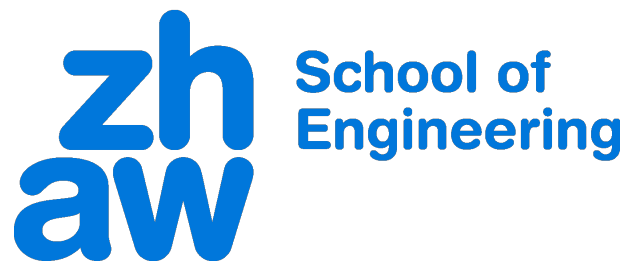


ZHAW Zurich University of Applied Sciences
Winterthur



Zusammenfassung EL2

Studienwochen 1-14

Written by: Severin Sprenger & Yannick Lienhard
October 13, 2025
Zf. EL2 SW 1-14

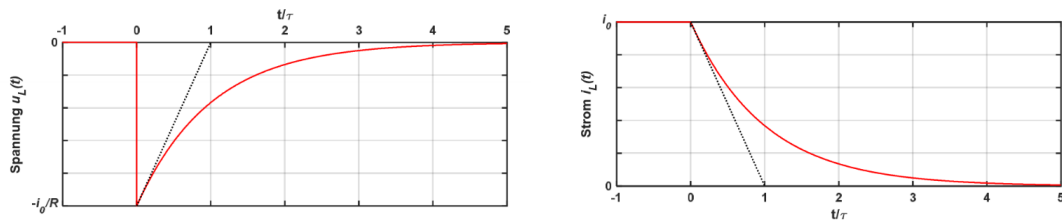
Contents

1	Spule	2
1.1	Entladevorgang	2
1.2	Ladevorgang	2
2	Komplexe Signale	2
2.1	Spannung und Strom	2
2.2	Impedanzen	3
2.3	Admittanz	3
2.4	Widerstand	3
2.5	Kondensator	3
2.6	Spule	3
3	Leistung	3
3.1	Momentanleistung	3
3.2	Effektive Leistung	4
3.3	Komplexe Leistung (Scheinleistung)	4
3.3.1	Wirkleistung	4
3.3.2	Bildleistung	4
3.3.3	Blindleistungskompensation	4
3.4	Leistungsfaktor (Wirkfaktor)	4
4	Übertragungsfunktion	5
4.1	Bode-Plot	5
4.2	Filter	5
4.3	Schwingkreise	5
4.4	Normalisierte Frequenz	6
4.5	Normalisierte Übertragungsfunktion	6
4.6	Bandbreite	6
4.7	Idealer Widerstand	7
4.8	Integrierer	7
4.9	Tiefpass 1. Ordnung	7
4.10	Tiefpass 2. Ordnung	7
5	Reale Bauelemente	8
5.1	Widerstand	8
5.1.1	Berechnen von L & C	8
5.2	Kondensator	9
5.2.1	Vereinfachte Modelle	9
5.2.2	Verlustfaktor, Verlustwinkel & Güte	9
5.3	Spule	10
5.3.1	Vereinfachte Modelle	10
5.3.2	Verlustfaktor, Verlustwinkel & Güte	10
5.4	Umrechnen von ESBs bei fixen Frequenzen	10
6	Induktion	11
6.1	Lorentzkraft (Copy-Paste von PHY2 ZF)	11
6.2	Biot-Savart-Gesetz	11
6.3	Magnetfeld eines langen, geraden Leiters	11
6.4	Lange Zylinderspule	11
7	Elektrische Induktion	12
7.1	Magnetische Fluss	12
7.1.1	Magnetfeld rechtwinkling zur flachen Fläche	12
7.1.2	Magnetfeld mit einem Winkel zur flachen Fläche	12
7.1.3	Spule mit externem Magnetfeld	12
7.1.4	Stromdurchflossene Spule ohne ext. Magnetfeld	12
7.2	Findings	12

1 Spule

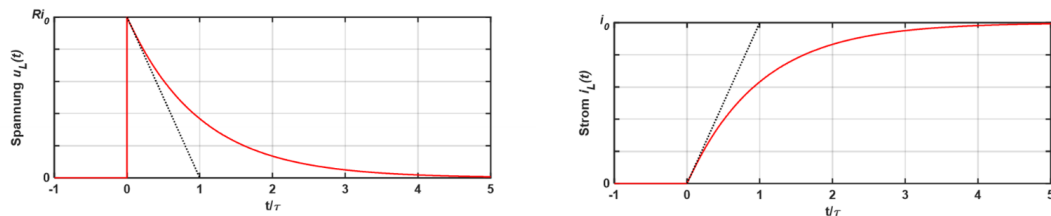
$$\begin{aligned}
 u(t) &= L \cdot \frac{di(t)}{dt} \\
 &= L \cdot \dot{i}(t)
 \end{aligned}$$

1.1 Entladevorgang



$$\begin{aligned}
 \tau &= \frac{L}{R} \\
 i_L(t) &= I_0 \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \\
 u_L(t) &= -R \cdot I_0 \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)
 \end{aligned}$$

1.2 Ladevorgang



$$\begin{aligned}
 \tau &= \frac{L}{R} \\
 i_L(t) &= I_0 \cdot \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)\right) \\
 u_L(t) &= R \cdot I_0 \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)
 \end{aligned}$$

2 Komplexe Signale

2.1 Spannung und Strom

$$\begin{aligned}
 \underline{U} &= \hat{U} \cdot e^{j \cdot \varphi_U} \rightarrow \underline{U}(t) = \underline{U} \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} \\
 \underline{I} &= \hat{I} \cdot e^{j \cdot \varphi_I} \rightarrow \underline{I}(t) = \underline{I} \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} \\
 \varphi &= \varphi_U - \varphi_I
 \end{aligned}$$

2.2 Impedanzen

$$\begin{aligned}
 \underline{Z} &= \frac{\underline{U}(t)}{\underline{I}(t)} \\
 &= \frac{\underline{U} \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t}}{\underline{I} \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t}} \\
 &= \underbrace{x}_R + \underbrace{y}_{+L/-C} \cdot j \\
 &= |Z| \cdot e^{j \cdot \varphi_Z} \\
 &= \frac{\operatorname{Re}(\underline{Y})}{\underline{Y}^2} - \frac{\operatorname{Im}(\underline{Y})}{\underline{Y}^2} \cdot j \\
 \varphi_Z &= \varphi_U - \varphi_I
 \end{aligned}$$

2.3 Admittanz

$$\begin{aligned}
 \underline{Y} &= \frac{1}{\underline{Z}} \\
 &= \frac{\underline{I}(t)}{\underline{U}(t)} \\
 &= \frac{\underline{I} \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t}}{\underline{U} \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t}} \\
 &= \frac{\operatorname{Re}(\underline{Z})}{\underline{Z}^2} - \frac{\operatorname{Im}(\underline{Z})}{\underline{Z}^2} \cdot j
 \end{aligned}$$

2.4 Widerstand

$$\begin{aligned}
 \underline{Z} &= R \\
 \underline{Y} &= \frac{1}{R}
 \end{aligned}$$

2.5 Kondensator

$$\begin{aligned}
 \underline{Z} &= \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} = \frac{j}{-\omega \cdot C} \\
 \underline{Y} &= j \cdot \omega \cdot C
 \end{aligned}$$

2.6 Spule

$$\begin{aligned}
 \underline{Z} &= j \cdot \omega \cdot L \\
 \underline{Y} &= \frac{1}{j \cdot \omega \cdot L} = \frac{j}{-\omega \cdot L}
 \end{aligned}$$

3 Leistung

$$\begin{aligned}
 U_{eff} &= \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}} \\
 I_{eff} &= \frac{\hat{I}}{\sqrt{2}}
 \end{aligned}$$

3.1 Momentanleistung

$$p(t) = u(t) \cdot i(t)$$

3.2 Effektive Leistung

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_T u(t) \cdot i(t) dt$$

3.3 Komplexe Leistung (Scheinleistung)

$$\begin{aligned}\underline{S} &= \underline{U}(t) \cdot \underline{I}^*(t) \\ &= \hat{U} \cdot \hat{I} \cdot e^{j \cdot \varphi} \\ &= P + Q \cdot j \\ |\underline{S}| &= Z \cdot \hat{I}^2 \cdot e^{j \cdot \varphi} \\ &= \frac{\hat{U}^2}{Z} \cdot e^{j \cdot \varphi} \\ &= \frac{\hat{U} \cdot \hat{I}}{2} \\ [\underline{S}] &= \text{VA}\end{aligned}$$

3.3.1 Wirkleistung

$$\begin{aligned}P &= \text{Re}(\underline{S}) \\ &= |\underline{S}| \cdot \cos(\varphi) \\ &= \frac{\hat{U} \cdot \hat{I}}{2} \cdot \cos(\varphi) \\ [P] &= \text{W}\end{aligned}$$

3.3.2 Bildleistung

$$\begin{aligned}Q &= \text{Im}(\underline{S}) \\ &= |\underline{S}| \cdot \sin(\varphi) \\ &= \frac{\hat{U} \cdot \hat{I}}{2} \cdot \sin(\varphi) \\ [Q] &= \text{Var}\end{aligned}$$

3.3.3 Blindleistungskompensation

Das Ziel der Blindleistungskompensation ist die Blindleistung durch das Anfügen eines Kondensators oder einer Spule auf 0 zu minimieren.

$$\begin{aligned}\textbf{Ziel: } \text{Im}(\underline{S}) &\stackrel{!}{=} 0 \text{ Var} \\ \implies \varphi &= 0 \text{ rad} \\ \implies P &= \max \\ \implies \lambda &= 1\end{aligned}$$

3.4 Leistungsfaktor (Wirkfaktor)

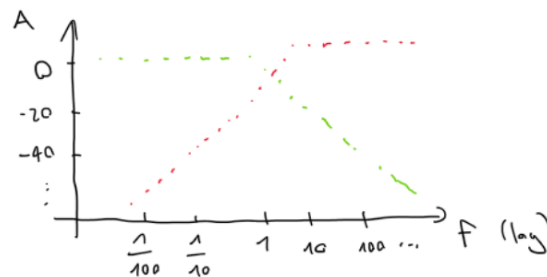
$$\lambda = \frac{P}{|\underline{S}|} = \cos(\varphi)$$

4 Übertragungsfunktion

Signal A ist das Eingangssignal und Signal B ist das Ausgangssignal.

$$\begin{aligned}
 \underline{H}(\omega) &= \frac{\underline{U}_B(t)}{\underline{U}_A(t)} \\
 &= \frac{\hat{U}_B \cdot e^{j \cdot (\omega \cdot t + \varphi_B)}}{\hat{U}_A \cdot e^{j \cdot (\omega \cdot t + \varphi_A)}} \\
 &= \frac{U_B}{U_A} \cdot e^{j \cdot (\omega \cdot t + (\varphi_B - \varphi_A))}
 \end{aligned}$$

4.1 Bode-Plot



- Hochpass 1. Ordnung $\frac{20 \text{ dB}}{\text{dek}}$
- Tiefpass 1. Ordnung $\frac{-20 \text{ dB}}{\text{dek}}$

$$\begin{aligned}
 A(\omega) &= 20 \cdot \log_{10}(|\underline{H}(\omega)|) && \text{- Spannung und Strom} \\
 A(\omega) &= 10 \cdot \log_{10}(|\underline{H}(\omega)|) && \text{- Leistungen} \\
 \varphi(\omega) &= \arg(\underline{H}(\omega))
 \end{aligned}$$

4.2 Filter

Grenzfrequenz f_g bei -3 dB .

$$\begin{aligned}
 \text{RC Tiefpass} &\rightarrow f_g = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \\
 \text{LR Tiefpass} &\rightarrow f_g = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot L} \\
 \text{CR Hochpass} &\rightarrow f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \\
 \text{RL Hochpass} &\rightarrow f_g = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot L} \\
 \omega_g &= 2 \cdot \pi \cdot f_g
 \end{aligned}$$

4.3 Schwingkreise

Resonanzfrequenz f_r bei $\text{Im}(\underline{Z}) = 0$.

$$\text{RLC Glied, unabhängig von Anordnung} \rightarrow f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

4.4 Normalisierte Frequenz

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_r}$$

4.5 Normalisierte Übertragungsfunktion

$$\underline{H}(\Omega) = \frac{1}{1 - \Omega^2 + j \cdot \frac{1}{Q} \cdot \Omega}$$

$Q \rightarrow$ Gütefaktor

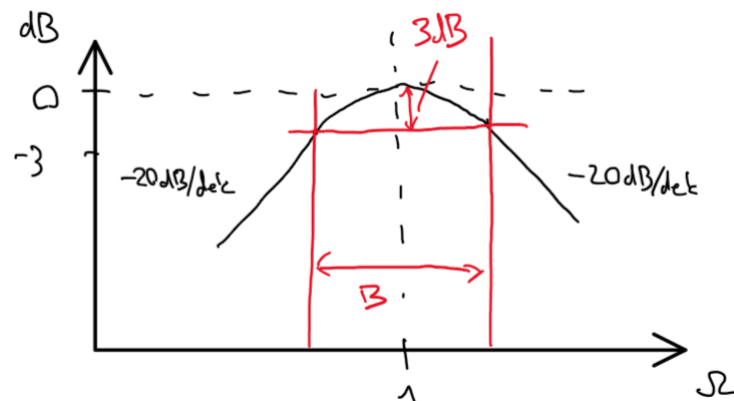
$$\Omega \ll 1 \Rightarrow (\underline{H}(\Omega) \approx 1, A(\omega) = 0 \text{ dB}, \varphi(\Omega) \approx 0)$$

$$\Omega = 1 \Rightarrow (\underline{H}(\Omega) = \frac{1}{j \cdot \frac{1}{Q}} = -j \cdot Q, |\underline{H}(\Omega)| = Q, \varphi(\Omega) = -\frac{\pi}{2})$$

$$\Omega \gg 1 \Rightarrow (\underline{H}(\Omega) \approx \frac{1}{\Omega^2}, A(\omega) = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{\Omega^2} \right) = \underbrace{-40 \cdot \log_{10}(\Omega)}_{\text{Gerade mit } -40 \frac{\text{dB}}{\text{dek}}}, \varphi(\Omega) \approx \pi)$$

4.6 Bandbreite

Die Bandbreite B oder auch 3 dB-Bandbreite, beschreibt den Abstand zwischen zwei Schnittpunkten Ω^+/Ω^- des Frequenzverhaltens. Die Schnittpunkte werden so gewählt, dass diese in relation zum Resonanzfall eine Dämpfung von 3 dB aufweisen. Die Bandbreite kann entweder aus einem Graphen grob heraus gelesen werden, genau berechnet werden mithilfe der Übertragungsfunktion oder approximiert werden durch das ersetzen der Übertragungsfunktion mit einem Polynom.



$$B = \frac{\omega_r}{Q}$$

4.7 Idealer Widerstand

$$\underline{H}(\Omega) = \text{konst.}$$

4.8 Integrierer

$$\underline{H}(\Omega) = \frac{1}{j \cdot \Omega} \implies A(\Omega) = -20 \cdot \log_{10}(\Omega)$$

4.9 Tiefpass 1. Ordnung

$$\underline{H}(\Omega) = \frac{1}{1 + j \cdot \Omega}$$

4.10 Tiefpass 2. Ordnung

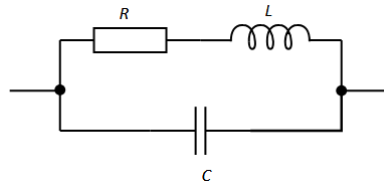
$$\underline{H}(\Omega) = \frac{1}{1 - \Omega^2 + j \cdot \frac{1}{Q} \cdot \Omega}$$

5 Reale Bauelemente

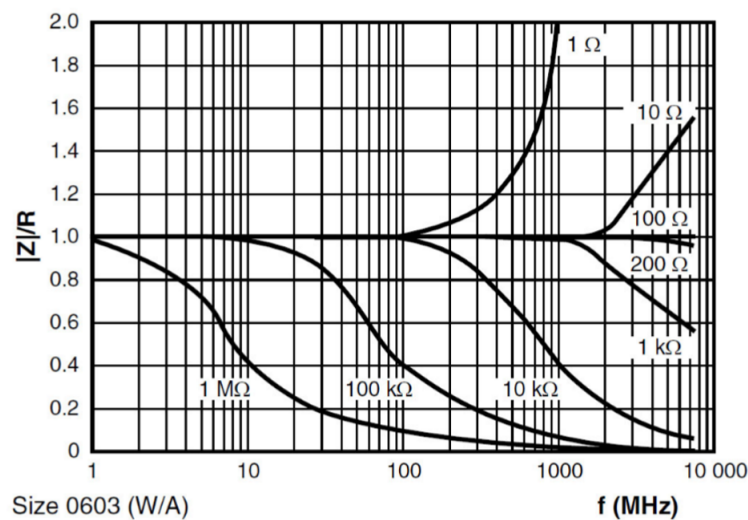
Beschreibt Bauelemente auf eine realistische Art und Weise indem Widerstände, Kapazitäten und Spulen hinzugefügt werden. Diese Dreckeffekte sind beiprodukte von Herstellungsprozessen oder Architekturen.

5.1 Widerstand

Das Temperaturverhalten von Widerständen wurde bereits in EL1 behandelt.



$$\underline{Z} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C + \frac{1}{R + j \cdot \omega \cdot L}}$$



$$\frac{|Z|}{R} < 1 \implies R \text{ und } C \text{ parallel dominant}$$

$$\frac{|Z|}{R} > 1 \implies R \text{ und } L \text{ seriell dominant}$$

5.1.1 Berechnen von L & C

Für L:

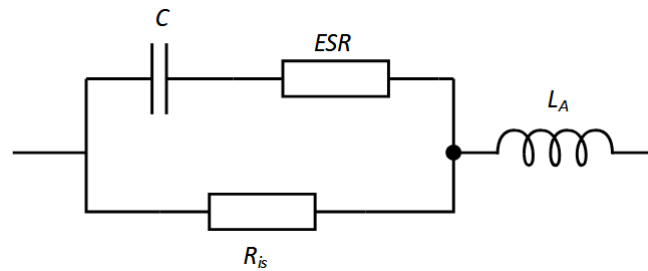
- Kleinen Nennwert wählen
- Bestimmen von +3 dB-Frequenz $\hat{\omega}$
- $L = \frac{R}{\hat{\omega}}$

Für C:

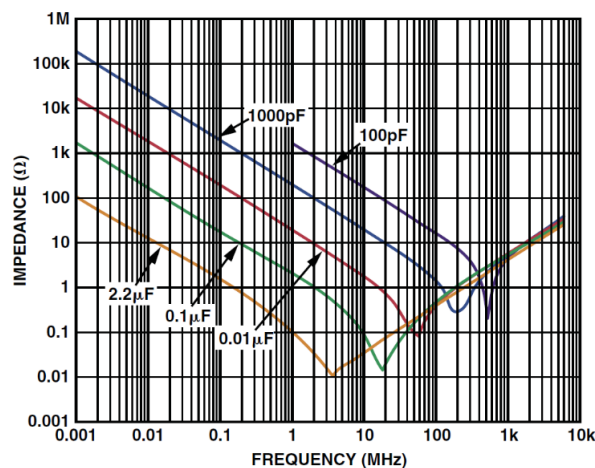
- Grossen Nennwert wählen
- Bestimmen von -3 dB-Frequenz $\tilde{\omega}$
- $C = \frac{1}{\tilde{\omega} \cdot R}$

5.2 Kondensator

$$C(T) = C_{20} \cdot (1 + \alpha_{20} \cdot (T - 293 \text{ K}))$$



$$\underline{Z} = \frac{1}{\frac{1}{R_{is}} + \frac{1}{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} + R_{ESR}}} + j \cdot \omega \cdot L_A$$



5.2.1 Vereinfachte Modelle

- **Keine Selbstentladung:** $R_{is} = \infty \Omega \Rightarrow \underline{Z} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} + j \cdot \omega \cdot L_A + R_{ESR}$
- **Kleine Frequenzen:** $R_{is} = \infty \Omega, L_A = 0 \text{ H} \Rightarrow \underline{Z} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} + R_{ESR}$

5.2.2 Verlustfaktor, Verlustwinkel & Güte

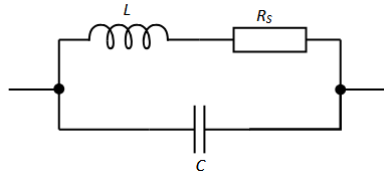
$$d = \omega \cdot C \cdot R_{ESR}$$

$$\delta = \arctan(d)$$

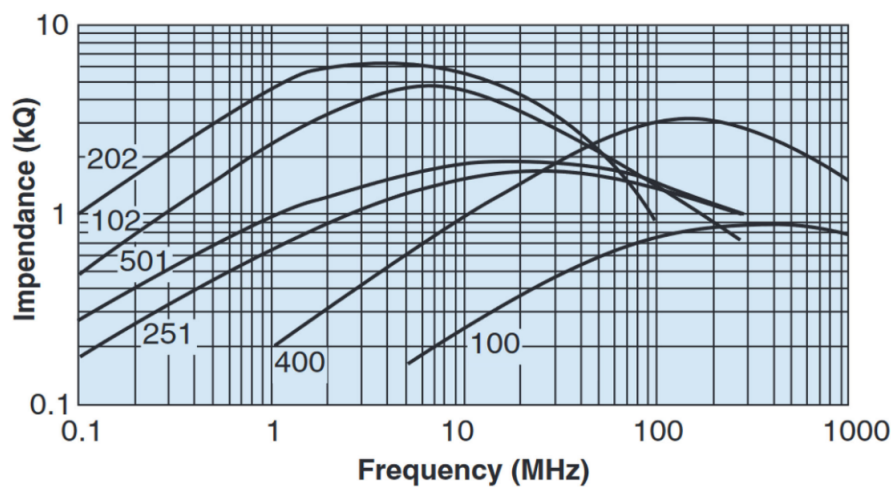
$$Q_C = \frac{1}{d} = \frac{1}{\omega \cdot C \cdot R_{ESR}}$$

Wichtig: Q_C ist nicht der Gütefaktor

5.3 Spule



$$\underline{Z} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C + \frac{1}{R_S + j \cdot \omega \cdot L}}$$



5.3.1 Vereinfachte Modelle

- **Kleine Frequenzen:** $C = 0 \text{ F} \Rightarrow \underline{Z} = R_S + j \cdot \omega \cdot L$

5.3.2 Verlustfaktor, Verlustwinkel & Güte

$$d = \frac{R_S}{\omega \cdot L}$$

$$\delta = \arctan(d)$$

$$Q_L = \frac{1}{d} = \frac{\omega \cdot L}{R_S}$$

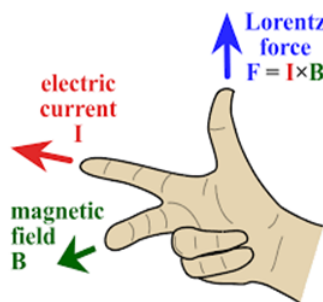
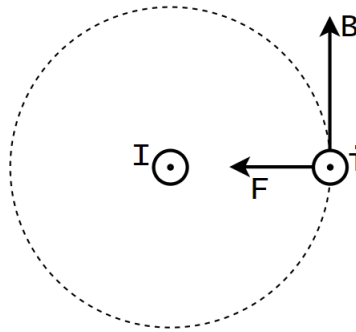
Wichtig: Q_L ist nicht der Gütefaktor

5.4 Umrechnen von ESBs bei fixen Frequenzen

Wenn eine Frequenz fix definiert ist, kann jedes reale Bauelemente vereinfacht oder von Serie- / Parallelschaltung umgewandelt werden. **Aber nur bei fixen Frequenzen.**

6 Induktion

6.1 Lorentzkraft (Copy-Paste von PHY2 ZF)



$$\begin{aligned}\vec{F} &= i \cdot \vec{l} \times \vec{B} \\ &= q \cdot \vec{v} \times \vec{B}\end{aligned}$$

$l \rightarrow$ Länge des Leiters durch den i fließt, $q \rightarrow$ Fließende Ladung,
 $v \rightarrow$ Geschwindigkeit der fließenden Ladung, $\vec{B} \rightarrow$ Flussdichte des Leiters im Zentrum

6.2 Biot-Savart-Gesetz

$$d\vec{B} = \frac{\mu_0}{4 \cdot \pi} \cdot \frac{I}{|\vec{r}|^2} \cdot (d\vec{l} \times d\vec{r})$$

6.3 Magnetfeld eines langen, geraden Leiters

$$\vec{B} = \frac{\mu_0}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{I}{r}$$

6.4 Lange Zylinderspule

$$\begin{aligned}B &= \mu_0 \cdot N \cdot \frac{I}{l} \\ L &= \mu_0 \cdot N^2 \cdot \frac{A}{l} \\ \mu_0 &= 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{V} \cdot \text{s}}{\text{A} \cdot \text{m}}\end{aligned}$$

7 Elektrische Induktion

Veränderndes Magnetfeld in der Nähe eines Leiters induziert ein Strom in diesem Leiter. (eg. Reed switch, Trafo)

7.1 Magnetische Fluss

$$\phi_m = \int_A \vec{B} \cdot d\vec{A}$$

$$u_i = -\dot{\phi}_m$$

7.1.1 Magnetfeld rechtwinkling zur flachen Fläche

$$\phi_m = B \cdot A$$

7.1.2 Magnetfeld mit einem Winkel zur flachen Fläche

$$\phi_m = B \cdot A \cdot \cos(\varphi)$$

7.1.3 Spule mit externem Magnetfeld

$$\phi_m = B \cdot A \cdot N$$

7.1.4 Stromdurchflossene Spule ohne ext. Magnetfeld

$$\phi_m = \mu_0 \cdot N^2 \cdot \frac{A}{l} \cdot I$$

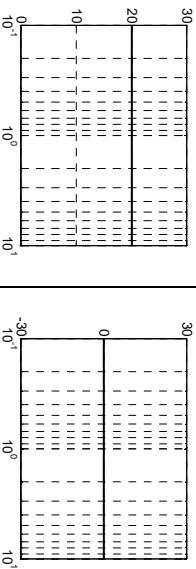
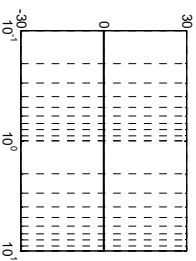
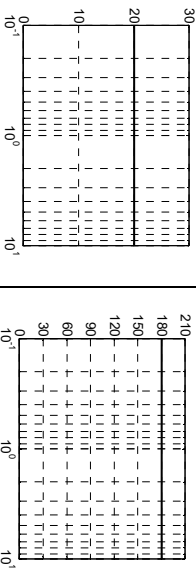
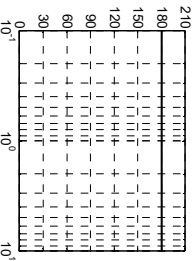
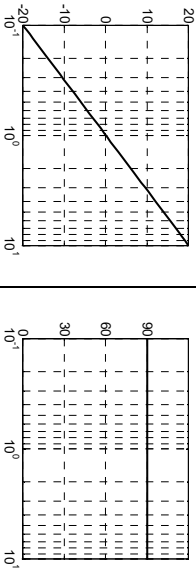
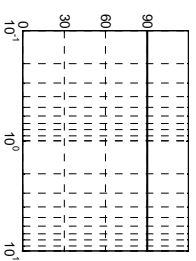
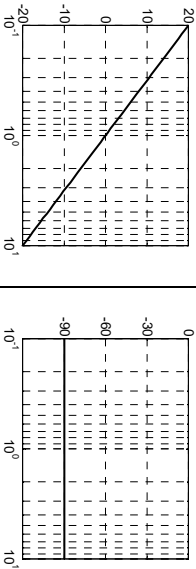
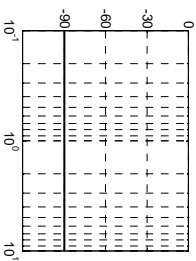
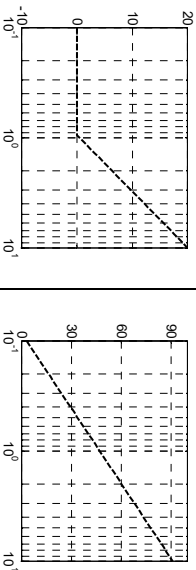
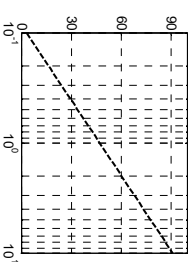
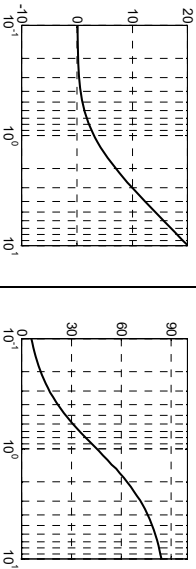
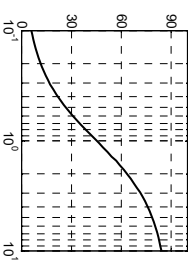
7.2 Findings

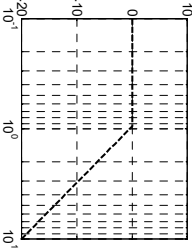
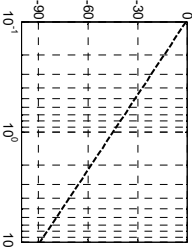
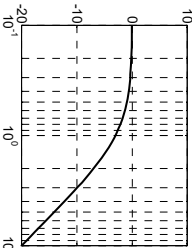
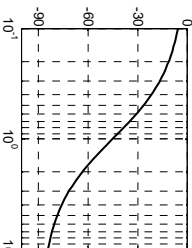
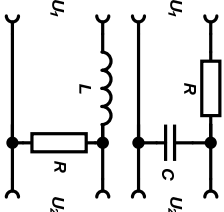
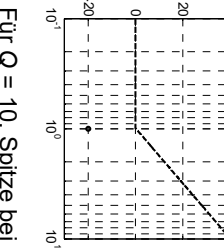
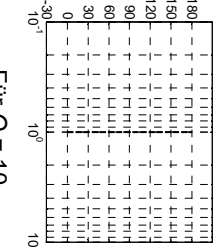
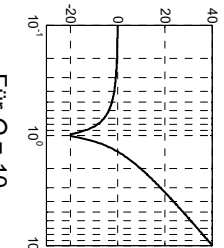
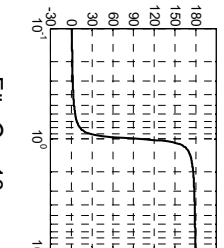
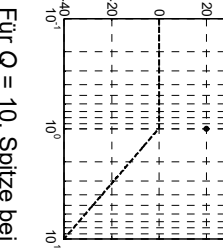
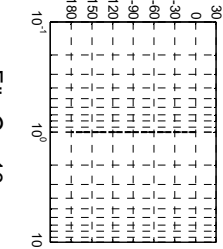
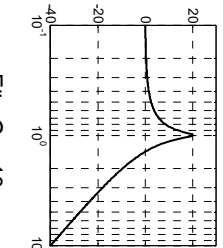
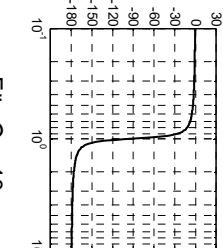
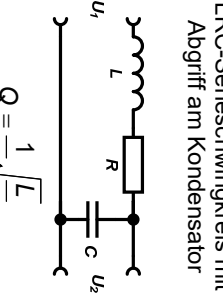
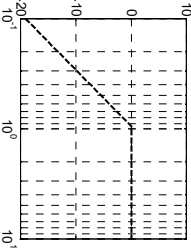
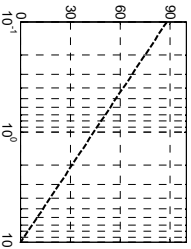
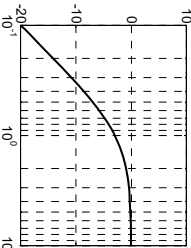
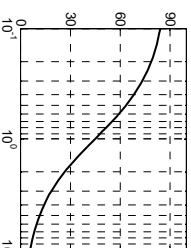
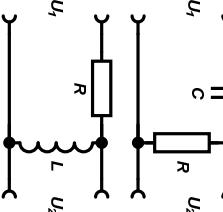
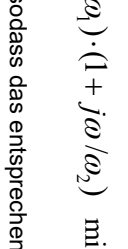
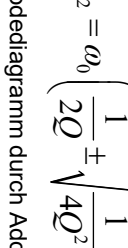
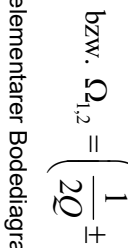
$$\phi_m = L \cdot I$$

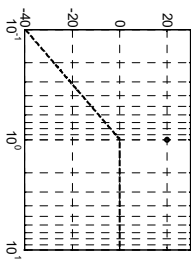
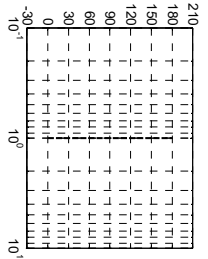
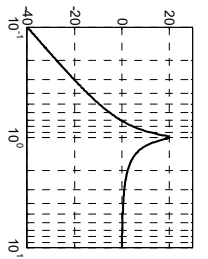
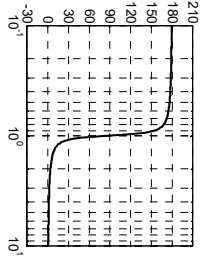
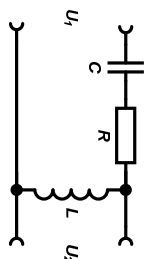
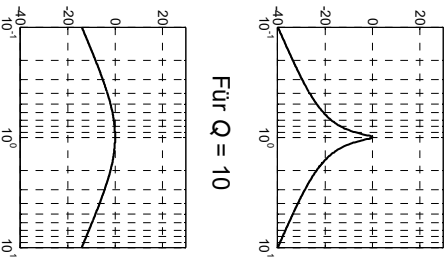
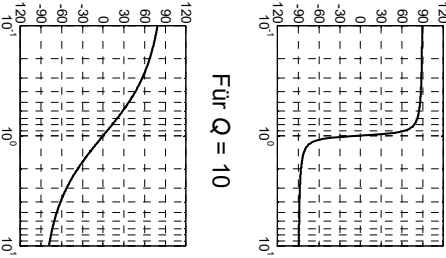
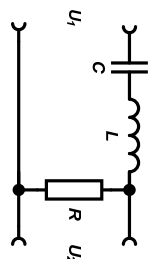
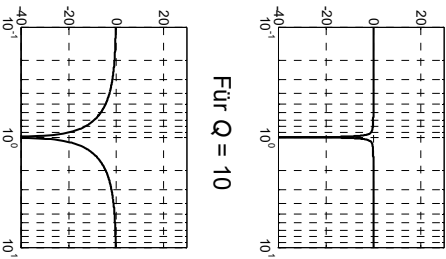
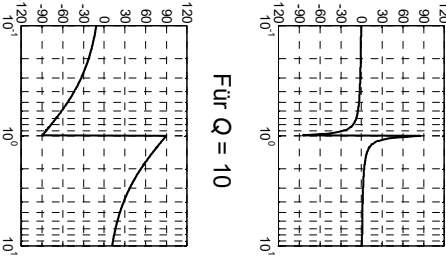
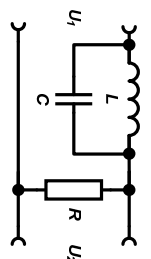
$$u_i = -\dot{\phi}_m = -L \cdot \dot{I}$$

Dargestellt in Erzeugersystem



Elementare Frequenzgangfunktionen (nicht weiter zerlegbar)						
Bezeichnung	Frequenzgangfunktion $H(\Omega)$ mit $\Omega = \omega/\omega_0$	Konstruktion im Bode-Diagramm: Amplitudengang in dB (x-Achse: Ω)	Konstruktion im Bode-Diagramm: Phasengang in Grad (x-Achse: Ω)	Bode-Diagramm: Amplitudengang in dB (x-Achse: Ω)	Bode-Diagramm: Phasengang in Grad (x-Achse: Ω)	Schaltung
Konstanter Faktor $k > 0$	k	Verschiebung um $20 \cdot \log_{10} k$	Kein Einfluss			Nicht-invertierender Verstärker (realisierbar z.B. mit Operationsverstärker)
Konstanter Faktor $k < 0$	k	Verschiebung um $20 \cdot \log_{10} k $	$\pm 180^\circ$ addieren (Winkel soll möglichst klein werden)			Invertierender Verstärker (realisierbar z.B. mit Operationsverstärker)
Differentierglied	$j\Omega$	Siehe Bode-Diagramm	Siehe Bode-Diagramm			Nicht physikalisch, zwar gilt z.B. $I = j\omega C \cdot \underline{U}$ aber beim Einschalten würde ein unendlich hoher Strom fließen. Jedoch ist eine Näherung mit sehr kleinem Serienwiderstand möglich.
Integrierglied	$\frac{1}{j\Omega}$	Siehe Bode-Diagramm	Siehe Bode-Diagramm			Verhältnis von Strom zur Spannung an der Spule: $I = \frac{U}{j\omega L}$
Glied 1. Ordnung	$1 + j\Omega$					Nicht physikalisch, Näherung jedoch möglich (aktive Schaltung mit Verstärker)

Glied 1. Ordnung, Tiefpass	$\frac{1}{1+j\Omega} \quad \omega_0 = \frac{1}{RC} = \frac{R}{L}$					
Glied 2. Ordnung für $Q > 1/2$ (sonst zerlegbar)	$1 + j\Omega \frac{1}{Q} + (j\Omega)^2$	 Für $Q = 10$, Spitze bei $20 \cdot \log_{10} Q$ tiefer	 Für $Q = 10$	 Für $Q = 10$	 Für $Q = 10$	Nicht physikalisch, Näherung jedoch möglich (aktive Schaltung mit Verstärker)
Glied 2. Ordnung für $Q > 1/2$ (sonst zerlegbar)	$\frac{1}{1 + j\Omega \frac{1}{Q} + (j\Omega)^2} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$	 Für $Q = 10$, Spitze bei $20 \cdot \log_{10} Q$ höher	 Für $Q = 10$	 Für $Q = 10$	 Für $Q = 10$	LRC-Serieschwingkreis mit Abgriff am Kondensator  $Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$
Zerlegbare Frequenzgangfunktionen	$\frac{j\Omega}{1 + j\Omega}$ Hochpass Nenner und Zähler haben dasselbe Ω, ω_0 wie beim Tiefpass					
Glied 2. Ordnung für $Q \leq 1/2$	$1 + j\Omega \frac{1}{Q} + (j\Omega)^2 = (1 + j\Omega \omega_1) \cdot (1 + j\Omega \omega_2) = (1 + j\omega / \omega_1) \cdot (1 + j\omega / \omega_2) \quad \text{mit } \omega_{1,2} = \omega_0 \left(\frac{1}{2Q} \pm \sqrt{\frac{1}{4Q^2} - 1} \right) \text{ bzw. } \Omega_{1,2} = \left(\frac{1}{2Q} \pm \sqrt{\frac{1}{4Q^2} - 1} \right)$ Diese Faktorisierung liefert elementare Teilglieder, sodass das entsprechende Bodediagramm durch Addition elementarer Bodediagramme bestimmt werden kann.					

LRC-Schwingkreis mit Abgriff an der Spule	$\frac{(j\Omega)^2}{1 + j\Omega \frac{1}{Q} + (j\Omega)^2}$ $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$	 Für $Q = 10$, Spitze bei $20 \cdot \log_{10} Q$ höher	 Für $Q = 10$	 Für $Q = 10$	 Für $Q = 10$	 $Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$
Bandpass	$\frac{1}{Q} \frac{j\Omega}{1 + j\Omega \frac{1}{Q} + (j\Omega)^2}$ $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$	Skizze über Teilglieder Je nach Q ergibt sich eine andere Bandbreite, bei ω_0 ist jedoch immer 0 dB Weit entfernt von ω_0: ± 20 dB/Dk Definition Bandbreite B: Frequenzbereich von -3 dB bis +3 dB Es gilt: $B = \omega_0 / Q$	Skizze über Teilglieder	 Für $Q = 10$	 Für $Q = 10$	LRC-Schwingkreis mit Abgriff am Widerstand  $Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$
Bandsperr	$\frac{1 + (j\Omega)^2}{1 + j\Omega \frac{1}{Q} + (j\Omega)^2}$ $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$	Skizze über Teilglieder Der Zähler ist ein Glied 2. Ordnung mit $Q = \infty$, deshalb ist die Dämpfung bei der Mittenfrequenz theoretisch unendlich Bandbreite wie beim Bandpass	Skizze über Teilglieder	 Für $Q = 10$	 Für $Q = 10$	LC-Parallelschwingkreis mit Seriewiderstand  $Q = R \sqrt{\frac{C}{L}}$

Hinweise: Beim Einsatz von Spulen sind obige Darstellungen nur passend, wenn die Spulenverluste vernachlässigbar sind; «nicht physikalisch» = kann mit einer Schaltung aus R , L und C nicht exakt nachgebildet werden; die obige Aufstellung ist nicht abschliessend, sondern exemplarisch (es gibt viele weitere Schaltungen mit gleichen Frequenzgängen)