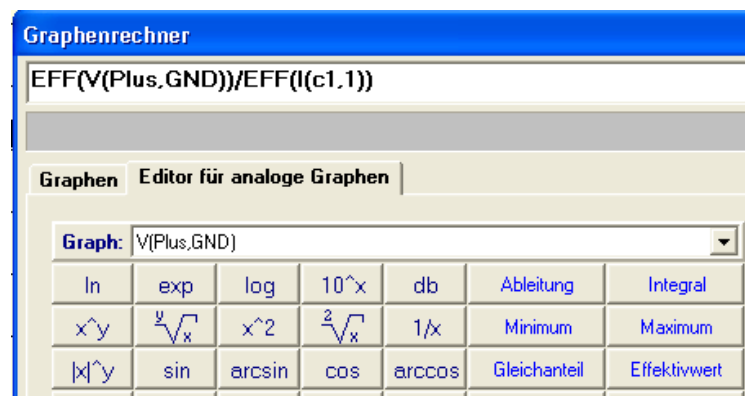
$f \uparrow \rightarrow I \uparrow \rightarrow X_c \downarrow$ weil $X_c = U / I$



Berechnung von X_c mit dem Graphenrechner:

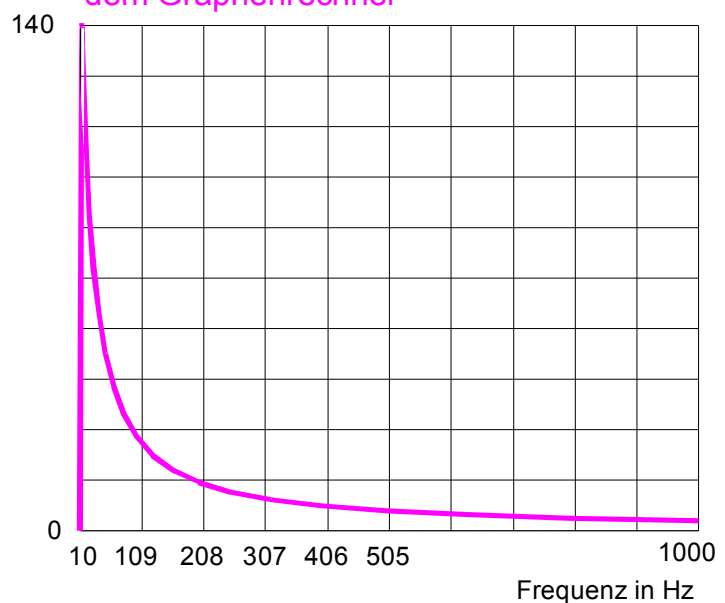
Im Graphenrechner

- Neu (analog) -Button
- Effektivwert-Button
- bei Graph: Spannung wählen
- im Eingabefeld ans Ende der Klammer gehen
- / für geteilt durch
- Effektivwert-Button
- Graph Strom wählen
- OK



Abhängigkeit des Blindwiderstandes X_c von der Frequenz

$X_c = U_{eff} / I_{eff}$ berechnet mit dem Graphenrechner

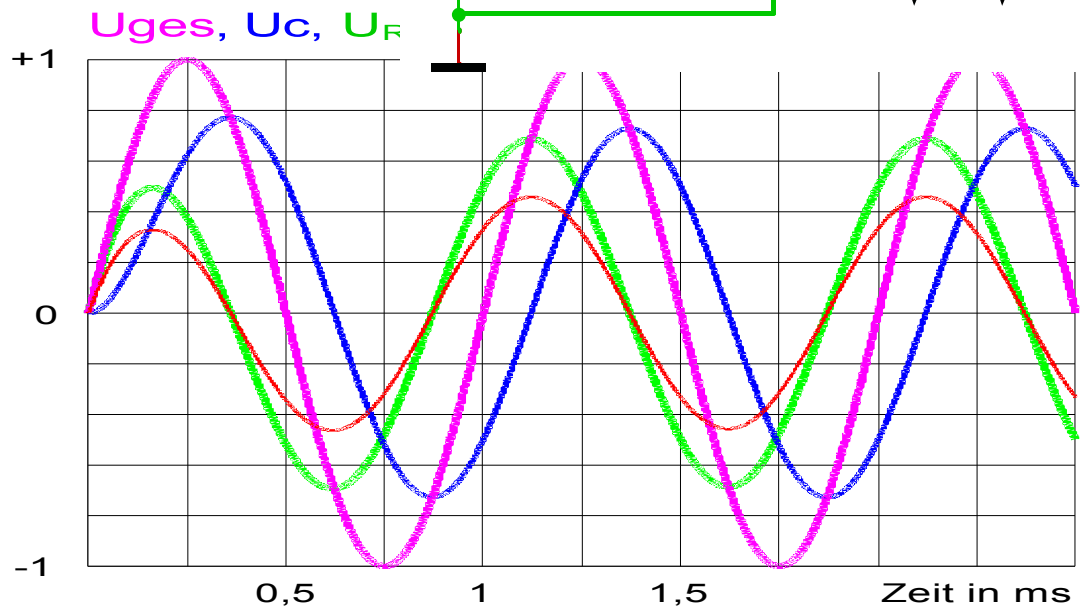
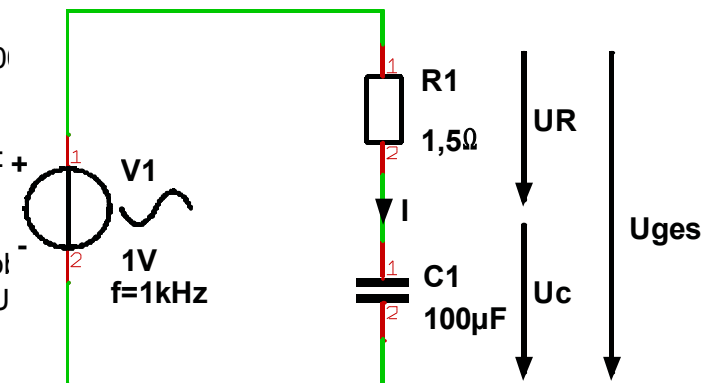


RC-Reihenschaltung

Reihenschaltung aus $R = 1,5\Omega$ und $C = 10$ angeschlossen

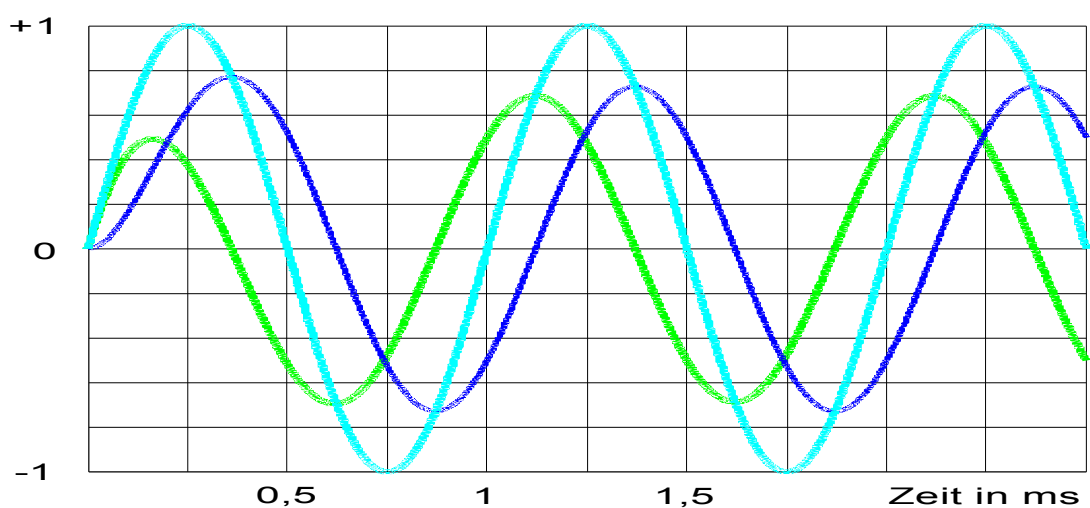
Aus dem Oszillogramm lässt sich ablesen:

- Einschwingvorgang bis ca. 0,3 ms
- U_R und I sind phasengleich
- U_R und U_C sind 90° phasenverschoben
- Die Summe aus U_R und U_C ergibt U



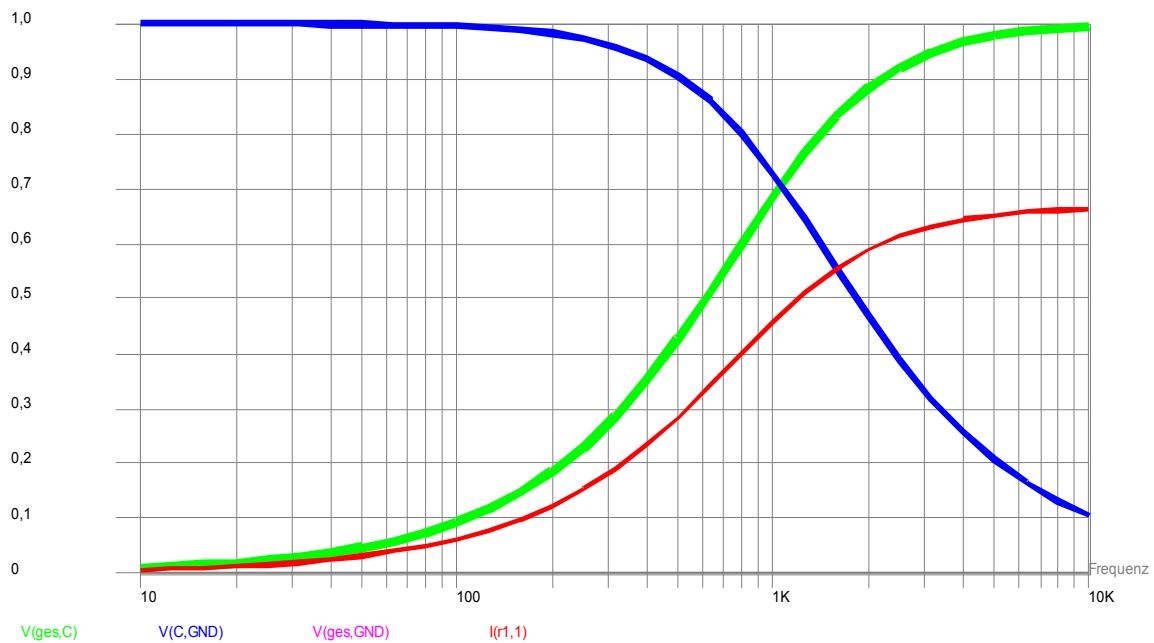
U_{ges}

U_C, U_R in V, $U_{ges} = U_C + U_R$
berechnet mit Graphenrechner



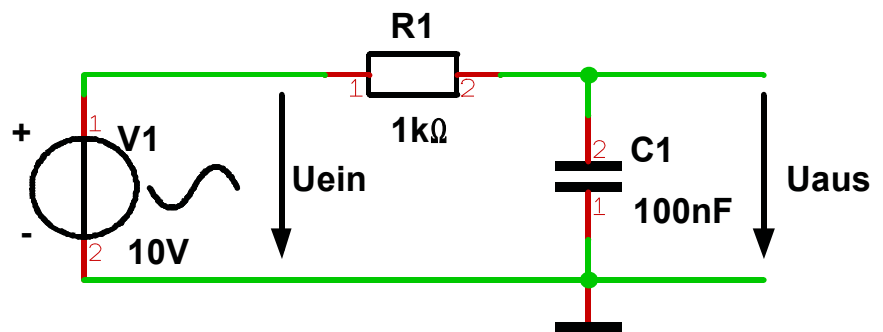
Frequenzabhängigkeit von U und I

U_{ges} , U_C , U_R in V, I in A

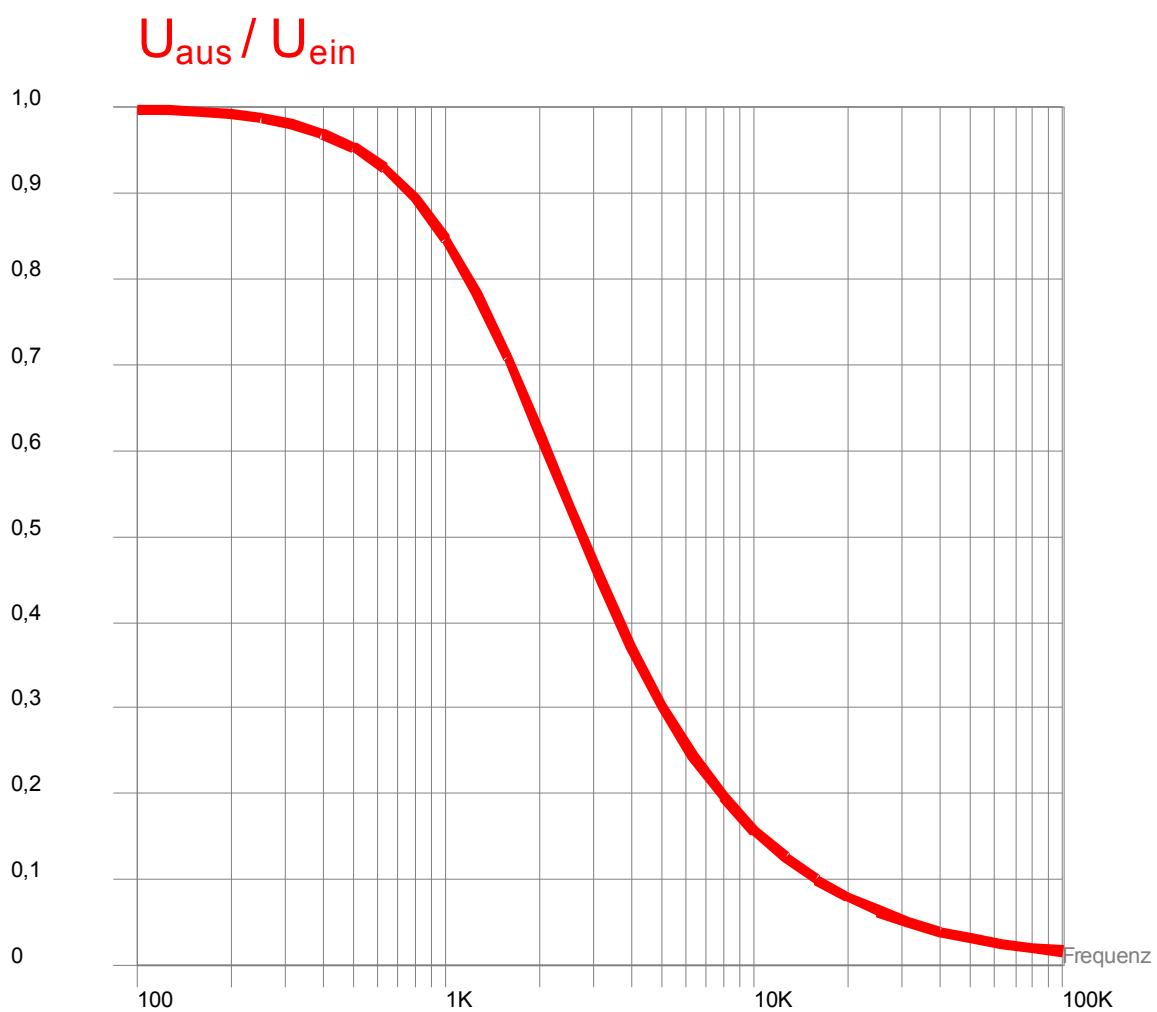


- logarithmische Frequenzachse!
- leider sind die Linien nicht logarithmisch eingeteilt
- man erkennt das typische Tiefpass-Verhalten von U_C
- und das Hochpass-Verhalten von U_R

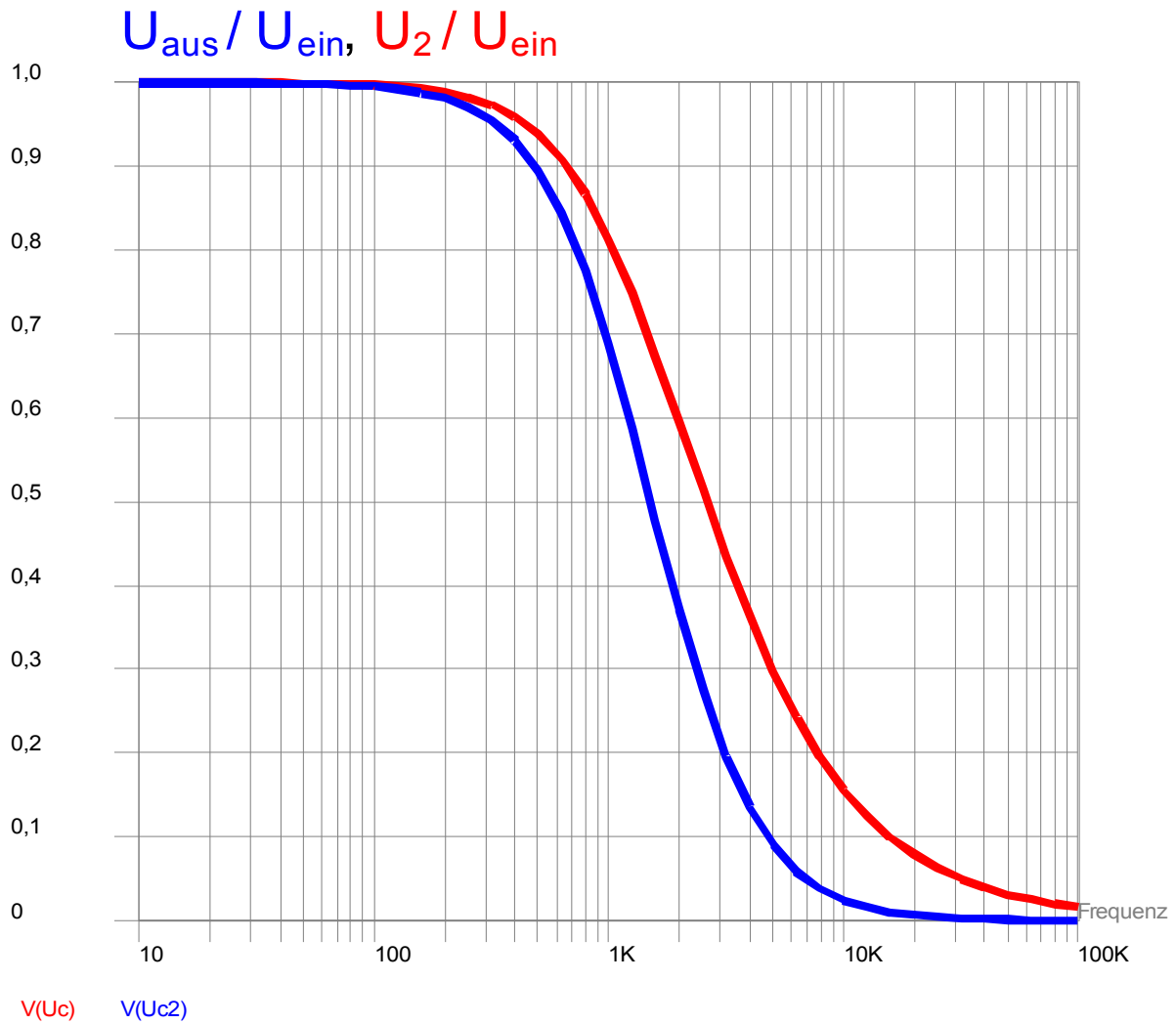
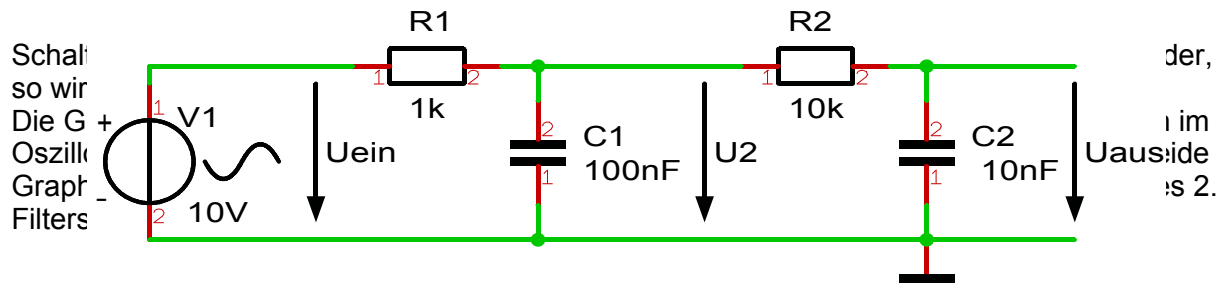
einfacher RC-Tiefpass



Grenzfrequenz mit dem Cursor im Oszilloskop-Fenster ablesen!



verbesserter Tiefpass

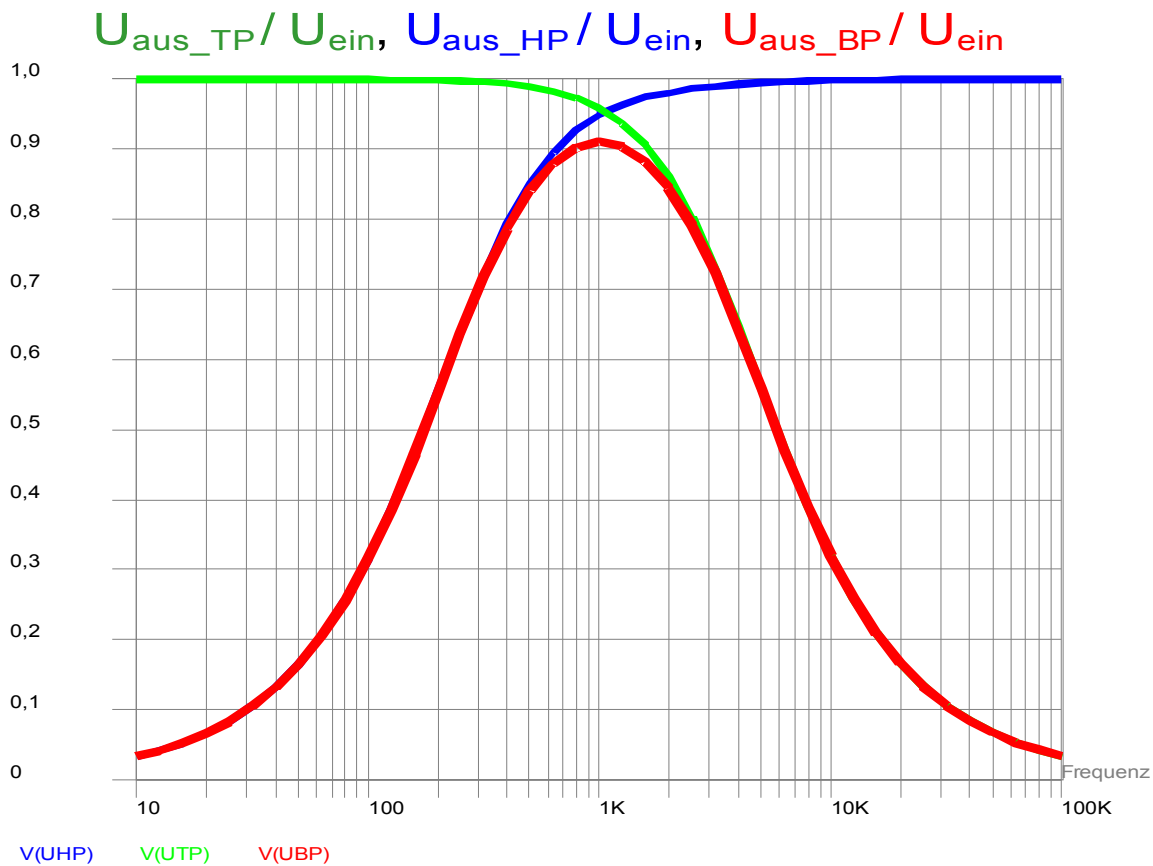
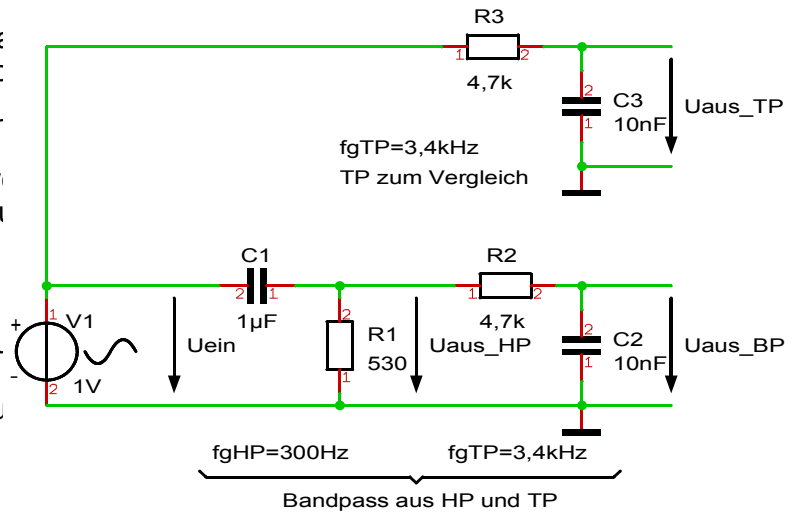


RC-Bandpass aus HP und TP

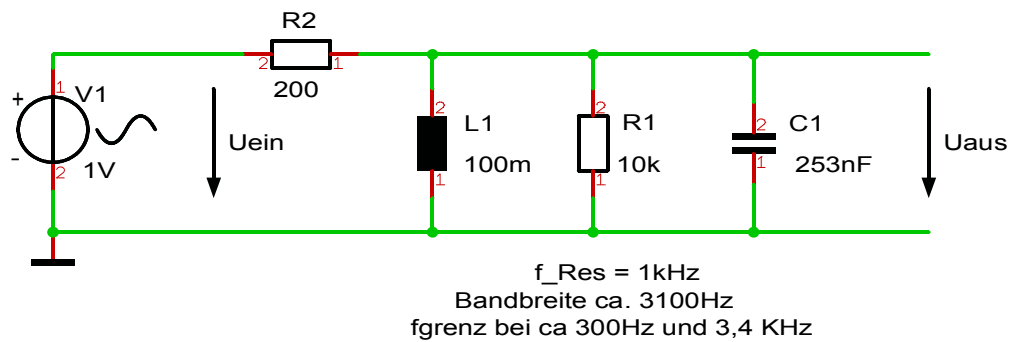
Die Reihenschaltung aus RC-Hochpaß und RC-Tiefpaß.
Nur wenn das Filter am Ausgang hochpaß ist, lassen sich die Grenzfrequenzen näherungsweise berechnen.
Zum Vergleich der Frequenzgänge von Hochpaß und Tiefpaß an die gleiche Spannungsquelle.

Für die AC-Analyse (Frequenzgang) ist die Quelle beliebig. Alle Spannungen sind bezogen auf die Eingangsspannung U_{ein} . Der Frequenzgang ist z.B. $U_{\text{aus_HP}} / U_{\text{ein}}$.

Mit Cursor im Oszilloskop-Fenster auf die Kurven:
 $U_{\text{HP}} = U_{\text{TP}}$ bei 1,07 kHz
 $U_{\text{HP}} = 0,707$ bei $f = 303$ Hz
 $U_{\text{TP}} = 0,707$ bei $f = 3,36$ kHz



Bandpass mit Schwingkreis



$U_{\text{aus}} / U_{\text{ein}}$

