

Versuch ET 05 – Schaltungen mit komplexen Widerständen

1 Versuchsziel

Kennen lernen des Frequenzverhaltens der linearen Grundschaltelemente ohmscher Widerstand, Induktivität und Kapazität als Einzelemente sowie bei deren Zusammenschaltung. Experimentelle Untersuchung der Erscheinung der Resonanz und ihrer Kenngrößen beim Reihen- und Parallelschwingkreis.

2 Grundlagen

2.1 Allgemeines

Das Verhalten der (idealen) linearen Grundschaltelemente ohmscher Widerstand R , Induktivität L und Kapazität C wird durch die folgenden Zusammenhänge zwischen den als zeitlich veränderlich betrachteten Strömen $i(t)$ und Spannungen $u(t)$ an den Anschlussklemmen charakterisiert:

OHMScher Widerstand:

$$u_R(t) = R \cdot i_R(t) \quad \text{bzw.} \quad i_R(t) = \frac{1}{R} \cdot u_R(t) = G \cdot u_R(t) \quad (1)$$

Induktivität:

$$u_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad \text{bzw.} \quad i_L(t) = \frac{1}{L} \int u_L(t) \cdot dt \quad (2)$$

Kapazität:

$$u_C(t) = \frac{1}{C} \int i_C(t) \cdot dt \quad \text{bzw.} \quad i_C(t) = C \cdot \frac{du_C(t)}{dt} \quad (3)$$

Betrachtet man ausschließlich Schaltungen, die aus Quellen mit rein sinusförmigem Spannungs- und Stromverlauf gespeist werden, so weisen nach hinreichend großer Zeit alle Ströme und Spannungen der Schaltung einen sinusförmigen Verlauf auf. In diesem Fall kann die Berechnung der interessierenden Größen mit Hilfe der **symbolischen Methode** erfolgen.

Den Zeitfunktionen $u(t)$ und $i(t)$ werden die komplexen Zeitfunktionen $\underline{u}(t)$ und $\underline{i}(t)$ sowie letztlich die zeitunabhängigen komplexen Größen \underline{U} und \underline{I} zugeordnet, die als komplexe Effektivwerte der Spannung und des Stromes bezeichnet werden und als Zeiger in der komplexen Zahlenebene dargestellt werden können.

Für praktische Rechnungen kann der Zwischenschritt über die komplexen Zeitfunktionen meist entfallen, d. h. es erfolgt sofort die Zuordnung $u(t) \rightarrow \underline{U}$ und $i(t) \rightarrow \underline{I}$.

$$u(t) = \hat{u} \cos(\omega t + \varphi_u) = \sqrt{2} \cdot U \cos(\omega t + \varphi_u) \quad (4)$$

$$\rightarrow \underline{u}(t) = \sqrt{2} \cdot U \cdot e^{j\varphi_u} \cdot e^{j\omega t} \rightarrow \underline{U} = U \cdot e^{j\varphi_u}$$

$$i(t) = \hat{i} \cos(\omega t + \varphi_i) = \sqrt{2} \cdot I \cos(\omega t + \varphi_i) \quad (5)$$

$$\rightarrow \underline{i}(t) = \sqrt{2} \cdot I \cdot e^{j\varphi_i} \cdot e^{j\omega t} \rightarrow \underline{I} = I \cdot e^{j\varphi_i}$$

Setzt man die komplexen Zeitfunktionen $\underline{u}(t)$ und $\underline{i}(t)$ nach (4) und (5) in die Strom-Spannungsbeziehungen (1) ... (3) ein, so findet man

$$\sqrt{2} \cdot U_R \cdot e^{j\varphi_u} \cdot e^{j\omega t} = R \cdot \sqrt{2} \cdot I_R \cdot e^{j\varphi_i} \cdot e^{j\omega t} \rightarrow \underline{U}_R = R \cdot \underline{I}_R \quad (6)$$

für ohmsche Widerstände.

Für Induktivitäten gilt:

$$\sqrt{2} \cdot U_L \cdot e^{j\varphi_u} \cdot e^{j\omega t} = j\omega L \cdot \sqrt{2} \cdot I_L \cdot e^{j\varphi_i} \cdot e^{j\omega t} \rightarrow \underline{U}_L = j\omega L \cdot \underline{I}_L \quad (7)$$

und für Kapazitäten:

$$\sqrt{2} \cdot U_C \cdot e^{j\varphi_u} \cdot e^{j\omega t} = \frac{1}{j\omega C} \cdot \sqrt{2} \cdot I_C \cdot e^{j\varphi_i} \cdot e^{j\omega t} \rightarrow \underline{U}_C = \frac{1}{j\omega C} \cdot \underline{I}_C \quad (8)$$

Man erkennt, dass \underline{U} und \underline{I} an allen drei Grundschaltelementen durch die gleiche Strom-Spannungs-Beziehung

$$\underline{U} = \underline{Z} \cdot \underline{I} = Z \cdot e^{j\varphi_z} \cdot \underline{I} \quad \text{mit} \quad Z = |\underline{Z}| = \frac{U}{I} \quad (9)$$

$$\text{und} \quad \varphi_z = \varphi_u - \varphi_i = \varphi \quad \varphi: \text{Phasenverschiebungswinkel}$$

verknüpft sind, wobei gilt:

$$\underline{Z} = R + j0 = R \cdot e^{j0} \quad \text{ohmscher Widerstand}$$

$$\underline{Z} = 0 + j\omega L = \omega L \cdot e^{j\frac{\pi}{2}} \quad \text{Induktivität} \quad (10)$$

$$\underline{Z} = 0 - j\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{\omega C} \cdot e^{-j\frac{\pi}{2}} \quad \text{Kapazität.}$$

Analog zum ohmschen Gesetz bei Gleichstrom ist der komplexe Effektivwert der Spannung \underline{U} dem des Stromes \underline{I} proportional. Der Proportionalitätsfaktor wird als Widerstandsoperator, komplexer Widerstand oder Impedanz bezeichnet, sein Betrag $|\underline{Z}| = Z$ als Scheinwiderstand. Der Realteil von \underline{Z}

$$\Re\{\underline{Z}\} = R \quad (11)$$

heißt ohmscher Widerstand, Wirkwiderstand oder Resistanz, der Imaginärteil

$$\Im\{\underline{Z}\} = X \quad (12)$$

dagegen Blindwiderstand oder Reaktanz. Analog zum Leitwert G bei Gleichstrom definiert man den Leitwertoperator

$$\underline{Y} = \frac{1}{\underline{Z}} = \frac{I}{U} = Y \cdot e^{j\varphi_y} \quad (13)$$

$$\text{mit} \quad Y = |\underline{Y}| = \frac{1}{Z} = \frac{I}{U} \quad \text{und} \quad \varphi_y = \varphi_i - \varphi_u = -\varphi_z$$

der auch als komplexer Leitwert oder Admittanz bezeichnet wird.

Der Betrag des komplexen Leitwertes $|\underline{Y}| = Y$ heißt Scheinleitwert. Für den Realteil von \underline{Y}

$$\operatorname{Re}\{\underline{Y}\} = G \quad (14)$$

sind die Begriffe Wirkleitwert oder Konduktanz gebräuchlich, für den Imaginärteil

$$\operatorname{Im}\{\underline{Y}\} = B \quad (15)$$

dagegen Blindleitwert oder Suszeptanz.

Betrachtet man die idealen Grundschaltelemente R , L und C , so lässt sich bezüglich des komplexen Widerstandes \underline{Z} feststellen:

- Bei ohmschen Widerständen ist \underline{Z} rein reell und frequenzunabhängig; zwischen Spannung und Strom tritt keine Phasenverschiebung auf.
- Bei Induktivitäten ist \underline{Z} rein imaginär; die Phasenverschiebung zwischen Spannung und Strom beträgt $\varphi_u - \varphi_i = 90^\circ$. Sowohl \underline{Z} als auch Z sind frequenzabhängig (direkte Proportionalität zwischen Z und ω).
- Bei Kapazitäten ist ebenfalls \underline{Z} rein imaginär; die Phasenverschiebung zwischen Spannung und Strom beträgt hier jedoch $\varphi_u - \varphi_i = -90^\circ$. Sowohl \underline{Z} als auch Z sind frequenzabhängig (indirekte Proportionalität zwischen Z und ω).

2.2 Reale Schaltelemente

Jede Spule hat Verluste (Erwärmung infolge des Widerstandes der Wicklung, Wirbelstrom und Hystereseverluste bei Vorhandensein eines Eisenkerns). Dies bedeutet, dass der Scheinwiderstand einer Spule kein reiner Blindwiderstand ist. Denkt man sich die Spulenverluste verursacht durch einen in Reihe zur Induktivität L liegenden Widerstand R_r (Abbildung 1a), so ergibt sich der Scheinwiderstand

$$\underline{Z} = R_r + j\omega L_r \quad (16)$$

Definiert und zur Charakterisierung der Verluste benutzt wird die so genannte Spulengüte:

$$g = \frac{\omega L_r}{R_r} \quad (17)$$

oder der Verlustfaktor

$$\tan \delta_r = \frac{1}{g} = \frac{R_r}{\omega L_r} \quad (18)$$

Aber auch eine andere Ersatzschaltung, verkörpert durch einen zur Induktivität parallel geschalteten Widerstand, ist denkbar (Abbildung 1b).

Dabei liefert die Rechnung für geringe Verluste

$$L_r = L_p = L \quad \text{und} \quad R_p = \frac{(\omega L_r)^2}{R_r} \quad (19)$$

bzw. (unter Verwendung der Definition der Spulengüte)

$$R_p = g^2 R_r \quad (20)$$

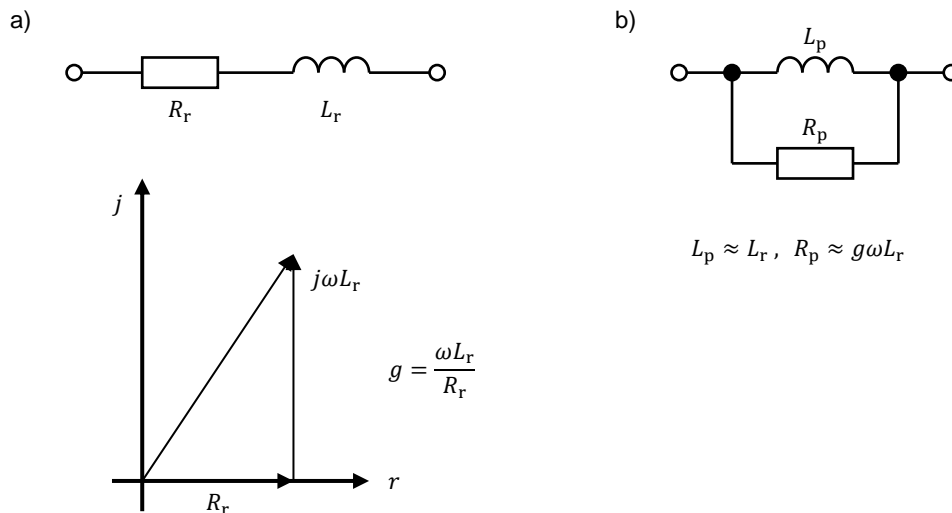


Abbildung 1: Ersatzschaltbilder der verlustbehafteten Induktivität

Auch technische Kondensatoren sind nicht vollkommen verlustfrei, selbst wenn sie sich dem Idealfall mehr nähern, als dies bei Spulen der Fall ist. Die Verluste des Kondensators haben ihre Ursache in einer gewissen, wenn auch minimalen Leitfähigkeit des Dielektrikums sowie in Umpolarisierungs- und Umrichtungsverlusten der Moleküldipole. Das elektrische Ersatzschaltbild eines verlustbehafteten Kondensators in Form einer Parallelschaltung zeigt Abbildung 2a. Die Verluste werden üblicherweise durch einen Verlustwinkel charakterisiert, der wie folgt definiert wird:

$$\tan \delta_c = \frac{1}{R_c \cdot \omega C_p} \quad (21)$$

Selbstverständlich lässt sich auch beim Kondensator eine Reihenersatzschaltung angeben (Abbildung 2b), wobei folgende Umrechnung gilt:

$$C_p \approx C_r = C \quad \text{und} \quad R_r \approx \frac{\left(\frac{1}{\omega C_p}\right)^2}{R_p} = \tan^2 \delta_c \cdot R_p \quad (22)$$

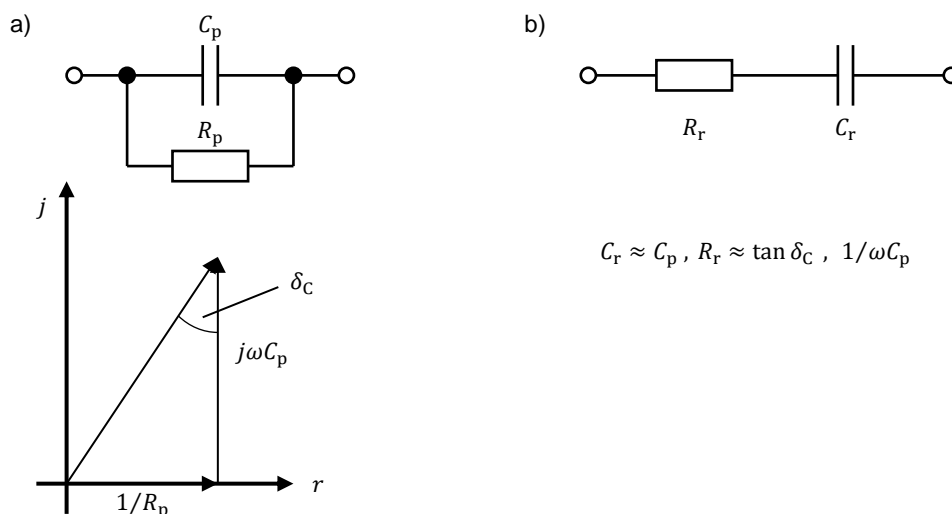


Abbildung 2: Ersatzschaltbilder der verlustbehafteten Induktivität

2.3 Zusammenschaltung von Grundschaltelementen

Werden die Grundschaltelemente sowie Spannungs- und Stromquellen zu elektrischen Netzwerken zusammengeschaltet, so kann die Berechnung dieser Schaltungen mit Hilfe der symbolischen Methode vollkommen analog zur Berechnung von Gleichstrom-Netzwerken erfolgen, d. h. alle dort üblichen Berechnungsmethoden sind weiter anwendbar. Besonderheiten ergeben sich zum einen aus der Frequenzabhängigkeit der komplexen Widerstände und zum anderen daraus, dass Blindwiderstände sowohl positive als auch negative Werte haben können. Dies hat zur Folge, dass sich die Blindwiderstände von aus R , L und C aufgebauten Zweipol-Schaltungen unter gewissen Voraussetzungen für bestimmte Frequenzen gegenseitig aufheben. Anhand der beiden elementaren Schaltungen **Reihen- und Parallelschwingkreis** soll dieser als Resonanz bezeichnete Effekt näher untersucht werden. Ein schwingungsfähiges System enthält stets zwei verschiedene Energiespeicher.

2.4 Reihenschwingkreis

2.4.1 Widerstandsverlauf

Abbildung 3 zeigt die Schaltung des Reihenschwingkreises. Für dessen Scheinwiderstand ergibt sich in Abhängigkeit von der Kreisfrequenz

$$\underline{Z} = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$$

bzw. $\underline{Z} = Z(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)}$ (23)

mit $Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}$ und $\varphi = \tan^{-1} \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}$

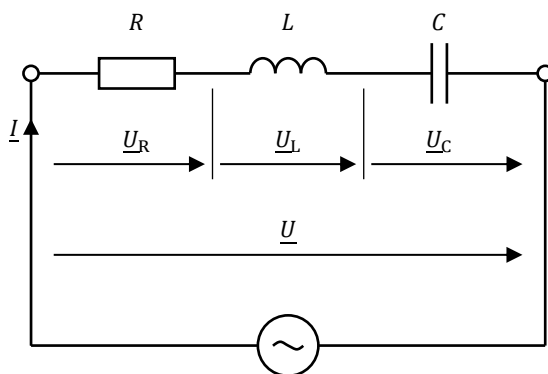


Abbildung 3: Elektrischer Reihenschwingkreis

Der Verlauf des Scheinwiderstandes und des Phasenwinkels sowie die Ortskurve sind in Abbildung 4 grafisch dargestellt. Dabei zeigt sich, dass der Widerstand seinen Minimalwert bei der Resonanzfrequenz erreicht. Für diese Frequenz heben sich induktiver und kapazitiver Blindwiderstand gegenseitig auf. Für die Resonanzfrequenz folgt daraus

$$\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = 0 \quad \text{bzw.} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{oder} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (24)$$

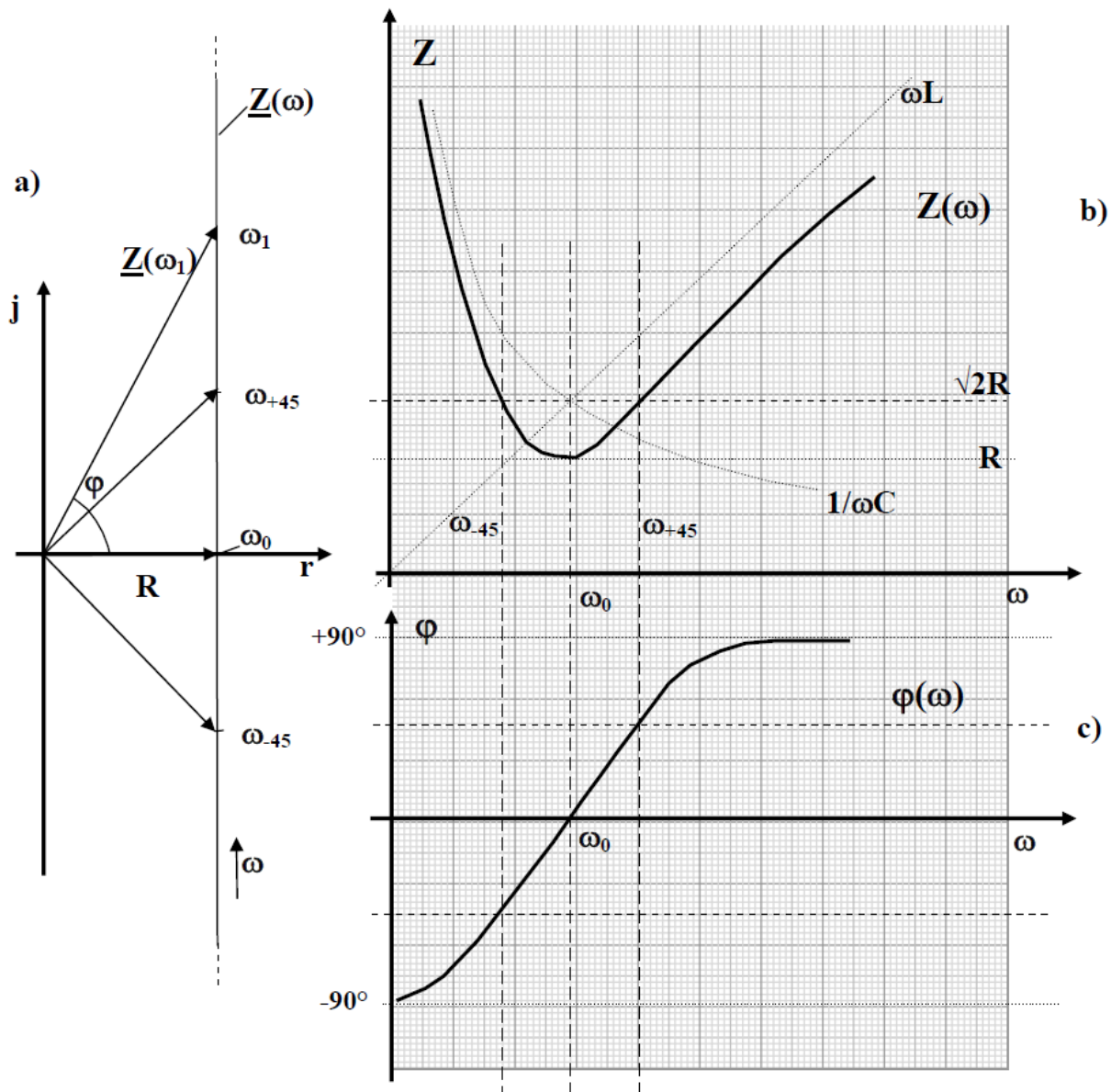


Abbildung 4: Ortskurve (a), Betrag des Scheinwiderstandes (b) und Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung (c) des Reihenschwingkreises

2.4.2 Stromaufnahme

Unter der Voraussetzung eines niedrigen Innenwiderstandes des Generators ist die Spannung U am Schwingkreis konstant und für den Strom folgt

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} \quad \text{bzw.} \quad I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \quad (25)$$

Bei der Resonanzfrequenz ($\omega = \omega_0$) erreicht dieser Strom sein Maximum: $I_0 = \frac{U}{R}$.

2.4.3 Spannungsverlauf an C , L und R

Die Teilspannungen an den Schaltelementen sind durch folgende Beziehungen festgelegt.

$$U_R = R \cdot I(\omega), U_L = \omega L \cdot I(\omega) \quad \text{und} \quad U_C = \frac{1}{\omega C} \cdot I(\omega) \quad (26)$$

Im Resonanzfall wird

$$U_{L0} = U_{C0} = \rho \cdot U \quad \text{mit} \quad \rho = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \rho\text{-Güte (auch } Q), \quad (27)$$

d. h. bei Resonanz sind die Teilspannungen an L und C gegenüber der konstanten Klemmenspannung ρ -mal überhöht, deshalb wird ρ auch als Resonanzüberhöhung bezeichnet. Als Folge des ohmschen Widerstandes sind diese Resonanzspannungen an den Blindschaltelementen nicht die größten an L und C auftretenden Spannungen. Das absolute Maximum für U_L bzw. U_C liegt bei

$$\omega_{L,\max} = \omega_0 \left[1 + \left(\frac{1}{2\rho} \right)^2 \right] \quad \text{bzw.} \quad \omega_{C,\max} = \omega_0 \left[1 - \left(\frac{1}{2\rho} \right)^2 \right] \quad (28)$$

Diese Abweichungen von ω_0 sind gewöhnlich sehr klein und betragen selbst bei einer niedrigen Resonanzüberhöhung von $\rho = 5$ nur 1 % (Abbildung 5).

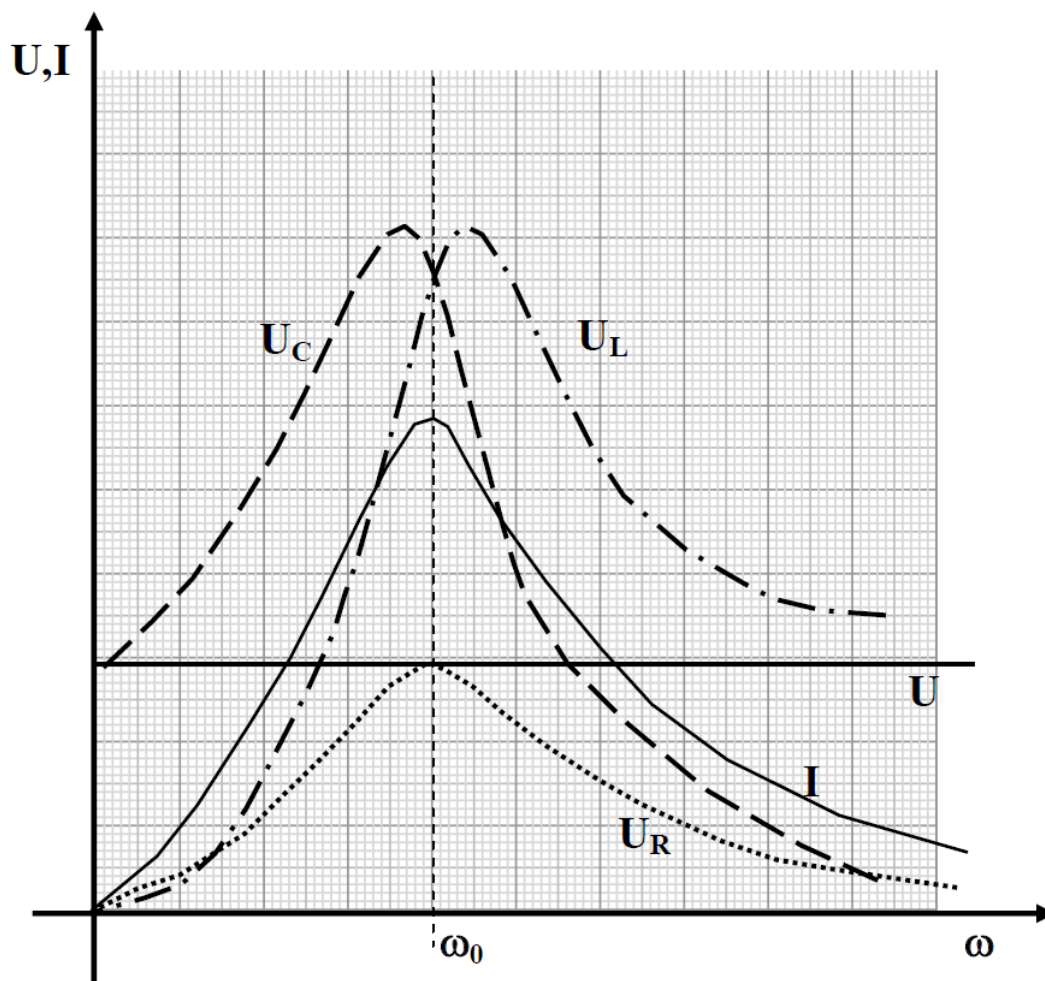


Abbildung 5: Spannungen und Strom beim Reihenschwingkreis

2.4.4 Bandbreite

Bildet man das Verhältnis des Stromes des Schwingkreises zu seinem jeweiligen Maximalwert (bei Resonanz), ergibt sich (siehe Absatz 2.4.2):

$$\frac{I}{I_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \rho^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} \quad (29)$$

Abbildung 6 zeigt diese Abhängigkeit für unterschiedliche Resonanzüberhöhungen. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Resonanzeigenschaften eines Kreises mit wachsendem ρ ausgeprägter in Erscheinung treten.

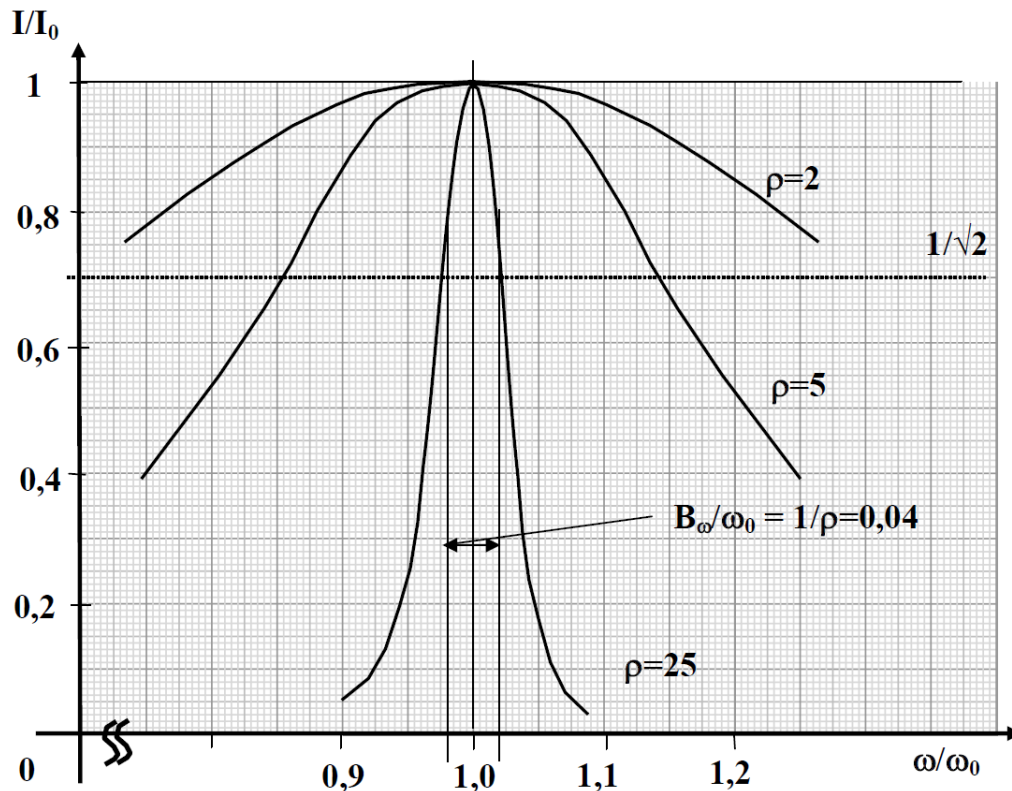


Abbildung 6: Resonanzkurven I/I_0 für Reihenschwingkreise unterschiedlicher Resonanzüberhöhung

Ähnlich wie zur Kennzeichnung der Übertragungseigenschaften von Verstärkern, Übertragern usw. werden die Frequenzen, bei denen die Resonanzkurve auf den $1/\sqrt{2}$ -ten Teil ihres Maximalwertes absinkt, als obere bzw. untere Grenzfrequenz (f_{+45} ; f_{-45}) definiert. Der dazwischen liegende Frequenzbereich wird als Bandbreite B (auch Δf) des Schwingkreises bezeichnet:

$$B_\omega = \omega_{+45} - \omega_{-45} = \frac{\omega_0}{\rho}, \quad B_f = f_{+45} - f_{-45} = \frac{f_0}{\rho} \quad (30)$$

Die Bandbreite ist also der Resonanzüberhöhung (Güte) umgekehrt proportional. Das Frequenzband liegt nahezu symmetrisch zur Resonanzfrequenz. Der Index ± 45 resultiert daraus, dass bei diesen Frequenzen der Phasenwinkel zwischen Schwingkreisspannung und -strom $+45^\circ$ bzw. -45° beträgt, wobei Wirk- und Blindkomponente des Schwingkreiswiderstandes betragsmäßig gleich groß sind (siehe auch Abbildung 4):

$$\omega_{\pm 45} L - \frac{1}{\omega_{\pm 45} C} = \pm R \quad \text{bzw.} \quad Z_{\pm 45} = \sqrt{2} \cdot Z_0 = \sqrt{2} \cdot R. \quad (31)$$

2.5 Parallelschwingkreis

Der verlustbehaftete, hochohmig gespeiste Parallelschwingkreis ist in Abbildung 7a dargestellt. Um übersichtliche Verhältnisse hinsichtlich solcher Größen wie Spannungs- und Leitwertverlauf sowie Resonanzeigenschaften zu schaffen, wird die Schaltung so vereinfacht, wie es in Abbildung 7b dargestellt ist. Die Umrechnung erfolgt in der unter Absatz 2.2 beschriebenen Art und Weise.

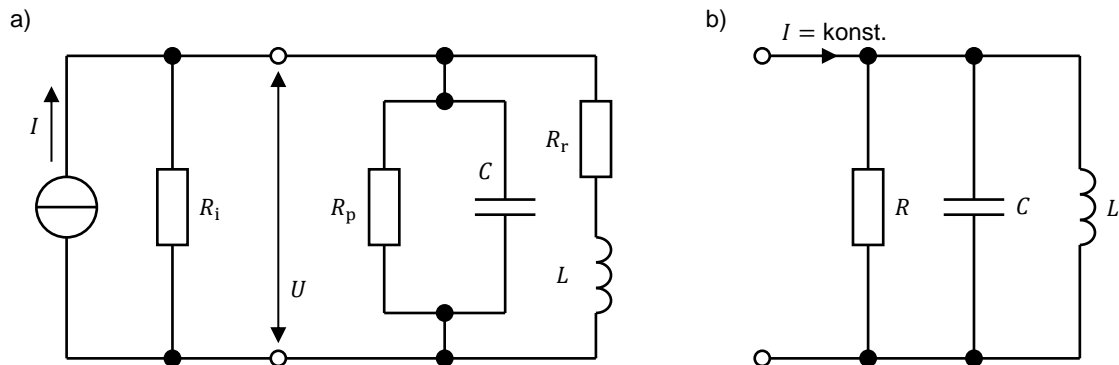


Abbildung 7: Verlustbehafteter Parallelschwingkreis

Diese Schaltung liefert zum Reihenschwingkreis duale Ergebnisse. Es vertauschen sich lediglich Widerstand gegen Leitwert und Strom- gegen Spannungsverhältnisse. (Auf einzelne Ableitungen wird hier verzichtet. Diese sollen im Rahmen der Vorbereitungsaufgabe selbst erarbeitet werden).

3 Versuchsvorbereitung

3.1

Leiten Sie für den Parallelschwingkreis Leitwert, Schwingkreisspannung und -ströme als Funktion von ω sowie die Kenngrößen ρ und B ab!

3.2

Berechnen Sie für den gegebenen Schwingkreis die folgenden Größen:

- Resonanzfrequenz f_0
- Resonanzüberhöhung ρ
- Grenzfrequenzen $f_{\pm 45}$
- Bandbreite B_f

mit den Werten:

- $R_r = 30 \Omega$
- $C_r = 1 \mu\text{F}$
- $L_r = 20 \text{ mH}$
- $\tan \delta_C = 10^{-3}$ (bei 1 kHz).

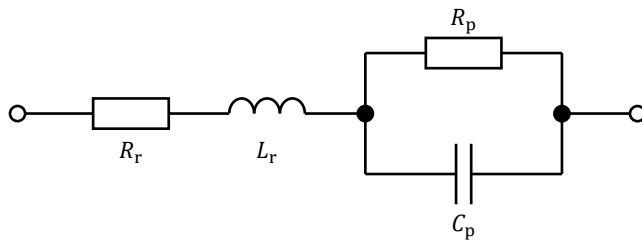
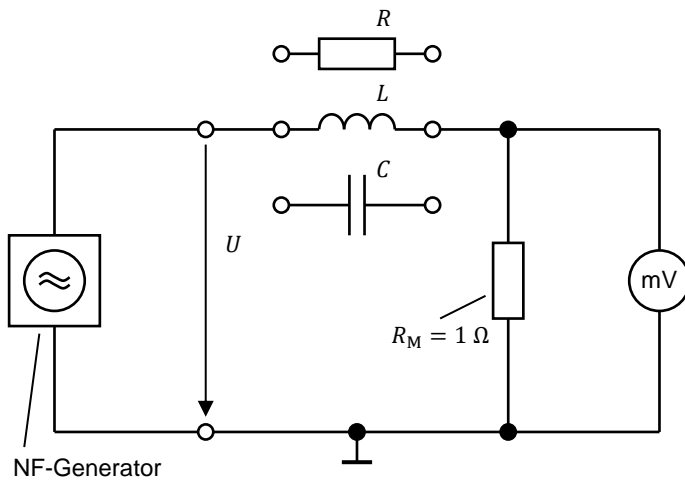


Abbildung 8: Schwingkreis

4 Versuchsdurchführung

4.1

Messen Sie nach Schaltung 1 die Stromverläufe der vorliegenden ohmschen Widerstände, Spulen und Kondensatoren in Abhängigkeit von der Frequenz bei **konstanter Spannung** des Generators! Berechnen Sie daraus die Widerstandsverläufe und stellen Sie diese grafisch dar!



$$R_1 = 100 \Omega \quad R_2 = 200 \Omega$$

$$L_1 = 20 \text{ mH} \quad L_2 = 40 \text{ mH}$$

$$C_1 = 1,0 \mu\text{F} \quad C_2 = 2,0 \mu\text{F}$$

$$U_{\text{Gen}} = 2 \text{ V},$$

$$f = (0,2 \dots 2,0) \text{ kHz}$$

Abbildung 9: Schaltung 1

4.2

Bestimmen Sie nach dem Messverfahren von 4.1 die Widerstandsverläufe a) der Reihenschaltung und b) der Parallelschaltung von $L_2 = 40 \text{ mH}$ und $R_1 = 100 \Omega$ in Abhängigkeit von der Frequenz und stellen Sie diese grafisch dar!

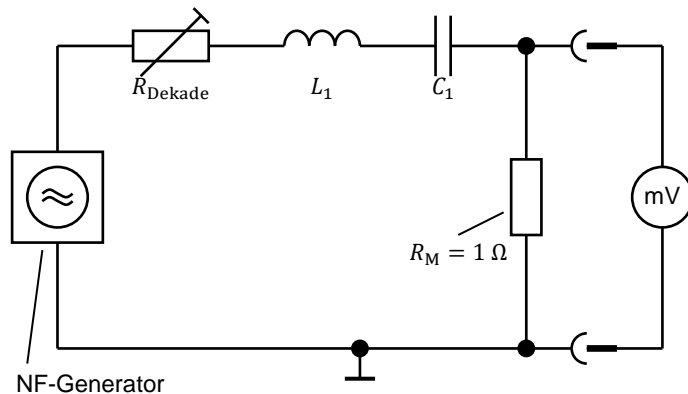
4.3

Schalten Sie $L_1 = 20 \text{ mH}$ und $C_1 = 1 \text{ }\mu\text{F}$ zu einem Reihenschwingkreis und messen Sie bei **konstanter Spannung U** des Generators

$$\frac{I}{I_{\max}} = f(f), \quad \frac{U_L}{U_{L,\max}} = f(f) \quad \text{und} \quad \frac{U_C}{U_{C,\max}} = f(f).$$

Hinweise: Die Messung von $I(f)/I_{\max}$ erfolgt unter Verwendung von Schaltung 2.

Die Messungen $U_L(f)/U_{L,\max}$ und $U_C(f)/U_{C,\max}$ erfolgen nach Schaltung 3, wobei L_1 und C_1 in der Schaltung getauscht werden.



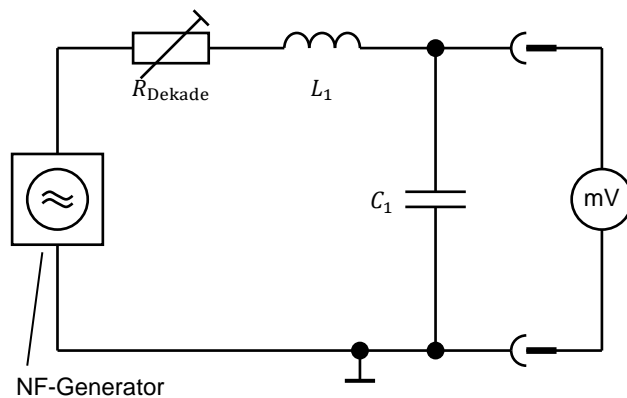
$$U_{\text{Gen}} = 2 \text{ V},$$

$$f = (0,2 \dots 2,0) \text{ kHz}$$

Messungen:

- $I(f)/I_{\max}$ für $R_{\text{Dekade}} = 0$ und $R_{\text{Dekade}} = 18 \text{ }\Omega$ (Aufgabe 4.4)

Abbildung 10: Schaltung 2



$$U_{\text{Gen}} = 2 \text{ V},$$

$$f = (0,2 \dots 2,0) \text{ kHz}$$

Messungen:

- $U_L(f)/U_{L,\max}$ für $R_{\text{Dekade}} = 0$;
- $U_C(f)/U_{C,\max}$ für $R_{\text{Dekade}} = 0$;
- $U_C(f)/U_{\text{Gen}}$ für $R_{\text{Dekade}} = 0$ und $R_{\text{Dekade}} = 18 \text{ }\Omega$ (Aufgabe 4.5)

Abbildung 11: Schaltung 3

4.4

Schalten Sie einen zusätzlichen Dämpfungswiderstand $R_D = 18 \text{ }\Omega$ mit dem Schwingkreis in Reihe und messen Sie gemäß Schaltung 2 erneut $\frac{I}{I_{\max}} = f(f)$.

Entnehmen Sie den aufgenommenen Kurvenverläufen aus 4.3 ($R_D = 0 \text{ }\Omega$) und 4.4 die Bandbreiten und bestimmen Sie daraus ρ !

4.5

Messen Sie für den o.g. Reihenschwingkreis (Schaltung 3) mit und ohne Dämpfungswiderstand ($R_D = 18 \text{ }\Omega$, $R_D = 0 \text{ }\Omega$) das Verhältnis $\frac{U_C}{U} = f(f)$!

Bestimmen Sie aus den aufgenommenen Kurvenverläufen die Resonanzüberhöhungen ρ . Vergleichen Sie die Ergebnisse mit denen aus Aufgabe 4.4!

Ermitteln Sie mit Hilfe von ρ den Verlustwiderstand der Spule für f_0 (Verluste des Kondensators vernachlässigen)!

4.6

Schalten Sie $L_1 = 20 \text{ mH}$ und $C_1 = 1 \mu\text{F}$ parallel und messen Sie nach Schaltung 4 bei **konstantem Gesamtstrom**:

$$\frac{U}{U_{\max}} = f(f), \quad \frac{I_L}{I_{L,\max}} = f(f) \quad \text{und} \quad \frac{I_C}{I_{C,\max}} = f(f).$$

Bestimmen Sie für den Parallelschwingkreis die Güte ρ aus der Bandbreite und berechnen Sie daraus den wirksamen Resonanzwiderstand!

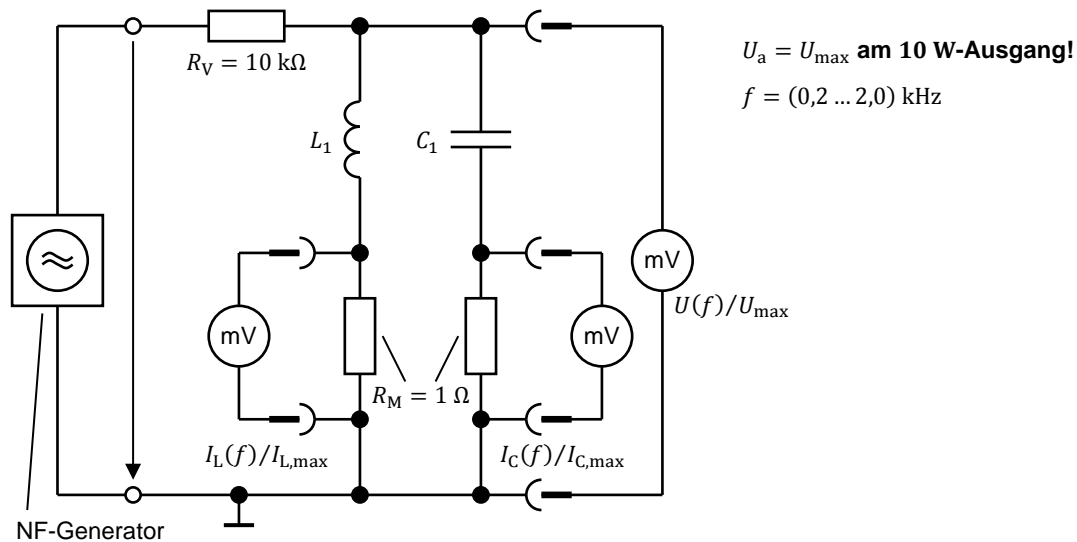


Abbildung 12: Schaltung 4

4.7

Messen Sie am Parallelschwingkreis (Schaltung 5) bei Resonanz ($f = f_0$) den Gesamtstrom und den Strom durch den Kondensator und bestimmen Sie daraus die Güte ρ ! Vergleichen Sie das Ergebnis mit dem von 4.6!

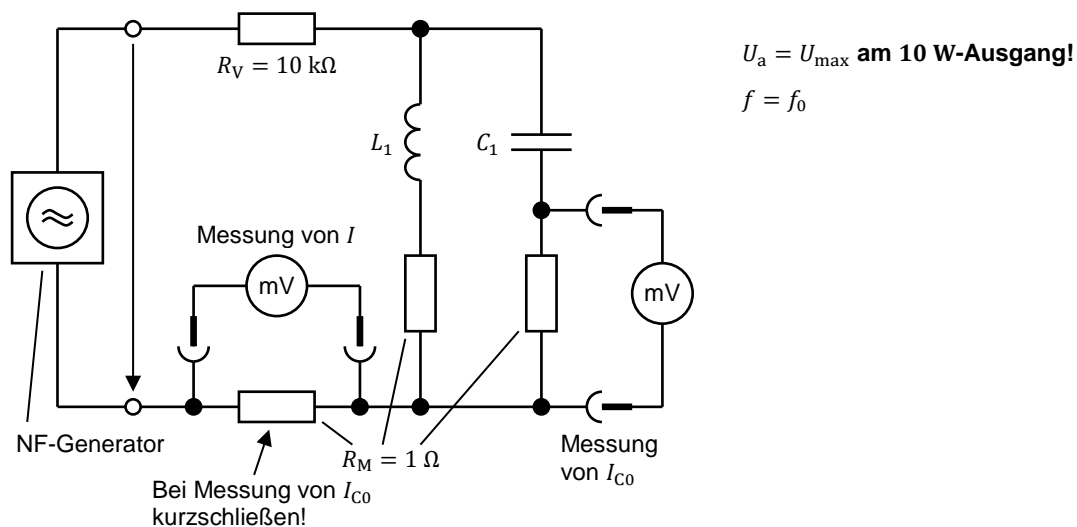


Abbildung 13: Schaltung 5

4.8

Bestimmen Sie den wirksamen Resonanzwiderstand des Parallelkreises aus Aufgabe 4.6 mit Hilfe eines Zusatzwiderstandes gemäß Schaltung 6!

Vergleichen Sie den Messwert mit dem aus 4.6 gewonnenen Wert für den Resonanzwiderstand!

Messmethode:

Ein geeichter ohmscher Widerstand wird den Schwingkreiselementen parallelgeschaltet und so verändert, dass die Resonanzspannung auf die Hälfte des ursprünglichen Wertes absinkt. Somit ist der wirksame Dämpfungswiderstand des Parallelkreises gleich dem eingestellten Zusatzwiderstand.

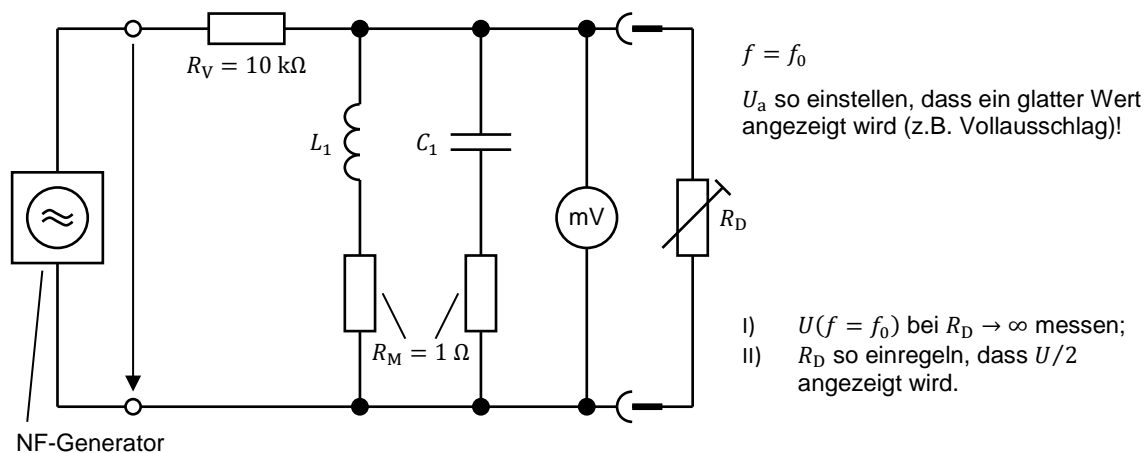


Abbildung 14: Schaltung 6

5 Literatur

- [1] S. Altmann, D. Schlayer, Lehr- und Übungsbuch Elektrotechnik, Fachbuchverlag Leipzig - Köln, 1995.
- [2] W.-E. Büttner, Grundlagen der Elektrotechnik 1, Oldenbourg Verlag München - Wien, 2004.

6 Anhang

6.1 Geräteliste

- 1 Leistungsfrequenzgenerator PHYWE
- 1 NF-Millivoltmeter Peak Tech 5300 MVM
- 1 Widerstandsdekade MA 2115
- 1 vorgefertigte Schaltung mit R, L, C