

<b>Hochschule Bremen</b> <b>Labor Elektrische Messtechnik</b>		<b>Angaben zur Veranstaltung</b> WS/SoSe: 2021/22 Modul: Elmess Dozent/Dozentin: .....
<b>Bericht</b> zum Laborversuch <input type="text"/> DAQ-USB (Kürzel) Signalerfassung und Frequenzganguntersuchung mit USB-Oszilloskop		
<b>Wilfrid Leyo Tajo Talla</b> (Autor / Autorin) <b>5137536</b> (Matrikel-Nr.)		<b>(ISTI )</b> (Studiengang) Versuchsdatum: 29.11.2021  Abgabedatum: 13.12.2021
Gruppe:	weitere Gruppenmitglieder: 1. Alexej kravtschenko	(Studiengang) ( ) Benotung / Bemerkungen
Zusammenfassung der Versuchsergebnisse ----- <p>In diesem Versuch wurde hauptsächlich analoge Schaltungen untersucht. Daraus kam ich einerseits zu dem Ergebnis, dass je höher die Frequenz der Eingangsspannung <math>U_e</math>, umso geringer wird der Widerstand <math>X_C</math> an C und damit liegt dann an C eine geringe Ausgangsspannung <math>U_a</math> an. <math>X_C</math> berechnet sich gemäß der Formel:</p> $X_C = \frac{1}{\omega_g \cdot C}$ <p>Umgekehrt folgt daraus, dass bei niedrigen Frequenzen der Widerstand <math>X_C</math> an C sehr hoch ist und damit liegt dann an C eine hohe Ausgangsspannung <math>U_a</math> an.</p> <p>Das Spannungsteilverhältnis <math>U_a</math> zu <math>U_e</math> berechnet sich nach der Formel:</p> $\frac{U_a}{U_e} = \frac{X_c}{\sqrt{R^2 + X_c^2}}$ <p>Andererseits wurde auch Verfahren zur Bestimmung der Grenzfrequenz untersucht. Die Grenzfrequenz eines Tiefpasses kann über die Anstiegszeit berechnet werden. Die Anstiegszeit ist die Zeit, welche das Ausgangssignal braucht um von 10% auf 90% anzusteigen. Durch die Markierung auf dem Picoscope (0% 10% 90% 100%) kann man das Ausgangssignal so einstellen, dass man es gut ablesen kann.</p> <p>Für <math>t_r</math> haben wir <math>t_r = 109,594 \mu s</math> abgelesen. Und so wird dann die Grenzfrequenz berechnet:</p> $f_{g_0} = \frac{0,35}{109,594 \mu s} = 3,193 \text{ kHz}$ <p>und der Schätzwert wurde <math>f_g = 3,2 \text{ kHz}</math> von mir ausgewählt</p> <p>Hier kann man schon erkennen, dass diese Verfahren genau sind. Die Abweichung beträgt 7 Hz. Die kleinen Fehler erfolgen durch ungenaues Ablesen des Wertes vom Picoscope.</p>		



# Signalerfassung und Frequenzganguntersuchung mit USB-Oszilloskop

Labor: Grundlagen der Elektrischen Messtechnik  
Wintersemester 2021/2022

Versuchs Bezeichnung: DAQ-USB

Versuchs Datum: 29.11.2021

Abgabedatum: 13.12.2021

Beteiligte: Wilfrid Leyo Tajo Talla (5137536)

Alexej Kravtschenko (5057533)

Laborleitung / - Betreuung: Prof. Dr.-Ing. Manfred Mevenkamp  
M.Sc.-Phys. Hendrik Sander

# Inhaltsverzeichnis

	3
<b>1. Hintergrund, Beschreibung und Ziel des Versuchs</b>	<b>5</b>
1.1 Gegenstand des Versuchs	5
1.2 Hintergrund des Versuchs	5
1.2.1 Frequenzgang	5
1.2.2 Picoscope 6	6
1.2.3 RC-Tiefpass	6
1.2.4 Grenzfrequenz	7
1.2.4.1 Grenzfrequenz eines RC-Tiefpasses	7
1.2.4.2 Die Grenzfrequenz aus der Anstiegszeit	8
1.2.5 Bodediagramm	9
1.2.6 Frequenzgang eines belasteten RC-Tiefpasses	11
1.2.7 Frequenzgang eines aktiven Tiefpasses	12
1.2.8 Verzerrung eines Rechtecksignals durch einen Tiefpass	12
<b>2. Versuchsaufbau</b>	<b>13</b>
2.1 Verwendete Werkzeuge	13
2.2 Messgeräte	14
2.2.1 USB-Oszilloskop "PicoScope 2206A"	14
2.2.2 Multimeter	15
2.2.3 Peaktech	15
<b>3. Versuchsdurchführung</b>	<b>16</b>
<b>4. Auswertung</b>	<b>17</b>
4.1 RC-Tiefpass: Anstiegszeit, Zeitkonstante	18
4.2 Frequenzgang des RC-Tiefpasses	21
4.3 Frequenzgang eines belasteten RC-Tiefpasses	25
4.4 Frequenzgang eines aktiven Tiefpasses	28
4.4.1 Inbetriebnahme und Test	28
4.4.2 Frequenzgang des aktiven Tiefpasses mit Belastung	30
4.5 Diskussion der jeweiligen Unterschiede	32
<b>5. Quellen</b>	<b>33</b>
<b>6. Anhang</b>	<b>33</b>
6.1 Protokoll	34
6.2 Geräteliste	37
6.3 Anhang zu der Auswertung mit Matlab	38
6.3.1 Aus Bodediagramm 1 (Frequenzgang des	38

RC-Tiefpasses)	38
6.3.2 Aus Bodediagramm 2 (Frequenzgang des belasteten	39
RC-Tiefpasses)	39
6.3.3 Aus Bodediagramm 3 (Frequenzgang des aktiven	40
Tiefpasses)	40
6.3.4 Aus Bodediagramm 4 (Frequenzgang des aktiven	41
Tiefpasses mit Belastung)	41

# **1. Hintergrund, Beschreibung und Ziel des Versuchs**

## **1.1 Gegenstand des Versuchs**

Ziel des Versuches ist, zu zeigen, dass der Einsatz von Messgeräten nicht nur wohl durchdacht sein muss, sondern auch die Ergebnisse ganz erheblich vom Messaufbau und den Eigenschaften der Geräte abhängen. Eine scheinbar triviale Spannungsmessung zeigt dies recht eindrucksvoll. Außerdem sollte es analoge Schaltungen (Komplexe Spannungsteiler, Operationsverstärkerschaltungen) untersucht werden.

Der Bericht beschreibt die verschiedenen Frequenzgänge mit Diskussion der jeweiligen Unterschiede. Aus dem Vergleich mit den verschiedenen Frequenzgängen werden Aussagen über die Messabweichungen der betrachteten Messwerte abgeleitet.

## **1.2 Hintergrund des Versuchs**

### **1.2.1 Frequenzgang**

Es ist der Zusammenhang zwischen dem Ein- und Ausgangssignal eines linearen zeitinvarianten Systems zu untersuchen, bezüglich der Amplitude und der Phase in Abhängigkeit von der Frequenz.

Der Frequenzgang enthält zwei wesentliche Kenngrößen, Amplitude und Phase. Aufgezeichnet werden die Amplituden vs. Frequenz und auch die Phase vs. Frequenz. Werden Amplitudengang und Phasengang in einem Diagramm aufgezeichnet, kann dieser Graph auch als Bodediagramm bezeichnet werden.

Für nahezu alle Objekte in der Elektrotechnik können Frequenzgänge gemessen werden. Der Begriff Frequenzgang an sich ist nicht sonderlich genau. In diesem Versuch behandeln wir den Frequenzgang des RC-Tiefpasses, Frequenzgang eines belasteten RC-Tiefpasses und Frequenzgang eines aktiven Tiefpasses.

Festzustellen ist, dass der Frequenzgang nicht von der Zeit hängt, sondern von der Kreisfrequenz ab. Als Fundament dazu dient es die Betrachtung sinusförmiger Eingangsgrößen, beziehungsweise Testfunktionen, im Zusammenhang mit deren

Antwortfunktionen. Dabei befinden sich die Antwortfunktionen im eingeschwungenen Zustand.

## 1.2.2 Picoscope 6

In diesem Versuch steht eine Software "PicoScope 6" zur Verfügung für die Messung der Werte und deren Darstellung.

PicoScope 6 unterstützt die in der Gerätetabellen aufgelisteten Geräte. Es kann auf jedem Computer mit Windows XP SP3 bis Windows 8 ausgeführt werden.

Was versteht man unter "PicoScope 6"?

PicoScope 6 ist eine umfassende Software-Anwendung für PC-Oszilloskope von Pico Technology. In Verbindung mit einem PicoScope-Hardwaregerät macht es den PC zu einem Oszilloskop und Spektrumanalysator.

## 1.2.3 RC-Tiefpass

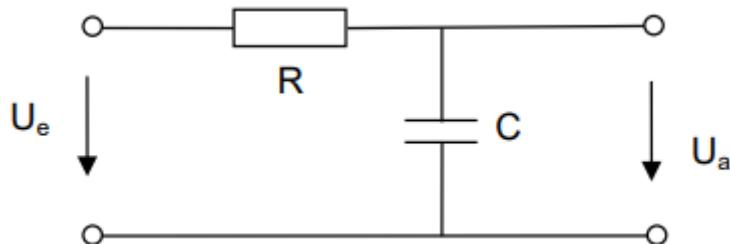


Abbildung 1= RC-Tiefpass

$U_e$  = Eingangswechselspannung mit einer bestimmten Frequenz

$U_a$  = Ausgangswechselspannung

C = Kondensator    R = Widerstand

Die Schaltung zeigt einen passiven Tiefpass 1. Ordnung. Im Folgendem betrachte ich einen unbelasteten passiven Tiefpass. An dem Bild sieht man, dass die Ausgangsspannung am Kondensator abgegriffen wird, so dass nur die tiefen Frequenzen durchgelassen werden. Wie kommt das?

Überlegung: Der Blindwiderstand des Kondensators ist definiert durch:  $X_c = \frac{1}{\omega_g \cdot C}$

$$\text{Kreisfrequenz: } \omega_g = 2\pi f_g \Rightarrow X_c = \frac{1}{2\pi f_g C}$$

Jetzt kann man an dem Blindwiderstand erkennen, dass bei Erhöhung der Frequenz sein Widerstandswert immer kleiner wird.

Aus dem Ohmschen Gesetz folgt dann, dass bei kleineren Widerstand auch der Spannungsabfall am Kondensator kleiner wird.

$$f_g \rightarrow \infty \Rightarrow X_c \rightarrow 0$$

$$f_g \rightarrow 0 \Rightarrow X_c \rightarrow \infty$$

Durch diese Überlegung kann man schon sagen, dass bei hohen Frequenzen der Eingangsspannung die Ausgangsspannung gedämpft wird.

Nun stelle sich die Frage, ab welcher Frequenz die Ausgangsspannung abgedämpft wird. Ab der Grenzfrequenz wird die Ausgangsspannung abgedämpft, wenn die Frequenz weiter erhöht wird.

## 1.2.4 Grenzfrequenz

### 1.2.4.1 Grenzfrequenz eines RC-Tiefpasses

Die Grenzfrequenz ist die Frequenz, bei der die Verstärkung auf das  $\frac{1}{\sqrt{2}}$ -fache des Maximalwertes abgesunken ist. Die Grenzfrequenz trennt den Sperr- vom Durchlassbereich und wurde zweckmäßig auf  $U_a = \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot U_e$  festgelegt. Setzt man diese Festlegung in die Formel für den Betrag der Verstärkung ein, so kommt man zu dem Ergebnis, dass "Blindwiderstand  $X_c$  gleich Wirkwiderstand  $R$ " eine Bedingung für die Grenzfrequenz ist.

$$G \cdot \left| \frac{U_a}{U_e} \right| = \frac{1}{\sqrt{(R \cdot \omega_g \cdot C)^2 + 1}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,707 \Rightarrow \sqrt{(R \cdot \omega_g \cdot C)^2 + 1} = \sqrt{2}$$

$$\Rightarrow \omega_g = \frac{1}{R \cdot C} \quad \text{mit } \omega_g = 2\pi f_g$$

$$\Rightarrow 2\pi f_g = \frac{1}{R \cdot C} \Rightarrow \frac{1}{2\pi f_g \cdot C} = R \Rightarrow X_c = R \Rightarrow f_g = \frac{1}{2\pi R \cdot C}$$

Um nun eine graphische Darstellung der Frequenzabhängigkeiten zu erstellen, benutzt man ein Bodediagramm.

#### 1.2.4.2 Die Grenzfrequenz aus der Anstiegszeit

Die Anstiegsfunktion des Ausgangs der einer Kondensatoraufladung entspricht bei Ansteuerung eines RC-Tiefpasses mit monopolaren Rechteckimpulsen (Sättigungsfunktion mit Zeitkonstante  $T = RC$ ).

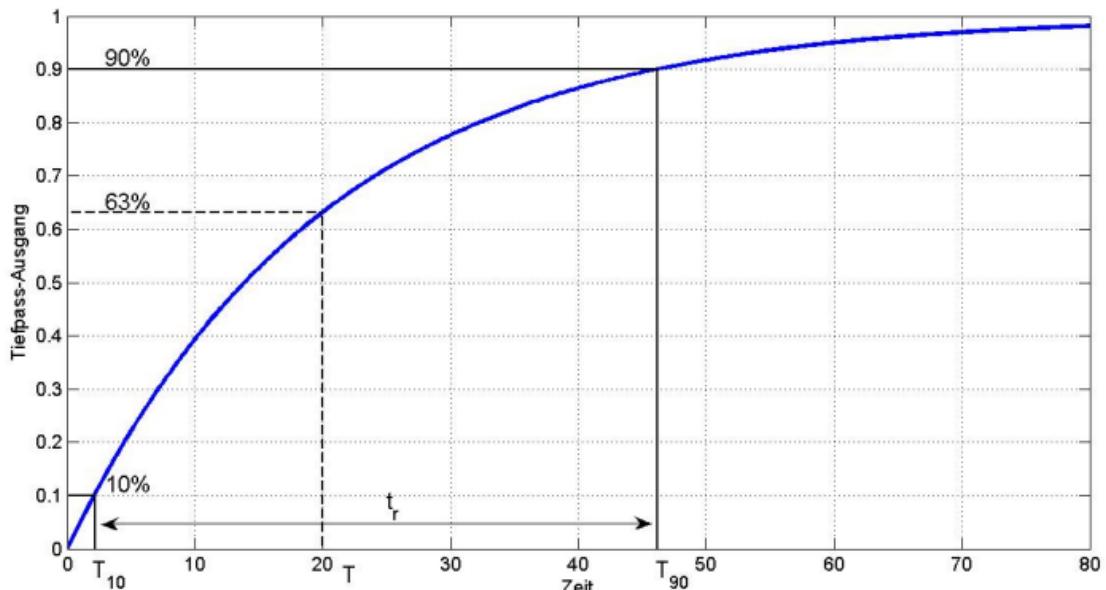


Abbildung 2= Sprungantwort des Tiefpasses 1. Ordnung (RC-Glied)

Aus der Anstiegszeit  $t_r$  lässt sich die Grenzfrequenz  $f_g$  wie folgt bestimmen:

$$U(t) = U_0 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right)$$

bzw in der Umkehrung:  $t = -T \cdot \ln\left(1 - \frac{U(t)}{U_0}\right)$

Somit:

$$t_{90} = -T \cdot \ln\left(1 - \frac{0,9U_0}{U_0}\right) = -T \cdot \ln(0,1) = T \cdot \ln(10)$$

$$t_{10} = -T \cdot \ln\left(1 - \frac{0,1U_0}{U_0}\right) = -T \cdot \ln(0,9) = T \cdot \ln\left(\frac{10}{9}\right)$$

$$t_r = t_{90} - t_{10} = T \cdot \ln(10) - T \cdot \ln\left(\frac{10}{9}\right) = T \cdot \ln 9$$

$$t_r \approx 2,2 \cdot T$$

bzw

$$T \approx 0,455 \cdot t_r \quad \text{und} \quad f_g = \frac{1}{2\pi T} \approx \frac{0,35}{t_r}$$

## 1.2.5 Bodediagramm

Hier wird einmal der Amplitudengang und der Phasengang gezeichnet.

**Amplitudengang:** Ist definiert durch:

$$\underline{G}(j\omega_g) = \left| \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} \right| \Rightarrow \underline{G}(j\omega_g) = 20 \cdot \log\left(\left| \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} \right|\right)$$

$$\frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = \frac{\frac{1}{j\omega_g C}}{R + \frac{1}{j\omega_g C}} = \frac{1}{1 + j\omega_g RC} \Rightarrow \underline{G}(j\omega_g) = 20 \cdot \log\left(\frac{1}{1 + j\omega_g RC}\right) \Rightarrow |\underline{G}(j\omega_g)| = 20 \cdot \log\left(\frac{1}{1 + (\omega_g RC)^2}\right)$$

Der Amplitudengang wird doppellogarithmisch aufgetragen, um eine bessere Übersicht erhalten.

**Phasenwinkel:** Der Phasenwinkel beschreibt die Phasengangverschiebung zwischen der Eingangsspannung und der Ausgangsspannung

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{\frac{1}{j\omega_g C}}{R + \frac{1}{j\omega_g C}} = \frac{1}{1 + j\omega_g RC} = G(j\omega_g) = \frac{1 - j\omega_g RC}{1 + (\omega_g RC)^2} = \frac{1}{1 + (\omega_g RC)^2} - j \frac{\omega_g RC}{1 + (\omega_g RC)^2}$$

$$\varphi = \arg(G(j\omega_g)) = \arctan \frac{\operatorname{Im}\{G(j\omega_g)\}}{\operatorname{Re}\{G(j\omega_g)\}}$$

$$\varphi = -\arctan \left( \frac{\frac{\omega_g RC}{1 + (\omega_g RC)^2}}{\frac{1}{1 + (\omega_g RC)^2}} \right) = -\arctan(\omega_g RC)$$

Bei der Grenzfrequenz besteht zwischen  $U_a$  und  $U_e$  eine Phasenverschiebung von  $45^\circ$ .

Graphische Untersuchung nach der Grenzfrequenz:

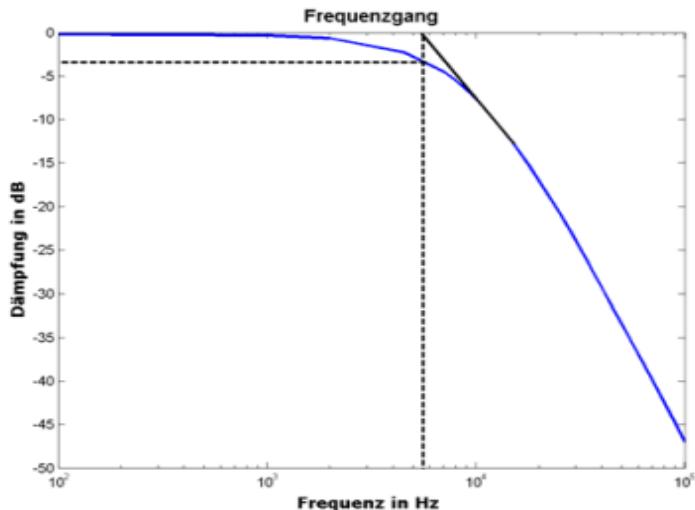


Abbildung 3= Bodediagramm

Im Bodediagramm kann man die Grenzfrequenz graphisch bestimmen, indem man eine Tangente an das Abfallenden-Teilstück anlegt und den Schnittpunkt mit der Frequenzachse bestimmt. Der Schnittpunkt ist gerade die Grenzfrequenz. Des Weiteren findet man die Grenzfrequenz bei -3dB und dort, wo die

Ausgangsspannung =  $\frac{\text{Eingangsspannung}}{\sqrt{2}}$  ist.

## 1.2.6 Frequenzgang eines belasteten RC-Tiefpasses

Es wurde am Ausgang des RC-Gliedes ein Spannungsteiler zugeschaltet und dadurch wird dann der RC-Tiefpass mit dem Ausgangsstrom  $I_L = \frac{U_c}{2R}$  belastet.

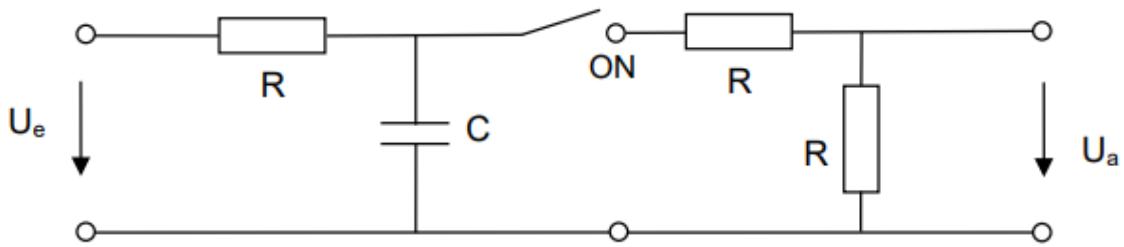


Abbildung 4= belasteter RC-Tiefpass

$$\frac{\underline{U}_{a,1}}{\underline{U}_e} = \frac{Z_c // (R+R)}{R + Z_c // (R+R)}$$

$$Z_c // (2R) = \frac{\frac{1}{j\omega_g C} \cdot 2R}{\frac{1}{j\omega_g C} + 2R} = \frac{\frac{2R}{j\omega_g C}}{\frac{1 + j2\omega_g RC}{j\omega_g C}} = \frac{2R}{1 + j2\omega_g RC}$$

$$\frac{\underline{U}_{a,1}}{\underline{U}_e} = \frac{\frac{2R}{1 + j2\omega_g RC}}{R + \frac{2R}{1 + j2\omega_g RC}} = \frac{2R}{2R + R + j\omega_g R^2 C} = \frac{2}{3 + j2\omega_g RC}$$

$$\frac{\underline{U}_{a,1}}{\underline{U}_e} = \frac{R}{2R} = \frac{1}{2}$$

$$\frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = \frac{\underline{U}_{a,1}}{\underline{U}_e} \cdot \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_{a,1}} = \frac{2}{3 + 2jR\omega C} \cdot \frac{1}{2} = \frac{1}{3 + 2j\omega_g RC}$$

$$\frac{\underline{U}_{a,1}}{\underline{U}_e} = \frac{1/3}{1 + j\omega_g^{2/3} RC}$$

### 1.2.7 Frequenzgang eines aktiven Tiefpasses

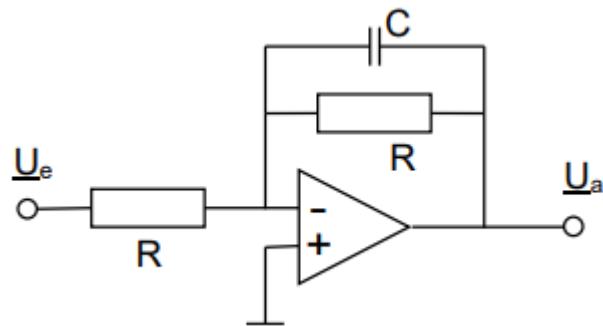


Abbildung 5= Operationsverstärkerschaltung

Die Schaltung ist einen aktiven Tiefpass 1. Ordnung. Da der aktive Tiefpass einen Operationsverstärker nutzt, hat er einen sehr hohen Eingangswiderstand (belastet Spannungsquelle fast nicht) und einen sehr kleinen Ausgangswiderstand (wird weniger durch anschließen eine weiteren Stufe beeinflusst). Die Ergebnisse gelten ebenfalls für den aktiven Tiefpass, wenn beide Widerstände dieser Schaltung gleich groß sind. Die Schaltung kann als ein Spannungsteiler betrachtet werden, wobei ein Widerstand (in diesem Fall der Kondensator) frequenzabhängig ist. Bei kleiner Frequenz ( $f \rightarrow 0$ ) stellt der Kondensator einen unendlichen Widerstand dar. Somit fällt an ihm die gesamte Eingangsspannung ab ( $U_a = U_e$ ). Bei einer großen Frequenz ( $f \rightarrow \infty$ ) stellt der Kondensator einen Kurzschluss dar, was dazu führt, dass die gesamte Eingangsspannung am Widerstand abfällt ( $U_a = 0$ ). Einfach ausgedrückt, ein Tiefpass lässt nur "tiefe" Frequenzen durch.

Der häufigste und leicht verständliche aktive Filter ist der aktive Tiefpass. Das Funktionsprinzip und der Frequenzgang sind genau gleich dem vorher behandelten passiven RC-Tiefpass, der einzige Unterschied besteht darin, dass er einen Operationsverstärker zur Verstärkung und Verstärkungsregelung verwendet. Die einfachste Form eines aktiven Tiefpasses besteht darin, einen invertierenden oder nicht-invertierenden Verstärker, wie in der Anleitung zum Operationsverstärker beschrieben, an die grundlegende RC-Tiefpassfilterschaltung anzuschließen. Bei Operationsverstärker wird die Frequenz logarithmisch dargestellt.

### 1.2.8 Verzerrung eines Rechtecksignals durch einen Tiefpass

Gibt man ein symmetrisches Rechtecksignal auf einen Tiefpass, so erhält man in etwa dieses Ausgangssignal:

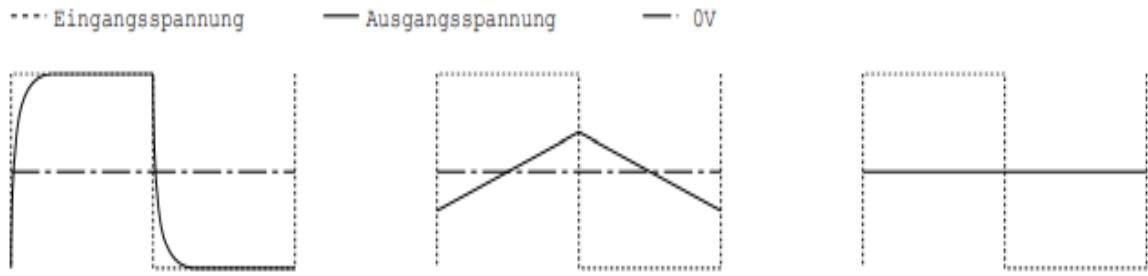


Abbildung 6: Rechtecksignal auf einen Tiefpass

Links:  $\tau \ll T$  die Zeitkonstante ( $\tau = RC$ ) ist viel kleiner als die Periodendauer des Rechtecksignals ( $T = \frac{1}{f}$ ). Der Kondensator kann sich vollständig aufladen, bevor er wieder entladen wird. Wird die das Verhältnis noch extremer, nähert sich das Ausgangssignal weiter dem Eingangssignal.

Mitte:  $\tau \approx T$ , der Kondensator wird fast linear auf und entladen.

Rechts:  $\tau \gg T$ , der Kondensator stellt einen Kurzschluss dar. Das Ausgangssignal ist Kurzgeschlossen, also 0.

## 2. Versuchsaufbau

### 2.1 Verwendete Werkzeuge

Für den Laborversuch wurden die folgenden Werkzeuge verwendet:

- USB-Oszilloskop "PicoScope 2206A"
- Platine mit  $1\text{ k}\Omega$  Widerstand und ein Kondensator
- Platine mit Operationsverstärker
- Multimeter
- BNC-Kabel
- Federklemmen
- Peaktech

## 2.2 Messgeräte

In diesem Versuch wurden die Werte in größtem Teil mit Hilfe der Software „Picoscope 6“ gemessen. Das USB-Oszilloskop nutzt die Software "Picoscope 6" zur Darstellung der Signale am PC.

Die Messung der Signalgeneratormenge wurde durch Verbinden der Federklemmen miteinander durchgeführt und vorher sollte je eine BNC-Kabel mit Federklemmen an Messkanal A und am Ausgang des Signalgenerators angeschlossen sein.

Die Widerstandsmessung der Filterschaltung erfolgt mit dem Multimeter.

### 2.2.1 USB-Oszilloskop "PicoScope 2206A"



USB-Oszilloskop glänzt durch ihre Programmierbarkeit mittels Software.

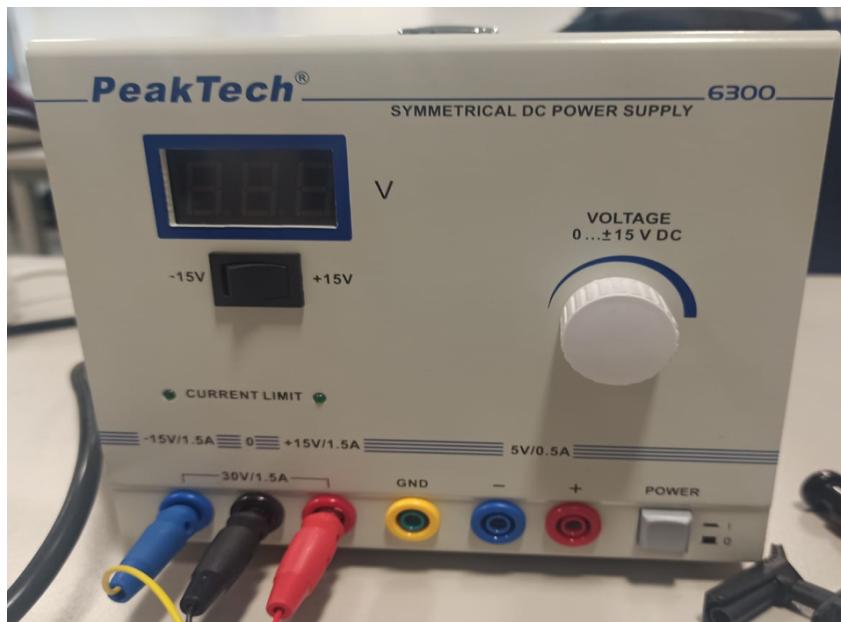
Ein USB-Oszilloskop "PicoScope 2206A" ist ein Messgerät, das über eine USB-Verbindung betrieben wird und dementsprechend einen Computer benötigt. USB-Oszilloskop "PicoScope 2206A" besteht aus einer datenerfassungseinheit und einem PC, der Daten über eine grafische Benutzeroberfläche anzeigt. Unser USB-Oszilloskop "PicoScope 2206A" besteht aus zwei Messkanäle (A und B) und einen Ausgang Signalgenerators.

## 2.2.2 Multimeter



Für die Erfassung, der tatsächlichen Größe des Widerstandes, wurde ein Multimeter verwendet. Bei dem verwendeten Multimeter handelt es sich um das Multimeter METRAHIT TRMS SYSTEM. Die Messung des Widerstands dient als ein Ausschluss potentieller Fehler, bei Verwendung unpassender Größen. Der Multimeter muss vor Beginn, sinnvoll eingestellt werden, damit die Messung mit einem passenden Widerstand resultiert. Der gemessene Widerstand lässt sich am Display ablesen.

## 2.2.3 Peaktech



Dieses Gerät für symmetrische, also positive und negative Ausgangsspannungen, verfügt über eine stufenlose Spannungsregelung. Hierfür befinden sich drei Ausgangsbuchsen auf der Frontplatte, wobei die mittlere Buchse als Mittelabgriff (0) fungiert und zur Minus- Buchse bis zu -15V DC, bzw. zur Plus-Buchse bis zu +15V DC ausgegeben werden kann. Wird die Last zwischen dem „+“ und „-“ Pol angeschlossen, können bis zu 30V DC ausgegeben werden. Zusätzlich verfügt dieses Gerät über einen 5V / 0.5 A DC Festspannungsausgang. Die Kabel aus der Platine mit einer Operationsverstärkerschaltung wurden in diesem Versuch an dieses Gerät angeschlossen. Hierdurch wurde mithilfe dieses Gerätes der niedrigen, mittleren und hohen Frequenz eingestellt.

### 3. Versuchsdurchführung

Am Anfang sollte PicoScope-Software gestartet und mit dem Gerät verbunden sein, da die Messung bei diesem Versuch mit PicoScope-Software durchgeführt wurde.

Die erste Aufgabe bestand darin, dass ich die Federklemmen miteinander verbinden sollte und diese wurden mit einem BNC-Kabel an Messkanal A und aus Ausgang des Signalgenerators angeschlossen. Danach habe ich die Messkanäle und Signalgenerator konfiguriert, wobei ich die Frequenz auf 2 kHz, die Amplitude auf 8V und Offset auf 0,8V eingestellt habe. Die Konfiguration der Schaltfläche erfolgte über die Schaltfläche  . Daraus wurde ein rechteckförmiges Signal auf dem Bildschirm dargestellt.

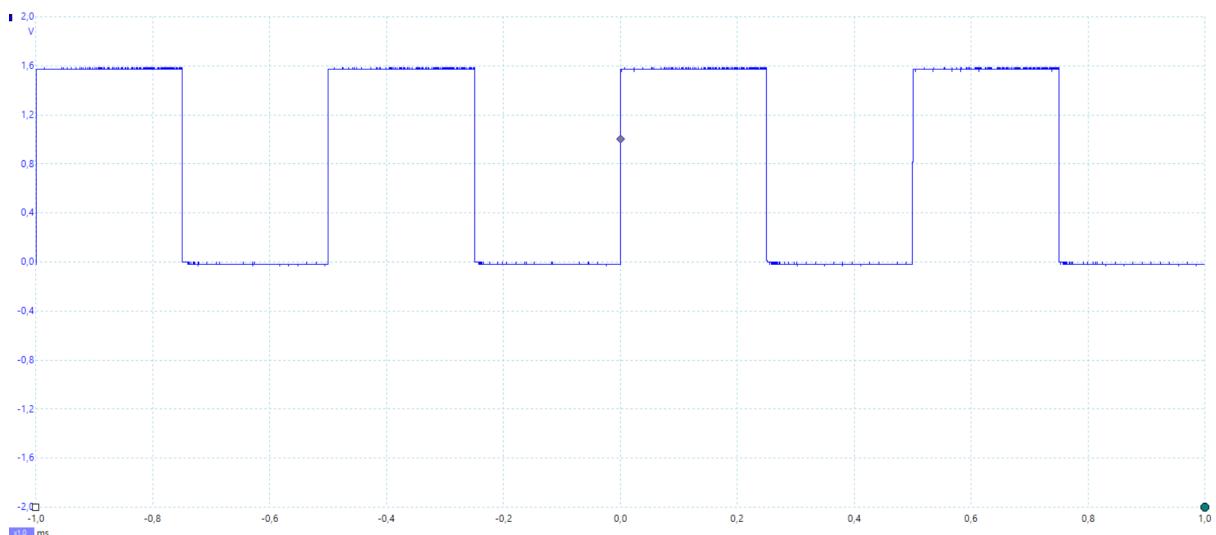


Abbildung 7: Rechtecksignal

Im nächsten Schritt wurde der Wert des Widerstandes eines RC-Tiefpasses mit dem bereitgestellten Multimeter gemessen. Um die Anstiegszeit manuell zu messen, habe ich erst den Ausgang des Signalgenerators an den Tiefpasseingang angeschlossen, danach bin ich genauso wie im Versuch OSZ durchgegangen, um die 10/90-Anstiegszeit  $t_r$  und deren Unsicherheiten zu bestimmen.

Demnach ging es darum, dass ich die Frequenz des unbelasteten RC-Tiefpasses nach den schon gegebenen Frequenzen einstellen kann, um den Amplitudengang des Bodediagramms zu ermitteln. Dies erfolgt durch die Einstellung des PicoScope Signalgenerators auf Sinusform (RC-Glied wurde mit diesem Sinussignal gespeist), durch die Darstellung des Eingangssignal  $U_e$  auf Kanal A und Ausgangssignal  $U_a$  auf Kanal B, durch die Einstellung der Messbereiche auf  $\pm 2V$  und die Zeitbasis auf 5ms/div und ich habe schließlich drei Messungen (Frequenz A, Spitze-Spitze auf Kanal A und Spitze auf Kanal B) hinzugefügt. So habe ich bei jeder Frequenz die beiden gemessenen Spitze-Spitze-Werte sowie deren Quotienten notiert. Dann bin ich genauso für die Messung des Betragsfrequenzgangs eines belasteten RC-Tiefpasses durchgegangen, aber ich habe Kanal B mit dem neuen Ausgangssignal verbunden.

Am Ende habe ich erst die Versorgungsspannungen angeschlossen und dies mit dem Signalgeneratorausgang des Picoscope mit dem Eingang  $U_E$  der Schaltung verbunden. Außerdem habe ich das Ausgangssignal "out1" an Kanal B angeschlossen. Somit habe ich die Frequenz des aktiven Tiefpasses nach einer niedrigen/mittleren/hohen Frequenz eingestellt. Danach habe am Ausgang den Spannungsteiler zugeschaltet und die Kanal B an "out2" angeschlossen. Auf dieser Weise bin ich genauso wie bei dem unbelasteten Tiefpass vorgegangen, um den Betragsfrequenzgang dieser Schaltung zu bestimmen.

## 4. Auswertung

## 4.1 RC-Tiefpass: Anstiegszeit, Zeitkonstante

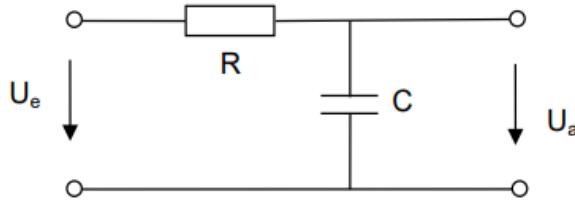


Abbildung 8 = RC-Tiefpass

Die Unsicherheiten für die Widerstandsmessung lässt sich mithilfe des Datenblattes zu dem verwendeten Multimeter bestimmen. Der von uns gemessener Widerstand hat den Wert  $R = 1,003 \text{ k}\Omega$ . Nach der Werterfassung müssen die Angabe des Datenblattes ausgefüllt werden und die gewünschten Unsicherheiten verifiziert werden. Dazu entstehen folgende Formeln für die absolute- und relative Unsicherheit:

$$\text{absolute Unsicherheit: } \Delta R = (0,1\% \cdot MW + 5D) = (0,001 \cdot 1,003 \text{ k}\Omega + 500 \text{ m}\Omega) = 1,503 \Omega$$

$$\text{relative Unsicherheit: } \frac{\Delta R}{R} = \frac{1,503 \Omega}{1,003 \text{ k}\Omega} = 1,498 \cdot 10^{-3}\%$$

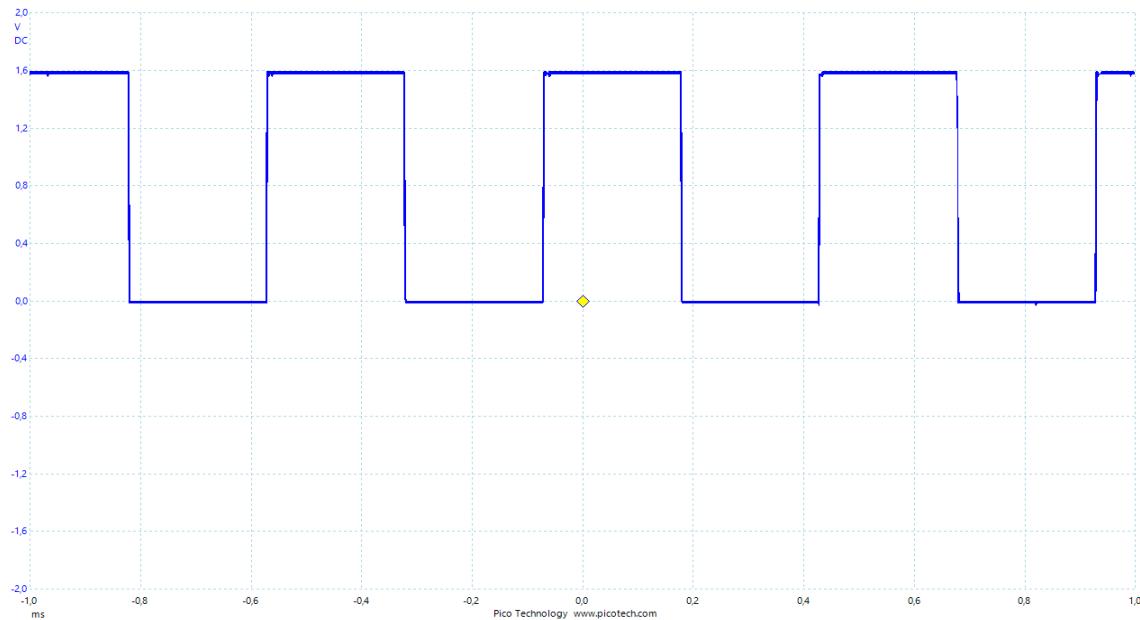


Abbildung 9 = Darstellung des Signalverlaufs vor dem Anschließen des Ausgangs des Signalgenerators an den Tiefpasseingang

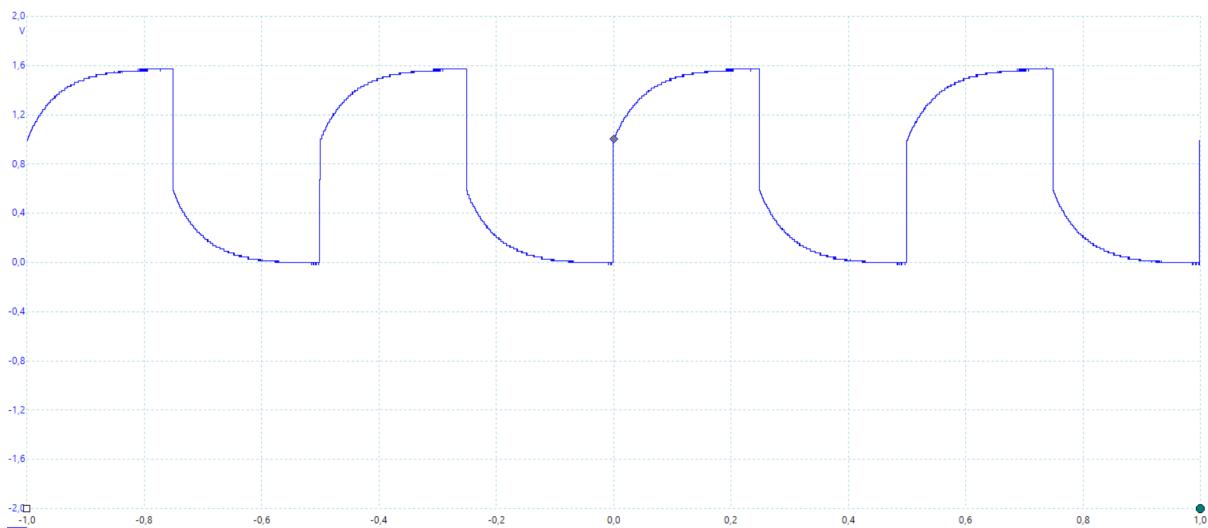


Abbildung 10 = Darstellung des Ausgangs des Signalgenerators an den Tiefpasseingang auf Kanal A

Die beiden unterschiedlichen Figuren lassen mich feststellen, dass das Signal von einer rechteckigen Form (Abbildung 9) zu einer gekrümmten Form wie kurvenförmig (Abbildung 10) übergeht, sobald der Ausgang des Signalgenerators an den Tiefpasseingang angeschlossen wurde. So lässt sich der Effekt einer nicht idealen Spannungsquelle erkennen. Dieser Effekt tritt auf, da der Signalgenerator keine ideale Spannungsquelle ist und die Spannungsquellen haben immer eine konstante Spannung, egal welchen Verbraucher man anschließt, ändert sich nur die Stromstärke.

Zur Bestimmung der Anstiegszeit  $t_r$  müssten zunächst die Werte von  $t_{10}$  und  $t_{90}$  klar sein.

Für die Bestimmung der Unsicherheit aus den Messwerten sollte man das Kästchen des 10%- und 90%-Niveaus markieren und daraus der minimale und maximale Wert bestimmen und dessen Mittelwert nehmen.

$$t_{10} = 5,206 \mu s$$

$$t_{90} = 114,8 \mu s$$

$$t_r = t_{90} - t_{10} = 114,8 \mu s - 5,206 \mu s = 109,594 \mu s$$

Man stellt fest, dass die Cursor sich nur mit einer Unsicherheit von  $\pm \frac{1}{20} Div$  mit einer Division von  $105,1 \mu s$  entsprechend  $\Delta t_i = \frac{105,1 \mu s}{20} = 5,255 \mu s$  einstellen lassen.

$$t_{10} = 5,206 \mu s \pm 5,255 \mu s$$

$$t_{90} = 114,8 \mu s \pm 5,255 \mu s$$

$$\begin{aligned}\Delta t_r &= \sqrt{t_{10}^2 + t_{90}^2} = \sqrt{(5,255 \mu s)^2 + (5,255 \mu s)^2} = \pm 7,431 \mu s \\ \Rightarrow t_r &= t_{90} - t_{10} = 114,8 \mu s - 5,206 \mu s \pm \sqrt{(5,255 \mu s)^2 + (5,255 \mu s)^2} \\ \Rightarrow t_r &= 109,594 \mu s \pm 7,431 \mu s\end{aligned}$$

Die Anstiegszeit  $t_r = 109,594 \mu s$

Die absolute Unsicherheit:  $\Delta t_r = \pm 7,431 \mu s$

Die relative Unsicherheit  $\frac{\Delta t_r}{t_r} = \frac{7,431 \mu s}{109,594 \mu s} = \pm 0,0678 = 6,78 \%$

Aus 1.2.4.2 ist  $T \approx 0,455 \cdot t_r$

$$T \approx 0,455 \cdot (109,594 \mu s \pm 7,431 \mu s) \approx 49,865 \mu s \pm 3,381 \mu s$$

Mit der Anstiegszeit  $t_r$  kann die Grenzfrequenz  $f_g$  berechnet werden.

$$\begin{aligned}T &\approx 0,455 \cdot t_r \quad und \quad f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot T} \approx \frac{0,35}{t_r} \\ \Rightarrow f_g &\approx \frac{0,35}{109,594 \mu s} \approx 3,193 \text{ kHz}\end{aligned}$$

Die Zeitkonstante  $T \approx 49,865 \mu s \pm 3,381 \mu s$

Aus der Zeitkonstante  $T$  lässt sich die Kapazität  $C$  des Kondensators wie folgt bestimmen:

$$T = R \cdot C \quad \Leftrightarrow \quad C = \frac{T}{R} = \frac{49,865 \mu s}{1,003 k\Omega} = 49,715 nF$$

Bei Division der Messwerte ergibt sich  $\Delta C$ :

$$\Rightarrow \Delta C = C \cdot \sqrt{\left(\frac{\Delta R}{R}\right)^2 + \left(\frac{\Delta T}{T}\right)^2} = 49,715 \text{ nF} \cdot \sqrt{\left(\frac{1,503 \Omega}{1,003 \text{ k}\Omega}\right)^2 + \left(\frac{3,381 \mu\text{s}}{49,865 \mu\text{s}}\right)^2}$$

$$\Rightarrow \Delta C = \pm 3,371 \text{ nF}$$

Die absolute Unsicherheit:  $\Delta C = \pm 3,371 \text{ nF}$

$$\text{Die relative Unsicherheit } \frac{\Delta C}{C} = \frac{3,371 \text{ nF}}{49,715 \text{ nF}} = 6,78\%$$

Daraus ist leicht festzustellen, dass die relative Messunsicherheit des Kondensators gleich mit der relativen Messunsicherheit der Anstiegszeit ist.

## 4.2 Frequenzgang des RC-Tiefpasses

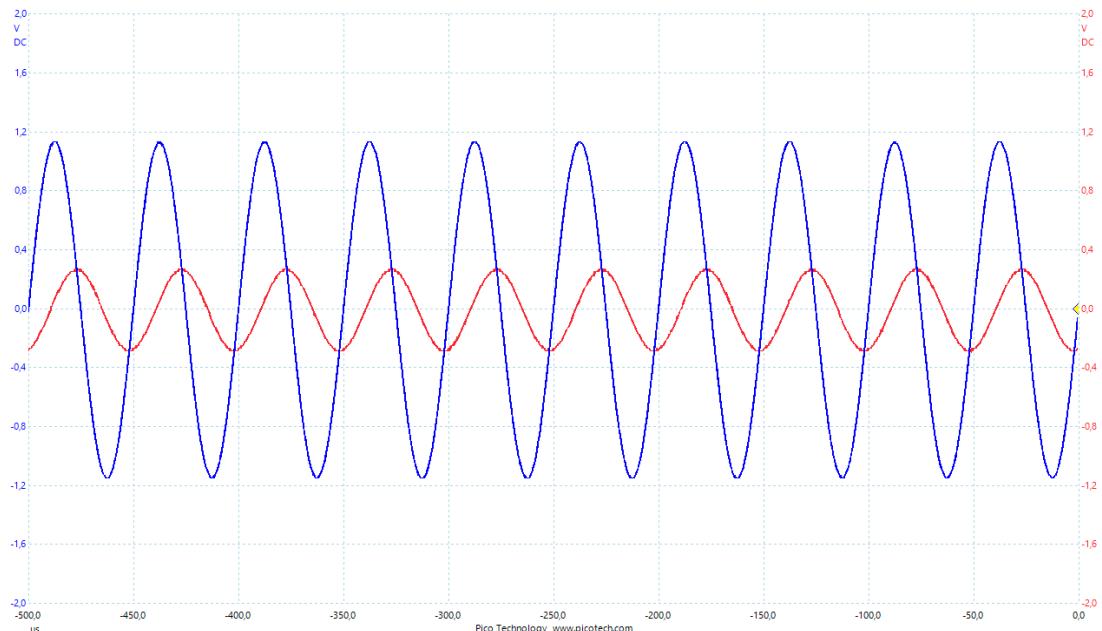


Abbildung 10 = Darstellung des Signalverlaufs bei hohem Wert der Frequenz von einem unbelasteten passiven Tiefpass

Frequenz [kHz]	$U_{e_{ss}}$ (Kanal A) [V]	$U_{a_{ss}}$ (Kanal B) [V]	$\frac{U_{a_{ss}}}{U_{e_{ss}}}$
0,1	3,591	3,591	1
0,5	3,559	3,543	0,995 (niedrig)
0,75	3,528	3,496	0,99
1	3,48	3,417	0,981
1,5	3,37	3,213	0,953
2	3,244	3,008	0,927
2,5	3,118	2,772	0,889
3,2	2,961	2,472	0,834
4	2,819	2,173	0,77
5	2,693	1,89	0,70
6	2,599	1,654	0,63 (mittel)
7,5	2,487	1,37	0,55
10	2,408	1,087	0,45
12	2,362	0,929	0,39
15	2,315	0,74	0,31
20	2,284	0,551	0,24
30	2,252	0,393	0,17 (hoch)
50	2,252	0,237	0,10

Tabelle 1: Gemessene Spitze-Spitze-Werte sowie deren Quotienten bei einem unbelasteten passiven Tiefpass

Für die Schätzung eines Wertes von der Grenzfrequenz nehme ich den Wert raus, der näherungsweise wie 4.1 ( $f_g = 3,193 \text{ kHz}$ ) verhält.

Ein Schätzwert der Grenzfrequenz wäre  $f_g = 3,2 \text{ kHz}$

So lässt sich der Wert der Kapazität wie folgt berechnet:

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot f_g} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 1,003 \text{ k}\Omega \cdot 3,2 \text{ kHz}} = 49,612 \text{ nF}$$

Amplitudengang:

$$\underline{G}(\omega) = 20 \cdot \log\left(\frac{1}{1 + j\omega RC}\right) \Rightarrow |\underline{G}(\omega)| = 20 \cdot \log\left(\frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}\right)$$

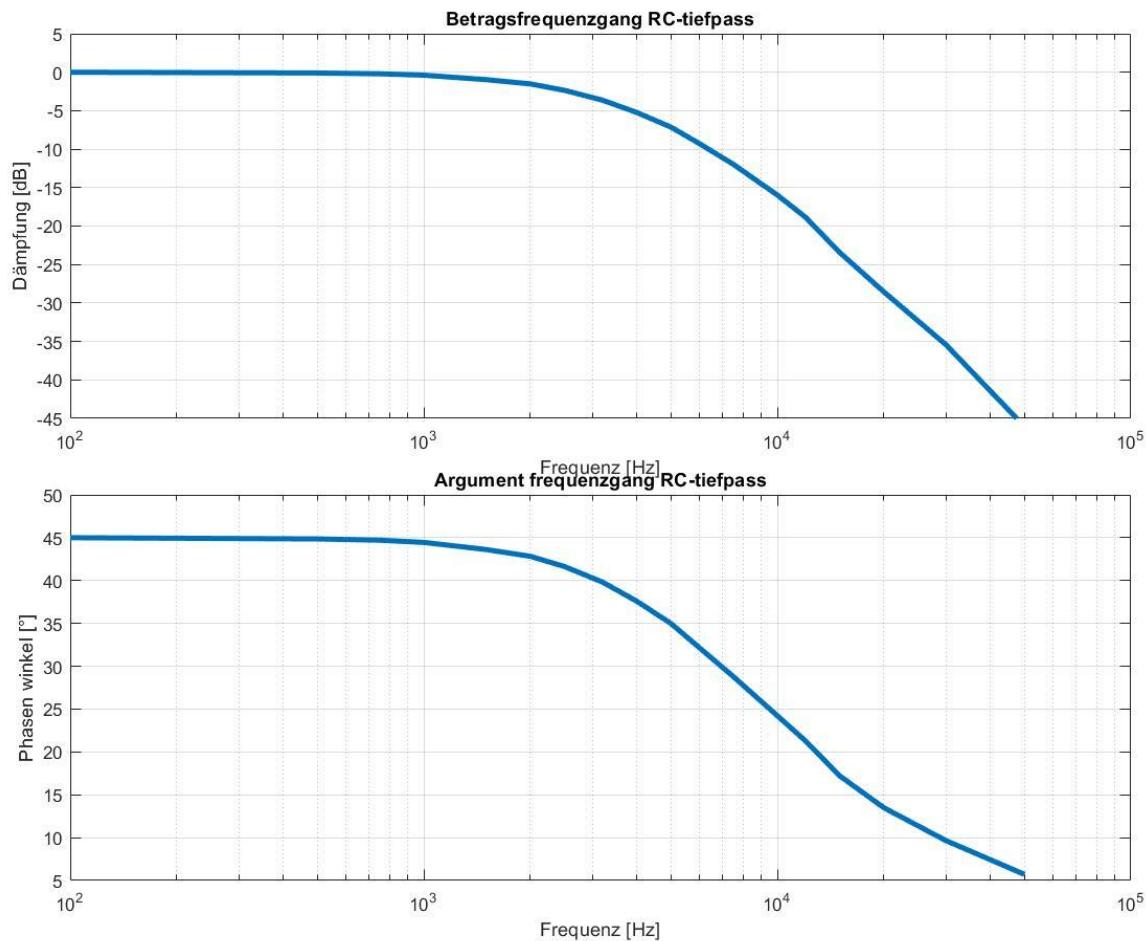
$$\text{Ausgangsspannung bei Grenzfrequenz: } U_a = \frac{U_e}{\sqrt{2}} = \frac{3,591 \text{ V}}{\sqrt{2}} = 2,539 \text{ V}$$

*Vergleich der Werte bei der errechneten Grenzfrequenz:*

	Gerechnet	Gemessen
Grenzfrequenz	3,193 kHz	3,2 kHz
Ausgangsspannung	2,539 V	2,961 V

Hier kann man leicht sehen, dass im „Realen“ sich die Grenzfrequenz leicht verschiebt. Näheres dazu im folgenden Bodediagramm auf der nächsten Seite. Während der Messung musste die Eingangsspannung immer konstant gehalten werden. Dies hängt damit zusammen, da der Frequenzgenerator einen Innenwiderstand hat und mit steigender Frequenz der Kondensatorwiderstand immer kleiner wird. Wenn der Kondensatorwiderstand kleiner wird, so wird der Eingangswiderstand des Tiefpasses auch kleiner und somit fällt mehr Spannung am Generator-Innenwiderstand ab.

*Bodediagramm 1:*



Der Amplitudengang verlief bei dem Tiefpass wie erwartet: Bis zu der Grenzfrequenz wird die Eingangsspannung nahezu Vollständig(0dB) an den Ausgang weitergeleitet und ab der Grenzfrequenz wird die Phasenwinkel immer mehr gedämpft.

$$G \cdot \left| \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} \right| = 49,864 \mu\text{Hz}$$

Der Betragsfrequenzgang ergibt sich

Grenzfrequenz ermitteln:

$$G \cdot \left| \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} \right| = \frac{1}{\sqrt{(R \cdot \omega_g \cdot C)^2 + 1}} \Leftrightarrow (2 \cdot \pi \cdot f_g \cdot R \cdot C)^2 = \frac{1}{G \cdot \left| \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} \right|} - 1$$

$$\Rightarrow f_g = \frac{\frac{1}{G \cdot \left| \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} \right|} - 1}{(2 \cdot \pi \cdot R \cdot C)^2} = \frac{\frac{1}{49,864 \mu\text{hz}} - 1}{(2 \times 3,14 \times 1003 \times 49,715 \times 10^{-9})^2} = 204,50 \text{ THz}$$

Wert der Kapazität:

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot f_g} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 1,003 k\Omega \cdot 204,50 \text{ Thz}} = 0,776 \text{ fF}$$

Die Unsicherheit der Kapazität ergibt sich:

$$\Rightarrow \Delta C = C \cdot \sqrt{\left(\frac{\Delta R}{R}\right)^2 + \left(\frac{\Delta T}{T}\right)^2} = 0,776 \text{ fF} \cdot \sqrt{\left(\frac{1,503 \Omega}{1,003 k\Omega}\right)^2 + \left(\frac{3,381 \mu\text{s}}{49,865 \mu\text{s}}\right)^2}$$

$$\Rightarrow \Delta C = \pm 0,052 \text{ fF}$$

### 4.3 Frequenzgang eines belasteten RC-Tiefpasses

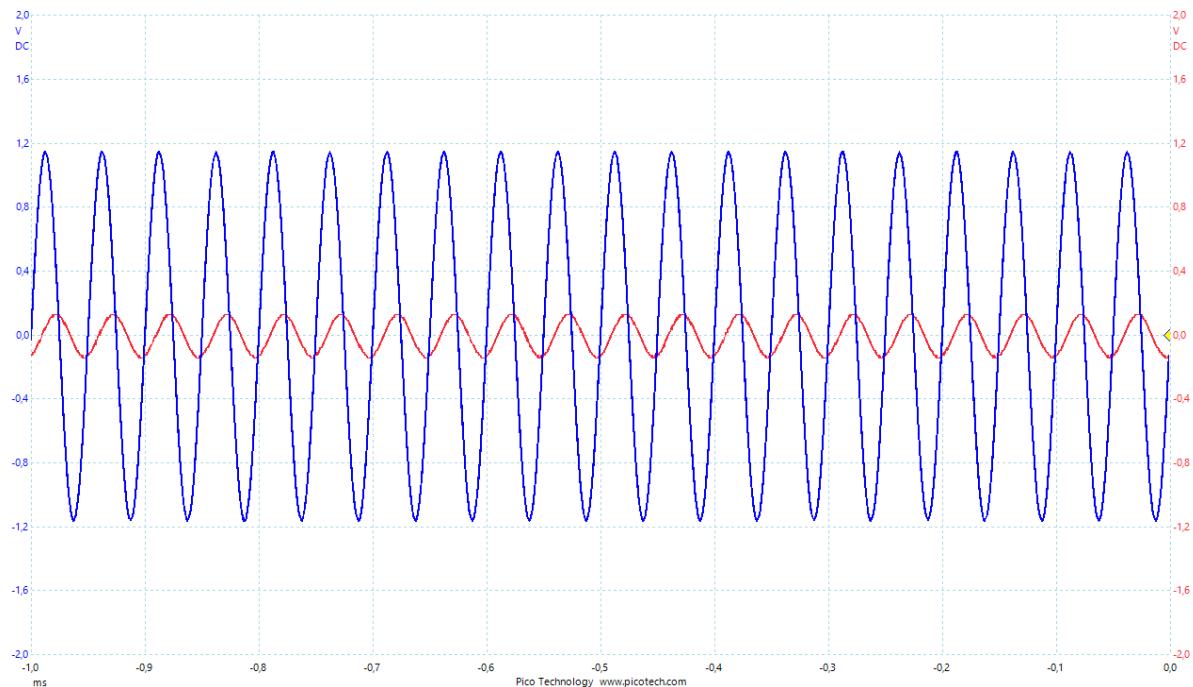


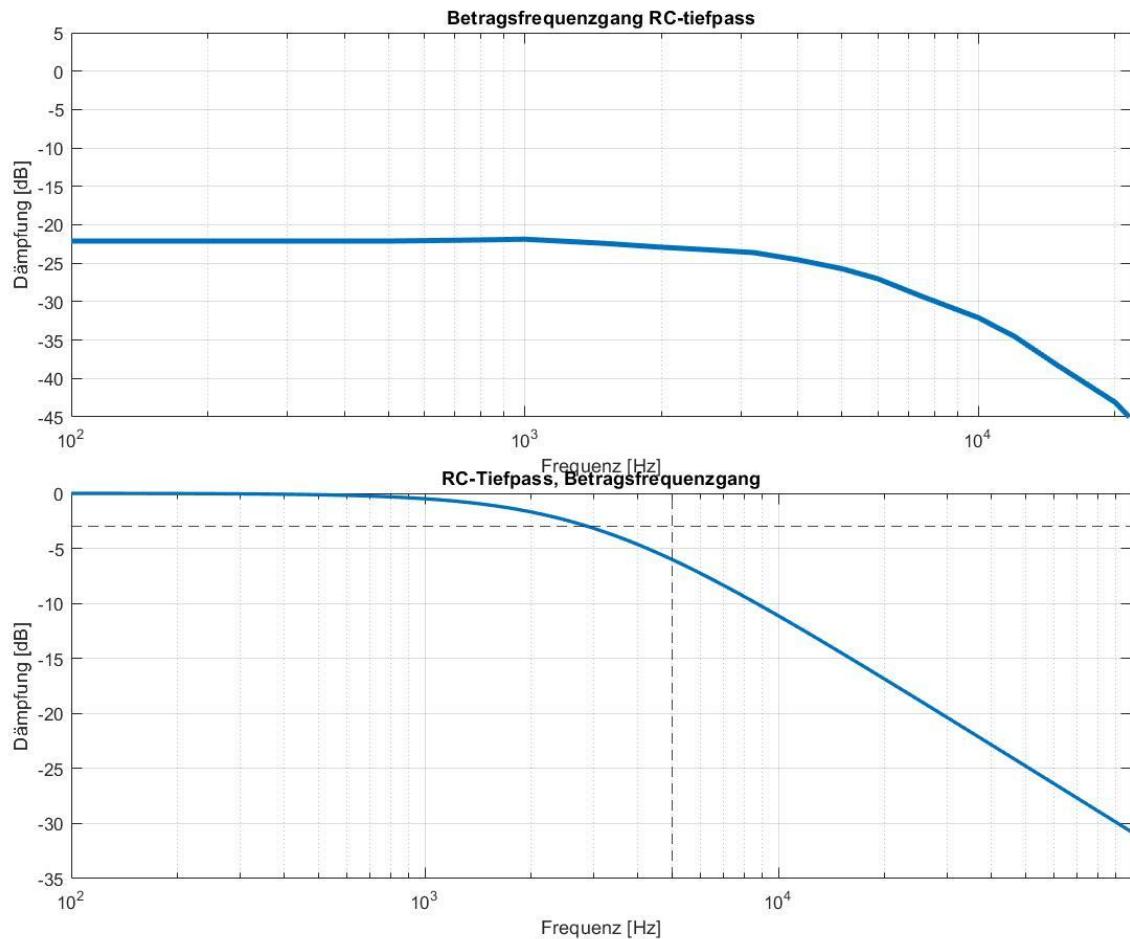
Abbildung 11 = Darstellung des Signalverlaufs bei hohem Wert der Frequenz

von einem belasteten RC-Tiefpass

Frequenz [kHz]	$U_{e_{ss}}$ (Kanal A) [V]	$U_{a_{ss}}$ (Kanal B) [mV]	$\frac{U_{a_{ss}}}{U_{e_{ss}}}$
0,1	2,992	992,1	0,331
0,5	2,992	992,1	0,331 (niedrig)
0,75	2,976	992,1	0,333
1	2,961	992,1	0,335
1,5	2,945	960,6	0,326
2	2,913	929,1	0,318
2,5	2,866	897,6	0,313
3,2	2,819	866,1	0,307
4	2,74	803,1	0,293
5	2,677	740,2	0,2765
6	2,614	677,2	0,259 (mittel)
7,5	2,52	582,7	0,231
10	2,425	488,2	0,201
12	2,378	425,2	0,178
15	2,346	346,5	0,147
20	2,299	267,7	0,116
30	2,52	173,2	0,068 (hoch)
50	2,36	110,2	0,046

Tabelle 2: Gemessene Spitze-Spitze-Werte sowie deren Quotienten bei einem belasteten RC-Tiefpass

*Bodediagramm 2:*



Die gemessenen Werte von der Ausgangsspannung des Kondensators ist:

$$U_{c_{90}} = 1,407 \text{ V} \quad \text{und} \quad U_{c_{10}} = 0,156 \text{ V} \quad \text{damit} \quad U_c = U_{c_{90}} - U_{c_{10}} = 1,251 \text{ V}$$

Der Ausgangsstrom lässt sich wie folgt berechnen:

$$I_L = \frac{U_c}{2R} = \frac{1,251}{2 \cdot 1003} = 623,629 \text{ } \mu\text{A}$$

## 4.4 Frequenzgang eines aktiven Tiefpasses

### 4.4.1 Inbetriebnahme und Test

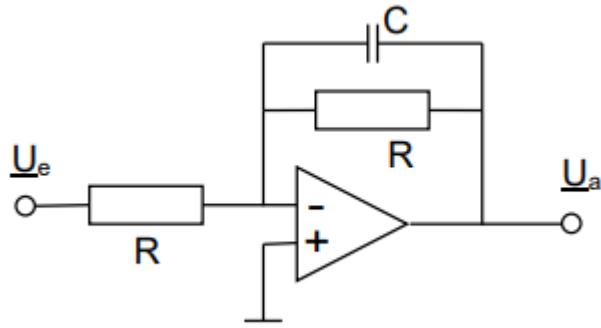


Abbildung 12: Aufbau des aktiven Filters

Für diesen aktiven Tiefpassfilter sollte der Widerstand R und der Kondensator C so dimensioniert werden, damit sich die Schaltung nähert wie der unbelastete Tiefpass aus Abschnitt 4.2 verhält.

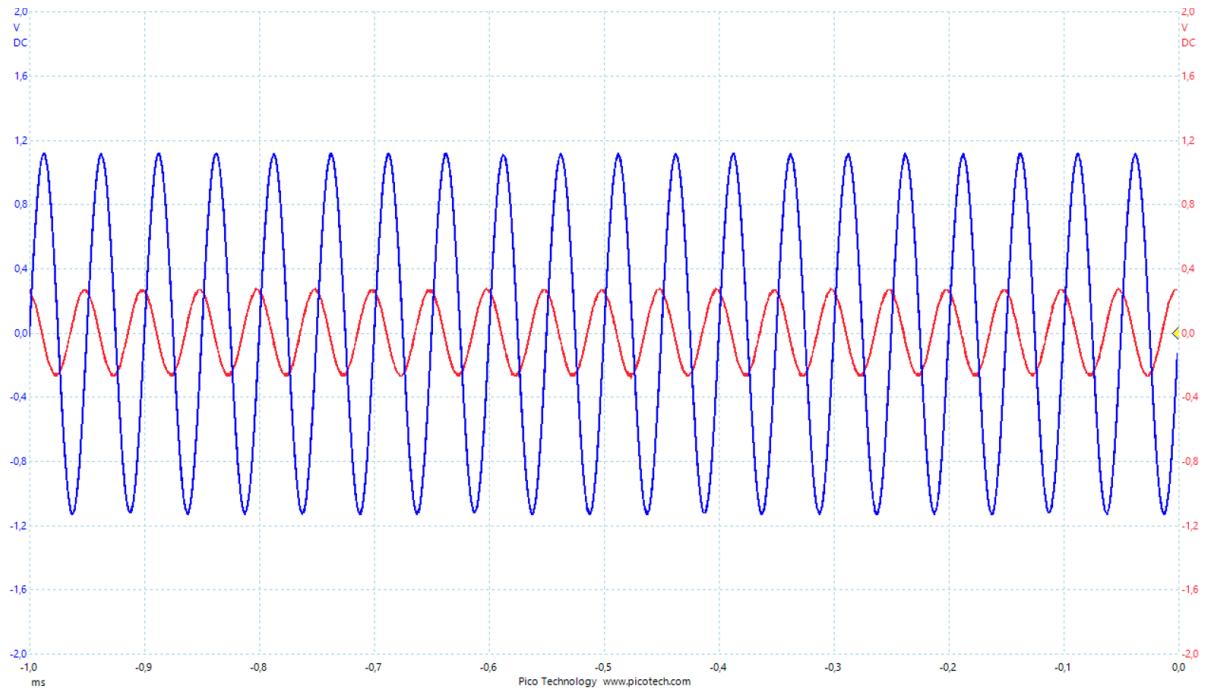
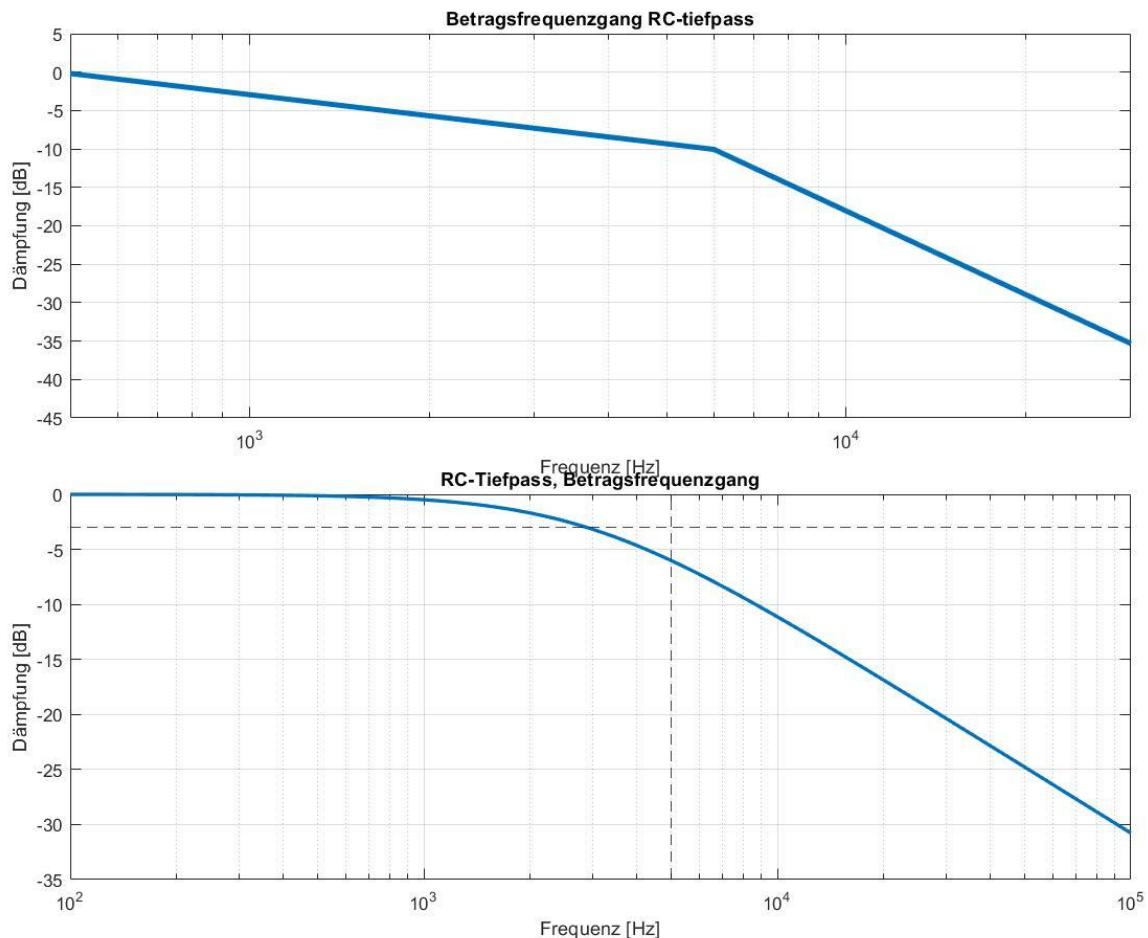


Abbildung 13 = Darstellung des Signalverlaufs bei hohem Wert der Frequenz von einem aktiven Tiefpass

Frequenz [kHz]	$U_{e_{ss}}$ (Kanal A) [V]	$U_{a_{ss}}$ (Kanal B) [mV]	$\frac{U_{a_{ss}}}{U_{e_{ss}}}$
0,5	2,25	$2,246 \pm 8$	$0,991 \pm 3,57$ (niedrig)
6	$2,28 \pm 4,6$	1,38	$0,605 \pm 1,22$ (mittel)
30	2,28	0,391	0,171 (hoch)

Tabelle 3: Gemessene Spitze-Spitze-Werte sowie deren Quotienten bei einem aktiven Tiefpass

### Bodediagramm 3:



Die Kennlinien verlaufen genauso, wie es bei einem Tiefpass sein muss. In diesem Versuchsteil brauchten wir nicht die Eingangsspannung nachstellen, da die Operationsverstärker einen sehr hohen Eingangswiderstand haben und deshalb kaum einen Einfluss aufweisen.

$$G \cdot \left| \frac{U_a}{U_e} \right| = 49,864 \mu\text{Hz}$$

Der Betragsfrequenzgang ergibt sich genauso wie der unbelastete Tiefpass. Daraus lässt sich feststellen, dass dies näherungsweise verhält.

#### 4.4.2 Frequenzgang des aktiven Tiefpasses mit Belastung

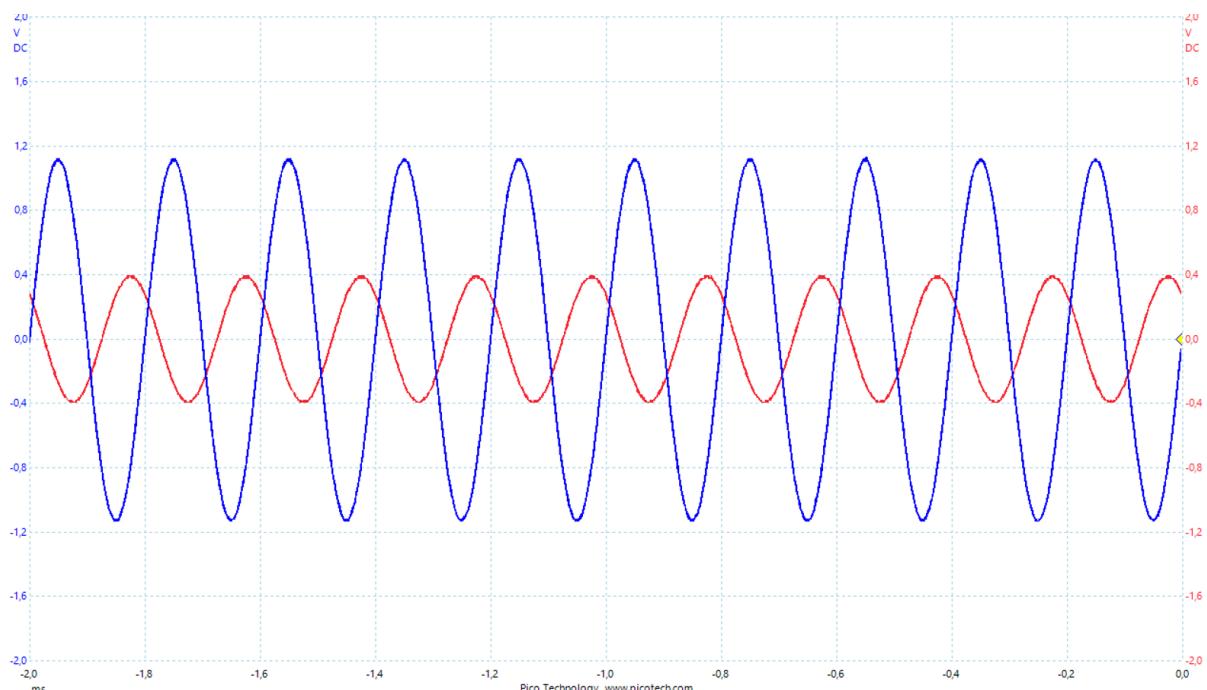
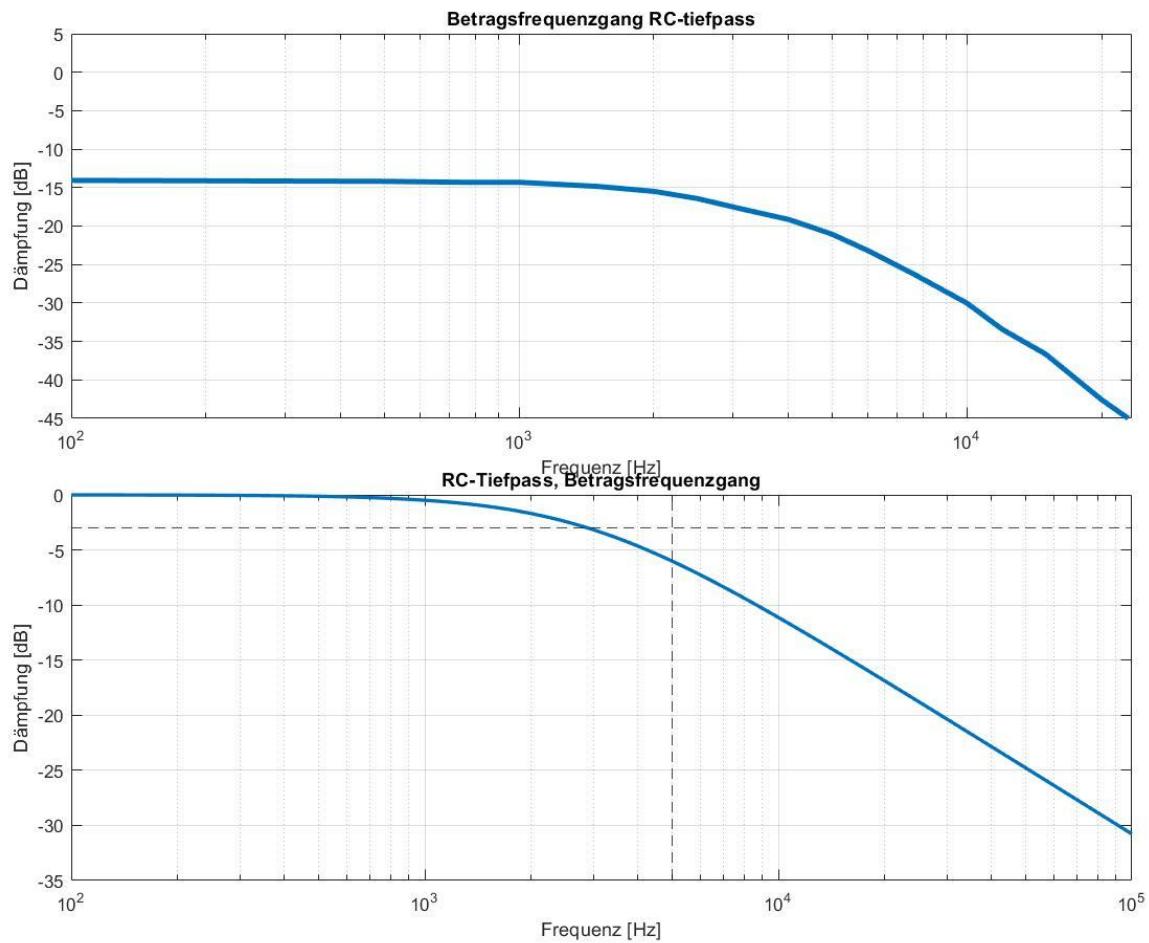


Abbildung 14 = Darstellung des Signalverlaufs bei mittlerem Wert der Frequenz von einem aktiven Tiefpass mit Belastung

Frequenz [kHz]	$U_{e_{ss}}$ (Kanal A) [V]	$U_{a_{ss}}$ (Kanal B) [V]	$\frac{U_{a_{ss}}}{U_{e_{ss}}}$
0,1	2,252	1,115	0,495
0,5	2,252	1,109	0,492(niedrig)
0,75	2,252	1,102	0,489
1	2,252	1,102	0,489
1,5	2,252	1,072	0,476
2	2,252	1,039	0,461
2,5	2,252	0,993	0,440
3,2	2,252	0,923	0,409
4	2,252	0,866	0,384
5	2,252	0,787	0,349
6	2,252	0,708	0,314 (mittel)
7,5	2,252	0,614	0,272
10	2,252	0,503	0,223
12	2,252	0,425	0,188
15	2,252	0,362	0,160
20	2,252	0,268	0,119
30	2,252	0,189	0,083 (hoch)
50	2,252	0,126	0,055

Tabelle 4: Gemessene Spitze-Spitze-Werte sowie deren Quotienten bei einem aktiven Tiefpass mit Belastung

*Bodediagramm 4:*



#### 4.5 Diskussion der jeweiligen Unterschiede

$\frac{U_{a_{ss}}}{U_{e_{ss}}}$	bei 4.2	bei 4.3	bei 4.4.1	bei 4.4.2
Niedrig (0,5 kHz)	0,995	0,331	0,991	0,492
Mittel (6 kHz)	0,63	0,259	0,605	0,314
Hoch (30 kHz)	0,17	0,068	0,171	0,083

Tabelle 5: Gemessene Quotienten von Spitze-Spitze-Werte bei allen Schaltungen

Aus der Tabelle 5 kann man deutlich sehen, dass sich der passive unbelastete RC-Tiefpass bei niedrigen/mittleren/hohen Frequenz fast gleich wie der aktiven Tiefpass verhält und das Gleiche auch mit der niedrigen/mittleren/hohen Frequenz des belasteten RC-Tiefpasses und des aktiven Tiefpasses mit Belastung. Daraus kommt ein näherer Frequenzgang vor. Es liegt daran, dass bei 4.2 und 4.4.1 unbelastet sind und das Gegenteil bei 4.3 und 4.4.2. Aber es liegt einen großen Unterschied zwischen gemessene Quotienten von Spitze-Spitze-Werte 4.2, 4.4.1 und 4.3 ,4.4.2, denn je nach Last ist nur schon die ohmsche Grunddämpfung größer als 3 dB und die Spannung über den Widerständen ist bei jeder Frequenz kleiner als die Spannung über dem Kondensator C. Stattdessen wird die Grenzfrequenz bei der Knickfrequenz angesetzt, wo die Phasenverschiebung zwischen Ein- und Ausgang  $45^\circ$  beträgt.

## 5. Quellen

- [1] Wikipedia: Tiefpass  
<https://de.wikipedia.org/wiki/Tiefpass>  
(Stand: 07.12.2021)
- [2] Prof. Dr.-Ing. Manfred Mevenkamp: Skript zur Veranstaltung "Grundlagen der Elektrischen Messtechnik", Hochschule Bremen, 2021  
(Stand: WISE 2021/22)
- [3] Prof. Dr.-Ing. Manfred Mevenkamp: Versuchsbeschreibung OSZ "Schaltungsanalyse" mittels Oszilloskop, Kenngrößen, Anstiegszeiten", Hochschule Bremen, 2021  
(Stand: WISE 2021/22)
- [4] Rechner und Formeln zur Berechnung der Parameter eines RC-Tiefpasses  
[RC Tiefpass online berechnen \(redcrab-software.com\)](http://redcrab-software.com)  
(Stand: 11.12.2021)

## 6. Anhang

## 6.1 Protokoll

<b>Hochschule Bremen</b> <b>Labor Elektrische Messtechnik</b>		<b>Angaben zur Veranstaltung</b> WS 2021/22
<b>Protokoll</b> zum Laborversuch <b>DAQ-Ü5B</b> <small>(Kürzel)</small> <small>(Versuchsbezeichnung)</small>		Modul: ELMESS Dozent/Dozentin: Prof. Dr.-Ing. Manfred Mevenkamp
Willfried Leye Tago Talla <small>(Protokollführer / Protokollführerin)</small> 5137536 <small>(Matrikel-Nr.)</small>		Versuchsdatum: 29.11.2021 Testat / Benotung: Vorbereitung
Gruppe:	weitere Gruppenmitglieder: 1. Alexej Kravtchenko (IT) 2. ----- ( )	Testat / Benotung: Protokoll
Notizen zum Versuchsablauf – nur grober Zeitverlauf und Besonderheiten <small>(Messwerte und Versuchsdokumentation auf den folgenden Blättern)</small>		
9 <sup>07</sup> Versuchsbeginn 9 <sup>10</sup> Picoscope verbunden; 9 <sup>15</sup> Signalgenerator konfiguriert 9 <sup>20</sup> Messkanal konfiguriert + Bildschirmaufnahme 9 <sup>27</sup> Widerstand gemessen 9 <sup>38</sup> Signal an Kanal A angeschlossen (33.2.) + Bild 10 <sup>05</sup> Fehler behoben, bei falscher Anpassung 10 <sup>26</sup> Fehler behoben, bei falscher Anpassung 11 <sup>06</sup> Anstiegszeiten bestimmt 11 <sup>11</sup> Signalgenerator Einstellungen angepasst (3,4) 11 <sup>28</sup> Frequenzgang bestimmt 11 <sup>40</sup> Kanal B an belasteten Tiefpass geschalten (hol) 11 <sup>56</sup> Frequenzgang eines aktiven Tiefpasses Freq. Einstellung der niedrigen/mittleren/hohen Frequenz 12 <sup>04</sup> Frequenzgang des aktiven Tiefpasses mit Belastung Frequenzen einstellen, während Alexej unsere Übung zu Parameteridentifikation zeigt.		

### 3.3

#### 3.3.1 Widerstand messen

$$R = 1,003 \text{ k}\Omega$$

#### 3.3.2 Anstiegszeit

Die Messwerte der Anfänglichen Sprungshöhe ergibt sich:

$$U_{t_{10}} = 4,751 \text{ mV} \quad U_{t_{90}} = 992,9 \text{ mV} \quad U_{tr} = 988,1 \text{ mV}$$

mit einer Messunsicherheit von  $\pm 20 \text{ mV}$

Aus Kanal B haben wir die folgende Werte gemessen:

$$U_{t_{10}} = 4,751 \text{ mV} \quad U_{t_{90}} = 1,564 \text{ V} \quad U_{tr} = 1,57 \text{ V}$$

Aus Kanal A haben wir die folgende Messwerte bekommen:

$$t_{10} = U_{t_{10}} = 156,7 \mu\text{s} \quad U_{t_{90}} = 1,403 \text{ V} \quad U_{tr} = 1,267 \text{ V}$$

$$t_{10} = 5,206 \mu\text{s} \quad t_{90} = 114,8 \mu\text{s}$$

$$t_{tr} = t_{90} - t_{10} = 114,8 \mu\text{s} - 5,206 \mu\text{s} = 109,594 \mu\text{s}$$

Man stellt fest, dass die Curven sich nur mit einer Unsicherheit von  $\pm \frac{1}{30}$  div mit einer Differenz von  $105,1 \mu\text{s}$  entsprechend  $\Delta t_i = \frac{105,1 \mu\text{s}}{30} = 3,5 \mu\text{s}$  einstellen lassen.

$$t_{10} = 5,206 \mu\text{s} \pm 3,5 \mu\text{s} \quad t_{90} = 114,8 \mu\text{s} \pm 3,5 \mu\text{s}$$

$$\text{Die Zeitkonstante } T \approx 0,455 \cdot t_{tr} = 0,455 \times (109,594 \mu\text{s})$$

$$T \approx 49,865 \mu\text{s}$$

$$\text{Die Kapazität wäre } T = R \cdot C \Leftrightarrow C = \frac{T}{R} = \frac{49,865 \mu\text{s}}{1,003 \text{ k}\Omega}$$

$$C = 49,715 \text{ nF}$$

Daraus kann man leicht die Grenzfrequenz bestimmen:

$$f_g \approx \frac{0,35}{109,594 \mu\text{s}} \approx 3,193 \text{ kHz}$$

### 3.4 Frequenzgang des RIC-Tiefpasses

Für die Schätzung eines Wertes für von der Grenzfrequenz nehme ich den Wert raus, der näherungsweise wie 3.3  $f = 3,193 \text{ kHz}$  verhält.

$f_g = 3,2 \text{ kHz}$  wäre für mich der Schätzwert der Grenzfrequenz Ein Wert der Kapazität errechnet sich:

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot f_g} = \frac{1}{2 \cdot 314 \cdot 1,003 \text{ k}\Omega \cdot 3,2 \text{ kHz}} = 49,619 \text{ nF}$$

Ein Unterschied lässt zwischen der Kapazität in Abschnitt 3.3 und in Abschnitt 3.4 lässt sich erkennen. Dies liegt daran, dass der Frequenzgenerator einen Kondensatorwiderstand hat und mit steigender Frequenz der Kondensatorwiderstand immer kleiner wird. Dazu wurde ein Oscilloscope Signalgenerator auf Sinusform eingestellt.

## 6.2 Geräteliste

**Geräte**liste zum Laborversuch 04Q-61513

Datum: 29.7.2022

## Beispiel:

1 Gossen Metrawatt METRAHIT X-TRA Ohmmeter 1 kΩ 0,2% v. MW + 5D "5D" ≈ 500 mΩ

## 6.3 Anhang zu der Auswertung mit Matlab

### 6.3.1 Aus Bodediagramm 1 (Frequenzgang des RC-Tiefpasses)

```
function [tau] = rc_step_bode()

freq =[100,500,750,1000,1500,2000,2500,3200,4000,5000,6000,7500,10000,12000,15000,20000,30000,50000];
G =[1,0.995,0.99,0.981,0.953,0.927,0.889,0.834,0.77,0.70,0.63,0.55,0.45,0.39,0.31,0.24,0.17,0.10];
R = 1003; % [Ohm]
C = 49.715e-9; % [F]
tau = R*C; % [s] Zeitkonstante
fg = 5000; % in hz
amp = 20*log(G);
phi = atan(G);

% Betrag des Frequenzgangs
G_RC = abs(w) ./sqrt(1+(w*tau).^2)

%% Grafiken
%-----
figure(1)
set(gcf, 'units', 'normalized', 'position', [0.3 0.05, 0.6, 0.85])
clf

%% Amplitudengangsdigramm
h1 = subplot(2,1,1);
set(h1, 'position', [0.08, 0.56, 0.88, 0.4]);
set(h1, 'fontsize', 12)
Ad = plot(freq,amp,'linewidth', 3);
set(h1, 'xscale', 'log');
xlabel('Frequenz [Hz]')
set(h1, 'ylim', [-45 5]);
grid on
title('Betragsfrequenzgang RC-tiefpass')

%% Phasenwinkel
h2 = subplot(2,1,2);
set(h2, 'position', [0.08, 0.08, 0.88, 0.4]);
set(h2, 'fontsize', 12)
Pw = plot(freq,phi,'linewidth', 3);
%get(h2);
set(h2, 'xscale', 'log');
set(h2, 'ylim', [5 50]);
ylabel('Phasen winkel [°]')
xlabel('Frequenz [Hz]')
grid on
title('Argument frequenzgang RC-tiefpass')
```

### 6.3.2 Aus Bodediagramm 2 (Frequenzgang des belasteten RC-Tiefpasses)

```
function [tau] = rc_step_bode()

freq =[100,500,750,1000,1500,2000,2500,3200,4000,5000,6000,7500,10000,12000,15000,20000,30000,50000];
G =[10.331,0.331,0.333,0.335,0.326,0.318,0.313,0.307,0.293,0.2765,0.259,0.231,0.201,0.178,0.147,0.116,0.068,0.046];
R = 1003; % [Ohm]
C = 49.715e-9; % [F]
tau = R*C; % [s] Zeitkonstante
fg = 5000; % in hz
amp = 20*log(G);
phi = atand(G);

% Betrag des Frequenzgangs
G_RC = @(w) 1./sqrt(1+(w*tau).^2)

%% Grafiken
-----
figure(1)
set(gcf, 'units','normalized','position',[0.3 0.05,0.6,0.85])
clf

%% Amplitudengangsdiaagramm
h1 = subplot(2,1,1);
set(h1, 'position', [0.08,0.56,0.88,0.4]);
set(h1, 'fontsize',12)
Ad = plot(freq,amp, 'linewidth', 3);
set(h1, 'xscale','log');
xlabel('Frequenz [Hz]')
set(h1, 'ylim', [-45 5]);
grid on
title('Betragsfrequenzgang RC-tiefpass')

%% Phasenwinkel
h2 = subplot(2,1,2);
set(h2, 'position', [0.08,0.08,0.88,0.4]);
set(h2, 'fontsize',12)
Pw = plot(freq,phi, 'linewidth', 3);
%get(h2);
set(h2, 'xscale','log');
set(h2, 'ylim', [5 50]);
ylabel('Phasen winkel [°]')
xlabel('Frequenz [Hz]')
grid on
title('Argument frequenzgang RC-tiefpass')
```

### 6.3.3 Aus Bodediagramm 3 (Frequenzgang des aktiven Tiefpasses)

```
function [tau] = rc_step_bode()
freq = [500,6000,30000];
G = [0.991,0.605,0.171];
R = 1003; % [Ohm]
C = 49.715e-9; % [F]
tau = R*C; % [s] Zeitkonstante
fg = 5000; % in hz
amp = 20*log(G);
phi = atand(G);

% Betrag des Frequenzgangs
G_RC = @(w) 1./sqrt(1+(w*tau).^2)

%% Grafiken
figure(1)
set(gcf, 'units','normalized','position',[0.3 0.05,0.6,0.85])
clf

%% Amplitudengangsdiaagramm
h1 = subplot(2,1,1);
set(h1,'position', [0.08,0.56,0.88,0.4]);
set(h1,'fontsize',12)
Ad = plot(freq,amp,'linewidth', 3);
set(h1,'xscale','log');
xlabel('Frequenz [Hz]')
set(h1,'ylim', [-45 5]);
grid on
title('Betragsfrequenzgang RC-tiefpass')

%% Phasenwinkel
h2 = subplot(2,1,2);
set(h2,'position', [0.08,0.08,0.88,0.4]);
set(h2,'fontsize',12)
Pw = plot(freq,phi,'linewidth', 3);
tget(h2);
set(h2,'xscale','log');
set(h2,'ylim', [5 50]);
ylabel('Phasen winkel [°]')
xlabel('Frequenz [Hz]')
grid on
title('Argument frequenzgang RC-tiefpass')
```

### 6.3.4 Aus Bodediagramm 4 (Frequenzgang des aktiven Tiefpasses mit Belastung)

```
function [tau] = rc_step_bode()
freq = [100,500,750,1000,1500,2000,2500,3200,4000,5000,6000,7500,10000,12000,15000,20000,30000,50000];
G = [0.495,0.492,0.489,0.489,0.476,0.461,0.440,0.409,0.384,0.349,0.314,0.272,0.223,0.188,0.160,0.119,0.083,0.055];
R = 1003; % [Ohm]
C = 49.715e-9; % [F]
tau = R*C; % [s] Zeitkonstante
fg = 5000; % in hz
amp = 20*log(G);
phi = atand(G);

% Betrag des Frequenzgangs
G_RC = abs(w) ./sqrt(1+(w*tau).^2)

%% Grafiken
figure(1)
set(gcf, 'units', 'normalized', 'position', [0.3 0.05, 0.6, 0.85])
clf

%% Amplitudengangsdiagramm
h1 = subplot(2,1,1);
set(h1, 'position', [0.08,0.56,0.88,0.4]);
set(h1, 'fontsize',12)
Ad = plot(freq,amp,'linewidth', 3);
set(h1, 'xscale','log');
xlabel('Frequenz [Hz]')
set(h1, 'ylim', [-45 5]);
grid on
title('Betragsfrequenzgang RC-tiefpass')

%% Phasenwinkel
h2 = subplot(2,1,2);
set(h2, 'position', [0.08,0.08,0.88,0.4]);
set(h2, 'fontsize',12)
Pw = plot(freq,phi,'linewidth', 3);
%get(h2);
set(h2, 'xscale','log');
set(h2, 'ylim', [5 50]);
ylabel('Phasen winkel [°]')
xlabel('Frequenz [Hz]')
grid on
title('Argument frequenzgang RC-tiefpass')
```