



# Elektrotechnische Grundlagen der Informatik (LU 182.692)

## Protokoll der 2. Laborübung: „Filter“ „Transiente Vorgänge und Frequenzverhalten“ b) Messungen

Gruppennr.: 10

Datum der Laborübung: 19.05.2017

Matr. Nr.	Kennzahl	Name
1609418	033 535	GEISELBRECHTINGER Max
1625753	033 535	HAAR Martin

Kontrolle	✓
Verhalten eines Filters 1. Ordnung	
Verhalten eines RL-Filters	
Dynamisches System 2. Ordnung	

# 1 RC-Tiefpass

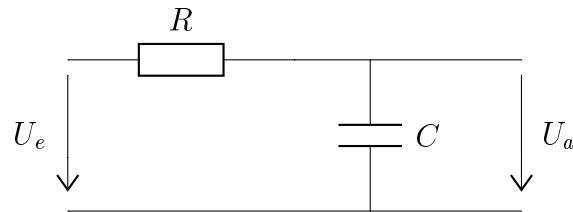


Abbildung 1: RC-Tiefpass 1.Ordnung

Das Schaltbild zeigt den Messaufbau des RC-Tiefpassfilters 1.Ordnung.

$$R = 22k\Omega, C = 1nF, U_e = 1V$$

## 1.1 Sprungantwort

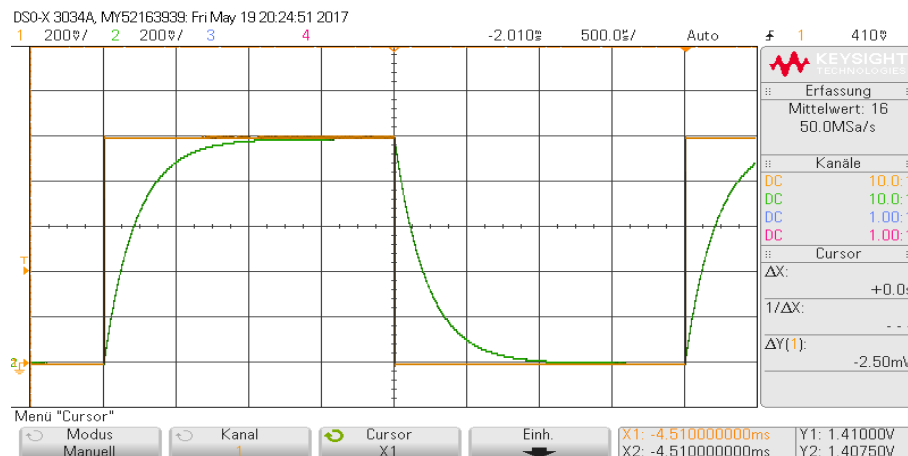


Abbildung 2: Sprungantwort RC-Tiefpass

In der Abbildung der Sprungantwort sind die exponentiellen Lade- und Entladekurven des Kondensators zu sehen.

$$U_{charge} = U_e(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

$$U_{drain} = U_e e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$\tau = RC$$

Die Zeitkonstante kann direkt aus der Sprungantwort abgelesen werden, indem man die Zeitdifferenz von  $U_e = 0$  bis  $U_C \approx 0,6U_e$  misst. Daraus ergibt sich ein  $\tau_{gemessen}$  von

$210\mu s$ , dass gegenüber einem  $\tau_{berechnet}$  von  $220\mu s$  steht. Der Messfehler ergibt sich durch, ungenaues ablesen mit dem Cursor und Bauteiltoleranzen.

## 1.2 Bode Diagramm

Das Bode Diagramm zeigt den Verlauf der Dämpfung und des Phasenwinkels des Filters in abhängigkeit der Frequenz.

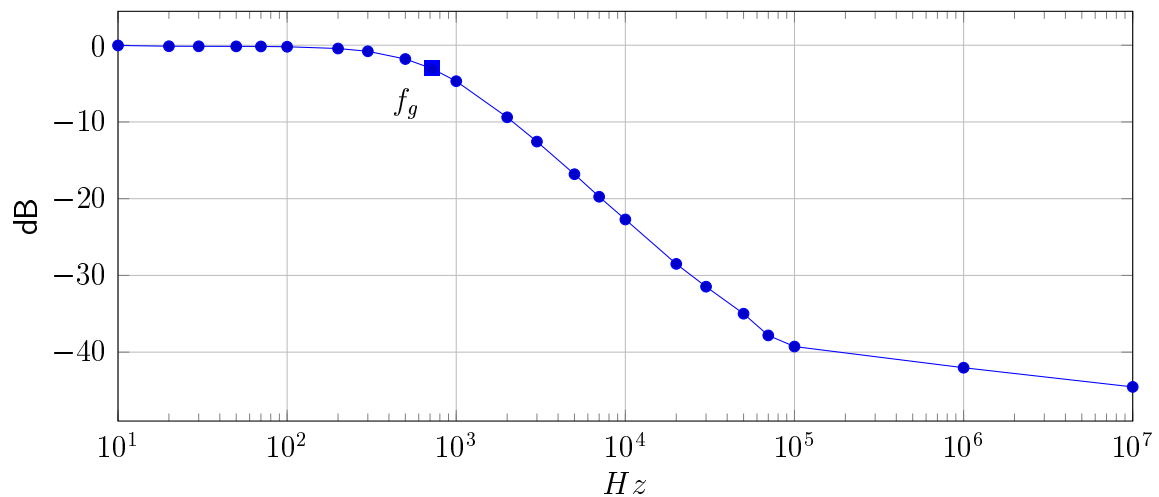


Abbildung 3: Bode Diagramm RC-Tiefpass, Dämpfung

Die niedrigen Frequenzen werden vom Tiefpassfilter ungedämpft durchgelassen. Erst ab der Grenzfrequenz, von  $f_g = \frac{1}{2\pi RC} = 723,43 Hz$ , nimmt die Dämpfung mit  $-20 dB/DEK$  zu. Ab  $100 kHz$  war die Dämpfung mit dem Oszilloskop nahezu nicht mehr messbar.

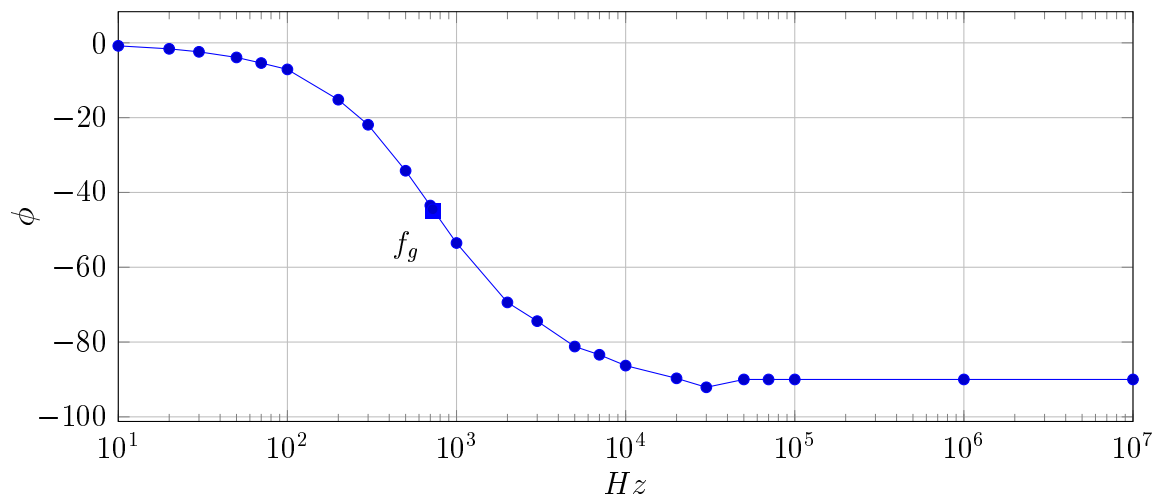


Abbildung 4: Bode Diagramm RC-Tiefpass, Phasengang

Der Phasengang verläuft von  $0^\circ$  bis  $-90^\circ$ . Auch hier wurde die Messung ab  $100\text{kHz}$  sehr ungenau. Die Grenzfrequenz liegt hier bei  $-45^\circ$ .

Die Messergebnisse des RC-Tiefpassfilters 1.Ordnung stimmen, bis auf kleine Abweichungen durch Messfehler und Bauteiltoleranzen, weitest gehend mit der Simulation überein. Nur bei hohen Frequenzen, ab ca  $100\text{kHz}$ , gab es bei der Messung der Ausgangsspannung und des Phasenwinkels Ungenauigkeiten, da durch die fortgeschrittene Dämpfung das Ausgangssignal kaum mehr zu messen war.

## 2 RL-Hochpass

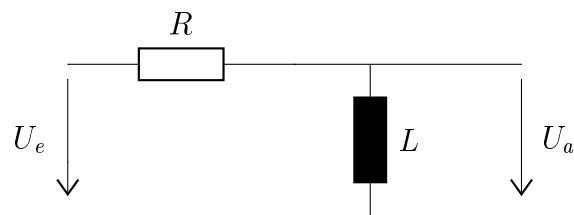


Abbildung 5: RL-Hochpass 1.Ordnung

Das Schaltbild zeigt den Messaufbau des RL-Hochpassfilters 1.Ordnung.

$$R = 47\Omega, L = 1\text{mH}, U_e = 1\text{V}$$

## 2.1 Sprungantwort

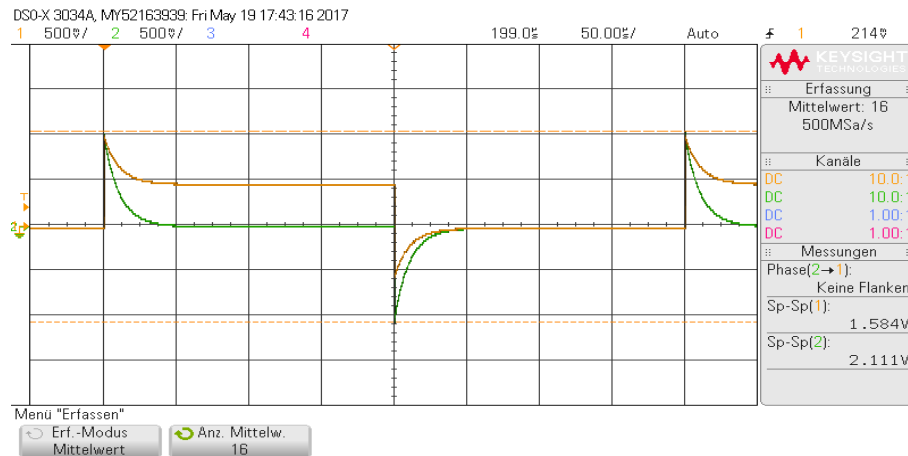


Abbildung 6: Sprungantwort RL-Hochpass

In der Abbildung der Sprungantwort sind die Aus- und Einschaltvorgänge an der Spule zu sehen.

$$U_{charge} = U_e e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$U_{drain} = -U_e e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$\tau = \frac{L}{R}$$

In der Abbildung beträgt die Eingangsspannung weniger als  $0,5V$ , da der Frequenzgenerator eine Spannungsquelle ist und den durch die Spule verursachten Stromfluss nicht genügen kann. Die Induktivität der Spule ist auch verantwortlich für die Ausschläge beim Einschalten der Eingangsspannung.

Die Zeitkonstante kann aus der Sprungantwort abgelesen werden, indem man die Zeitdifferenz von  $U_e = 0$  bis  $U_L \approx 0,3U_e$  misst. Daraus ergibt sich ein  $\tau_{gemessen}$  von  $23\mu s$ , dass gegenüber einem  $\tau_{berechnet}$  von  $21,28\mu s$  steht. Der Messfehler entsteht dabei, durch ungenauigkeiten beim Ablesen mit dem Cursor und Bauteiltoleranzen.

## 2.2 Bode Diagramm

Das Bode Diagramm zeigt den Verlauf der Dämpfung und des Phasenwinkels des Filters in abhängigkeit der Frequenz.

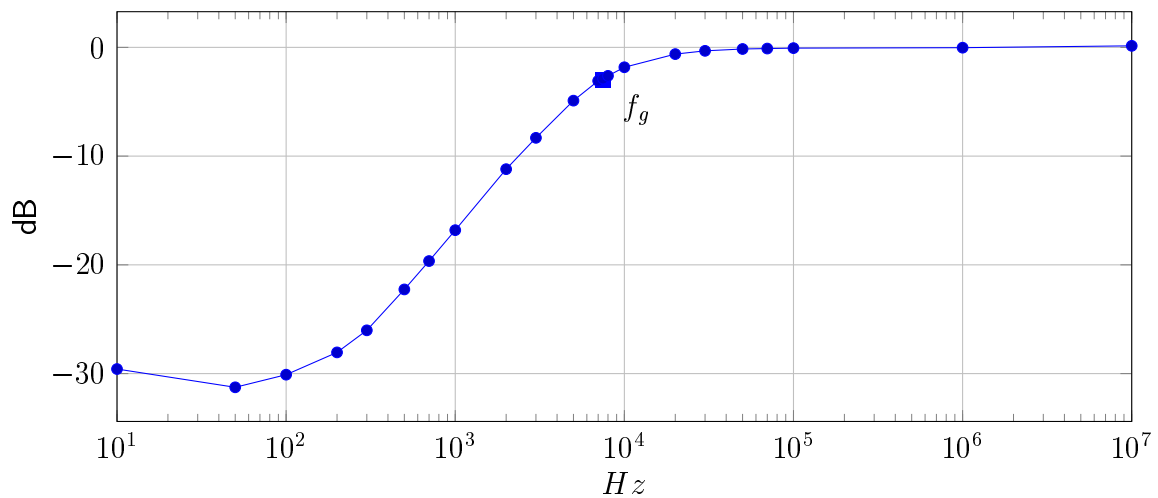


Abbildung 7: Bode Diagramm RL-Hochpass, Dämpfung

Die niedrigen Frequenzen werden vom Hochpassfilter stark gedämpft. Die Dämpfung nimmt bei steigender Frequenz, mit  $20\text{dB/DEK}$ , ab. Ist die Grenzfrequenz, von  $f_g = \frac{R}{2\pi L} = 7480,28\text{Hz}$  erreicht, wird das Signal ungedämpft durchgelassen. Der Knick bei  $50\text{Hz}$  entsteht durch den Spannungsteiler, der sich durch den parasitären Innenwiderstand der realen Spule ergibt. Dieser wird mit zunehmender Frequenz von der steigenden Impedanz der Spule überdeckt.

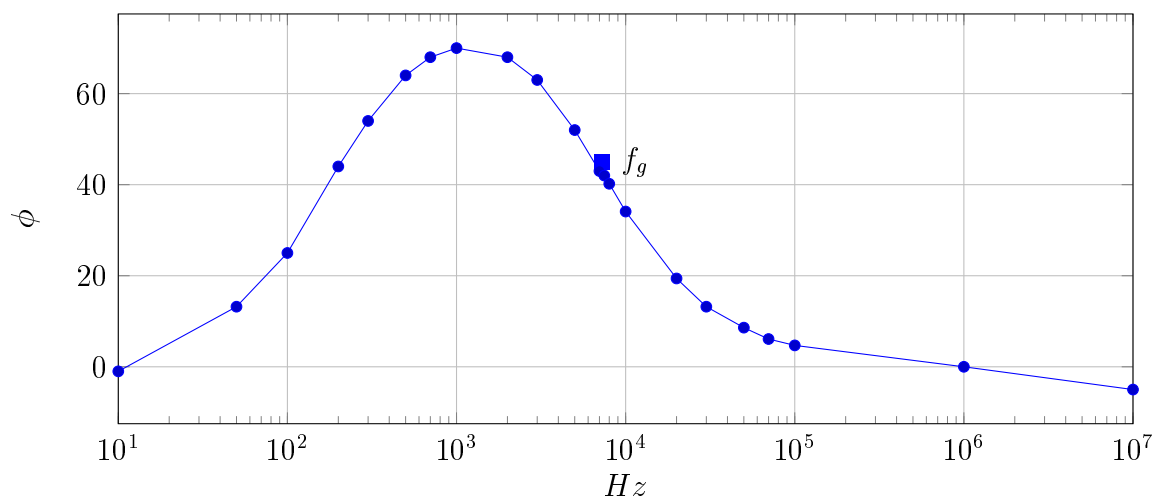


Abbildung 8: Bode Diagramm RL-Hochpass, Phasengang

Der Phasengang verläuft von  $0^\circ$  bis  $70^\circ$  und nimmt dann wieder ab. Die Spule besitzt, auf Grund ihres Innenwiderstandes, zwei Phasenlagen von jeweils  $45^\circ$ , jedoch entspricht nur die um  $7500\text{Hz}$  der Grenzfrequenz.

Durch den, vom Spulenstrom verursachten, Spannungseinbruch des Frequenzgenerators wurde die Messung des Frequenzganges nicht beeinträchtigt, da hierbei lediglich das Verhältnis der Ausgangs- zur Eingangsspannung betrachtet wird. Die Messergebnisse stimmen auch weitestgehend mit der Simulation der realen Spule, mit parasitären Innenwiderstand, überein.

## 3 RLC-Tiefpass

### 3.1 Aufgabenstellung

In diesem Beispiel war ein RLC-Tiefpass aufzubauen und mit drei verschiedenen Widerständen jeweils die Sprungantwort und das Bodediagramm zu messen.

### 3.2 Schaltung

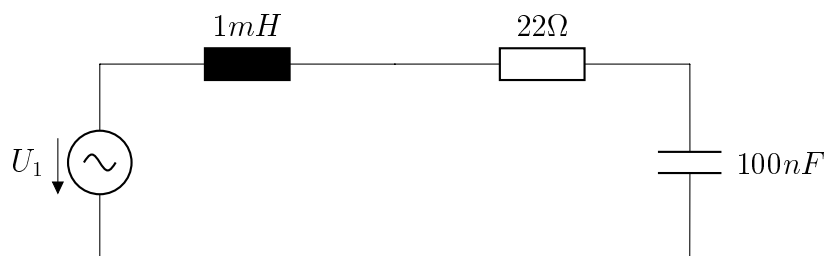


Abbildung 9: RLC-Glied Messschaltung.

Der Widerstand  $R$ , wird im Laufe der Messungen zweimal ersetzt, einmal durch  $180\Omega$  und einmal durch  $1k\Omega$ .

Hier handelt es sich um einen Tiefpass zweiter Ordnung, dies ist daran zu erkennen, dass, der Schaltkreis zwei frequenzabhängige Bauelemente ( $L$  und  $C$ ) enthält. Während die Impedanz der Spule im seriellen Zweig mit steigender Frequenz größer wird, so wird die Impedanz des Kondensators im Parallelzweig kleiner.

Bei sehr niedrigen Frequenzen ( $10 - 1000\text{Hz}$ ) ist der Blindwiderstand des Kondensators größer  $1500\Omega$ , während die Spule einen Blindwiderstand von kleiner  $1\Omega$  hat. An dem Verhältnismäßig großen Widerstand im Parallelzweig fällt daher sehr wenig Spannung ab und der Tiefpass hat eine sehr geringe Dämpfung. Steigt nun die Frequenz, ändern sich auch die Blindwiderstände und der Spannungsabfall am Kondensator wird immer größer, was zu einer größeren Dämpfung führt.

### 3.3 Sprungantwort $R = 22\Omega$

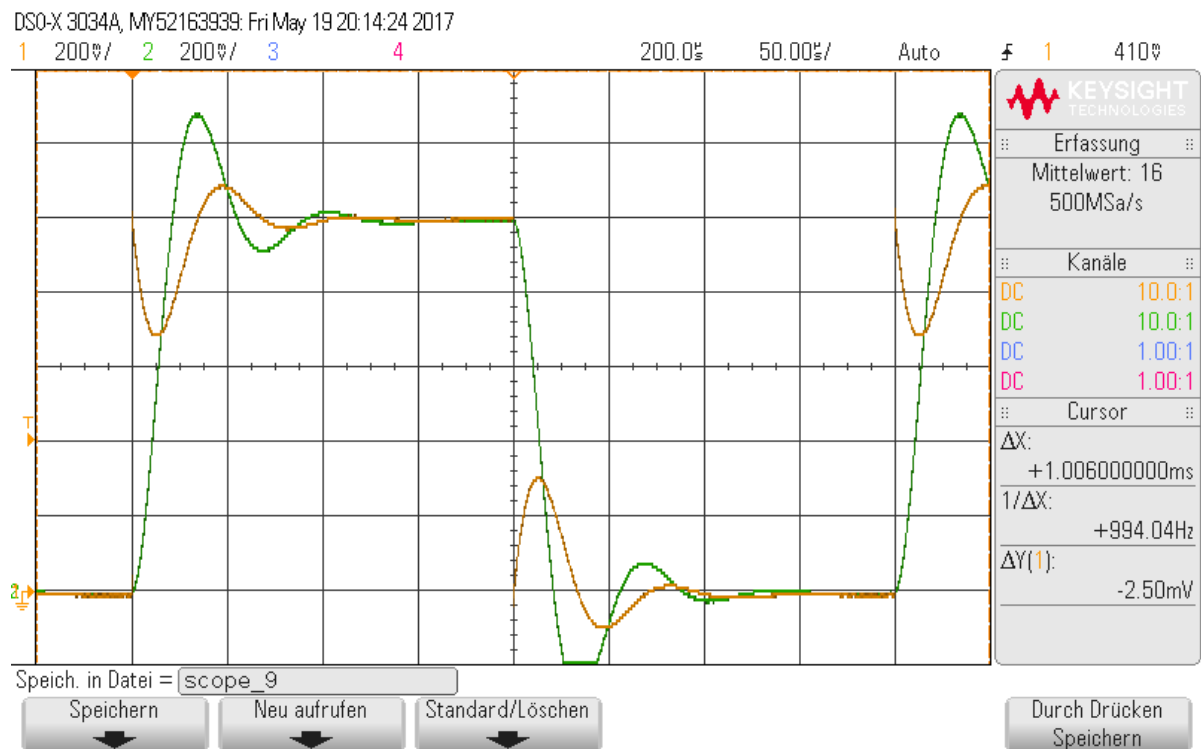


Abbildung 10: Sprungantwort mit  $R = 22\Omega$

Bereits in der Sprungantwort ist zu erkennen, dass das System mit einem Widerstand von nur  $22\Omega$  überschwingen wird, da die Ausgangsspannung an den Flanken stark überschwingt. Die Schwingungen an der Eingangsspannung werden durch die Spule in der Schaltung verursacht.



### 3.4 Bodediagramm $R = 22\Omega$

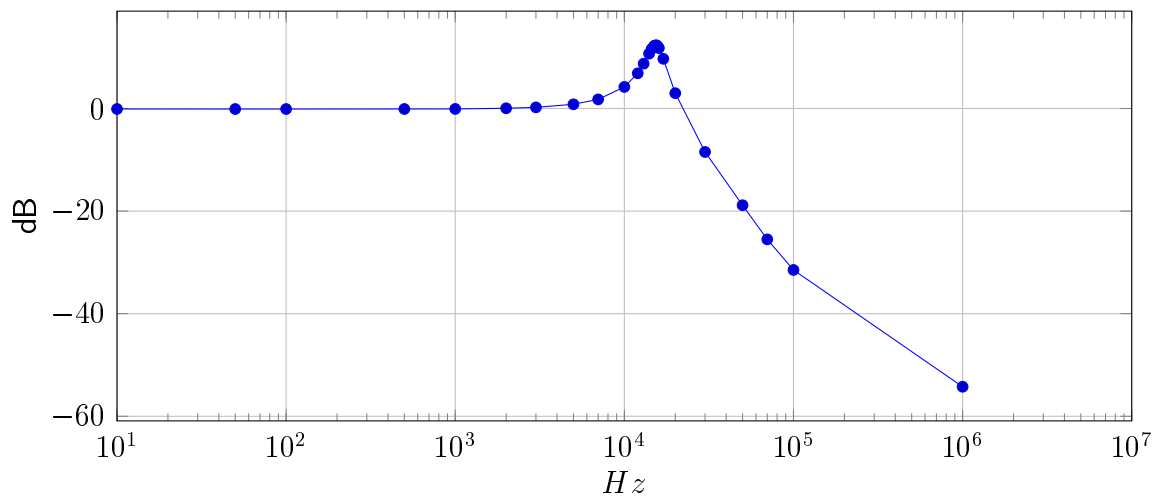


Abbildung 11: Bode Diagramm RLC-Tiefpass,  $R = 22\Omega$ , Amplitudengang

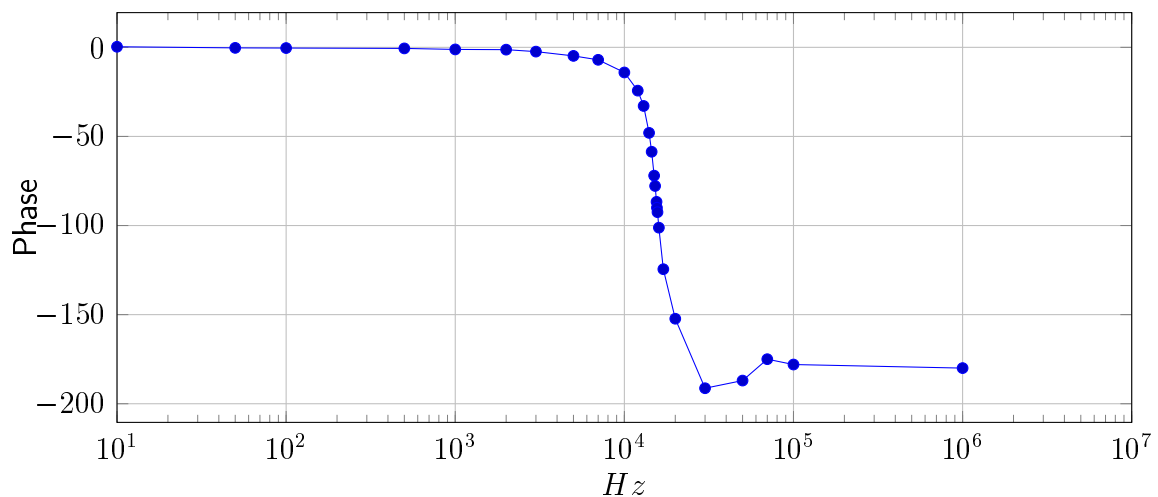


Abbildung 12: Bode Diagramm RLC-Tiefpass,  $R = 22\Omega$ , Phasengang

Da es sich bei dieser Messung um einen Tiefpass handelt ist die Dämpfung bis zur Grenzfrequenz 0dB und das Eingangssignal wird unverändert durchgelassen. Wie bereits in der Sprungantwort festgestellt schwingt das Filter genau bei der Grenzfrequenz, das heißt die Ausgangsspannung ist größer als die Eingangsspannung. Danach beginnt das Fiter mit  $-40\text{dB}/\text{Dec}$  zu dämpfen. Die Phase dreht von  $0^\circ$  auf  $-180^\circ$ , genau bei der Grenzfrequenz ist die Phase auf  $-90^\circ$ .

Die letzten 5 Messpunkte sind sehr ungenau, da das Ausgangssignal bereits so stark gedämpft ist, dass keine genauen Messungen mehr durchgeführt werden konnten.

Die genaue Grenzfrequenz sollte mittels Variation der Frequenz festgestellt werden. Die Frequenz am Funktionsgenerator wird so lange erhöht bis die Phasenverschiebung genau  $-90^\circ$  beträgt.

Ermittelte Grenzfrequenz:  $f_0 = 15580 \text{ Hz}$

Berechnete Grenzfrequenz:  $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{100\text{nF} \cdot 1\text{mH}}} = 15916 \text{ Hz}$

Unterschied zwischen berechneter/gemessener Werte: 2,11%

### 3.5 Sprungantwort $R = 180\Omega$

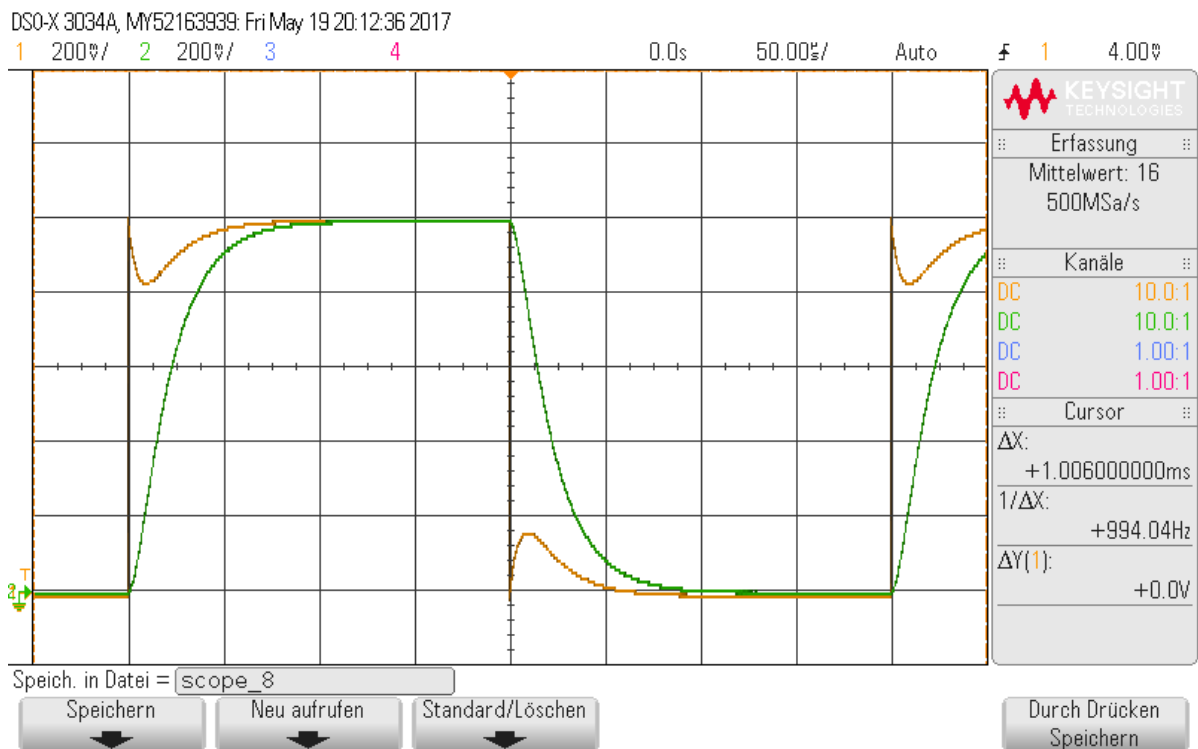


Abbildung 13: Sprungantwort mit  $R = 180\Omega$

Mit dem größeren Widerstand, steigt die Ausgangsspannung relativ schnell an, es kommt jedoch nicht zu überschwingungen  $\Rightarrow$  Filter kritischer Dämpfung.

### 3.6 Bodediagramm $R = 180\Omega$

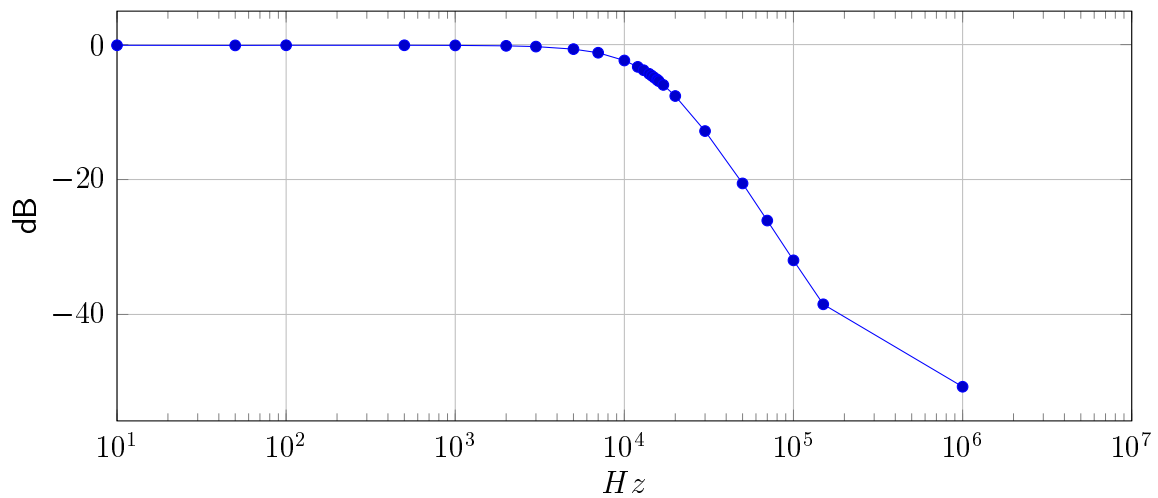


Abbildung 14: Bode Diagramm RLC-Tiefpass,  $R = 180\Omega$ , Amplitudengang

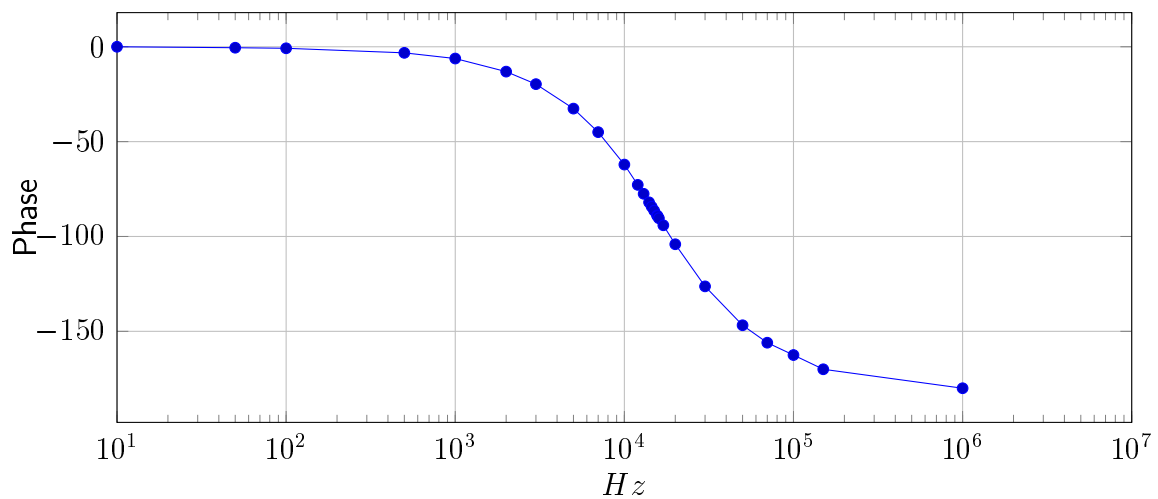


Abbildung 15: Bode Diagramm RLC-Tiefpass,  $R = 180\Omega$ , Phasengang

Da es sich hier um ein Filter kritischer Dämpfung handelt, beginnt die Dämpfung, kurz vor der Grenzfrequenz. Bei genau  $-90^\circ$  Phasenverschiebung, dämpft das Filter mit -5dB. Ab der Grenzfrequenz wird mit -40dB/Dec gedämpft.

### 3.7 Sprungantwort $R = 1k\Omega$

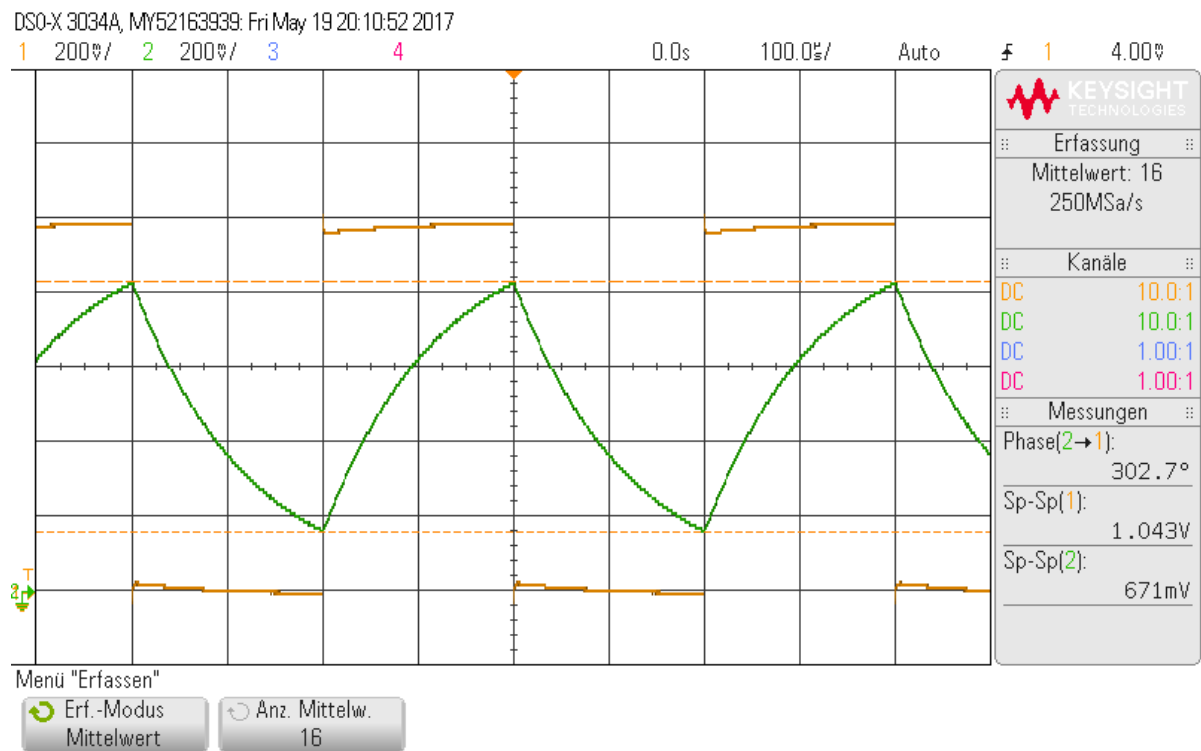


Abbildung 16: Sprungantwort mit  $R = 1k\Omega$

Mit einem sehr großen Widerstand von  $R = 1k\Omega$  ist die Zeitkonstante  $\tau$  sehr groß, d.h. das Filter braucht sehr lange bis die Dämpfung erreicht wird.

### 3.8 Bodediagramm $R = 1k\Omega$

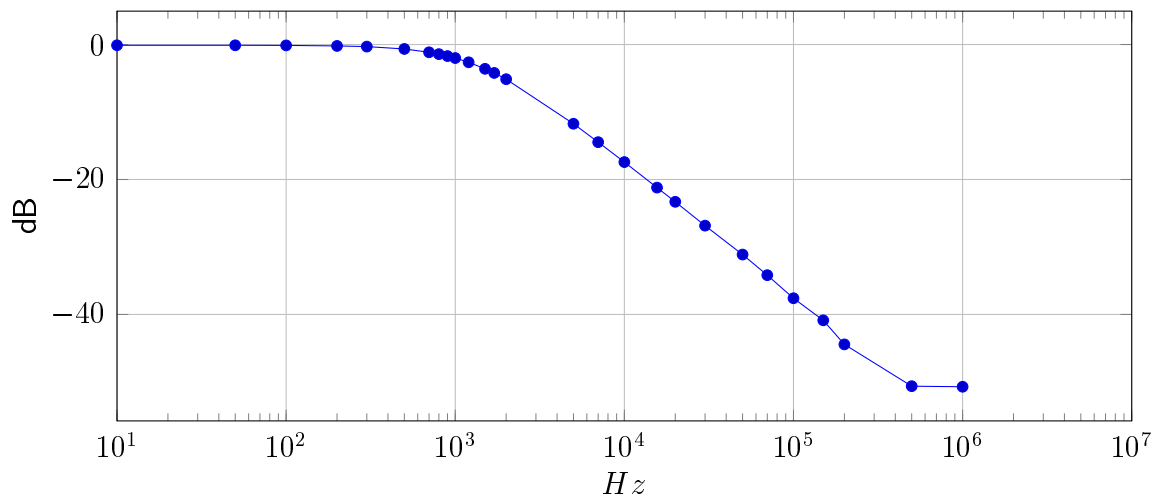


Abbildung 17: Bode Diagramm RLC-Tiefpass,  $R = 1k\Omega$ , Amplitudengang

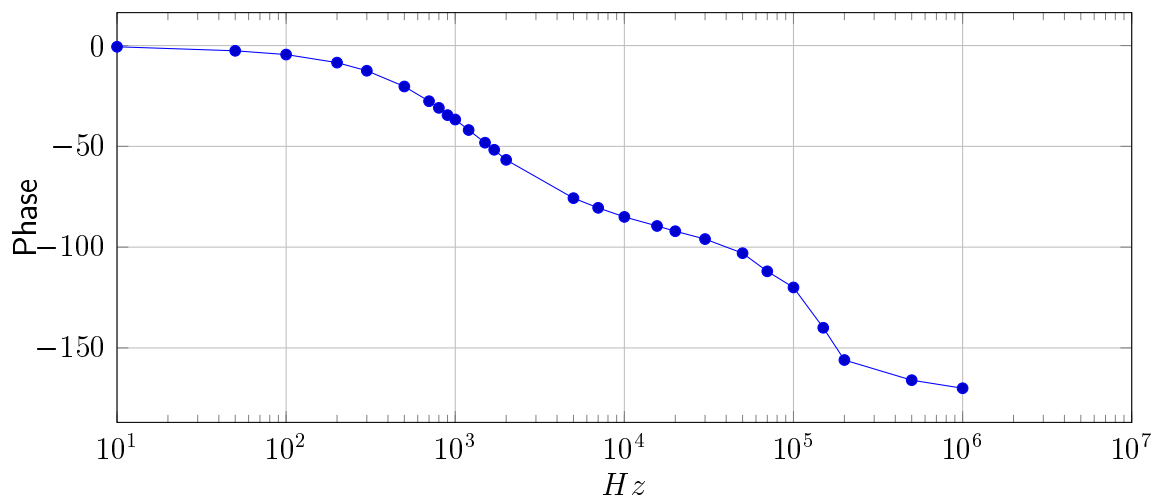


Abbildung 18: Bode Diagramm RLC-Tiefpass,  $R = 1k\Omega$ , Phasengang

Dieses schlechte Dämpfungsverhalten, welches bereits in der Sprunganwort zu erkennen war, zeichnet sich auch im Bodediagramm ab. Das Filter beginnt bereits sehr früh zu dämpfen, jedoch beträgt die Filtersteilheit nur  $-20\text{dB/Dec}$ . Dies liegt daran, dass nur der RC-Teil aktiv ist. Die Grenzfrequenz des RL-Teils liegt weit darüber, bei ca.  $150k\text{Hz}$ . Dieser Knick ist allerdings im Amplitudengang nur mehr sehr schlecht zu erkennen, da bei dieser hohen Frequenz das Ausgangssignal bereits so stark gedämpft wurde, dass keine vernünftigen Messergebnisse mehr aufgenommen werden konnten. Im Phasengang, ist die Drehung von  $-90^\circ$  auf  $-180^\circ$  bei ca.  $150k\text{Hz}$  zu erkennen.

Grenzfrequenz des RC-Teiles:  $f_g = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi * 1k\Omega * 100nF} = 1591Hz$

Grenzfrequenz des LC-Teiles:  $f_g = \frac{R}{2\pi L} = \frac{1k\Omega}{2\pi * 1mH} = 159155Hz$

### 3.9 Pol- Nullstellendiagramm

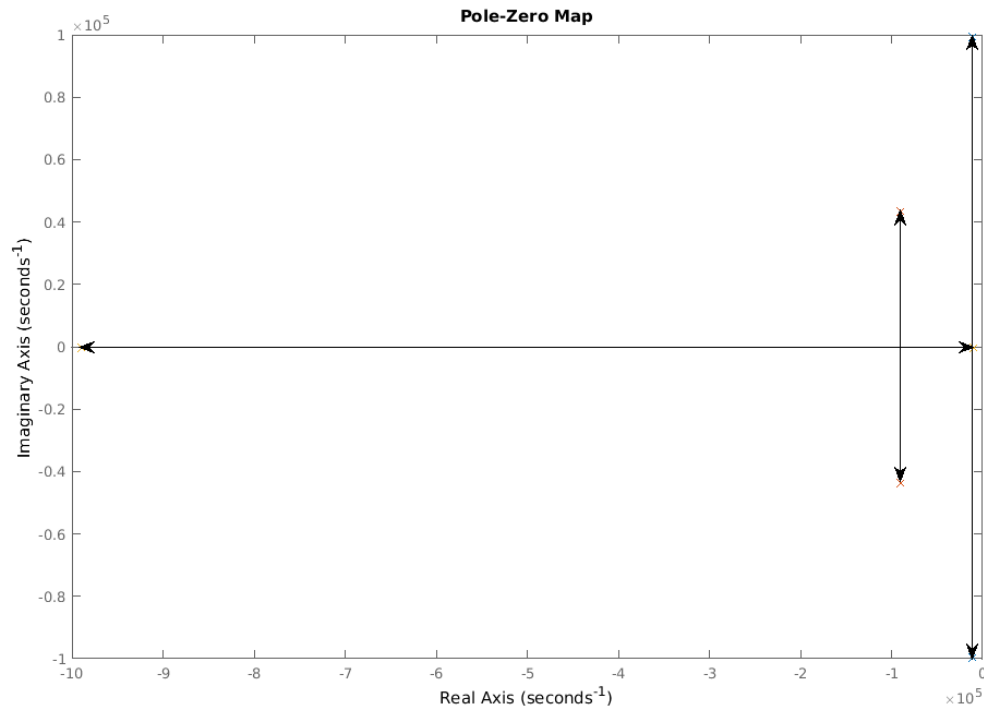


Abbildung 19: Pol- Nullstellen Diagramm

### 3.10 Vergleich: Messung und Simulationen

Die Messungen stimmen bis auf kleine Bauteil- und Messungenauigkeiten mit den Simulationen überein.

Die Messungen von der Ausgangssingale in seine sehr Hochfrequenten Bereich ( $> 100kHz$ ) sind im Vergleich zu den Simulationen sehr ungenau, da das Signal bereits zu stark gedämpft ist.

