Letzte Hüfe

xB Fucking HELS

April 25, 2024

Contents

Todo list

1 Grundkonzepte

1.1 Grundeinheiten

SI-Einheiten	Bedeutung	Einheit	Zusammenhang
U	Spannung	Volt (V)	-
I	Strom	Ampere (A)	-
R	Widerstand	Ohm (Ω)	-
G	Leitwert	Siemens (S)	$\frac{1}{R}$
S	Scheinleistung	Voltampere (VA)	$U \cdot I$
P	Wirkleistung	Watt (W)	$U_w \cdot I$
Q	Blindleistung	var	$U_b \cdot I$
C	Kapazität	Farad (F)	$Q \cdot t$
Q	Ladung	Coulomb (C)	$C \cdot U$
L	Induktivität	Henry (H)	-
f	Frequenz	Hertz (Hz)	t^{-1}
ω	Kreisfrequenz	(rad/s)	-
W	Arbeit	Joule (J)	$F \cdot l$
F	Kraft	Newton (N)	$V \cdot A \cdot s \cdot l^{-1}$
p	Druck	Pascal (Pa)	$F \cdot l^2$
φ	Potenzial	Volt (V)	$\frac{W}{A}$
N	Windungen	keine Einheit	$\mu_0 \cdot f \frac{\pi}{2} \cdot r$
U_{pp}	Spitze-Spitze Spannung	V_{pp}	$2 \cdot V_p$
U_{eff}	Effektivspannung	V	$\frac{V_p}{\sqrt{2}}$
H	Magnetische Feldstärke	Strom pro Meter ($\frac{A}{m}$)	-
E	Elektrische Feldstärke	$\frac{V}{m}$	$\frac{F}{Q}$
Ψ	Elektrischer Fluss	Coulomb C	-
ϕ	magnetischer Fluss	Weber (Wb)	$V \cdot t$
D	Elektrische Flussdichte	$\frac{C}{m^2}$	$\frac{\Psi}{A^2}$
B	Magnetische Flussdichte	Tesla (T)	$C \cdot U$

Table 1.1: Grundeinheiten

1.2 Konstanten

Konstanten	**Bedeutung**	**Einheit**	**Wert teilweise gerundet**
c	Lichtgeschwindigkeit (Vakuum)	$\frac{m}{s}$	299 792 458
e	Elementarladung	C	$1,602 \cdot 10^{-19}$
μ_0	Magnetische Feldkonstante	$\frac{H}{m}$	$4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$
ϵ_0	Permittivität	$\frac{F}{m}$	$8,854 \cdot 10^{-12}$
Cu	Leitfähigkeit Kupfer	$\frac{S \cdot m}{mm^2}$	56

Table 1.2: Konstanten

1.3 Präfixe

Vorsatz	**Vorsatzzeichen**	**Faktor**	**Wert**
Exa	E	10^{18}	1 000 000 000 000 000 000
Peta	P	10^{15}	1 000 000 000 000 000
Tera	T	10^{12}	1 000 000 000 000
Giga	G	10^{9}	1 000 000 000
Mega	M (meg)	10^{6}	1 000 000
Kilo	k	10^{3}	1 000
Hekto	h	10^{2}	100
Deka	da	10^{1}	10
Dezi	d	10^{-1}	0,1
Zenti	c	10^{-2}	0,01
Milli	m	10^{-3}	0,001
Mikro	μ	10^{-6}	0,000 001
Nano	n	10^{-9}	0,000 000 001
Piko	p	10^{-12}	0,000 000 000 001
Femto	f	10^{-15}	0,000 000 000 000 001

Table 1.3: Präfixe

2 Widerstand

2.1 Ohm’sches Gesetz

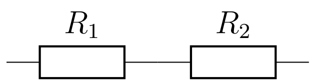
Der Zusammenhang zwischen Spannung U, Strom I und Widerstand R:

$$U = R \cdot I \qquad I = \frac{U}{R} \qquad R = \frac{U}{I} \tag{2.1}$$

Der Leitwert G wird in Siemens (S) angegeben und ist der Kehrwert des Widerstands:

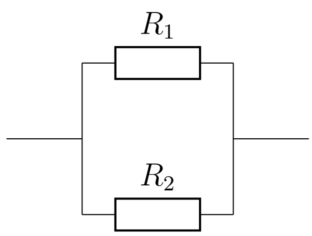
$$G = \frac{1}{R} = \frac{I}{U} \tag{2.2}$$

2.2 Serienschaltung



$$R_g = \sum_{i=0}^{N} R_i = R_1 + R_2 + ... \tag{2.3}$$

2.3 Parallelschaltung



$$\frac{1}{R_g} = \sum_{i=0}^{N} \frac{1}{R_i} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \ldots \tag{2.4}$$

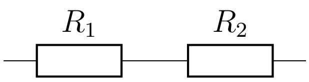
Bei zwei parallel geschaltenen Widerständen gilt auch:

$$R_g = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \tag{2.5}$$

2.4 Spannungsteiler

Die Spannung wird auf zwei Widerstände (bzw. Lasten) aufgeteilt. Über die Kirchhoff’schen Gesetze der Knoten- und Maschenregel können dadurch die einzelnen Spannungen, die auf den Widerständen abfallen berechnet werden.

Beispiel



Es gilt:

$$U_{R_1} = U_g \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{2.6}$$

$$U_{R_2} = U_g \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{2.7}$$

$$\tag{2.8}$$

Da die Widerstände in Serie geschalten wurden, sind die Einzelströme gleich groß, d.h.:

$$I_{R_1} = I_{R_2} \tag{2.9}$$

2.5 Leitungswiderstand

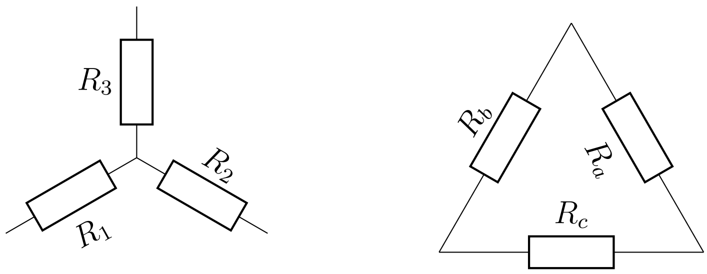
$$R = \frac{\rho \cdot l}{A} \tag{2.10}$$

$$G = \frac{A}{\rho \cdot l} \tag{2.11}$$

- ρ ... materialspezifischer Widerststand in $[\frac{\Omega \cdot mm^2}{m}]$ oder $[\frac{mm^2}{S \cdot m}]$
- l ... Länge der Leitung in $[m]$
- A ... Querschnittsfläche der Leitung in $[m^2]$

2.6 Sterndreiecktransformation

Die Sterndreiecktransformation kann verwendet werden, um das Arbeiten mit gewissen Widerstandsnetzwerken zu erleichtern.



Stern-zu-Dreieck

$$R_1 = \frac{R_b \cdot R_c}{R_a + R_b + R_c} \tag{2.12}$$

$$R_2 = \frac{R_a \cdot R_c}{R_a + R_b + R_c} \tag{2.13}$$

$$R_3 = \frac{R_a \cdot R_b}{R_a + R_b + R_c} \tag{2.14}$$

Dreieck-zu-Stern

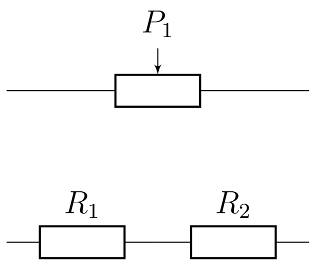
$$R_a = \frac{R_1 \cdot R_2 + R_2 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_3}{R_1} \tag{2.15}$$

$$R_b = \frac{R_1 \cdot R_2 + R_2 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_3}{R_2} \tag{2.16}$$

$$R_c = \frac{R_1 \cdot R_2 + R_2 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_3}{R_3} \tag{2.17}$$

2.7 Potentiometer

Ein Potentiometer ist ein verstellbarer Widerstand, der durch drehen oder schieben angepasst werden kann.
Es ist, vereinfacht gesagt, eine Serienschaltung zweier Widerstände:



3 Kirchhoff

Kirchhoff hat zwei fundamentale Regeln bzw. Gesetze aufgestellt:
Die **Knotenregel** und die **Maschenregel**.

3.1 Knotenregel

Die Summe aller Ströme bei einem Knotenpunkt ist 0, d.h. Ströme die hineinfließen, müssen auch hinausfließen:

$$\sum_{i=0}^{N} I_i = 0 \tag{3.1}$$

Diese Regel besagt, dass alle Ströme in einer Serienschaltung die gleichen sein müssen. Ebenso müssen Ströme die zu einem zusammenlaufen, aufsummiert werden, um den Ausgangsstrom zu ermitteln.

3.2 Maschenregel

Die Summer aller Spannungen in einer Masche ist 0.

$$\sum_{i=0}^{N} U_i = 0 \tag{3.2}$$

Laut dieser Regel sind Spannungen einer Parallelschaltung immer gleich groß. Auch gilt, dass die Summe von Spannungen einer Serienschaltungen aufsummiert werden müssen, um die Gesamtspannung zu berechnen.

4 Leistung

- Wirkleistung P
  Tatsächlich umgesetzte Energie in Watt [W]
- Blindleistung Q
  Unerwünschte bzw. nicht nutzbare Energie in Volt-Ampere Relativ [var]
- Scheinleistung S
  Gesamtleistung in Volt-Ampere [VA]

4.1 Leistung bei Gleichstrom

Allgemein gilt:

$$P = U \cdot I \tag{4.1}$$
$$P = \frac{U^2}{R} \tag{4.2}$$
$$P = I^2 \cdot R \tag{4.3}$$

- P ... Leistung
- U ... Spannung
- I ... Strom
- R ... Widerstand

4.1.1 Wirkleistung P

$$P = U_w \cdot I = U \cdot I \cdot cos(\varphi) \tag{4.4}$$

- P ... Wirkleistung in $[W]$
- U_w ... Wirkkomponente der Spannung in $[V]$

4.1.2 Blindleistung Q

$$Q = U_b \cdot I = U \cdot I \cdot sin(\varphi) \tag{4.5}$$

- Q ... Blindleistung in $[var]$
- U_b ... Blindkomponente der Spannung in $[V]$

Die **induktive** Blindleistung ist **positiv**: $sin(\varphi) > 0 \rightarrow Q_L > 0$
Die **kapazitive** Blindleistung ist **negativ**: $sin(\varphi) < 0 \rightarrow Q_C < 0$

4.1.3 Scheinleistung S

$$S = U \cdot I \tag{4.6}$$

- S ... Scheinleistung in $[VA]$

4.2 Leistung bei Wechselstrom

Bei einem sinusförmigen Verlauf der Spannung u und des Stroms i gelten folgende Gleichungen:

$$u = \hat{U} \cdot sin(\omega \cdot t) \qquad i = \hat{I} \cdot sin(\omega \cdot t - \varphi) \tag{4.7}$$

Werden die Momentanwerte von u und i miteinander multipliziert, erhält man den Momentanwert der Leistung p:

$$p = u \cdot i = \hat{U} \cdot sin(\omega \cdot t) \cdot \hat{I} \cdot sin(\omega \cdot t - \varphi) \tag{4.8}$$

oder:

$$p = U_{eff} \cdot I_{eff} \cdot cos(\varphi) - U_{eff} \cdot I_{eff} \cdot (2 \cdot \omega \cdot t - \varphi) \tag{4.9}$$

- p ... Momentanwert der Wechselstromleistung in $[W]$
- U ... Effektivwert der Spannung in $[V]$
- I ... Effektivwert des Stromes in $[A]$

4.2.1 Leistungsfaktor

Der Leistungsfaktor $cos(\varphi)$ gibt an, welchen Anteil die Wirkleistung an der Scheinleistung hat. Er erreicht bei ohmschen Lasten den maximalen Wert 1:

$$P = U \cdot I \cdot cos(\varphi) = S \cdot cos(\varphi) \tag{4.10}$$

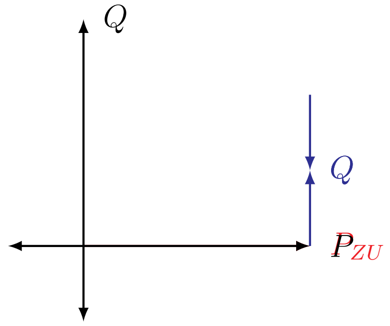
$$cos(\varphi) = \frac{P}{S} \tag{4.11}$$

- P ... Wirkleistung in $[W]$
- S ... Scheinleistung in $[VA]$
- $cos(\varphi)$ ... Leistungsfaktor

4.2.2 Kompensation

GdE2 S.102

Ein ohmsch-induktiver Verbraucher, wie z.B. ein Elektromotor, entnimmt dem Netz nicht nur Wirkleistung, sondern zum Aufbau des Magnetfeldes auch induktive Blindleistung. Der fließende Blindstromanteil belastet das Netz mit unerwünschten Spannungsabfällen und erhöhten Übertragungsverlusten. Ein parallel zum Verbraucher liegender Kondensator kopmensiert die aus dem Netz bezogene Blindleistung und verbessert den Leistungsfaktor. Da die zugeführte Wirkleistung unverändert bleibt, ergibt sich folgendes Leistungsdreieck:



Kompensation zeichen.

Wird der Leistungsfaktor von $cos(\varphi)$ auf $cos(\varphi')$ verbessert, folgt aus dem Leistungsdreieck mit der Blindleistung Q_M des Verbrauchers und der Blindleistung Q des Netzes die erforderliche Blindleistung Q_C:

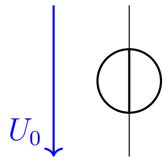
$$Q_C = Q - Q_M \qquad Q = P_{ZU} \cdot tan(\varphi') \qquad Q_M = P_{ZU} \cdot tan(\varphi) \tag{4.12}$$

$$\Rightarrow Q_C = P_{ZU} \cdot (tan(\varphi') - tan(\varphi)) \tag{4.13}$$

- Q_C ... Blindleistung des Kondensators in $[var]$
- P_{ZU} ... Wirkleistung des Verbrauchers in $[W]$
- φ ... Phasenwinkel ohne Kompensation in []
- φ' ... Phasenwinkel mit Kompensation in []

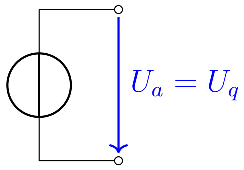
4.3 Spannungsquelle

GdE1 S. 43ff
Unter einer Spannungsquelle versteht man eine elektrische Energiequelle, die eine von der Belastung unabhängige **Spannung** liefert; deswegen passt sich der **Strom** dem Ohm'schen Gesetz an.

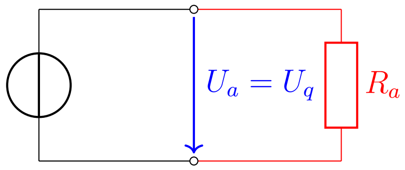


4.3.1 Ideale Spannungsquelle

Bei einer idealen Spannungsquelle entspricht der Innenwiderstand $R_i = 0\Omega$. Im Leerlauf entspricht die Ausgangsspannung U_a der Quellenspannung U_q.

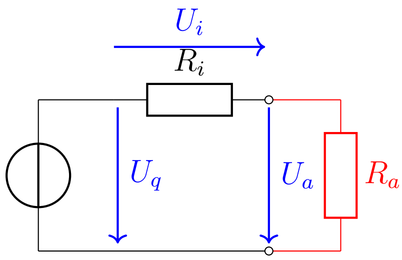


Eine Belastung durch R_a verursacht keine Spannungsänderung bei U_a.



4.3.2 Reale Spannungsquelle

Eine reale Spannungsquelle hat einen Innenwiderstand R_i, an dem bei Belastung eine Spannung U_i abfällt. Um diesen Spannungsabfall verringert sich die Ausgangsspannung U_a im Vergleich zu U_q.



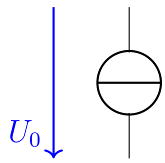
Daraus ergibt sich folgende Formel: $U_a = U_q - U_i$

Damit sich die U_a bei Belastung nur geringfügig ändert, muss der Innenwiderstand R_i möglichst klein sein.

Spannungsquellen sollten nicht kurzgeschlossen werden, da der Kurzschlussstrom nur durch R_i begrenzt wird und entsprechend sehr groß werden kann.

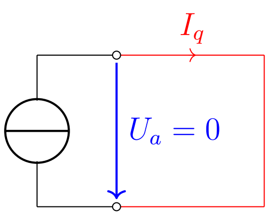
4.4 Stromquelle

GdE1 S. 44 ff
Unter einer Stromquelle versteht man eine elektrische Energiequelle, die einen von der Belastung unabhängigen **Strom** liefert; deswegen passt sich die **Spannung** dem Ohm'schen Gesetz an.

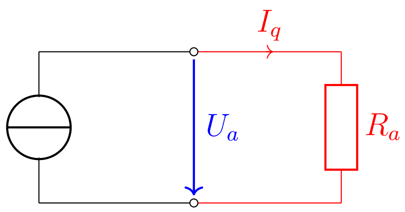


4.4.1 Ideale Stromquelle

Bei einer idealen Stromquelle entspricht der Widerstand $R_i = \infty\Omega$. Im Leerlauf entspricht der Quellenstrom I_q dem Strom am Ausgang; die Ausgangsspannung entspricht $0V$.



Wird anstelle der Kurzschlussverbindung eine Last R_a angeschlossen, bleibt der Quellenstrom I_q unverändert. Es entsteht lediglich eine Ausgangsspannung U_a nach dem Ohm'schen Gesetz.
Weiterhin bleibt: Bei einer idealen Stromquelle ist der Strom am Ausgang immer gleich dem Quellenstrom I_q.

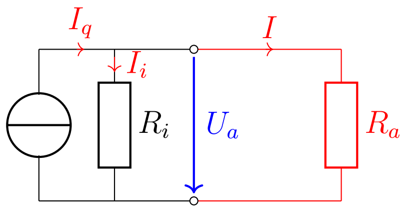


4.4.2 Reale Stromquelle

Bei einer realen Stromquelle ist der Innenwiderstand $R_i \neq \infty$; daher geht ein Teil des Quellstroms I_q verloren.

Dadurch ergibt sich folgende Formel: $I = I_q - I_i$

Damit möglichst wenig Strom aufgrund des Innenwiderstands R_i verloren geht, muss dieser möglichst **groß** sein.



Stromquellen sollten nicht im Leerlauf betrieben werden, da dabei der Quellenstrom I_q über den hohen Innenwiderstand R_i fließen muss und hohe Leerlaufspannungen auftreten können.

4.5 Ersatzschaltbild

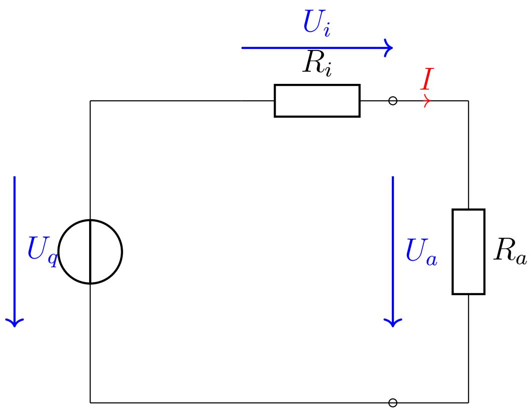
GdE1 S. 103 ff

Mit dem ESB (Ersatzschaltbild) kann eine Netzwerkstruktur in eine Einfachere umgewandelt werden.

Ziel dieser Umwandlung ist es eine Ersatzschaltung zu finden, in der U_a und R_i mit der komplexeren Struktur übereinstimmen.

4.5.1 Spannungsquellen-Ersatzschaltbild

Jede Quelle mit linearem Zusammenhang zwischen Ausgangsstrom I und Klemmenspannung U_a lässt sich in Form eines Spannungsquellen-ESB darstellen. Dieses besteht aus einer Reihenschaltung von idealer Spannungsquelle mit Quellenspannung U_q und Innenwiderstand R_i.



Ein Spannungsquellen-ESB ist vollständig durch die Angabe von U_q und R_i, wobei gilt:

$$U_a = U_q - I \cdot R = U_q \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a} \tag{4.14}$$

Als dritte Kenngröße kann der Kurschlussstrom - der Ausgangsstrom bei kurzgeschlossenen Klemmen, d.h. $R_a = 0[\Omega]$ - ermittelt werden:

$$I_K = \frac{U_q}{R_i} \tag{4.15}$$

- I_K ... Kurzschlussstrom
- U_q ... Quellenspannung

- R_i ... Innenwiderstand

Anleitung

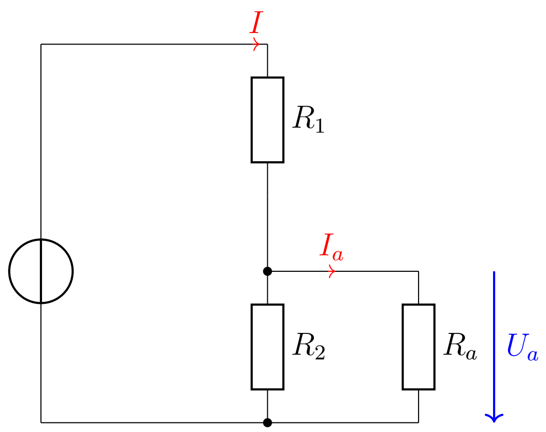
1. Bestimmen der Quellenspannung U_q
   Man berechnet jene Spannung, die an den Klemmen auftritt und nichts angeschlossen ist, d.h. die **Leerlaufspannung**.

2. Bestimmen des Innenwiderstands R_i
   Alle idealen Quellen des Netzwerks werden durch ihren Ideal-Exemplare ersetzt, d.h. eine Spannungsquelle wird zum Kurzschluss, eine Stromquelle zum Leerlauf.
   R_i ergibt sich dann aus dem Eingangswiderstand R_{IN} an den Klemmen.

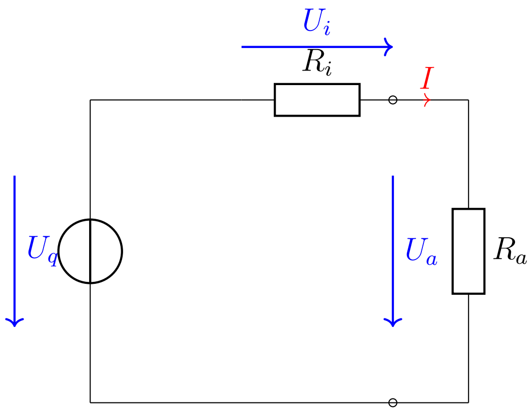
3. Berechnen des Kurschlussstroms I_K
   Man berechnet den Strom, der bei den Klemmen fließt, wenn diese kurzgeschlossen sind, d.h. den **Kurzschlussstrom**.

Beispiel

Es soll das Spannungsquellen-ESB eines belasteten Spannungsteilers ermittelt werden.

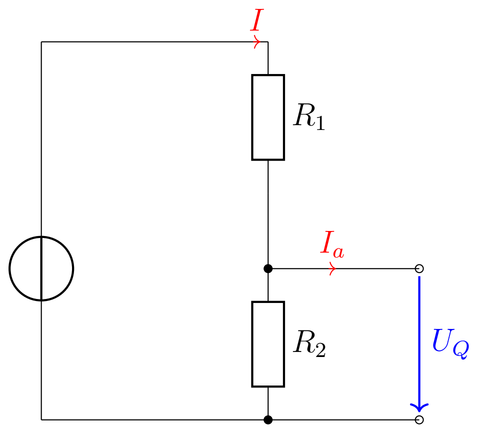


wird zu folgende Schaltung



$$U_{q1} = 12V; R_1 = 1k\Omega; R_2 = 3k3\Omega \tag{4.16}$$

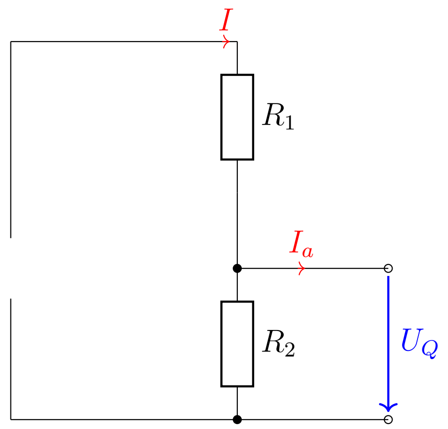
Schritt 1: Bestimmen der Quellenspannung U_q



Dadurch konnte mit einem einfachen unbelasteten Spannungsteiler berechnet werden:

$$U_q = U_{q1} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 12V \cdot \frac{3k3}{1k + 3k3} = 9,21V \tag{4.17}$$

Schritt 2: Berechnen des Innenwiderstandes R_i



Der Innenwiderstand R_i, welcher durch die Klemmen gesehen wird, ist R_1 und R_2 parallel. Daher konnte R_i mit folgender Formel berechnet werden:

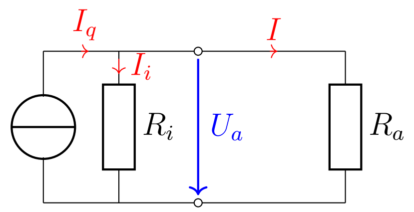
$$R_i = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1k \cdot 3k3}{1k + 3k3} = 767,4\Omega \tag{4.18}$$

Schritt 3: Berechnung des Kurzschlussstroms I_k

$$I_k = \frac{U_q}{R_i} = \frac{U_{q1}}{R_1} = \frac{9,21V}{767,4\Omega} = \frac{12V}{1k\Omega} = 12mA \tag{4.19}$$

4.5.2 Stromquellen-Ersatzschaltbild

Das Stromquellen-ESB ist eine weitere Möglichkeit zur Beschreibung es Verhaltens einer linearen Quelle. Es besteht aus der Parallelschaltung einer idealen Stromquelle mit Quellenstrom I_q und einem Innenwiderstand R_i.



Das Ersatzschaltbild ist vollständig durch die Angabe des Quellstroms I_q und des Innenwiderstands R_i, dabei gilt:

$$I = I_q - U_a \cdot \frac{R_i}{R_i + R_a} \tag{4.20}$$

Als dritte Kenngröße kann die Leerlaufspannung U_L - die Ausgangsspannung bei offenen Klemmen, d.h. $R_a = \infty[\Omega]$ - ermittelt werden:

$$U_L = R_i \cdot I_q \tag{4.21}$$

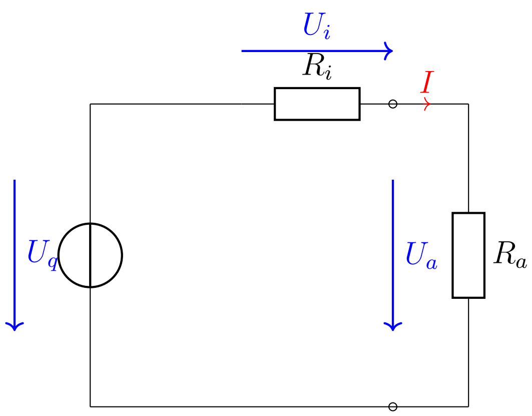
- U_L ... Leerlaufspannung
- R_i ... Innenwiderstand
- I_q ... Quellenstrom

Anleitung

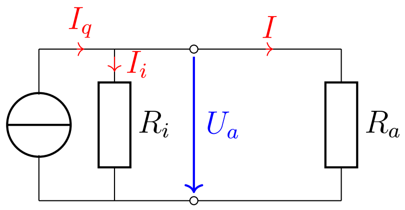
1. <u>Bestimmen der Leerlaufspannung U_q</u>
   Man berechnet jene Spannung, die an den Klemmen auftritt und nichts angeschlossen ist, d.h. die **Leerlaufspannung**.

2. <u>Bestimmen des Innenwiderstands R_i</u>
   Alle idealen Quellen des Netzwerks werden durch ihren Ideal-Exemplare ersetzt, d.h. eine Spannungsquelle wird zum Kurzschluss, eine Stromquelle zum Leerlauf.
   R_i ergibt sich dann aus dem Eingangswiderstand R_{IN} an den Klemmen.

3. <u>Berechnen des Quellenstroms I_q</u>
   Man berechnet den Strom, den die Quelle bei Leerlauf liefern würde, indem die Leerlaufspannung durch R_i dividiert wird: $I_q = \frac{U_{LL}}{R_i}$



wird zu folgende Schaltung



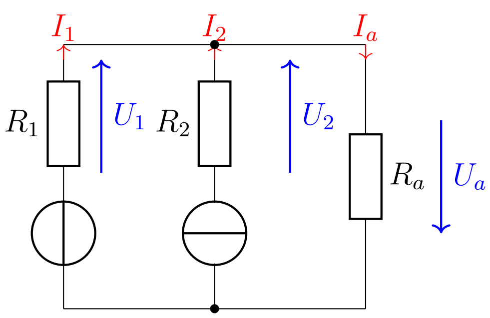
4.6 Überlagerungs-/Superpositionsprinzip

GdE1 S. 97ff
Das Überlagerungsprinzip (bzw. Superpositionsprinzip) dient dazu, die einzelnen Spannungen und Ströme bei mehreren Quellen zu ermitteln.

Anleitung

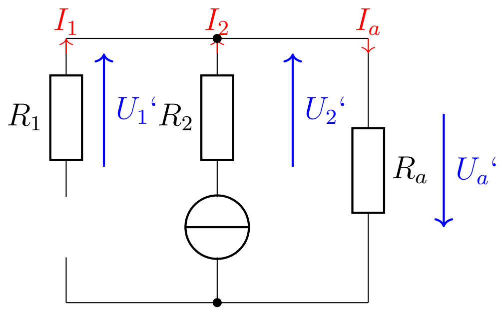
1. Festlegen der Bezugsrichtungen für Ströme und Spannungen.
2. Mit Ausnahme einer Quelle werden alle anderen Quellen durch ihren Innenwiderstand ersetzt:
   - Spannungsquellen $\rightarrow$ Kurzschluss
   - Stromquellen $\rightarrow$ Leerlauf
3. Berechnen der Ströme und Spannungen für das vereinfachte Netzwerk.
4. Punkt 2 und 3 wiederholen, bis jede Quelle einmal "gewirkt" hat.
5. Aufsummieren aller Spannungen und Ströme, aller Fälle.

Beispiel



In diesem Fall ist die Spannungsquellenwiderstand $R_i = 0\Omega$

1. Festlegen der Bezugsrichtungen der Ströme und Spannungen.
2. Mit Ausnahme einer Quelle werden alle anderen Quellen durch ihren Innenwiderstand ersetzt. Es muss beachtet werden, dass die Bezugsrichtungen des ersten Schritts hier gleich bleiben.



3. Berechnung der Teilströme und -spannungen.

$$I_q = 10[mA] \qquad R_1 = 100[\Omega] \qquad R_2 = 1,2[k\Omega] \qquad R_a = 470[\Omega] \tag{4.22}$$

$$\Rightarrow I_2' = I_q = 10[mA] \tag{4.23}$$

$$I_a' - I_1' = I_2' \tag{4.24}$$

$$I_a' = I_2' \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_a} = 10[mA] \cdot \frac{100[\Omega]}{100[\Omega] + 470[\Omega]} = 1,75[mA] \tag{4.25}$$

$$I_1' = I_2' \cdot \frac{R_a}{R_1 + R_a} = 10[mA] \cdot \frac{470[\Omega]}{100[\Omega] + 470[\Omega]} = -8,25[mA] \tag{4.26}$$

$$\tag{4.27}$$

$$U_1' = R_1 \cdot I_1' = 100[\Omega] \cdot -8,25[mA] = -82,5[mV] \tag{4.28}$$

$$U_2' = R_2 \cdot I_2' = 1,2[k\Omega] \cdot 10[mA] = 12[V] \tag{4.29}$$

$$U_a' = R_a \cdot I_a' = 470[\Omega] \cdot 1,75[mA] = 824[mV] \tag{4.30}$$

4. Punkt 2 und 3 wiederholen, bis jede Quelle einmal "gewirkt" hat.
   a) Die Spannungsquelle bleibt, die Stromquelle wird zum Leerlauf.

b) Berechnung der Teilströme und -spannungen.

$$U_{q_1} = 24[V] \qquad R_1 = 100[\Omega] \qquad R_2 = 1,2[k\Omega] R_a = 470[\Omega] \tag{4.31}$$

$$I_2'' = 0[A] \tag{4.32}$$

$$U_2'' = 0[V] \tag{4.33}$$

$$I_1'' = I_a'' = \frac{U_{q_1}}{R_1 + R_a} = \frac{24}{100[\Omega] + 470[\Omega]} = 42,11[mA] \tag{4.34}$$

$$U_1'' = R_1 \cdot I_1'' = 100[\Omega] \cdot 42,11[mA] = 421,1[mV] \tag{4.35}$$

$$U_a'' = R_a \cdot I_a'' = 470[\Omega] \cdot 42,11[mA] = 19,79[V] \tag{4.36}$$

2. Aufsummieren aller Spannungen und Ströme, aller Fälle:

$$I_1 = I_1' + I_1'' = -8,25[mA] + 42,11[mA] = 33,85[mA] \tag{4.37}$$

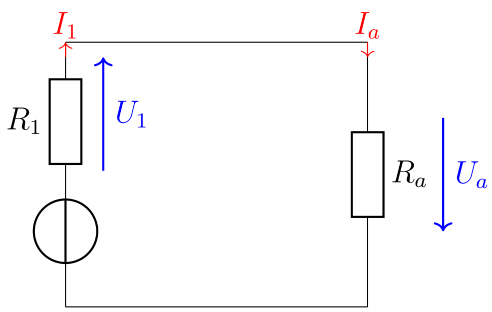
$$I_2 = I_2' + I_2'' = -10[mA] + 0[A] = 10[mA] \tag{4.38}$$

$$I_a = I_a' + I_a'' = 1,75[mA] + 42,11[mA] = 43,85[mA] \tag{4.39}$$

$$U_1 = U_1' + U_1'' = -82,5[mV] + 421,1[mV] = 338,5[mV] \tag{4.40}$$

$$U_2 = U_2' + U_2'' = 12[V] + 0[V] = 12[mV] \tag{4.41}$$

$$U_a = U_a' + U_a'' = 824[mV] + 19,79[V] = 20,61[mV] \tag{4.42}$$



In diesem Fall ist der weggefallene Teil mit der Stromversorgung $R_i = 0\Omega$

5 Felder

5.1 Elektrisches Feld

Elektrische Felder spielen eine zentrale Rolle im Zusammenhang mit Kondensatoren. Ein Kondensator besteht aus zwei leitenden Platten, die durch ein Dielektrikum (Isolator) getrennt sind. Wenn eine Spannung an den Kondensator angelegt wird, erzeugt dies ein elektrisches Feld zwischen den Platten, welches als Energiespeicher dient.

$$E = \frac{U}{d} \tag{5.1}$$

- E ... Feldstärke in $[\frac{V}{m}]$
- U ... Spannung in $[V]$
- d ... Abstand der Platten in $[m]$

5.2 Elektrischer Fluss

Der elektrische Fluss bei einem Kondensator beschreibt die Bewegung elektrischer Ladungen zwischen den Kondensatorplatten aufgrund der Potentialdifferenz zwischen ihnen.

$$\Phi = E \cdot A \tag{5.2}$$

- Φ ... elektrischer Fluss in $[\frac{V}{m}]$
- E ... Feldstärke in $[\frac{V}{m}]$
- A ... Fläche der Kondensatorplatten in $[m^2]$

5.3 Magnetisches Feld

5.3.1 Leiter

Wenn ein elektrischer Strom durch einen Leiter fließt, erzeugt er ein magnetisches Feld um den Leiter herum, das senkrecht zur Stromrichtung steht. Dies wird durch die Rechte-Hand-Regel beschrieben:
Wenn der Daumen der rechten Hand entlang des Leiters zeigt (in Richtung des Stromflusses), zeigen die gekrümmten Finger den Weg des magnetischen Feldes um den Leiter herum.

Feldstärke im Außenraum eines geraden Leiters

$$H = \frac{I}{l} = \frac{I}{2r\pi} \tag{5.3}$$

- H ... Magnetische Feldstärke in $[\frac{A}{m}]$
- l ... Länge der Feldlinie in $[m]$
- r ... Abstand der Feldlinie zur Leitermitte in $[m]$
- I ... Strom der durch die Leitung fließt in $[A]$

Feldstärke im Innenraum eines geraden Leiters

$$H = \frac{I}{l} = \frac{I}{2 \cdot r_a^2 \cdot \pi} \cdot r \tag{5.4}$$

- H ... Magnetische Feldstärke in $[\frac{A}{m}]$
- r ... Abstand zur Leitermitte in $[m]$
- r_a ... Radius des Leiters in $[m]$
- I ... Strom der durch die Leitung fließt in $[A]$

5.3.2 Spulen

Eine Spule besteht aus einer langen Leiterschleife, die mehrmals um einen Kern gewickelt ist. Wenn ein Strom durch die Spule fließt, verstärkt sich das magnetische Feld um jeden einzelnen Draht der Spule, und die magnetischen Felder aller Drahtwindungen addieren sich. Dadurch entsteht ein starkes und gerichtetes Magnetfeld innerhalb und in der Nähe der Spule.

Feldstärke im Innenraum einer Ringspule

$$H = \frac{I \cdot N}{D} \tag{5.5}$$

- H ... Magnetische Feldstärke in $[\frac{A}{m}]$
- r ... Abstand zur Leitermitte in $[m]$
- N ... Windungszahl
- I ... Strom der durch die Ringspule fließt in $[A]$

5.3.3 Durchflutungssatz

Die Durchflutung ist die Summe aller Ströme, die durch eine Fläche hindurchtreten.

$$\theta = N \cdot I \tag{5.6}$$

- θ ... Durchfltung in $[A]$
- N ... Windungszahl
- I ... Stromstärke in $[A]$

5.4 Magnetischer Fluss

Der magnetische Fluss ist die Gesamtheit aller Feldlinien des magnetischen Feldes. Wenige Feldlinien bedeuten geringen magnetischen Fluss, viele Feldlinien kennzeichnen bei gleichem Maßstab einen großen magnetischen Fluss.

$$\Phi = L \cdot I = B \cdot A \tag{5.7}$$

- Φ ... Magnetischer Fluss in $[Wb]$
- B ... Magnetische Flussdichte in $[T]$
- L ... Induktivität in $[H]$
- I ... Stromstärke in $[A]$

6 dB-Rechnung

Die Darstellung in Dezibel (dB) findet man in der Elektronik beispielsweise bei **Bodediagrammen** und vor allem in der **Hochfrequenztechnik** Verwendung. Bei der Umrechnung und Darstellung in dB muss darauf geachtet werden, dass in **Leistungs-** und **Spannungsgrößen** unterteilt wird. Zu den sogenannten Leistungsgrößen gehören die Watt bzw. die Milliwatt. Ein häufiges Beispiel für Spannungsgrößen ist die Darstellung von Volt.

Spannungsgrößen werden mit dem **Faktor 20** multipliziert; **Leistungsgrößen** lediglich mit dem **Faktor 10**.

6.1 Rechenregeln

Im Generellen werden alle Rechenoperatoren um eine Stufe herabgesetzt:

- **Faltung**$(*)$ $\rightarrow$ **Multiplikation**$(\cdot)$
- **Multiplikation**$(\cdot)$ $\rightarrow$ **Addition**$(+)$
- **Addition**$(+)$ $\rightarrow$ undefiniert

Beispiele

- $2 \cdot 1000 \Rightarrow 3[dBW] + 30[dBW]$
- $f_1 * f_2 \Rightarrow f_1[dB] \cdot f_2[dB]$

6.2 Besonderheiten bei Leistungsgrößen

Bei Leistungsgrößen können je nach Aufgabengebiet die sogenannten **dB-Watt (dBW)** oder die **dB-Milliwatt (dBm)** benötigt werden.
Diese dBm werden hauptsächlich in der Hochfrequenztechnik eingesetzt, um kleine Leistungen angemessen darstellen zu können.

Dadurch, dass bei dBm mit dem Faktor 1.000 multipliziert wird, liegt **1dBm** um **30dB unter 1dBW**.

Beispiele

- $3[dBW] = 33[dBm]$
- $0[dBm] = -30[dBW]$

6.3 Allgemeine Formeln

Hier sind allgemeine Formeln für Spannungs- und Leistungsgrößen angegeben. Der Folgepfeil zeigt eine vereinfachte Form.

6.3.1 Spannungsgrößen

$$U[dBV] = 20 \cdot log_{10}(\frac{U[V]}{U_0[V]}) \Rightarrow U[dBV] = 20 \cdot log_{10} U[V] \tag{6.1}$$

$$U[V] = 10^{\frac{U[dBV]}{20}} \cdot U_0[V] \Rightarrow 10^{\frac{U[dBV]}{20}} \tag{6.2}$$

6.3.2 Leistungssgrößen

$$P[dBW] = 10 \cdot log_{10}(\frac{P[W]}{1[W]}) \Rightarrow P[dBW] = 10 \cdot log_{10} P[W] \tag{6.3}$$

$$P[W] = 10^{\frac{P[dBW]}{10}} \cdot 1[W] \Rightarrow 10^{\frac{U[dBV]}{10}} \tag{6.4}$$

6.4 Spezielle Formeln

$$U[dBV] = 20 \cdot log_{10}(\frac{U_a[V]}{U_e[V]}) \tag{6.5}$$

Oben ist die Formel zum Umrechnen der **Übertragungsfunktion** für das **Bodediagramm** in dB angegeben. Da es sich bei der Übertragungsfunktion um **Spannungsgrößen** handelt wird mit dem **Faktor 20** multipliziert.

$$P[dBm] = 10 \cdot log_{10}(\frac{P[W]}{1[mW]}) \tag{6.6}$$

$$P[W] = 1[mW] \cdot 10^{\frac{P[dBm]}{10}} \tag{6.7}$$

Oben ist die Formel zum Umrechnen von **Watt** und **dBm** (siehe Unterkapitel „Besonderheiten bei Leistungsgrößen“).

6.5 Häufige Zahlenwerte

Normalraum	**dBW**	**dBV**
$0,001$	-30	-60
$0,01$	-20	-40
$0,1$	-10	-20
$0,5$	≈ -3	≈ -6
1	0	0
2	≈ 3	≈ 6
10	10	20
100	20	40
1000	30	60

7 Wechselstromtechnik

7.1 Komplexe Zahlen

Komplexe Zahlen sind die Erweiterung der Realen Zahlen $\mathbb{R}$:

$$\mathbb{N} \rightarrow \mathbb{Z} \rightarrow \mathbb{R}(\mathbb{Q} + \mathbb{I}) \rightarrow \mathbb{C} \tag{7.1}$$

Die Defintion $j = \sqrt{-1}$ ist hierbei besonders wichtig.

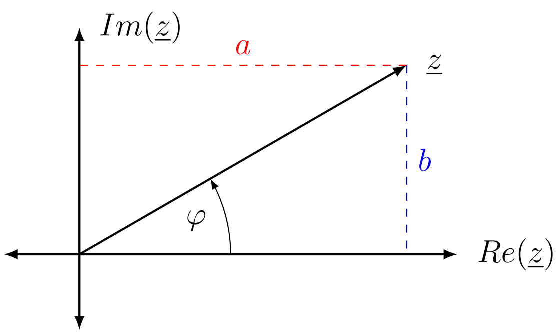
Beispiel

$$x^2 = -9 \tag{7.2}$$

$$x^2 = j^2 \cdot 9 \quad |\sqrt{} \tag{7.3}$$

$$\Rightarrow x_1 = 3j \qquad x_2 = -3j \tag{7.4}$$

Eine komplexe Zahl $\underline{z}$ besteht aus einem Realteil a und einem Imaginärteil b



Der Betrag des Zeigers ($|\underline{z}|$) ist die Länge, φ der Winkel zwischen der x-Achse und dem Zeiger.

$$\underline{z} = a + jb = Re(\underline{z}) + jIm(\underline{z}) \tag{7.5}$$

$$\underline{z} = |\underline{z}| \cdot e^{j\varphi} \tag{7.6}$$

Die Länge kann über den Pythagoras berechnet werden und der Winkel mit dem Arkustangens:

$$Re(\underline{z}) = |\underline{z}| \cdot cos(\varphi) \tag{7.7}$$

$$Im(\underline{z}) = |\underline{z}| \cdot sin(\varphi) \tag{7.8}$$

$$\varphi = arctan(\frac{Im(\underline{z})}{Re(\underline{z})}) \tag{7.9}$$

$$|\underline{z}| = \sqrt{Re(\underline{z})^2 + Im(\underline{z})^2} \tag{7.10}$$

7.1.1 Addition & Subtraktion

Die Summe & Differenz kompler Zahlen $\underline{z_1} = a + jb$ und $\underline{z_2} = c + jd$ ist definiert als

$$\underline{z_1} + \underline{z_2} = (a + c) + j(b + d) \qquad \underline{z_1} - \underline{z_2} = (a + c) - j(b + d) \tag{7.11}$$

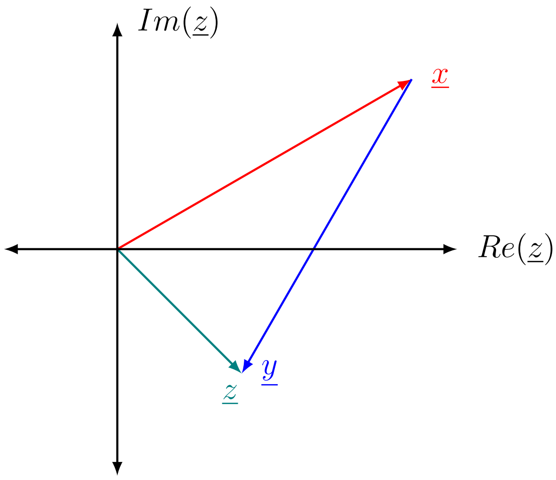
Es werden Real- und Imaginärteile addiert bzw. subtrahiert.

Grafisch können Zahlen in Zeigerdarstellung wie Vektoren addiert bzw. subtrahiert werden. D.h. beim Addieren wird das Ende eines Zeigers an die Spitze des anderen gehängt.

Beispiel

$\underline{x} = 3 \cdot e^{j \cdot 30°}$
$\underline{y} = 3 \cdot e^{j \cdot 240°}$

Gesucht: $\underline{z}$
$\underline{z} = \underline{x} + \underline{y}$



7.1.2 Multiplikation

Die Längen der Zeiger multiplizieren und die Winkel addieren:

$$\underline{y} \cdot \underline{z} = |\underline{y}| \cdot |\underline{z}| \cdot e^{j \cdot (\varphi_{\underline{y}} + \varphi_{\underline{z}})} \tag{7.12}$$

7.1.3 Division

Die Längen der Zeiger dividieren und die Winkel subtrahieren:

$$\frac{\underline{y}}{\underline{z}} = \frac{|\underline{y}|}{|\underline{z}|} \cdot e^{j \cdot (\varphi_{\underline{y}} - \varphi_{\underline{z}})} \tag{7.13}$$

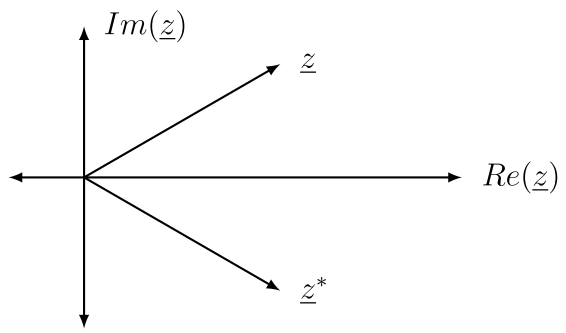
7.1.4 Konjugiert Komplexe Zahlen

Konjugiert-Komplexe Zahlen sind besonders wichtig, wenn man mit komplexen Zahlen rechnen möchte. Um die konjugiert-komplexe Zahl zu ermitteln, wird nur das Vorzeichen des Imaginärteils der Zahl umgedreht; sie wird als $\underline{z}^*$ angeschrieben.

$$\underline{z} = a + jb = |\underline{z}| \cdot e^{j\varphi} \tag{7.14}$$

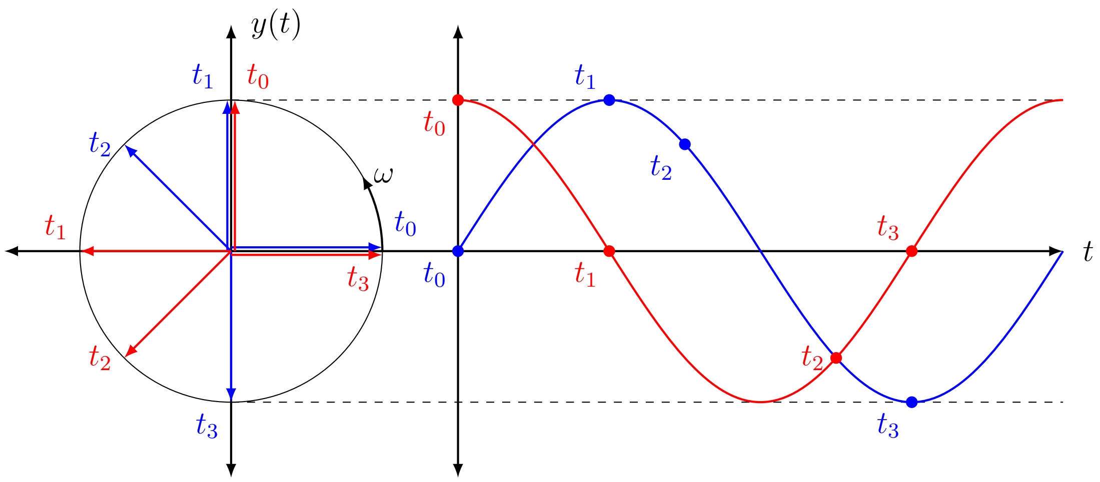
$$\underline{z}^* = a - jb = |\underline{z}| \cdot e^{-j\varphi} \tag{7.15}$$

Visuell ist es das Gleiche, als wenn man den Punkt auf der x-Achse spiegelt.



7.2 Zeigerdiagramm

Mit Zeigerdiagrammen kann man sinusförmige Funktion übersichtlicher darstellen. Die Zeiger folgen dem Einheitskreis und sollen zeigen, wie sich die Funktion zeitlich verhält.



7.3 Impedanz

Die Impedanz ist der "Widerstand" eines Systems, die aber auch die Frequenz einbezieht (weil der Imaginärteil nicht 0 ist). Sie wird mit z dargestellt.

$$\underline{z} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} \tag{7.16}$$

$$\underline{z} = R + jx \tag{7.17}$$

Beispiel

Kondensator: $C = 1\mu F$

$$\underline{z}_C = R + jx = \underline{x}_C \Rightarrow \qquad \underline{z}_C = \frac{1}{j \cdot \omega C} \cdot \frac{j}{j} \tag{7.18}$$

$$\underline{U} = 5V \cdot e^{j \cdot 0} \qquad f = 1kHz \tag{7.19}$$

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}}{\underline{z_C}} = \frac{5}{\frac{-j}{\omega C}} \tag{7.20}$$

7.4 Admittanz

Die Admittanz ist der Kehrwert der Impedanz und sozusagen "der Leitwert, zum Widerstand". Sie wird mit dem Buchstaben $\underline{y}$ angeschrieben.

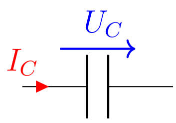
$$\underline{y} = \frac{1}{\underline{z}} \tag{7.21}$$

$$\underline{y} = G + jB \tag{7.22}$$

8 Lineare Bauteile

8.1 Kondensator

Ein Kondensator ist ein **passives Bauelement** und dazu, Energie zu speichern. Durch hineinfließenden **Strom**, wird Ladung in den Kondensator transportiert, wodurch **Spannung aufgebaut wird**.



Es gilt:

$$\Delta Q = C \cdot \Delta U = I \cdot \Delta t \tag{8.1}$$

- ΔQ ... Ladungsänderung in **Coulomb (**C**)**
- C ... Kapazität in **Farad (**F**)**
- Δt ... Zeitänderung in **Ampere (**A**)**
- ΔU ... Spannungsänderung in **Volt (**V**)**

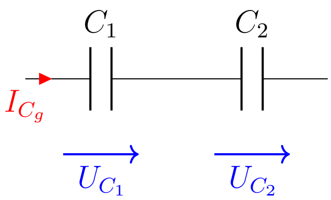
8.1.1 Schaltung von Kondensatoren

Serienschaltung

Es gilt:

$$C_g = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \tag{8.2}$$

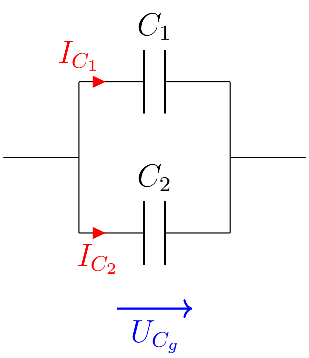
$$\frac{1}{C_g} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \tag{8.3}$$



Parallelschaltung

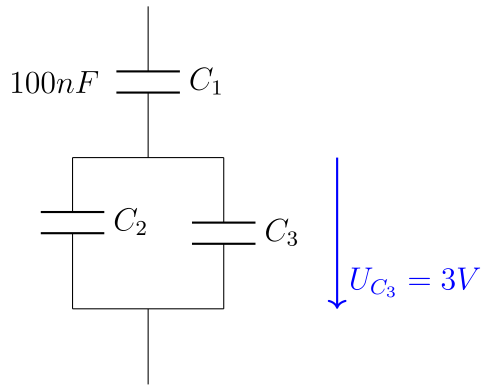
Es gilt:

$$C_g = C_1 + C_2 \tag{8.4}$$



Beispiel

Gegeben:



Gesucht: $Q_1, Q_2, Q_3, U_{C_1}, U_{C_2}, U_{C_3}, C_g$

$$Q_2 = C_2 \cdot U_{C_2} = 1[\mu F] \cdot 3[V] = 3[\mu C] \tag{8.5}$$
$$Q_3 = C_3 \cdot U_{C_3} = 2[\mu F] \cdot 3[V] = 6[\mu C] \tag{8.6}$$
$$Q_1 = Q_2 + Q_3 = 3[\mu C] + 6[\mu C] = 9[\mu C] \tag{8.7}$$

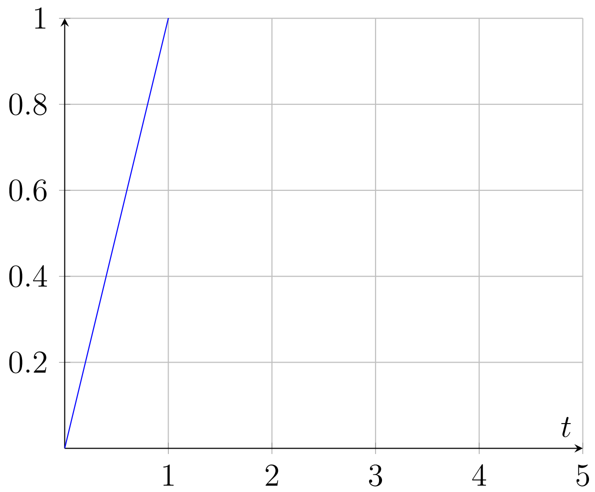
$$\Rightarrow U_{C_1} = \frac{Q_1}{C_1} = \frac{9[\mu C]}{0,1[\mu F] = 90[V]} \tag{8.8}$$

$$C_{2,3} = C_2 + C_3 = 1[\mu F] + 2[\mu F] = 3[\mu F] \tag{8.9}$$
$$C_g = \frac{C_{2,3} \cdot C_1}{C_{2,3} + C_1} = \frac{3[\mu F] \cdot 100[nF]}{3[\mu F] + 100[nF]} \tag{8.10}$$
$$C_g \approx 96,774[nF] \tag{8.11}$$

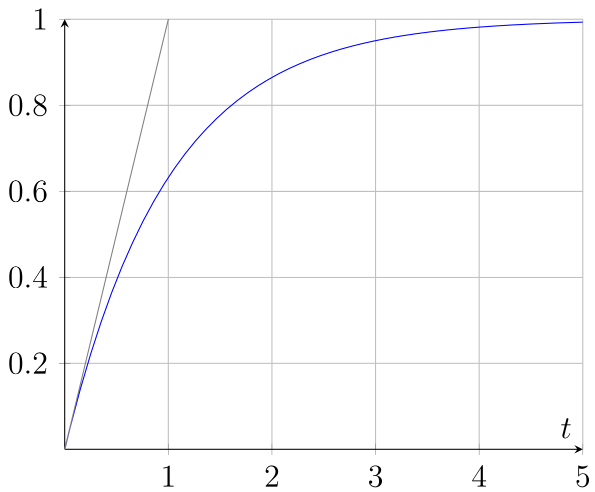
$$U_g = \frac{Q_g}{C_g} = \frac{9[\mu C]}{96,774[nF]} = 93[V] \tag{8.12}$$

8.1.2 Lade- & Entladekurven

Bei einem idealen Kondensator, d.h. mit einem Innenwiderstand von 0Ω, lädt sich dieser mit einer linearen Funktion auf. Ebenso würde er sich linear entladen, würde eine negative Spannung angelegt werden.



Reale Kondensatoren besitzen jedoch einen Innenwiderstand $R_i > 0\Omega$ und laden bzw. entladen sich deswegen mit einer Exponentialfunktion.



Dort wo die Tangente der Lade- bzw. Entladekurve den Maximalwert erreicht, kann τ abgelesen werden.
Dieses Beispiel verwendet einen Wert von $1s$.

8.1.3 Zeigerdiagramm

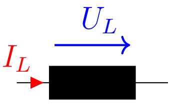
8.1.4 Blindwiderstand

Der Blindwiderstand eines Kondensators wird mit $\underline{x}_C = \frac{1}{j\omega C}$ beschrieben. Das heißt, die Impedanz (der "Widerstand") ist abhängig von der Frequenz ($j\omega$).

- Bei niedrigen Frequenzen wird der Kondensator zum Leerlauf:
  $\omega \to 0 : \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{0} = \infty$
- Bei hohen Frequenzen wird der Kondensator zum Kurzschluss:
  $\omega \to \infty : \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{\infty} = 0$

8.2 Spule

Eine Spule ist ein **passives Bauelement** um **Energie zu speichern**, indem aufgrund der angelegten Spannung ein **Magnetfeld** erzeugt wird.



$$U \cdot \Delta t = L \cdot \Delta I \tag{8.13}$$

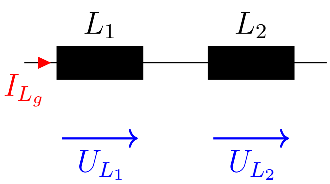
- U ... Spannung in **Volt (**V**)**
- Δt ... Zeitänderung in **Ampere (**A**)**
- L ... Induktivität in **Henry (**H**)**
- ΔI ... Stromänderung in **Ampere (**A**)**

8.2.1 Schaltung von Spulen

Serienschaltung

Es gilt:

$$L_g = L_1 + L_2 \tag{8.14}$$

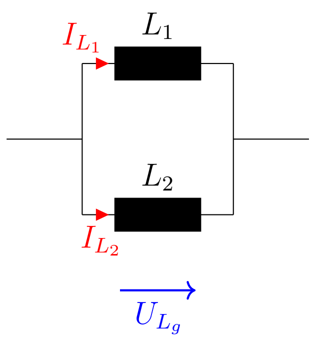


Parallelschaltung

Es gilt:

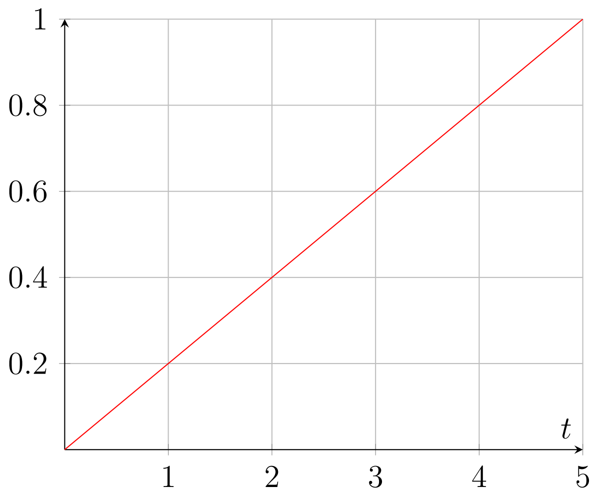
$$L_g = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2} \tag{8.15}$$

$$\frac{1}{L_g} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \tag{8.16}$$



8.2.2 Lade- & Entladekurven

Wenn konstante Spannung an einer Spule angelegt wird, steigt der Strom linear. Dies passiert so lang, bis die Spule schlussendlich durchbrennt, oder die Spannung auf $0V$ bzw. weniger als $0V$ eingestellt wurde.



8.2.3 Zeigerdiagramm

8.3 Induktivitäten

8.3.1 Definition der Induktivität L einer Spule

Die Induktivität einer Spule beschreibt die Proportionalität zwischen magnetischem Verkettungsfluss Φ_v, und Spulenstrom i.

$$\Phi_v = N \cdot \Phi = L \cdot i \tag{8.17}$$

- Φ ... Fluss durch die Spule in $[Wb]$
- N ... Windungszahl
- Φ_v ... Verkettungsfluss der Spule in $[Wb]$
- L ... Induktivität in $[H]$
- i ... Strom durch die Spule $[A]$

8.3.2 Selbstinduktionsspannung einer Spule

$$u_L = -L \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t} \tag{8.18}$$

- u_L ... Selbstinduktionsspannung in $[V]$
- L ... Induktivität in $[H]$
- $\frac{\Delta i}{\Delta t}$ ... Stromänderung in $[\frac{A}{s}]$

8.3.3 Induktivität einer Spule

Die Induktivität einer Spule ist proportional dem Qudrat der Windungszahl.

$$L = N^2 \cdot \frac{1}{R_m} = N^2 \cdot \Lambda \tag{8.19}$$

- L ... Induktivität in $[H]$
- N ... Windungszahl

- R_m ... magnetischer Widerstand in $[\frac{1}{H}]$
- Λ ... magnetischer Leitwert in $[H]$

8.3.4 Induktivität einer schlanken Zylinderspule

$$L = N^2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{A}{l} \tag{8.20}$$

- L ... Induktivität in $[H]$
- N ... Windungszahl
- μ_0 ... Permeabilität des leeren Raumes in $[\frac{Vs}{Am}]$
- R_m ... Spulenfläche in $[m^2]$
- l ... Spulenlänge in $[m]$

8.3.5 Induktivität einer Zylinderspule mit $\frac{l}{d} > 10$

$$L = k \cdot N^2 \mu_0 \cdot \frac{A}{l} \tag{8.21}$$

- L ... Induktivität in $[H]$
- N ... Windungszahl
- k ... Korrekturfaktor
- μ_0 ... Permeabilität des leeren Raumes in $[\frac{Vs}{Am}]$
- A ... Spulenfläche in $[m^2]$
- l ... Spulenlänge in $[m]$

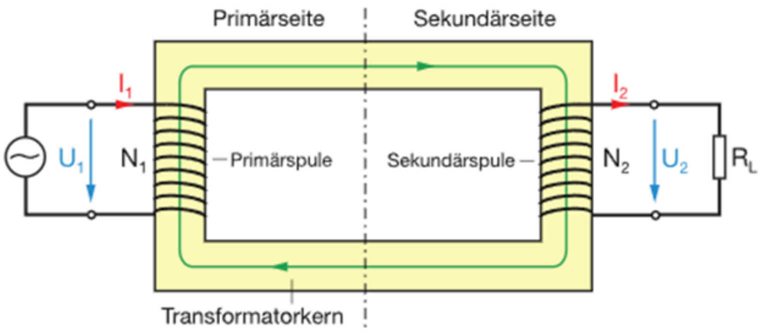
8.3.6 Induktivität einer schlanken Zylinderspule mit Eisenkern

$$L = N^2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{A}{l_{Fe}} \tag{8.22}$$

- L ... Induktivität in $[H]$
- N ... Windungszahl
- μ_0 ... Permeabilität des leeren Raumes in $[\frac{Vs}{Am}]$
- μ_0 ... relative Permeabilität im Arbeitspunkt
- R_m ... Spulenfläche in $[m^2]$
- l_{Fe} ... mittlere Eisenlänge $[m]$

8.4 Transformator / Übertrager

Zwei oder mehrere magnetisch gekoppelte Spulen:



8.4.1 Übersetzungsverhältnis

Bei einem Transformator werden die Spannungen im Verhältnis der Windungszahlen von Primär- und Sekundärspule umgesetzt. Die Ströme werden im umgekehrten Verhältnis der Windungszahlen transformiert.

$$\text{ü} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{I_1}{I_2} = \frac{N_1}{N_2} \tag{8.23}$$

- ü ... Übersetzungsverhältnis
- U_1 ... Primärspannung in $[V]$
- U_2 ... Sekundärspannung in $[V]$
- I_1 ... Primärstrom in $[A]$
- I_2 ... Sekundärstrom in $[A]$
- N_1 ... Primärwindungen
- N_2 ... Sekundärwindungen

8.5 RLC Netzwerke

8.5.1 Die Zeitkonstante Tau

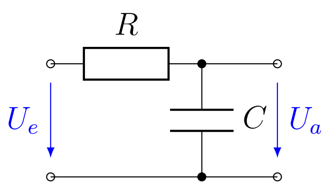
Die Zeitkonstante τ (Tau) beschreibt den Zusammenhang zwischen den verbauten Bauteilen. Somit können mithilfe von Spannungskurven auf die Bauteilwerte rückgeschlossen werden.
Eine weitere Möglichkeit auf Tau zu kommen ist die Berechnung mit den unten angegebenen Formeln:

- RC-Netzwerk: $\tau = R \cdot C$
- LR-Netzwerk: $\tau = \frac{L}{R}$

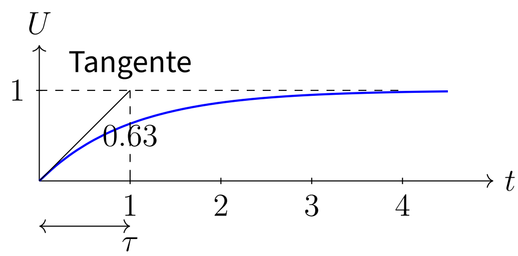
Taumessung bei Ladekurven

τ kann sowohl beim Entladevorgang (siehe „Taumessung bei Entladekurven“) als auch beim Ladevorgang abgelesen werden. Bei Ladevorgängen wird eine Tangente aus dem Ursprung der Funktion gelegt. Diese Tangente schneidet anschließend den Maximalspannungswert. Wenn man diesen Schnittpunkt dann im 90° Winkel zur Zeitachse runter verbindet, kann Tau an diesem Punkt abgelesen werden:

RC-Glied



Fix Entladekurve



Wichtige Kenndaten zu Tau bei Entladekurven:

- Bei 63% der Maximalspannung kann τ abgelesen werden.
- Bei 95% der Maximalspannung kann 2τ abgelesen werden.
- Bei 99% der Maximalspannung kann 3τ abgelesen werden

Taumessung bei Entladekurven

Im folgenden Bild ist die Spannung an einer Spule angegeben. τ befindet sich bei 37$\%$ der Maximalspannung U_0. Nach dem Einzeichnen der 37% kann τ auf der Zeitachse abgelesen werden: Wichtige Kenndaten zu Tau bei Entladekurven:

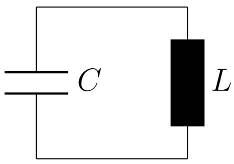
- Bei 37$\%$ der Maximalspannung (nach 63$\%$ Abfall) kann τ abgelesen werden.
- Bei 5$\%$ der Maximalspannung (nach 95$\%$ Abfall) kann $2 \cdot \tau$ abgelesen werden.
- Bei 1$\%$ der Maximalspannung (nach 99$\%$ Abfall) kann $3 \cdot \tau$ abgelesen werden.

8.5.2 Schwingkreis

Ein elektrischer Schwingkreis (auch als Resonanzkreis bekannt) ist eine resonanzfähige elektrische Schaltung aus einer Spule L und einem Kondensator C, die elektrische Schwingungen ausführen kann. In der Mechanik gibt es ebenfalls Schwingkreise. Diese sind aber für diese Mitschrift nicht von Bedeutung. Ein durchwegs bekanntes mechanisches Bauteil, welches elektrische Schwingungen erzeugen kann, ist der Quarz.

LC-Schwingkreis

Ein sogenannter LC-Schwingkreis besteht wie der Namen schon sagt aus einer Spule und einem Kondensator. Zusätzlich wird ein Widerstand eingebaut, dass der Schwingkreis ordentlich schwingen kann.



Um die Resonanzfrequenz oder auch umgangssprachlich Schwingfrequenz genannt, kann über die sogenannte „Thomson’sche Schwingungsformel“ berechnet werden:

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

Die Kreisfrequenz bei Resonanz wird mit der folgenden Formel berechnet:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$$

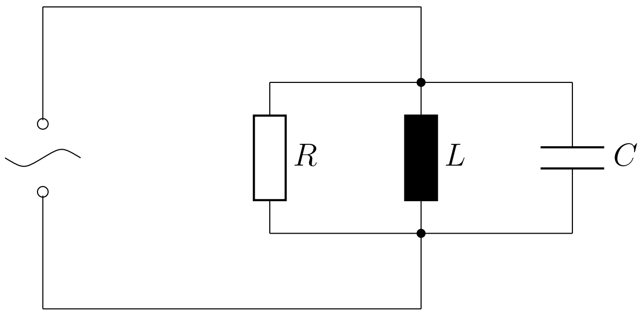
Die untere und die obere Grenzfrequenz ergeben sich aus den $-3dB$-Punkten ($3dB$-Bandgrenzen). Bei $\sqrt{2}$ der Maximalspannung können die Grenzfrequenzen berechnet werden. Ein anderer Weg auf die Bandgrenzen zu kommen ist es, drei dB von der Resonanzfrequenz abzuziehen und diese dann einzuzeichnen.

$$B = f_o - f_u$$

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

- B ... Bandbreite in Hz
- f_o ... obere Grenzfrequenz in Hz
- f_u ... untere Grenzfrequenz in Hz
- f_r ... Resonanzfrequenz in Hz
- Q ... Güte des Resonanzkreises

Parallelschwingkreis



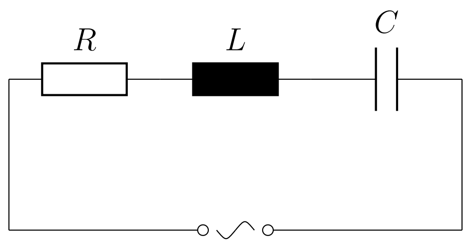
$$Q = \frac{R}{X} = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot L} =$$

$$2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot C \cdot R =$$

$$R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}$$

Bei diesem Diagramm eilt die Spannung dem Strom hinterher.

Serienschwingkreis



$$Q = \frac{X}{R} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot L}{R} =$$

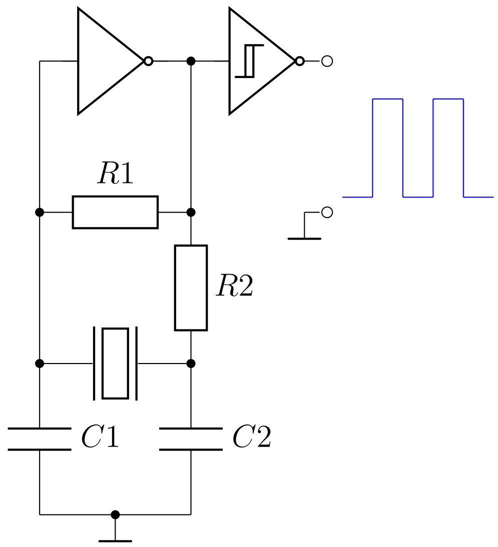
$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot C \cdot R} =$$

$$\frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Bei diesem Diagramm eilt der Strom der Spannung hinterher.

Quarz - Schwingkreis

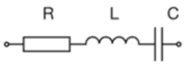
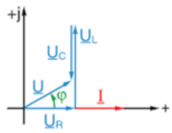
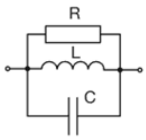
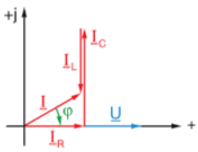
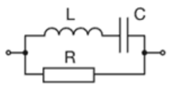
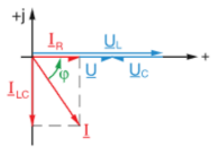
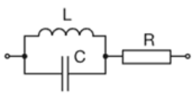
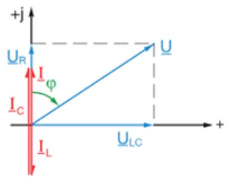
Hier angegeben ist der Pierce Oszillator. Dieser kann einfach mit einem Quarz der Wahl aufgebaut werden. Es kann durchaus möglich sein, dass es bei Microcontrollern oder ICs nötig ist, einen Quarz-Oszillator aufzubauen.

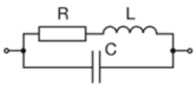
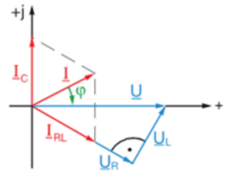
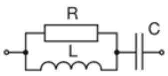
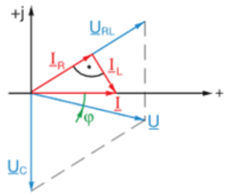
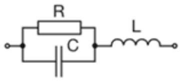
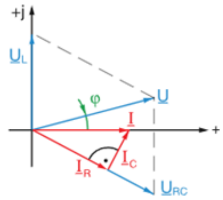
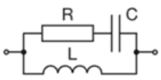
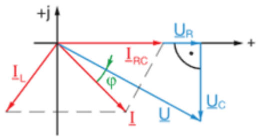


In dieser Schaltung wurden beispielsweise folgende Bauteilwerte genutzt:

- $R_1 : 100k\Omega ... 10M\Omega$
- $R_2 : 10\Omega ... 4.7k\Omega$
- $C_1, C_2 : 10pF ... 82pF$

8.5.3 RLC-Kombinationen

	Schaltbild	Zeigerbild	Formel für Resonanz
a			$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$
b			$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$
b			$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$
d			$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$

e			$\omega_r = \sqrt{\frac{1}{L\cdot C} - \frac{R^2}{L^2}}$
f			$\omega_r = \sqrt{\frac{1}{L\cdot C - \frac{L^2}{R^2}}}$
g			$\omega_r = \sqrt{\frac{1}{L\cdot C} - \frac{1}{R^2\cdot C^2}}$
h			$\omega_r = \sqrt{\frac{1}{L\cdot C - R^2\cdot C^2}}$

Güte?

8.6 Übertragungsfunktion

Die Übertragungsfunktion beschreibt das Ausgangs- im Vergleich zum Eingangssignal und ist definiert als

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} \tag{8.24}$$

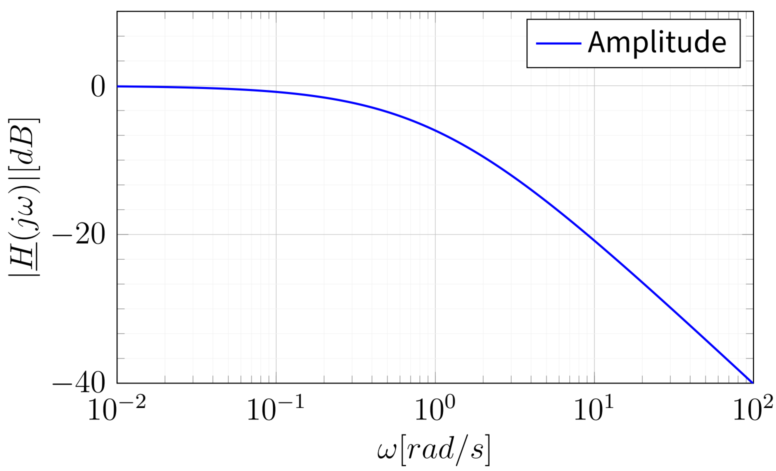
wobei $\underline{U}_1, \underline{U}_e$ der Eingang und $\underline{U}_2, \underline{U}_a$ der Ausgang ist.

8.6.1 Bodediagramm

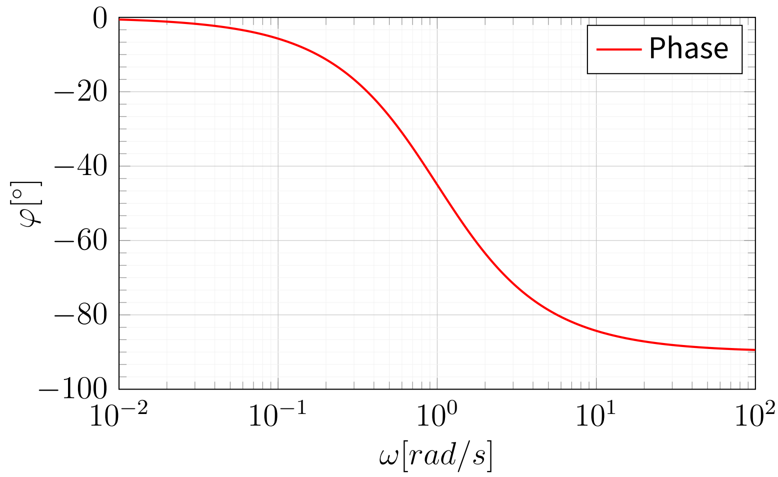
Das Bodediagramm zeigt das Verhalten eines Systems im logarithmischen Frequenzbereich. Es besteht aus Amplitudengang (in dB) und Phasengang (in °) und veranschaulicht die Übertragungsfunktion $H(j\omega)$.

Der **Amplitudengang** zeigt die Verstärkung oder Dämpfung eines Systems des Ausgangssignals im Vergleich zum Eingangssignal bei verschiedenen Frequenzen. Er wird in Dezibel angegeben und entspricht dem Betrag $|H(j\omega)|$.
Der **Phasengang** zeigt die Verzögerung oder Voreilung des Ausgangssignals im Vergleich zum Eingangssignal bei verschiedenen Frequenzen. Dies wird in Grad angegeben.

Amplitudengang:



Phasengang:



8.6.2 Umrechnen rad/s nach Hz

Die Kreisfrequenz ω wird in Einheiten Radiant pro Sekunde (rad/s) angegeben und beschreibt, wie schnell sich ein periodisches Signal pro Sekunde vollständig umkreist oder vollständig durchläuft.
Die Frequenz f wird in Hertz (Hz) gemessen und gibt an, wie oft sich ein periodisches Signal innerhalb einer Sekunde wiederholt oder wie viele vollständige Zyklen es pro Sekunde durchläuft.
Die Umrechnung zwischen ω und f erfolgt durch folgende Formel:

$$\omega = 2\pi f$$

Umrechnung von f zu ω

$$f = \frac{\omega}{2\pi}$$

8.7 Filter

8.7.1 Grenzfrequenz

Die Grenzfrequnez bezeichnet die Frequenz, bei der ein Filter anfängt, Signale zu beeinflussen oder zu verändern.

- **Definition:** Die Grenzfrequenz bei Filter 1. Ordnung ist bei 3 dB definiert, an diesem Punkt ist das Ausgangssignal im Vergleich zum Eingangssignal um 3 dB abgeschwächt. 3 dB entspricht $\sqrt{\frac{1}{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,7071$. Das entspricht 70,71% der Eingangsspannung. Bei Filter 2.Ordnung ist diese bei 6dB.

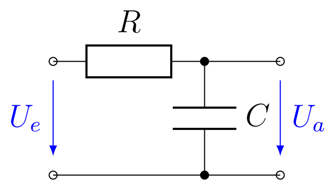
- **Bandbreite:** Die Bandbreite eines Filters ist zwischen den beiden 3-dB-Punkten definiert.

- **Phase:** Bei Filtern erster Ordnung beträgt die Phasenverschiebung bei der Grenzfrequenz 45 Grad. Zweiter Ordnung beträgt die Phasenverschiebung 90 Grad

8.7.2 Tiefpass

Ein Tiefpassfilter lässt Signale mit niedrigen Frequenzen passieren, während hohe Frequenzen blockiert werden. Filter 1.Ordnung können durch LR- oder RC-Glieder aufgebaut werden. Zweiter Ordnung mit einem LC-Glied.

RC-Glied



Bei niedrigen Frequenzen verhält sich der Kondensator wie ein Leerlauf, was bedeutet, dass die Ausgangsspannung U_a die gleiche Spannung wie die Eingangsspannung U_e aufweist. Bei hohen Frequenz wird der Kondensator jedoch zu einem Kurzschluss, dieses bedeutet das am Ausgang das kein Spannung anliegt.

Übertragungsfunktion:

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{U_a}(j\omega)}{\underline{U_e}(j\omega)} = \frac{X_C}{R + X_C} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

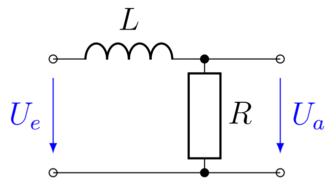
Betrag der Übertragungsfunktion:

$$|\underline{H}(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega CR)^2}}$$

Berechnung Grenzfrequenz:

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC}$$

LR-Glied



Bei niedrigen Frequenzen verhält sich die Spule wie ein Kurzschluss, was bedeutet, dass die Ausgangsspannung U_a die gleiche Spannung wie die Eingangsspannung U_e aufweist. Bei hohen Frequenz wird die Spule jedoch zu einem Leerlauf, dieses bedeutet das am Ausgang das kein Spannung anliegt.

Übertragungsfunktion:

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{U_a}(j\omega)}{\underline{U_e}(j\omega)} = \frac{R}{X_L + R} = \frac{R}{j\omega L + R} = \frac{1}{1 + \frac{j\omega L}{R}}$$

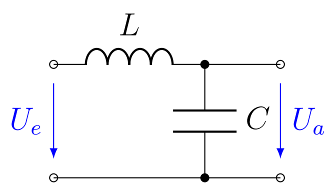
Betrag der Übertragungsfunktion:

$$|\underline{H}(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{\omega L}{R})^2}}$$

Berechnung Grenzfrequenz:

$$f_g = \frac{R}{2\pi L}$$

LC-Glied



Übertragungsfunktion:

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{U_a}(j\omega)}{\underline{U_e}(j\omega)} = \frac{X_C}{X_L + X_C} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 - \omega^2 LC}$$

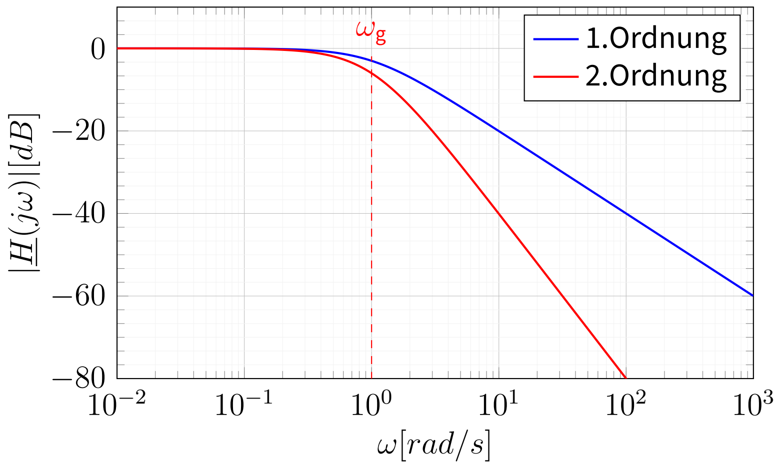
Betrag der Übertragungsfunktion:

$$|\underline{H}(\omega)| = \frac{1}{1 + \omega^2 LC}$$

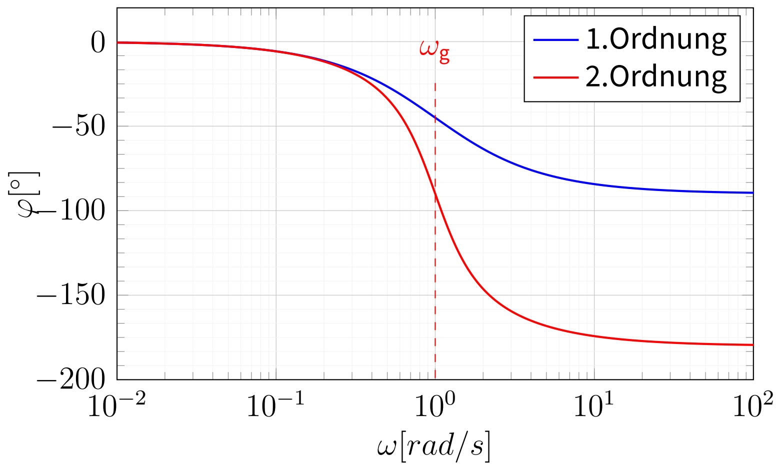
Berechnung Grenzfrequenz:

$$f_g = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Amplitudendgang:



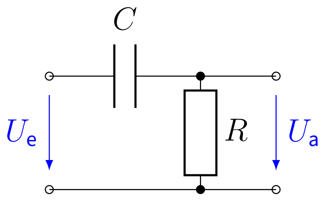
Phasengang:



8.7.3 Hochpass

Ein Hochpassfilter lässt nur Signale mit hohen Frequenzen passieren und blockiert niedrige Frequenzen. Filter erster Ordnung können mit RC- oder RL-Gliedern realisiert werden. Zweiter Ordnung mit einem LC-Glied.

RC-Glied



Übertragungsfunktion:

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{U_a}(j\omega)}{\underline{U_e}(j\omega)} = \frac{R}{X_C + R} = \frac{R}{\frac{1}{j\omega C} + R} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega RC}}$$

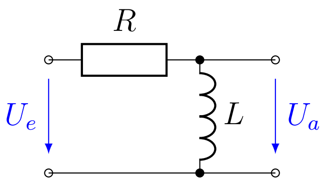
Betrag der Übertragungsfunktion:

$$|\underline{H}(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{1}{\omega RC})^2}}$$

Berechnung Grenzfrequenz:

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC}$$

RL-Glied



Übertragungsfunktion:

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{U_a}(j\omega)}{\underline{U_e}(j\omega)} = \frac{X_L}{R + X_L} = \frac{j\omega L}{R + j\omega L} = \frac{1}{1 + \frac{R}{j\omega L}}$$

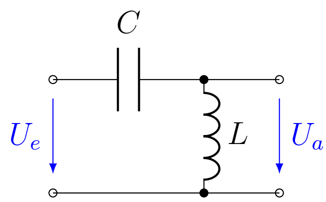
Betrag der Übertragungsfunktion:

$$|\underline{H}(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{R}{\omega L})^2}}$$

Berechnung Grenzfrequenz:

$$f_g = \frac{R}{2\pi L}$$

LC-Glied



Übertragungsfunktion:

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{U_a}(j\omega)}{\underline{U_e}(j\omega)} = \frac{X_L}{X_C + X_L} = \frac{j\omega L}{\frac{1}{j\omega C} + j\omega L} = -\frac{\omega^2 LC}{1 - \omega^2 LC}$$

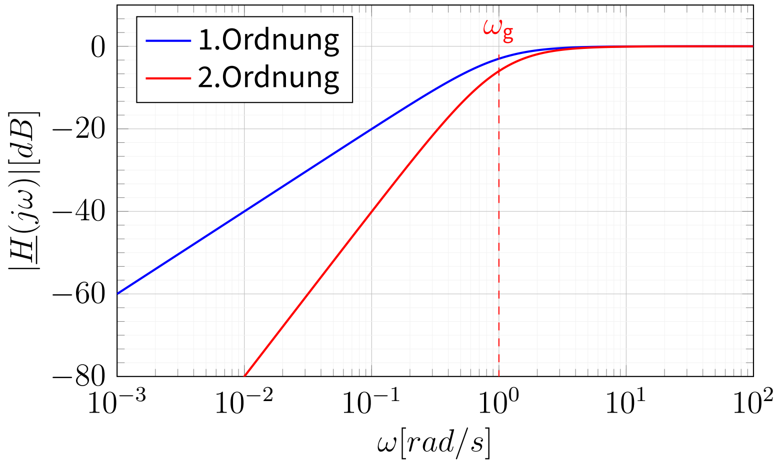
Betrag der Übertragungsfunktion:

$$|\underline{H}(\omega)| = \frac{\omega^2 LC}{1 + \omega^2 LC}$$

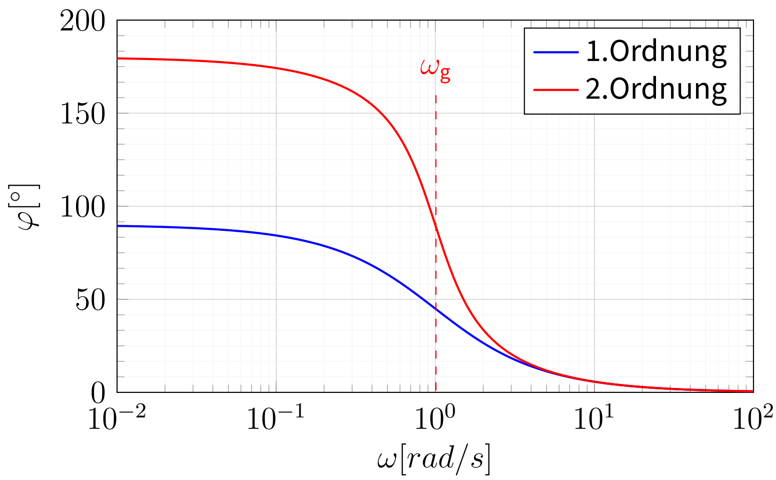
Berechnung Grenzfrequenz:

$$f_g = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Amplitudengang:



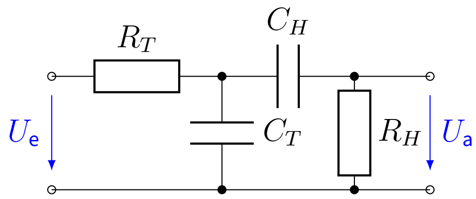
Phasengang:



8.7.4 Bandpass

Ein Bandpassfilter lässt nur Signale innerhalb eines bestimmten Frequenzbereichs passieren und blockiert Signale außerhalb dieses Bereichs. Filter 1.Ordnung können durch RC-Netzwerk aufgebaut werden. Dieses kann durch einen Hochpassfilter und Tiefpassfilter aufgebaut werden.

RC-Netzwerk



Übertragungsfunktion:

$$\mathbf{R_T = R_H / C_T = C_H:}$$

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{U_a}(j\omega)}{\underline{U_e}(j\omega)} = \frac{1}{3 + j(\omega RC - \frac{1}{\omega RC})}$$

$$\mathbf{R_T \neq R_H / C_T \neq C_H:}$$

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{U_a}(j\omega)}{\underline{U_e}(j\omega)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega R_H C_H}} + \frac{1}{1 + j\omega R_T + C_T}$$

Betrag der Übertragungsfunktion:

$$\mathbf{R_T = R_H / C_T = C_H:}$$

$$|\underline{H}(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{9 + (\omega RC - \frac{1}{\omega RC})^2}}$$

$$\mathbf{R_T \neq R_H / C_T \neq C_H:}$$

$$|\underline{H}(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{1}{\omega R_H C_H})^2}} + \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega C_T R_T)^2}}$$

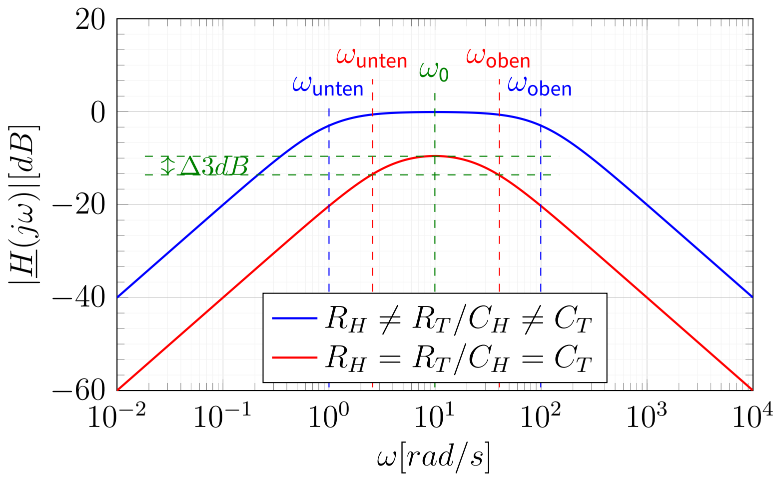
Berechnung Grenzfrequenzen:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

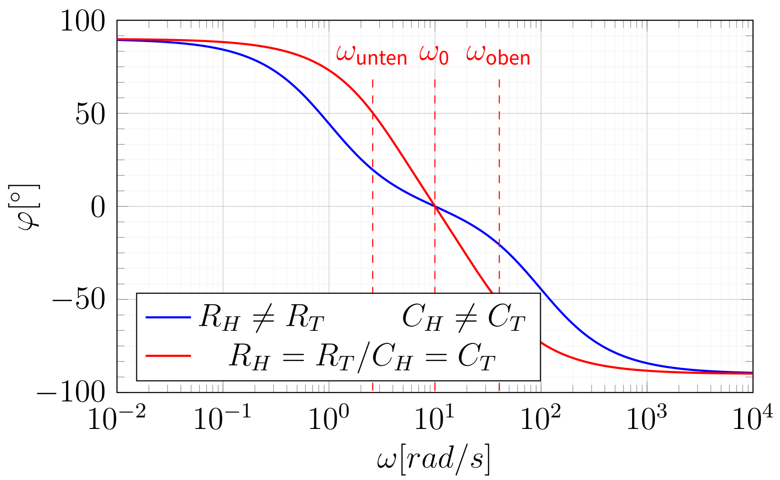
$$f_0 = \sqrt{f_{oben} \cdot f_{unten}}$$

$$B = f_{oben} - f_{unten}$$

Amplitudengang:

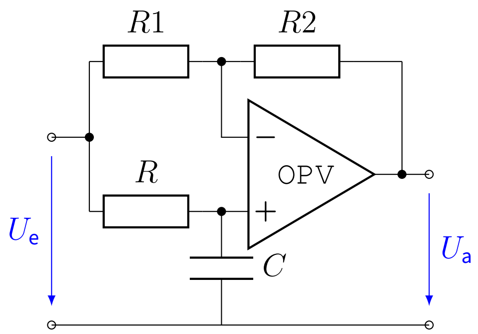


Phasengang:



8.7.5 Allpass / Phasenschieber

Ein Allpassfilter lässt alle Frequenzen passieren, ändert jedoch die Phasenlage der Signale, während die Amplituden unverändert bleiben.



Übertragungsfunktion:

$$R_1 = R_2 \Rightarrow \text{Verstärkung} = \frac{R_2}{R_1} = 1$$

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{U_a}(j\omega)}{\underline{U_e}(j\omega)} = \frac{2}{j\omega RC + 1} - 1 = \frac{2 - j\omega RC - 1}{j\omega RC + 1} = \frac{1 - j\omega RC}{1 + j\omega RC}$$

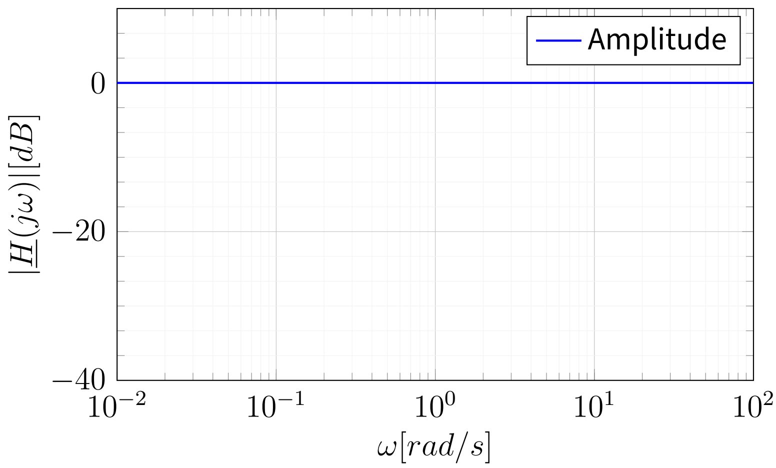
Betrag der Übertragungsfunktion:

$$|\underline{H}(\omega)| = \frac{1 + j\omega RC}{1 + j\omega RC}$$

Berechnung Grenzfrequenz:

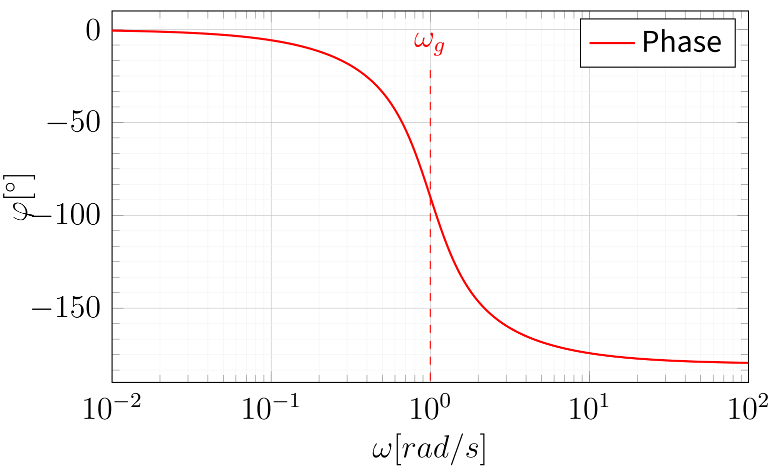
$$f_g = \frac{1}{2\pi RC}$$

Amplitudengang:



Amplitude
0
−20
−40
$|\underline{H}(j\omega)|[dB]$
10^{-2}
10^{-1}
10^{0}
10^{1}
10^{2}
$\omega[rad/s]$

Phasengang:



Phase
ω_g
0
−50
−100
−150
$\varphi[°]$
10^{-2}
10^{-1}
10^{0}
10^{1}
10^{2}
$\omega[rad/s]$

9 Halbleiter

9.1 PN-Übergang

Ein PN-Übergang ist ein grundlegendes Modell in elektronischen Bauteilen wie Dioden. Er besteht aus **zwei Halbleiterschichten**: einer **n-dotierten** Schicht mit **Elektronenüberschuss** und einer **p-dotierten** Schicht mit **Löcherüberschuss**. Beim Zusammenfügen diffundieren Elektronen in die p-Schicht und Löcher in die n-Schicht, was eine **Raumladungszone** erzeugt.

Der PN-Übergang steuert den Stromfluss:

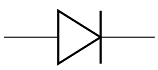
- In **Durchlassrichtung fließt Strom**, wenn eine positive Spannung auf die p-Seite und eine negative auf die n-Seite angelegt wird.
- In **Sperrrichtung blockiert** die Raumladungszone den Stromfluss.

Er ist entscheidend für die Umwandlung von elektrischer Energie in Licht (wie in LEDs) oder von Licht in elektrische Energie (wie in Solarzellen).

9.2 Dioden

Eine Diode ist ein elektronisches Element, das Strom in einer Richtung passieren lässt und in der anderen Richtung blockiert. Sie besteht aus einem PN-Übergang und hat wichtige Kenngrößen wie die **Durchlassspannung**, die **Sperrspannung** und den **Durchlassstrom**. Dioden finden in Gleichrichtern, Schutzschaltungen und in der Signalverarbeitung Anwendung. In der Elektronik bestehen die meisten Dioden aus dem Halbleitermaterial **„Silizium“**.

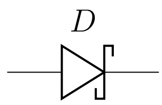
D



Das obere Diagramm zeigt das Diodenspannungsdiagramm. Rechts von der y-Achse liegt der Durchlassbereich. Dieser liegt für gewöhnlich zwischen 0,6V und 0,8V. Normalerweise werden für handelsübliche Dioden **0,7V Sperrspannung** angenommen. Bei einer Spannung, die in Sperrrichtung angelegt ist, bricht die Diode laut dem oberen Diagramm bei 100V durch.

9.2.1 Schottky-Dioden

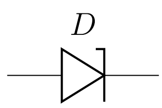
Normale Dioden und Schottky-Dioden unterscheiden sich in ihrer Funktionsweise und Struktur. Während normale Dioden aus einem **PN-Übergang** bestehen, besteht bei Schottky-Dioden der Übergang aus einem Metall-Halbleiter-Kontakt. Dadurch haben Schottky-Dioden eine **niedrigere Durchlassspannung** (ca. **0,4V**) und eine **schnellere Schaltgeschwindigkeit** im Vergleich zu normalen Dioden. Sie eignen sich besonders gut für Anwendungen, die schnelle Schaltzeiten erfordern, wie Hochfrequenzschaltungen und Leistungsverstärker.



Im Diagramm ist eine typische Spannungskennlinie einer Schottky-Diode ersichtlich.

9.2.2 Zener-Dioden

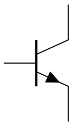
Während normale Dioden den Strom in einer Richtung leiten und in der anderen blockieren, können Zener-Dioden in Durchlassrichtung auch bei einer bestimmten Sperrspannung betrieben werden, wodurch sie als Spannungsreferenz oder Spannungsregler fungieren. Diese charakteristische Sperrspannung ermöglicht es der Zener-Diode, eine stabile Ausgangsspannung zu liefern, selbst wenn die Eingangsspannung variiert. Zener-Dioden werden häufig in Spannungsregelschaltungen, Spannungsteilern und Schutzschaltungen eingesetzt.

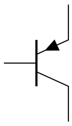


Im oberen Diagramm ist die Durchlasskennlinie der verschiedenen Z-Diodentypen zu sehen. Um die genaue Durchlassspannung zu ermitteln, muss im Datenblatt nachgelesen werden.

9.3 Bipolartransistor

Es gibt zwei Arten: PNP und NPN. Bei einem PNP-Transistor liegen zwischen einem positiv geladenen Material (P-Typ) zwei negativ geladene Materialien (N-Typ). Bei einem NPN-Transistor ist es umgekehrt: Zwischen zwei positiv geladenen Materialien befindet sich ein negativ geladenes Material. Wenn eine kleine Strommenge an einem der Anschlüsse (Emitter) angelegt wird, kann der Transistor den größeren Stromfluss zwischen den anderen beiden Anschlüssen (Kollektor und Basis) kontrollieren. Diese Fähigkeit macht Bipolartransistoren sehr nützlich in vielen elektronischen Geräten, wie z.B. Verstärkern und Schaltern.


NPN


PNP

Bipolartransistoren können den Strom "verstärken", indem sie einen kleinen Basisstrom in einen größeren Kollektorstrom umwandeln. Für einen NPN-Transistor ist die Formel für den Stromverstärkungsfaktor $V = \frac{I_C}{I_B}$, wobei IC der Kollektorstrom und IB der Basis-Strom ist. Für einen PNP-Transistor wäre es $V = \frac{I_C}{I_E}$, wobei IE der Emitter-Strom ist.

9.3.1 Treiberschaltung

Typischerweise besteht eine solche Treiberschaltung aus einem Bipolartransistor, der als Schalter fungiert, und einem Eingangssignal, das die Basis dieses Transistors steuert. Wenn das Eingangssignal anliegt, fließt ein kleiner Basisstrom, der den Bipolartransistor aktiviert und es ermöglicht, einen größeren Strom an den Ausgang zu leiten. Diese Schaltung kann anschließend beispielsweise einen MOSFET treiben.
Für R_1 sind rund $10k\Omega$ angemessen, um nicht zu viel Strom zu verbrauchen. R_2 kann typischerweise wenige Ohm haben.

9.4 MOSFET

Ein MOSFET nutzt einen **PN-Übergang**, der zwischen **Source** und **Drain** liegt, um den Stromfluss zu kontrollieren. Das Besondere ist jedoch das **Gate**, das eine isolierte Metall- oder Dotierschicht über dem Halbleiter bildet. Wenn eine Spannung am Gate angelegt wird, entsteht ein elektrisches Feld im Halbleiter, das die Ladungsträger beeinflusst und den Stromfluss zwischen Source und Drain steuert. Diese Fähigkeit, den Stromfluss mit einer kleinen Spannung am Gate zu kontrollieren, macht den MOSFET zu einem vielseitigen Bauteil in elektronischen Schaltungen.

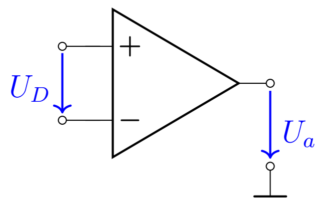
Dazu wird noch in N-Kanal und P-Kanal-MOSFETs unterschieden. Die **N-Kanal** sind als **Low-Side-Switches** und die **P-Kanal** sind als **High-Side-Switches** zu verwenden. Um den MOSFET leitend zu machen, muss eine **Spannungsdifferenz** von rund **5V zwischen Gate und Source** angelegt werden, da diese ansonsten heiß werden können, weil sie nicht komplett leiten. Sogenannte **Logic-Level-MOSFETs** leiten bereits ab einer Spannung von **2,5V**.

10 OPV-Schaltungen

Prinzipiell gilt beim OPV immer: $V = \frac{U_a}{U_D}$

- V ist die Verstärkung
- U_a ist die Ausgangsspannung
- U_D ist die Differenzspannung (zwischen dem "+"- und "-"-Eingang).

Wichtig zu wissen ist, dass **kein Strom in den OPV fließt**.
Außerdem versucht er die Differenzspannung U_D **immer auf** $0V$ zu regeln!



Aufgrund der typischen Verstärkung von $20...200.000$, erreicht der OPV seine Aussteuergrenze, weswegen gilt:

- $\underline{U_D > 0V \Rightarrow U_a = V_{CC}}$ (positive Versorgungsspannung) und
- $\underline{U_D < 0V \Rightarrow U_a = V_{SS}}$ (negative Versorgungsspannung).

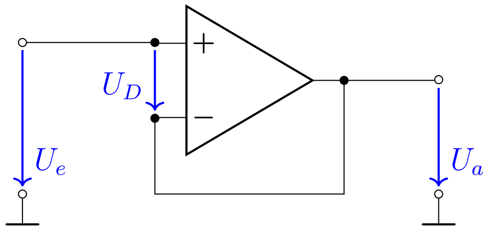
Die verschiedenen Schaltungen verwenden dieses Verhalten zu deren Gunsten.

Bei **symmetrischer Versorgung** gilt: $V_{SS} = -V_{CC}$.
Bei **unsymmetrischer Versorgung** gilt: $V_{SS} \neq -V_{CC}$ (typ. GND).

10.1 Verstärker

10.1.1 Impedanzwandler

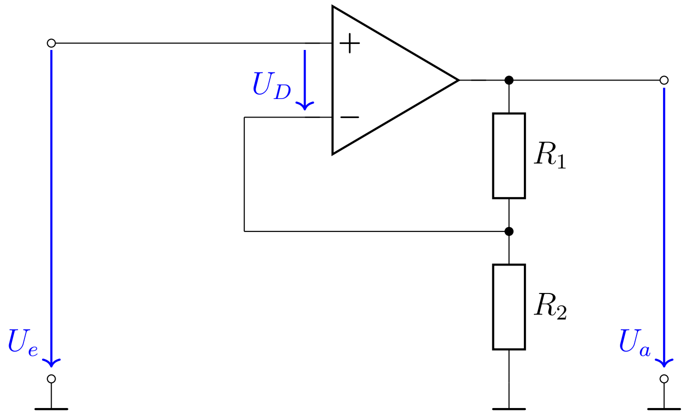
Der Impedanzwandler ist dazu da, um dem folgenden System mehr Strom liefern zu können; weil $U_a = U_e$ gilt, ist die Verstärkung hier $V = 1$:



Dieser Wandler wird auch "Spannungsfolger" genannt.

10.1.2 Nicht-Invertierender Verstärker

Diese Schaltung verstärkt U_e bis zur Aussteuergrenze; z.B.: bei $V = +2$ wird $+2,5V$ zu $+5V$



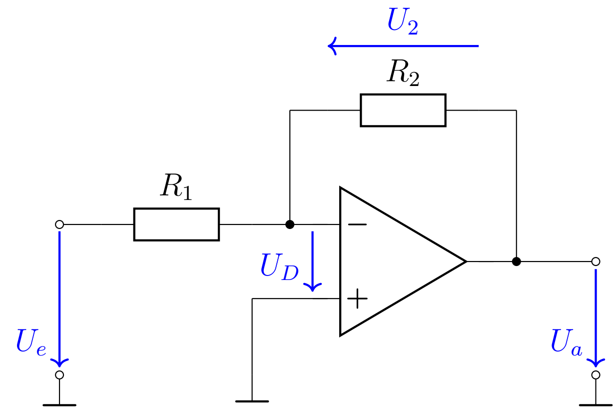
Für die Dimensionierung der Widerstände gilt:

$$V = \frac{U_a}{U_e} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \tag{10.1}$$

Es wird einer der Widerstände angenommen (typischerweise R_2) und berechnet den zweiten.

10.1.3 Invertierender Verstärker

Diese Schaltung invertiert U_e und verstärkt das Signal bis zur Aussteuergrenze; z.B.: bei $V = -2$ wird $+2,5V$ zu $-5V$



Für die Dimensionierung der Widerstände gilt:

$$V = \frac{U_a}{U_e} = -\frac{R_2}{R_1} \tag{10.2}$$

Es wird einer der beiden angenommen und der andere berechnet.

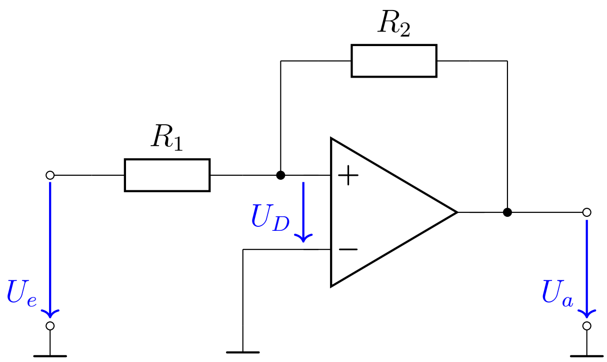
10.2 Schmitttrigger

Ein Schmitttrigger ist eine Schaltung, bei dem eine gewisse Schaltschwelle unter- bzw. überschritten werden muss, um seinen Zustand (V_{CC} oder V_{SS}) zu ändern.

10.2.1 Nicht-Invertierender Schmitttrigger

Der nicht-invertierende Schmitttrigger gibt V_{CC} bei überschreiten der oberen Schaltschwelle aus und V_{SS} bei unterschreiten der unteren Schaltschwelle.

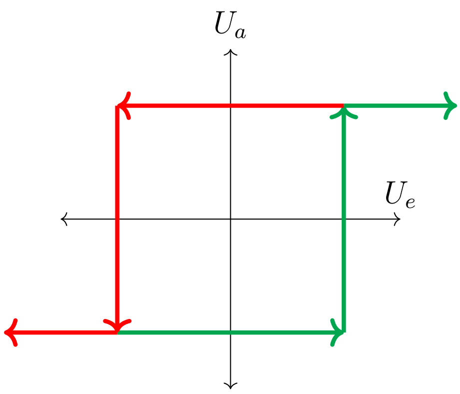
Fix schematic



Zur Dimensionierung der Widerstände gilt:

$$\frac{\Delta U_a}{\Delta U_e} = \frac{R_2}{R_1} \tag{10.3}$$

Die Hysterese des nicht-invertierendes Schmitttriggers sieht folgendermaßen aus:



Beispiel

Ein Schmitttrigger soll $2V$ bis $3V$ am Eingang, zu $0V$ bis $5V$ am Ausgang umsetzen.

$$\frac{\Delta U_a}{\Delta U_e} = \frac{5V - 0V}{3V - 2V} = \frac{5V}{1V} \tag{10.4}$$

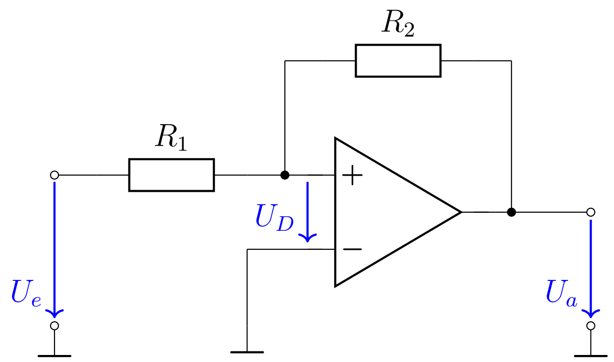
Annahme: $R_1 = 10k\Omega$

$$\frac{\Delta U_a}{\Delta U_e} = \frac{R_2}{R_1} \tag{10.5}$$

$$\Rightarrow R_2 = R_1 \cdot \frac{U_a}{U_e} \tag{10.6}$$

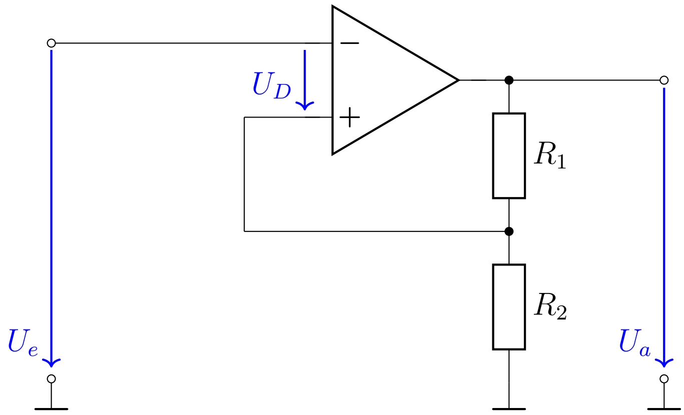
$$R_2 = 10k\Omega \cdot \frac{5V}{1V} = 50k\Omega \tag{10.7}$$

Außerdem muss der U-Minus-Eingang um die Mitte der Schaltschwellen hinaufgeschoben werden, also hier: $2V$ und $3V$ wird zu einer Mittensspannung von $2,5V$. Dies kann einfach durch einen Spannungsteiler erreicht werden.



10.2.2 Invertierender Schmitttrigger

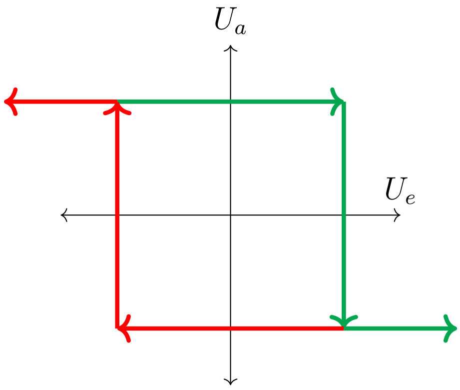
Der invertierende Schmitttrigger gibt $\underline{V_{SS}}$ bei überschreiten der oberen Schaltschwelle aus und $\underline{V_{CC}}$ bei unterschreiten der unteren Schaltschwelle.



Zur Dimensionierung der Widerstände gilt:

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \tag{10.8}$$

Die Hysterese des nicht-invertierendes Schmitttriggers sieht folgendermaßen aus:



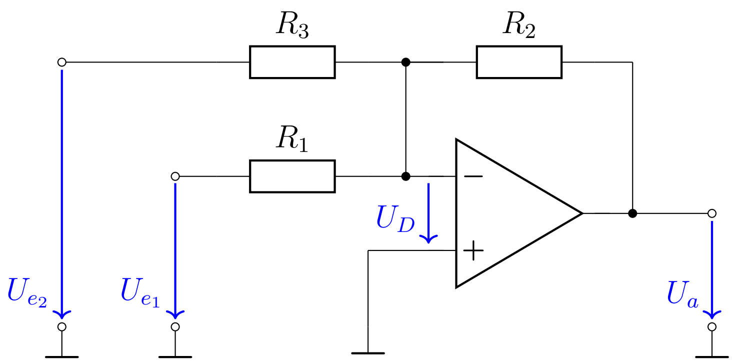
$$U_{mitte} = \frac{U_{Schwelle/Unten} + U_{Schwelle/Oben}}{2} \tag{10.9}$$

$$R_2 = R_3 \cdot \frac{U_{mitte}}{U_{Versorgung} - U_{mitte}} \tag{10.10}$$

$$R_1 = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3} \cdot \frac{U_{Schwelle/Oben} - U_{Schwelle/Oben} - V_{CC} + GND}{U_{Schwelle/Unten} - U_{Schwelle/Oben}} \tag{10.11}$$

10.3 Addierer

Ein Addierer summiert die Eingangspannungen U_{e_1} und U_{e_2} und gibt das Ergebnis mit umgekehrtem Vorzeichen aus (wenn $R_1 = R_2 = R_3$ dann gilt $U_a = -(U_{R_1} + U_{R_2})$).



Berechnung mit Teilströmen

$$I_1 = \frac{U_{e_1}}{R_1} \tag{10.12}$$

$$I_2 = \frac{U_{e_2}}{R_2} \tag{10.13}$$

$$U_{R_g} = R_g \cdot (I_1 + I_3) = R_g \cdot (\frac{U_{e_1}}{R_1} + \frac{U_{e_2}}{R_2}) \tag{10.14}$$

$$U_{R_g} = R_g \cdot (\frac{U_{e_1} \cdot R_g}{R_1} + \frac{U_{e_2} \cdot R_g}{R_2}) \tag{10.15}$$

Berechnung mit Überlagerungsprinzip

<u>U_{e_1} wirkt, $U_{e_2} = 0$:</u> $\quad U'_a = \frac{R_g}{R_1} \cdot U_{e_1}$

<u>U_{e_2} wirkt, $U_{e_2} = 1$:</u> $\quad U''_a = \frac{R_g}{R_2} \cdot U_{e_2}$

Gesamt:

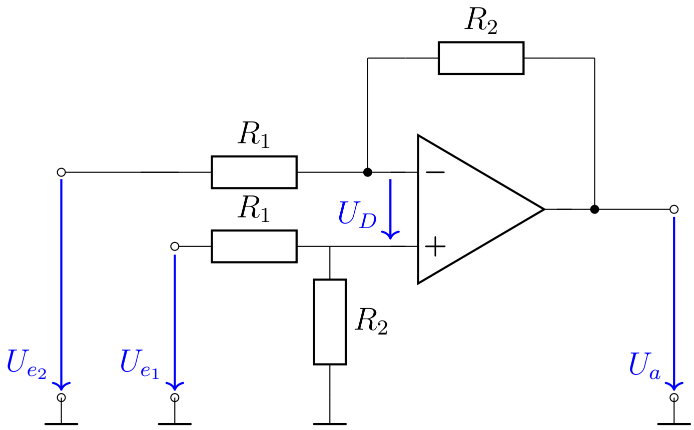
$$U_a = U'_a + U''_a \tag{10.16}$$

$$U_a = \frac{R_g}{R_1} \cdot U_{e_1} + \frac{R_g}{R_2} \cdot U_{e_2} \tag{10.17}$$

$$U_a = -(U_{e_1} \cdot \frac{R_g}{R_1} + U_{e_2} \cdot \frac{R_g}{R_2}) \tag{10.18}$$

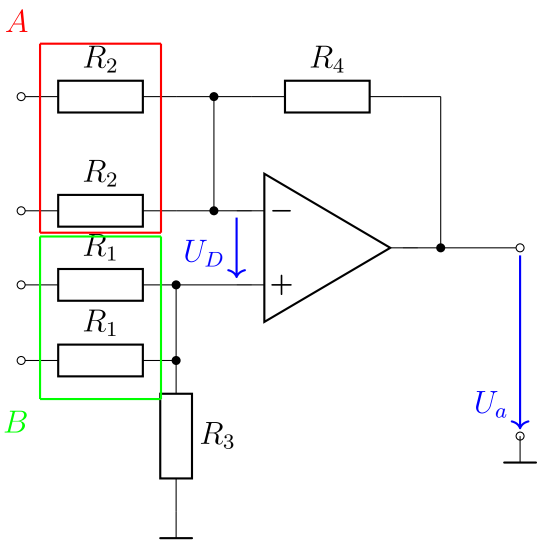
10.4 Subtrahierer

10.4.1 Typ 1



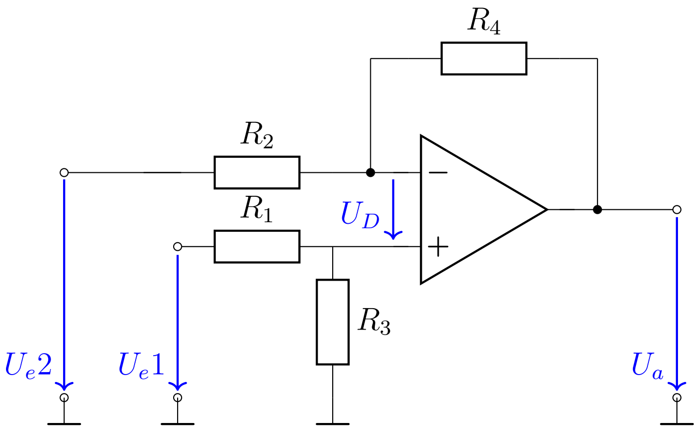
$$U_a = (U_{e_2} - U_{e_1} \cdot \frac{R_2}{R_1}) \tag{10.19}$$

10.4.2 Typ 2



$$U_a = (\sum B - \sum A) \cdot \frac{R_2}{R_1} \tag{10.20}$$

10.4.3 Typ 3



<u>Berechnung mit Überlagerungsprinzip</u>

<u>U_{e_1} wirkt, $U_{e_2} = 0$:</u>

$$U_a' = \frac{R_4 + R_2}{R_2} \cdot U_{e_1} \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_3} \tag{10.21}$$

<u>U_{e_2} wirkt, $U_{e_2} = 1$:</u>

$$U_a'' = -U_{e_2} \cdot \frac{R_4}{R_2} \tag{10.22}$$

<u>Gesamt</u>

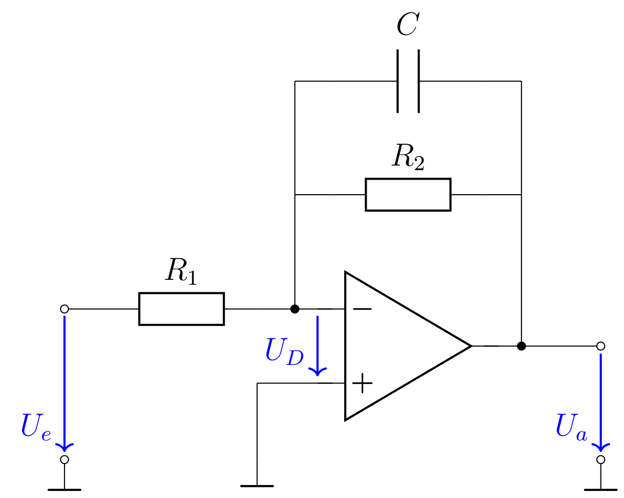
$$U_a = U_a' + U_a'' \tag{10.23}$$

$$U_a = U_{e_1} \cdot (\frac{R_4 + R_2}{R_2} \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_3}) - U_{e_2} \cdot \frac{R_4}{R_2} \tag{10.24}$$

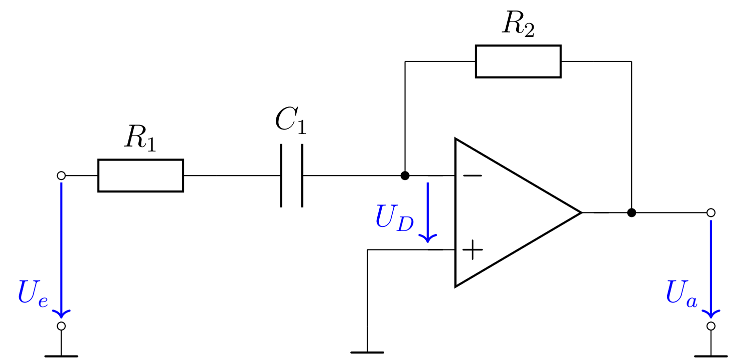
Wenn alle R gleich groß sind, gilt: $U_a = U_{e_1} - U_{e_2}$

Berechnung mit Teilspannungen

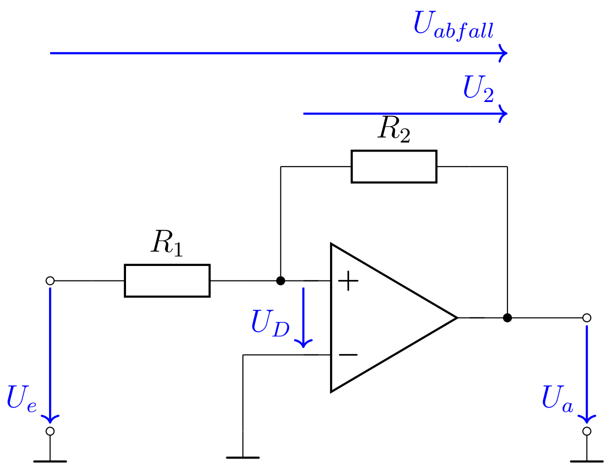
10.5 Integrator



10.6 Differentiator



10.7 Pegelwandler



Hier gilt:

$$V = -\frac{R_2}{R_1} = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_e} \tag{10.25}$$

Beispiel

Das Eingangssignal von $U_e = -1V$ bis $+1V$ soll am Ausgang zu $U_a = 0V$ bis $+5V$ gewandelt werden.

$$V = -\frac{R_2}{R_1} = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_e} \tag{10.26}$$

$$V = -\frac{5V - 0V}{1V - (-1V)} = \frac{5V}{2V} \tag{10.27}$$

$$V = -\frac{5k\Omega}{2k\Omega} \tag{10.28}$$

$$\frac{U_{R_2}}{U_e - U_a} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{10.29}$$

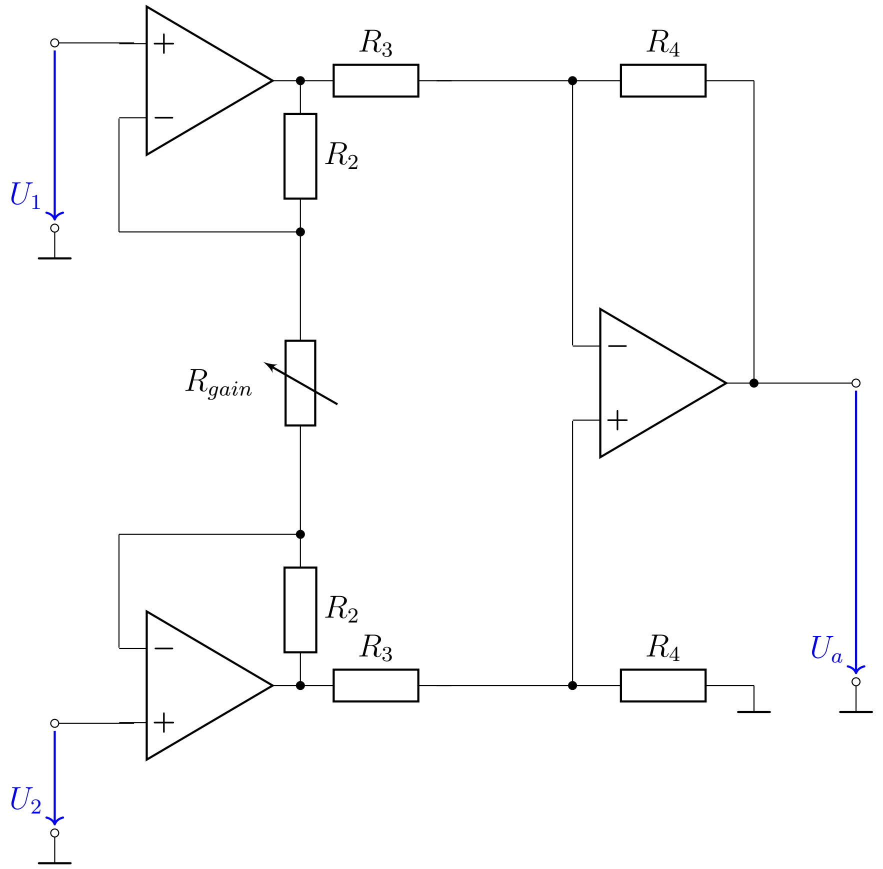
$$U_{R_2} = (U_e - U_a) - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{10.30}$$

$$U_{R_2} = (1V - 0V) - \frac{5k\Omega}{2k\Omega + 5k\Omega} \tag{10.31}$$

$$U_{R_2} \approx 0,715V \tag{10.32}$$

$$\Rightarrow U_+ = U_a + U_{R_2} = 0V + 0,714V = 0,714V \tag{10.33}$$

10.8 Instrumentation-Amplifier



11 ATMega32u4

11.1 Register beschreiben

Ein Bit in einem Register kann entweder auf `0` oder `1` gesetzt werden.
Um es auf `0` zu setzen, muss es mit `0` ge-UND-et werden und wird mit dem Zeichen `&` dargestellt.

Der Code, um das **4. Bit** (es wird bei `0` angefangen zu zählen), auf `0` zu setzen, sieht folgendermaßen aus:

```
// REGISTER = REGISTER &~ (0 << POSITION IM REGISTER)
DDRD = DDRD &~ (1 << 3);
```

Die Tilde (~) ist hier ein Negator, d.h. es ist **nicht** 1, also 0; die Pfeile sind Shiebeoperatoren, um das korrekte Bit anzusprechen.

Ähnlich ist es beim Setzen eines Bits auf `1`: Hier wird mit `1` ge-ODER-et, was mit dem Zeichen `|` gezeigt wird:

```
// REGISTER = REGISTER | (1 << POSITION IM REGISTER)
DDRD = DDRD | (1 << 3);
```

Es können jeweils **mehrere** Bits eines Registers in einer Zeile auf 1 **oder** 0 gesetzt werden. Allerdings darf in einer Zeile ein Bit nicht auf 0, während ein anderes auf 1 gesetzt werden.

- <u>Erlaubt:</u>
  `DDRD = DDRD &~ (1 << 3) &~ (1 << 3) &~ (1 << 3);`
- <u>Nicht erlaubt:</u>
  `DDRD = DDRD | (1 << 3) | (1 << 3) &~ (1 << 3);`

11.2 Takt

Der Takt des ATMega32u4 kann per Software verringert werden und wird über das `CLKPR`-Register getan. Bevor dieses beschrieben werden kann, muss `0x80` in das Register geschrieben werden.

6.11.4 CLKPR – Clock Prescaler Register

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
	CLKPCE	–	–	–	CLKPS3	CLKPS2	CLKPS1	CLKPS0	CLKPR
Read/Write	R/W	R	R	R	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	See Bit Description				

Table 6-10. Clock Prescaler Select

CLKPS3	CLKPS2	CLKPS1	CLKPS0	Clock Division Factor
0	0	0	0	1
0	0	0	1	2
0	0	1	0	4
0	0	1	1	8
0	1	0	0	16
0	1	0	1	32
0	1	1	0	64
0	1	1	1	128
1	0	0	0	256
1	0	0	1	Reserved
1	0	1	0	Reserved
1	0	1	1	Reserved
1	1	0	0	Reserved
1	1	0	1	Reserved
1	1	1	0	Reserved
1	1	1	1	Reserved

Beispiel

Der externe Takt hat 16MHz und soll auf 8MHz heruntergesetzt werden.

```
CLKPR = 0x80;
CLKPR = 0x01;
```

11.3 GPIO

Die **General-Purpose-Input-Output**-Pins (GPIO-Pins) können folgenden Status haben:

Table 10-1. Port Pin Configurations

DDxn	PORTxn	PUD (in MCUCR)	I/O	Pull-up	Comment
0	0	X	Input	No	Tri-state (Hi-Z)
0	1	0	Input	Yes	Pxn will source current if ext. pulled low
0	1	1	Input	No	Tri-state (Hi-Z)
1	0	X	Output	No	Output Low (Sink)
1	1	X	Output	No	Output High (Source)

Beispiel

Pin-D7 auf HIGH setzen.

```
DDRD = DDRD | (1 << DDD7);
PORTD = PORTD | (1 << PORTD7);
```

Wichtig: Bei der Verwendung von Hardwareeinheiten (Timer, UART, etc.) muss GPIO immer <u>zuerst</u> auf Input bzw. Output eingestellt werden.

11.4 ADC

- Single-Ended:
  Spannung von ADC-Pin zu GND wird gemessen.
- Differenziell:
  Spannung zwischen zwei ADC-Pins wird gemessen. (Siehe Kapitel **??**)
- Referenzspannung:
  Es gibt drei verschiedene Spannungsreferenzen:
  - Interne 2,56V Referenz
  - Externer `AREF`-Pin
  - Externer `AVCC`-Pin
- Auto-Trigger Mode
  Es wird periodisch gemessen, wofür die Taktquelle eingestellt werden muss. (Siehe Kapitel 11.4.2)

11.4.1 Differenziell

Wenn differenziell gemessen wird, ist das Ergebnis im Zweierkomplement dargestellt - ein Zahlensystem um negative Zahlen (in binär) darzustellen.

Beispiel

"-2_d" im Zweierkomplement

1. Zunächst wird der Binärwert des Betrags der Zahl invertiert: $2_d = 0010_b \Rightarrow 1101_b$
2. Danach wird zu diesem Wert 1_b addiert: $1101_b + 1_b = 1110_b = -2_d$

11.4.2 Auto-Trigger Mode

Die Taktquelle wird folgendermaßen eingestellt:

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
	ADHSM	ACME	MUX5	–	ADTS3	ADTS2	ADTS1	ADTS0	ADCSRB
Read/Write	R/W	R/W	R	R	R	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

Table 24-6. ADC Auto Trigger Source Selections

ADTS3	ADTS2	ADTS1	ADTS0	Trigger Source
0	0	0	0	Free Running mode
0	0	0	1	Analog Comparator
0	0	1	0	External Interrupt Request 0
0	0	1	1	Timer/Counter0 Compare Match A
0	1	0	0	Timer/Counter0 Overflow
0	1	0	1	Timer/Counter1 Compare Match B
0	1	1	0	Timer/Counter1 Overflow
0	1	1	1	Timer/Counter1 Capture Event
1	0	0	0	Timer/Counter4 Overflow
1	0	0	1	Timer/Counter4 Compare Match A
1	0	1	0	Timer/Counter4 Compare Match B
1	0	1	1	Timer/Counter4 Compare Match D

Ergebnis

Das Messergebnis des ADC befindet sich in zwei Registern: `ADCL` (ADC-Low) und `ADCH` (ADC-High).

Der Messwert kann in zwei Arten dargestellt werden:

1. <u>Linksbündig:</u>

   ADLAR = 1

Bit	15	14	13	12	11	10	9	8	
	ADC9	ADC8	ADC7	ADC6	ADC5	ADC4	ADC3	ADC2	ADCH
	ADC1	ADC0	–	–	–	–	–	–	ADCL
Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
Read/Write	R	R	R	R	R	R	R	R	
	R	R	R	R	R	R	R	R	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	
	0	0	0	0	0	0	0	0	

2. <u>Rechtsbündig:</u>

   ADLAR = 0

Bit	15	14	13	12	11	10	9	8	
	–	–	–	–	–	–	ADC9	ADC8	ADCH
	ADC7	ADC6	ADC5	ADC4	ADC3	ADC2	ADC1	ADC0	ADCL
Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
Read/Write	R	R	R	R	R	R	R	R	
	R	R	R	R	R	R	R	R	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	
	0	0	0	0	0	0	0	0	

`ADCL` muss immer vor `ADCH` ausgelesen werden; folgende Beispiele verwenden Linksbündigkeit.

11.4.3 Messdauer berechnen

Die ADC Messdauer muss eingestellt werden: kurze Messdauern führen zu ungenaueren Erbenissen, bei zu langen kann die Dauer zwischen Abtastpunkten zu groß werden. Generell sollte die Messfrequenz des ATMega32u4 zwischen $50kHz$ und $200kHz$ sein (wenn die Messgeschwindigkeit realisierbar ist.)

ADC Control and Status Register A – ADCSRA

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
	ADEN	ADSC	ADATE	ADIF	ADIE	ADPS2	ADPS1	ADPS0	ADCSRA
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

Table 24-5. ADC Prescaler Selections

ADPS2	ADPS1	ADPS0	Division Factor
0	0	0	2
0	0	1	2
0	1	0	4
0	1	1	8
1	0	0	16
1	0	1	32
1	1	0	64
1	1	1	128

Der Wert des obigen Diagramms muss in die gemessene Spannung umgerechnet werden.

- Single-Ended:

$$V_{IN} = \frac{ADC \cdot V_{REF}}{1023} \tag{11.1}$$

- Differenziell:

$$V_{POS} - V_{NEG} = \frac{ADC \cdot V_{REF}}{GAIN \cdot 512} \tag{11.2}$$

Single-Ended

Der entsprechende Code um die gemessene Spannung zurückzubekommen:

```
// SETUP:
DDRF = DDRF &~ (1 << DDF0); // PF0-Input
ADMUX = ADMUX | (1 << ADLAR) | (1 << REFS0); // Left adjust ADC result; Voltage reference

// Uncomment for Auto trigger mode;
// ADCSRA = ADCSRA | (1 << ADATE);
// ADCSRB = ADCSRB | (1 << ADTS1) | (1 << ADTS0); // Auto trigger mode Taktquelle (Timer0)

// Enable Interrupt
// Enable ADC
// Prescaler = 64: ADC_f = 8M/64
ADCSRA = ADCSRA | (1 << ADEN) | (1 << ADSC) | (1 << ADPS2) | (1 << ADPS1);
DIDR0 = DIDR0 | (1 << ADC0D); // Disable digital function of PF0

// READ:
adcRead() {
    uint16_t adc_value;
    float out;
    unsigned char adcl, adch;

    // Start conversation
    // Put in comment in auto trigger mode
    ADCSRA = ADCSRA | (1 << ADSC);

    // Wait for ADC to finish
    while(ADCSRA & (1 << ADSC)) {}

    adcl = ADCL;
    adch = ADCH;
    adc_value = (adcl >> 6) + (adch << 2);
```

```
    out = (float)((adc_value * 5) / 1023.0);
    return out;
}
```

No return type?

Differenziell

Auch hier der Code, um die Spannung returniert zu bekommen:

```
// SETUP:
DDRF = DDRF &~ (1 << DDF0) &~ (1 << DDF1); // PF0-Input
ADMUX = ADMUX | (1 << ADLAR) | (1 << REFS0); // Left adjust ADC result; Voltage reference
ADMUX = ADMUX | (1 << MUX4); // PINS(P:ADC0; N: ADC1); GAIN: 1

// Uncomment for auto trigger mode
// ADCSRA = ADCSRA | (1 << ADATE);
// ADCSRB = ADCSRB | (1 << ADTS1) | (1 << ADTS0); // Auto trigger mode Taktquelle (Timer0)

// Enable interrupt enable
// Enable ADC
// Prescaler = 64: ADC_f = 8M/64
ADCSRA = ADCSRA | (1 << ADEN) | (1 << ADSC) | (1 << ADPS2) | (1 << ADPS1);

// READ:
adcRead() {
    uint16_t adc_value;
    float out;
    unsigned char adcl, adch;

    // Start conversation
    // Put in comment in auto trigger mode
    ADCSRA = ADCSRA | (1 << ADSC);

    // Wait for ADC to finish
    while(ADCSRA & (1 << ADSC)) {}
```

```
    adcl = ADCL;
    adch = ADCH;
    adc_value = (adcl >> 6) + (adch << 2);
    out = (float)((adc_value * 5) / (1.0 * 1023.0));
    return out;
}
```

11.5 Sleep Mode

Idle Mode

Der CPU- und Flash-Clock wird gestoppt, alle anderen Clocks laufen weiter. Jedoch funktionieren Peripherien, wie: Timer, USB, SPI, USART, ADC, Analog-Komperator, I2C Watchdog, Interrupts.
Der Mikrocontroller kann durch interne und externe Interrupts - z.B. Timer-Overflow, USART, Transmition-Complete, etc. - aufgeweckt werden.

ADC Noise Reduction Mode

Dieser Modus ist dafür da, um die Genauigkeit der ADC-Messungen zu erhöhen. Wenn der ADC aktiviert ist, und dieser Noise Reduction Mode ebenso, startet automatisch eine ADC-Messung.
Alles bis auf ADC, externe Interrupts, I2C-Address-Matching und den Watchdog-Timer wird abgeschaltet.

Der Mikrocontroller kann durch die Vollendung der ADC-MEssung, Reset, Watchdog-Timer, Brownout-Reset, I2C-Interrupt, SPM/EEPROM-Interrupt und externe Interrupts - an den Pins `INT3:0`, `INT6` - oder Pin-Change-Interrupts aufgeweckt werden.

Power-Down/-Save Mode

Der externe Clock wird deaktiviert, wodurch asynchrone Peripherien - externe Interrupts, I2C-Interrupt, Watchdog - weiterarbeiten.

Der Controller kann durch Reset, Watchdog, Brownout-Reset, I2C-Address-Match und externe Interrupts (an den Pins `INT3:0`, `INT6`) Pin-Change-Interrupts aufgeweckt werden.

Merke, dass dieser Modus mehr Zeit benötigt, um wieder aufzuwachen.

(Extended) Standby Mode

Dieser Modues ist im Endeffekt gleich wie der Power-Down Mode, nur hier ist der verwendete Oszillator nicht gestoppt wird; dadurch erwacht der Mikrocontroller schneller.

Register

Um die Sleep-Modi zu aktivieren, muss die `avr/sleep.h`-Library inkludiert werden. Zunächst muss eingestellt werden, wie der Controller aufgeweckt wird. Eine einfache Methode dafür ist der Watchdog-Timer, der, sobald er aktiviert wurde, immer im Hintergrund läuft. Um die Bits `WDE` oder `WDPx` des Watchdog-Registers `WDTCSR` verändern zu können, muss gleichzeitig auch das `WDCE`-Bit gesetzt werden.
(Dieses Bit wird automatisch zurückgesetzt.)

Mit dem `WDIE`-Bit des `WDTCSR`-Registers, wird der Interrupt, welcher den Mikrocontroller aufweckt, aktiviert.

Mit den Bits `WDP0` bis `WDP3` wird die Sleep-Zeit eingestellt.

Mit der Funktion `set_sleep_mode(MODE);` wird der Sleep-Mode eingestellt. Folgendes kann für `MODE` eingesetzt werden:

- `SLEEP_MODE_IDLE`
- `SLEEP_MODE_PWR_DOWN`
- `SLEEP_MODE_PWR_SAVE`
- `SLEEP_MODE_ADC`
- `SLEEP_MODE_STANDBY`

- SLEEP_MODE_EXT_STANDBY

Mit der Funktion `sleep_mode();` wird der Sleep-Mode aktiviert.

Beispiel

```
#include <avr/io.h>
#include <util/delay.h>
#include <avr/interrupt.h>
#include <avr/sleep.h>

int main(void) {
   DDRB = 255;

   WDTCSR = 0b01010100;
   WDTCSR = 0b01010100; // Sicherheitshalber 2-mal schreiben

   // Global ISR (Interrupt Service Routine) aktivieren
   sei();

   set_sleep_mode(SLEEP_MODE_PWR_DOWN); // Sleep-Mode setzen

   while(1) {
      PORB ^= PORTB;
       sleep_mode();
   }
}
```

11.6 Power Saving

11.6.1 Peripherien

Mit Hilfe der Power-Reduction-Register `PRR0` und `PRR1` kann der Clock zu einzelnen Peripherien ausgeschaltet werden. Diese werden "eingefroren"; sobald sie wieder aktiviert werden, arbeiten sie dort weiter, wo sie aufgehört haben.

Merke, dass einige der Bit-Namen des `PRR1`-Registers nicht richtig hinterlegt sind und deswegen Compilefehler auftauchen können.

11.6.2 Pins

Weiterhin sollten alle nicht verwendeten Pins auf Input-mit-Pullup geschalten werden, d.h. im Programm:

```
DDRx = 0;
PORTx = 255;
```

Weil diese Pins jetzt keine Outputs mehr sind, geht kein Strom "verloren". Sie als Input-Pullup zu definieren, verhindert, dass die CMOS-Eingänge ununterbrochen schalten (das auch zu Verlusten führen würde).

11.7 Externe Interrupts

Externe Interrupts lösen eine Funktion aus, wenn eine Zustandsänderung an einem Pin eintritt. Dieser Pin muss zuvor richtig als Eingang definiert werden. Außerdem müssen Interrupts global mittels `sei();` aktiviert sein.

und Aus-gang?

Es gibt zwei verschiedene Arten von externen Interrupts:

1. "Normale" Interrupts
   Hier wird ein Pin einzel betrachtet; mit dem `EICRA`- bzw. `EICRB`-Regsiter wird die Flanke, auf die geachtet werden soll, eingestellt.

11.1.1 External Interrupt Control Register A – EICRA

The External Interrupt Control Register A contains control bits for interrupt sense control.

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
	ISC31	ISC30	ISC21	ISC20	ISC11	ISC10	ISC01	ISC00	EICRA
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

ISCn1	ISCn0	Description
0	0	The low level of INTn generates an interrupt request.
0	1	Any edge of INTn generates asynchronously an interrupt request.
1	0	The falling edge of INTn generates asynchronously an interrupt request.
1	1	The rising edge of INTn generates asynchronously an interrupt request.

Note: 1. n = 3, 2, 1, or 0.
When changing the ISCn1/ISCn0 bits, the interrupt must be disabled by clearing its Interrupt Enable bit in the EIMSK Register. Otherwise an interrupt can occur when the bits are changed.

Mit dem `EIMSK`-Register werden die einzelnen Pin-Interrupts freigegeben.

11.1.3 External Interrupt Mask Register – EIMSK

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
	-	INT6	-	-	INT3	INT2	INT1	IINT0	EIMSK
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

2. Pin-Change Interrupts
   Alle Pins des `B`-Registers können einen gemeinsamen Interrupt auslösen - egal auf welchem Pin die Zustandsänderung auftritt, es wird derselbe Interrupt ausgelöst.
   Die Flanke, auf die geachtet wird, kann nicht eingestellt werden; es wird auf eine beliebige Flankenänderung gewartet.

Mit dem `PCICR`-Register wird der Pin-Change Interrupt aktiviert.

11.1.5 Pin Change Interrupt Control Register - PCICR

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
			–	–	–	–	–	PCIE0	PCICR
Read/Write	R	R	R	R	R	R	R	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

11.1.7 Pin Change Mask Register 0 – PCMSK0

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
	PCINT7	PCINT6	PCINT5	PCINT4	PCINT3	PCINT2	PCINT1	PCINT0	PCMSK0
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

12 Simulation

12.1 Altium

Es muss beachtet werden, dass nicht alle BAuteile simmuliert werden können, sondern nur die der "Simulation Generic Components" Library.

Außerdem ist es besonders wichtig, dass bei **OPV-Schaltungen** die einen **Verstärker** implementieren, der **OPV** benutzt werden muss.
Bei Schaltungen die den OPV als **Schmitttrigger** (oder etwas Ähnliches) verwenden, muss der Komperator verwendet werden.

12.1.1 Quellen

Ab AltiumDesigner21 sind alle Quellen gleich; unter `Simulate` → `Sources` können Quellen platziert werden:

12.1.2 Probes

Es können unter `Simulate` → `Place Probes` Probes platziert werden, mit denen Spannungen und Ströme gemessen werden können. In AD17 war bzw. ist dies mit Netlabels möglich.

12.1.3 Simulation

Unter `Simulate` → `Simulation Dashboard` kann die Simulation eingestellt und gestartet werden.
Zunächst wird die Schaltung verifiziert; um die Verifikation zu aktualisieren, muss im

Drop-Down-Menü ein anderes Dokument ausgewählt werden und dann zurückgewechselt werden.

Danach werden die Quellen und Probes ausgewählt: Mit einem Häkchen können diese entsprechend deaktiviert werden. Mit dem gefärbten Kästchen kann die Farbe der Probe im Plot verändert werden.

Als Nächstes wird die Simulation eingestellt, wobei `Transient` und `AC-Sweep` besonders wichtig sind:

- Transient-Analyse
  Bei der Transienten-Analyse wird die Schaltung in einem bestimmen Zeitbereich simuliert. Dieser kan sowohl in Zeit, als auch in Perioden angegeben werden (wobei diese nur bei Quellen mit periodischen Signalen funktioniert). Die zuvor ausgewählten Probes werden automatisch in einem Plot angezeigt. Mit dem "`+ Add`"-Knopf können weiter Plots bzw. Signale hinzugefügt werden (siehe). Add Reference
  Mit dem Häkchen "`Use Initial Conditions`" können Anfangsspannungen festgelegt werden, welche in der Schematik über `Simulate` → `Place Initial Condition` platziert werden.
  In den Einstellungen der `Initial Condition` (erreichbar via Doppelklick) kann unter `Parameters` die Spannung eingestellt werden.

- AC-Sweep
  Beim AC-Sweep wird die Frequenz der angegebenen Quellen in einem festgelegten Bereich "gesweeped", d.h. vom Minimum zum Maximum schrittweise durchgerechnet. Die Frequenz kann in Dekaden (logarithmisch), Okataven oder Linear angegeben werden.

Mit dem "`+ Add`"-Knopf können zusätzliche Outputs hinzugefügt werden, wodurch ein neues Feld erscheint. In diesem kann über den Drei-Punkte-Knopf der Output konfiguriert werden.

In `Waveforms` stehen alle möglichen Signale, welche in der Schaltung vorkommen (Probes, Netlabels, Widerstandsspannungen, etc.) Probes erhalten den Namen folgendermaßen: `v("Net", Bauteil, "_", Probe Nummer).` Eine

Probe mit der Nummer `1`, an einem Widerstand, würde dementsprechend `v(NetR1_1)` heißen.

In `Functions` stehen alle möglichen Operationen wie Addition, Umrechnen in dB oder Berechnung der Phase. In Expression-X/Y steht was wirklich angezeigt werden soll.
Beachte dass es das Expression-X-Feld in AD21 nicht gibt.

Beispiel

Bodediagramm eines Tiefpasses.

- Übertragungsfunktion: Expression-Y: `db(v(NetC1_2/v(NetR1_1)))`
- Phasengang: Expression-Y: `PHASE(v(NetC1_2))`

`Net1` ist der Eingang des Tiefpasses, `Net2` der Ausgang.

Simulation Dashboard Simulation Output

Sollte eine Achse fehlen: doppelklicken auf die Achse und unter "Label" die gewünschte Einheit eintragen.

Die entsprechende Schematik des Beispiels:

12.2 MicroCap

12.2.1 Komponentenauswahl

Figure 12.1: Komponentenauswahl

Komponenten suchen

$\rightarrow$ Components $\rightarrow$ Find Component oder:
in linkem Fenster $\rightarrow$ Search

Figure 12.2: Komponenten suchen

12.2.2 Bauteile verbinden

$\rightarrow$ Wire Mode $\rightarrow$ linke Maustaste gedrückt halten um Verbindungen zu ziehen

Figure 12.3: Bauteile verbinden

12.2.3 Bauteile konfigurieren

jedes Bauteil muss individuell konfiguriert werden $\rightarrow$ auf Syntax achten wenn unklar mit "Plot" können Diagramme angezeigt werden (z.Bsp. bei Pulse Source das eingestellte Signal im Zeitbereich, beim Kondensator die Impedanz im Vergleich zur Frequenz, ...)

Werte

Microcap unterscheidet nicht zwischen Groß-und Kleinschreibung! $\rightarrow$ 1M = 1m = 1 milli

- Mega $\rightarrow$ meg
- Kilo $\rightarrow$ k
- Milli $\rightarrow$ m
- µ $\rightarrow$ u
- Nano $\rightarrow$ n

Sinussignal

- MODEL: GENERAL
- A: Amplitude[V]
- F: Frequenz[Hz]

Rechtecksignal

- MODEL: SQUARE
- VONE: "HIGH"
- VZERO: "LOW"
- Px: $\rightarrow$ Abb. 12.4
- Überprüfen: Plot

Figure 12.4: Konfiguration Rechtecksignal

OPV

Schmitt-Trigger

Für einen Schmitt-Trigger mit unsymmetrischer Versorgung (0V, 5V), der ungefähr zwischen 0V und 4,5V hin-und herschaltet (vorausgesetzt er wurde richtig beschalten ;P), müssen folgende Einstellungen verwendet werden. (siehe Abb.)

- MODEL: $GENERIC
- VNS: 0.6
- VSS: 5
- VEE: 0
- VPS: 4

Figure 12.5: Einstellungen für Schmitt-trigger

Power Supplies

Platziert man einen OPV, werden manchmal von Microcap automatisch Labels hinzugefügt, die den OPV mit 15V und -15V versorgen.
Diese Labels kann man löschen und durch eine andere Versorgung ersetzen (siehe Fixed Analog) oder man verändert die Werte unter Power Supplies:

Figure 12.6: Power Supplies

Transformator

- VALUE: Primärspule, Sekundärspule, Kopplungsfaktor
  z.Bsp: VALUE = 120u, 1m, 0.1
- der Pin "Plus/Minus output" ist die Primärspule und der Pin "Plus/Minus Input" ist die Sekundärspule.

12.2.4 Fixed Analog - Spannungsversorgung

Dieses Bauteil liefert eine fixe Gleichspannung.
Dadurch kann man sich mehrere Verbindungen, die beispielsweise bei einer Spannungsquelle nötig wären, ersparen.
(Findet man indem man danach sucht (siehe *Komponenten suchen*))

12.2.5 Simulationspunkte

$\rightarrow$ Text Mode $\rightarrow$ Text platzieren und passenden Namen geben (z. Bsp: U...) $\rightarrow$ mit Leitung verbinden (erkennt man am roten Punkt)

Figure 12.7: Text Mode

12.2.6 Simulation

Zeitbereich

Analysis → Transient

- Maximum Run Time: bis zu diesem Zeitpunkt wird simuliert
- Output Start Time (tstart): Zeitpunkt, an der die Simulation beginnt
- Maximum Time Step: → 0
- Number of Points: Bestimmt die Anzahl der simulierten Punkte → je höher, desto länger dauert die Simulation
- Temperature: Temperatur

Figure 12.8: Transientenanalyse - Einstellungen der Graphen und Achsen

Abb. 12.8 von links nach rechts:

- - Grün: Graph wird angezeigt
  - Gelb: Graph wird simuliert, aber nicht angezeigt
  - Rot: Graph wird weder simuliert noch angezeigt
- - Grün: X-Achse linear skaliert
  - Blau: X-Achse logarithmisch skaliert
- - Grün: Y-Achse linear skaliert
  - Blau: Y-Achse logarithmisch skaliert
- Farbenauswahl für die Graphen
- Page: Auf welcher Seite der Graph ist (1, 2, ...)
- P: In welchem Diagramm der Graph ist (1, 2, ...)
- X Expression: T → Zeit

- Y Expression:
  - v(Simulationspunkt) - Spannung (z. Bsp. v(Uin))
  - I(...) - Strom (z. Bsp. I(C1))
  - normale Rechenoperationen können verwendet werden (z.Bsp. v(Uin)-v(Uout))
- X-Range: Der Bereich der x-Achse, wobei Auto die einfachste Variante ist; TMAX ist die Maximalzeit. Ansonsten können hier auch - mit Beistrichen getrennt - der Endwert, Startwert und der Unterteilungsabstand festgelegt werden.
- Y-Range: gleiche Einstellung wie bei X-Range

Bodediagramm

- Frequency Range: letzter simulierter Frequenzpunkt, erster simulierter Frequenzpunkt (z. Bsp: 1meg, 10k)
- X-Achsen: logarithmisch skalieren
- X-Expression: F $\rightarrow$ Frequenz
- Y-Expression:
  - Betrag: z. Bsp. dB(v(Uout))
  - Phase: z. Bsp. ph(v(Uout))

Figure 12.9: AC-Analyse $\rightarrow$ Bodediagramm